République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique





Université de Médéa

Département de Génie Electrique et d'informatique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de

Master

en

Spécialité : **Electrotechnique**

Option: **Commande et Electronique Industrielle**

THÈME

Commande d'un Filtre Actif parallèle

Présenté Par :

HAMRAOUI Farid

MEKATI Abdelaziz

Proposé et Dirigé par :

TLEMÇANI Abdelhalim

MORSLI Abdelkader

Promotion : 2011/2012

DEDICACES

A *qui puis je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers Parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, L'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, jeune serais pas ce que je suis aujourd'hui.*

Je dédie ce travail également:

A toute la famille MEKATI.

A mes amis.

A tous ceux dont les noms m'ont échappé.

Abdelaziz

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- *Mes très chers parents.*
- *Mes frères et sœurs.*
- *A tous les membres de ma famille qui m'ont aidé et m'en courage afin que je réalise ce projet*
- *Également à mon promoteur M.MORSLI qui m'en appris tous les savoirs durant tout mon cursus d'études*
- *à mes amies Hafidh, djmaa, Riadh, Ammour, nabil, youcef, Fethi Mohamed, et tout que je connu.*

farid

Remerciements

Nous remerciement :

En premier lieu ALLAH qui a donné la volonté et le courage afin d'arriver à ce modeste travail.

Puis, ma mère, mon père, mon frère Fateh ainsi que tous les membres de ma famille pour leur soutien financier et moral durant tout mon cursus estudiantin.

Ensuite, mes promoteurs : Mr. A. MORSLI et Mr. A. TLEMCANI pour l'aide et le soutien qui 'ils m'ont offert le long de notre étude de ce projet.

Enfin, tous ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin pour réaliser ce modeste travail.

SOMMAIRE

Introduction générale……1

CHAPITRE I : Pollution harmonique des réseaux électriques et solutions

I.1 Introduction……..3
I.2 Caractéristiques de perturbations électriques……..3
I.3 Perturbation harmonique en courant et en tension……...3
I.3.1 Origine des harmoniques…….....3
I.3.2 Conséquence des harmoniques…….4
I.3.3 Les normes imposent sur le THD…….5
I.4 Solutions possibles……..7
I.4.1 Filtres passifs……...7
I.4.2 Filtre résonant……...8
I.4.3 Filtre amorti…….....8
I.4.4 Filtre Actif……...9
I.4.4.1 Le filtre actif parallèle……...9
I.4.4.2 Le filtre actif série…….....9
I.4.5 Structure hybride……...10
I.4.5.1 Combinaison de filtres actifs parallèles et séries……..10
I.4.5.2 Combinaison de filtres actifs séries et de filtres passifs parallèles……...11
I.4.5.3 Combinaison de filtres parallèles actifs et passifs……...11
I.4.5.4 Combinaison d'un filtre actif en série avec des filtres passifs parallèle.....12
I.5 Etat de l'art de filtre actif parallèle……13
I.6 Applications des filtres actifs parallèles……14
I.7 Classification de filtre actif parallèle……15
I.7.1 Filtre actif monophasé…….....15
I.7.2 Filtre actif avec neutre raccordé…….15
I.8 modélisation de l'onduleur à deux niveaux ……...16
I.8.1 structure générale de l'onduleur……..16

I.8.2 Expression des tensions de sortie……17
I.9 Commande de l'onduleur d'un filtre actif parallèle……...18
I.9.1 Commande par hystérésis……18
I.9.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion…….....19
I.9.3 MLI à échantillonnage périodique……...19
I.9.4 MLI à porteuse triangulaire……20
I.10 Les avantages et les inconvénients des filtres actifs parallèles…… 20
I.11 Conclusion……...21

CHAPITRE II : Méthodes de commande d'un filtre actif parallèle

II–1 Introduction……23
II.2 Méthode de Puissances instantanées active et réactive……...23
II.2.1 Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion……26
II.2.2 Facteur de puissance……..27
II.2.3 Taux de Distorsion d'Harmonique (THD)……..28
II-3 Commande par régulateur PI……28
II.3.1 Structure de la boucle de régulation……...……...29
II. 3. 2. Méthode de régulation par PI……..30
II-4 Commande par Logique floue……30
II.4.1 Introduction……...30
II.4.2 Principe fondamental de la logique floue……...30
II.4.3 Bases générales de la logique floue…….....32
II.4.4 Définition d'une variable linguistique par des fonctions d'appartenance……...32
II.4.4.1 Fonction d'appartenance……32
II.4.5 Réglage par logique floue……32
II.4.5.1 Structure d'un réglage par logique floue……33
II.4.6 Structure et configuration interne d'un régulateur par logique floue…….…….34
II.4.6.1 Interface de Fuzzification…….…….……...34
II.4.6.2 Base de connaissance…….……....35
II.4.6.3 Le moteur d'inference……35
II.4.6.4 La défuzzification……..38
II.4.7 Diffèrents types de régulateur flou……..…….39
II.4.7.1Régulateur de type Mamdani……...39
II.4.7.2 Régulateur de type Sugeno…….....39

II.5 Conclusion…… ..40

CHAPITRE III: Résultats de simulation et comparaison

III.1. Introduction…..41

III.2. Caractéristique de courant de source avant le filtrage……42

III.3.Résultats de simulation de filtre actif parallèle contrôlé par l'algorithme P-Q……...43

III.3.1.Courant de source après le filtrage sans l'insertion L_f…….…..43

III.3.2.Courant de source après le filtrage avec l'insertion L_f…….. ……46

III.4. Résultats de simulation de filtre actif parallèle contrôlé par Régulateur PI……..48

III.4.1 Paramètre de simulation……..48

III.4.2 Résultats de simulation sans L'insertion L_f……48

III.4.3 Résultats de simulation avec L'insertion L_f……...50

III.5 Résultats de simulation de filtre actif parallèle contrôlé par Régulateur Floue……...52

III.5.1 Paramètre de simulation……...52

III.5.2.Résultats de simulation sans l'insertion l'inductance de correction L_f ……...53

III.5.3. Résultats de simulation avec L'insertion e l'inductance de correction L_f …… 54

III.6. Comparaison Le THD avec les méthodes de commande……...56

III. 7. Conclusion……57

Conclusion générale …… ……..58

LISTE DE FIGURES

Fig. I. 1-Schéma bloc monophasé de plusieurs filtres passifs connectés en parallèle sur un réseau pollué…….. 7

Fig. I. 2 -Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques……..8

Fig. I. 3 - Structure du filtre amorti……..8

Fig. I. 4 - schéma bloc d'un filtre actif parallèle……..9

Fig. I. 5 -Schéma bloc d'un filtre actif série……..10

Fig. I. 6 - Combinaison de filtres actifs parallèles et séries……...10

Fig. I. 7 - Combinaison de filtres actifs séries et de filtres passifs parallèles……11

Fig. I. 8 -Combinaison de filtres parallèles actifs et passifs ……12

Fig. I. 9 - Combinaison d'un filtre actif en série avec des filtres passifs parallèles……..12

Fig. I. 10 - Filtre actif basé sur un onduleur de tension (a) et un commutateur de courant (b)……16

Fig. I.11-Onduleur de tension deux niveaux……16

Fig. I. 12 - Principe de commande par hystérésis……..18

Fig. I. 13 - Principe de commande par MLI……..19

Fig. I. 14 - Modulateur MLI à échantillonnage périodique……...19

Fig. I. 15- Modulateur MLI à porteuse triangulaire……..20

Fig.II. 1-Schéma de principe du filtre utilisé pour l'extraction des composantes alternatives de p et q……...26

Fig. II. 2 - Représentation vectorielle de la puissance apparente……..27

Fig. II. 3 -Algorithme "p-q" d'extraction des courants harmoniques…… 28

Fig. II. 4 - Schéma de la régulation des courants du FAP……29

Fig. II. 5 - Classification selon la logique classique……..31

Fig. II. 6 - Classification selon la logique floue……32

Fig. II. 7 - Structure d'un régulateur par logique floue……..33

Fig.II.8-Structure de base d'un Régulateur flou …… ……..……34

Fig. II. 9 - Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles……36

Fig.III.1-Allure isa avant filtrage actif……...42

Fig. III.2 Spectre harmonique de *isa*……..42

Fig. III.3. Courant i_{sa} déphasé de la tension $v_{sa.}$.....43

Fig.III.4.Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par PQ sans insertion L_f……43

Fig.III.5. Spectre harmonique d'isa après filtrage actif contrôlé par PQ sans insertion L_f.....44

Fig.III.6.Courant isa déphasé de la tension vsa……45

Fig.III.7.Courant généré par le filtre actif *iha*et sa référence *iha**……..45

Fig.III.8.Courants de charge non-linéaire *ica*, de source *isa*et de filtre iha……46

Fig.III.9.Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par PQ avec insertion Lf……...46

Fig.III.10. Spectre harmonique de isa après filtrage actif contrôlé par P-Q avec insertion L_f……47
Fig.III.11.Courant généré par le filtre actif *iha*et sa référence *iha**……47
Fig.III.12. Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa}……48
Fig.III.13.Allure de isa après filtrage actif par regulateur PI sans l'insertion Lf……...49
Fig.III.14. Spectre harmonique de *isa*avec régulateur PI et sans L_f……49
Fig.III.15. Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence ……...50
Fig.III.16. Allure d'isa après filtrage actif contrôlé par PQ avec insertion L_f……...50
Fig.III.17. Spectre harmonique d'isa avec régulateur PI et avec L_f……...51
Fig.III.18. Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence ……...51
Fig.III.19. Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} avec l'insertion de L_f……..52
Fig.III.20. Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par floue sans l'insertion L_f……53
Fig.III.21. Spectre harmonique de *isa* avec régulateur floue et sans L_f……53
Fig.III.22. Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence…… ……...54
Fig.III.23. Amélioration du courant *isa* après correction floue et insertion de *LF*……54
Fig.III.24. Spectre harmonique de *isa* après correction floue et insertion de *LF*……..55
Fig.III.25. courant généré par filtre actif, sa référence et son erreur.……...55
Fig.III.26. Correction du facteur de puissance par le filtre actif flou……56

Résumé

La large utilisation de charges non linéaires, telles que des redresseurs à diodes ou thyristors, des alimentations à découpage, etc…, a pour résultat de déformer le courant dans les réseaux de distribution. En effet, ces charges non linéaires génèrent des harmoniques de courant et consomment de la puissance réactive.

Pour cette raison, des standards de restrictions d'harmoniques ont été recommandés pour limiter les harmoniques de courant injectés dans le réseau par des charges non linéaires. Les filtres passifs tels que les filtres LC, souvent appelés filtres piégeurs d'harmoniques, ont été utilisés pour éliminer les harmoniques de courants et améliorer le facteur de puissance. Ces solutions sont très simples, à bas prix, et de grandes efficacités, mais ne fonctionnent plus lorsque les caractéristiques de la charge évoluent.

C'est pourquoi la solution des filtres actifs de puissance s'est largement développée cette dernière décennie. Ils compensent, en temps réel, les perturbations dues à une charge nonLinéaire. Néanmoins, la commande des filtres actifs est délicate. On va s'intéresser à la commande d'un filtre actif parallèle en utilisant la méthode classique dite l'algorithme P-Q, Régulateur PI et la méthode moderne dite régulateur floue.

Abstract

The wide use of nonlinear loads, such as diode or thyristor front-end rectifiers, switching Power supplies, etc…, has the result of disturbing the current in the grid. Indeed, thesenonlinear loads cause the injection of current harmonics and consume reactive power.

For this reason, harmonic restriction standards have been recommended to limit the current harmonics injected into the main by nonlinear loads.

Passive LC filters, often called harmonic trap filter, have traditionally been used to remove current harmonics and improve the power factor. These solutions are very simple, low cost and very high efficiency, but don't work when the load characteristics change.

That is why the solution of active power filter has been widely developed this last decade. They compensate, in real-time, the disturbances due to a nonlinear load. However, the control of active filter is difficult. We are going to study the command of a shunt active power filter by using the methods P-Q algorithm, PI controller and fuzzy controller.

Introduction Générale

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus des problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,…etc.), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,… etc.) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,… etc.) [1].

La distorsion harmonique est générée par les charges non linéaires connectées au réseau et qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces harmoniques de courant vont à leur tour générer des tensions harmoniques aux différents points de connexion au réseau. Pour les autres équipements électriques connectés en ces points, cette pollution harmonique a des effets nocifs. Parmi ces effets, on peut notamment citer la déformation de la tension réseau au point de raccordement alors que le distributeur d'énergie est tenu de fournir une tension propre. Cette pollution peut également conduire à l'échauffement des câbles et des équipements électriques ou bien encore à l'arrêt soudain de machines tournantes, voire la destruction totale de tous ces équipements.

Pour diminuer ou supprimer ces perturbations et ainsi améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent, Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les compensateurs actifs parallèle, série et combinaison parallèle-série actifs (aussi appelés UPQC).

Le compensateur actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le compensateur série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et déséquilibrées, et les creux de tension. L'UPQC correspond à une solution universelle de compensation pour un, plusieurs ou tous les types de perturbation de courant et de tension que l'on observe sur le réseau.

Progressivement, et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbation sur les réseaux électriques, des normes de qualité électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Face à ces nouvelles réglementations mais aussi face à la demande de plus en plus spécifique des utilisateurs d'énergie électrique, les compensateurs actifs doivent s'adapter en rendant plus complexe leurs structures et leurs méthodes de régulation. D'autant plus que ces

solutions doivent se soumettre aux limites physiques et technologiques inhérentes aux dispositifs de filtrage actif.

Le travail présenté dans ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Les origines de cette pollution harmonique, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées. Ensuite, les différentes solutions de filtrage possibles sont présentés : filtrage passif, actif et hybride, on se focalisera ensuite sur le filtrage actif parallèle, état da l'art, stratégie de commande de l'onduleur de ce filtre, et enfin les avantages et les inconvénients.

Dans le second chapitre de ce mémoire, nous traiterons le problème des perturbations en courant et leur compensation à partir d'une structure de filtre actif parallèle. On étudiera les méthodes de commande de filtre actif parallèle, nous ferrons la méthode de l'algorithme P-Q, la méthode de régulateur PI et la méthode de régulateur flou.

Dans la troisième chapitre on va voir les résultats de simulation avec logiciel MATLAB/SIMULINK avant puis après l'application des méthodes de filtrage avec et sans inductance de correction L_f, les performances de ces études seront conclure après avoir la comparaison entre elles.

I. 1. Introduction

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive.

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental [1].

I. 2. Caractéristiques de perturbations électriques

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50Hz ou de 60Hz. Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants [2]:

- la fréquence,
- l'amplitude des trois tensions,
- la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

I. 3.Perturbation harmonique en courant et en tension

I. 3. 1. Origine des harmoniques

La prolifération de perturbations électriques est due à un nombre croissant de charges non linéaires présentent dans les lignes électriques (tels que les convertisseurs, les ordinateurs personnels, les appareils à tubes fluorescents,…etc). Tous ces appareils possèdent la particularité d'absorber des courants non sinusoïdaux et donc d'introduire dans les lignes électriques des pollutions harmoniques en courant. Les composantes harmoniques générées se propagent dans l'ensemble du réseau de distribution électrique sous la forme de courants qui peuvent sérieusement

affecter d'autres appareils en allant parfois même jusqu'à les détériorer [2].

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse….), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,…) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre, …) [2].

I. 3. 2. Conséquence des harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [3]:

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

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} I^2{}_h \, R \qquad \text{(I.1)}$$

AvecI_h le courant harmonique de rang qui représente le fondamental pour *h=1*, et *R* la résistance traversée par le courant. Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs, ...). Ce sont des effets à termes qui se traduisent par une fatigue prématurée amenant à un déclassement des équipements. Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent remarquablement le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs,…etc. [3].

- Le vieillissement des isolants : est souvent dû à une contrainte en tension consécutive à la présence des harmoniques, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs. Le plus spectaculaire de ce type d'effet est la destruction d'équipement (condensateur, disjoncteur, …) [3].
- L'interférence dans les systèmes de télécommunication : le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut provoquer des interférences. L'importance de ces interférences est fonction de l'amplitude et de la fréquence des courants électriques ainsi que de l'importance du couplage électromagnétique entre les réseaux. Dans le cas de résonance, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable. On parle ici de Compatibilité Electromagnétique (C.E.M) afin de caractériser l'aptitude d'un appareil, ou d'un dispositif, à fonctionner normalement dans un environnement électromagnétique sans produire lui-même des perturbations nuisibles aux autres appareils ou

dispositifs [4].

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

Différents critères sont définis pour caractériser ces perturbations. Le THD et le facteur de puissance sont les employés pour quantifier respectivement les perturbations.

➢ ***Le taux global de distorsion harmonique***

On caractérise la pollution d'un réseau de manière globale par le taux de distorsion harmonique en tension ou en courant [3] :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{X_h^2}{X_1^2}} \quad (I.2)$$

Avec *X* soit un courant, soit une tension.

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz (rang 50), ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevées sont fortement atténuées par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [5].

➢ ***Le facteur de puissance***

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [5].

I. 3. 3. Les normes imposent sur le THD

Afindegarantirunniveaudequalitédel'énergiesatisfaisantenlimitantleseffetsdes perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies [6]:

- au niveau international parla CEI,
- au niveau européen parle CENELEC,
- au niveau français, par l'UTE et le CEF.

En effet, ces normes ont été établies par des groupes d'experts internationaux, qui représentent les constructeurs, les utilisateurs de matériels, ainsi que par des représentants de laboratoires d'essais, des consultants et des universitaires spécialistes du domaine considéré. Afin de faciliter la connaissance des normes pour chaque domaine, les normes CEI qui couvrent tous les domaines de l'électrotechnique sont numérotées et référencées comme par exemple CEI61000 sur la compatibilité électromagnétique et CEI60063 qui définit les séries de valeurs normalisées pour les résistances et condensateurs,…etc. Les normes internationales publiées par la CEI dans les domaines de l'électricité et de l'électronique ont pour objectifs de [1]:

- faciliter les échanges dans le monde en supprimant les barrières techniques,
- assurer la qualité des produits,
- garantir l'interopérabilité des produits et des systèmes,
- contribuer à la sécurité lors de l'utilisation des produits,
- contribuer à la protection de l'environnement et à la qualité de vie.

Au niveau international (CEI), les normes CEI 61000 publiées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) sont divisées en plusieurs parties, conformément à la structure suivante:

- généralités,
- environnement,
- limites,
- techniques d'essais et de mesures,
- guide d'installation et d'atténuation,
- normes.

Chaque partie est divisée en plusieurs sous-parties dont certaines ont été rendues obligatoires par la directive 89/336/CEE dans l'Union Européenne et retranscrites dans les droits nationaux sous l'appellation NFEN61000 (en France). L'application de ces directives est obligatoire pour bénéficier du marquage CE (Communauté Européenne). L'apposition de marquage indique donc la conformité du produit aux exigences essentielles de ces directives afin d'avoir le droit de commercialiser les produits concernés dans l'Union Européenne.

I. 4. Solutions possibles

Plusieurs solutions, basées sur le filtrage d'harmoniques, ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau électrique. La solution la plus classique et largement utilisée dans l'industrie consiste à utiliser des filtres passifs. Plus tard, afin de surmonter les limitations des filtres passifs, les filtres actifs ont été conçus et commercialisés. Ces dernières années, la combinaison de filtres passifs et actifs, appelée filtres actifs hybrides, est devenue de plus en plus répandue grâce à ses avantages par rapport aux filtres passifs ou actifs. Cependant, pour l'instant, ces filtres hybrides ont eu une pénétration très limitée sur le marché [8].

I. 4. 1. Filtres passifs

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des condensateurs et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, … etc.) [8].

On différencie quatre types de filtres passifs : les filtres réglés à des fréquences déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés à une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquencedel'harmonique17commele montre la figure (I.1) [9].

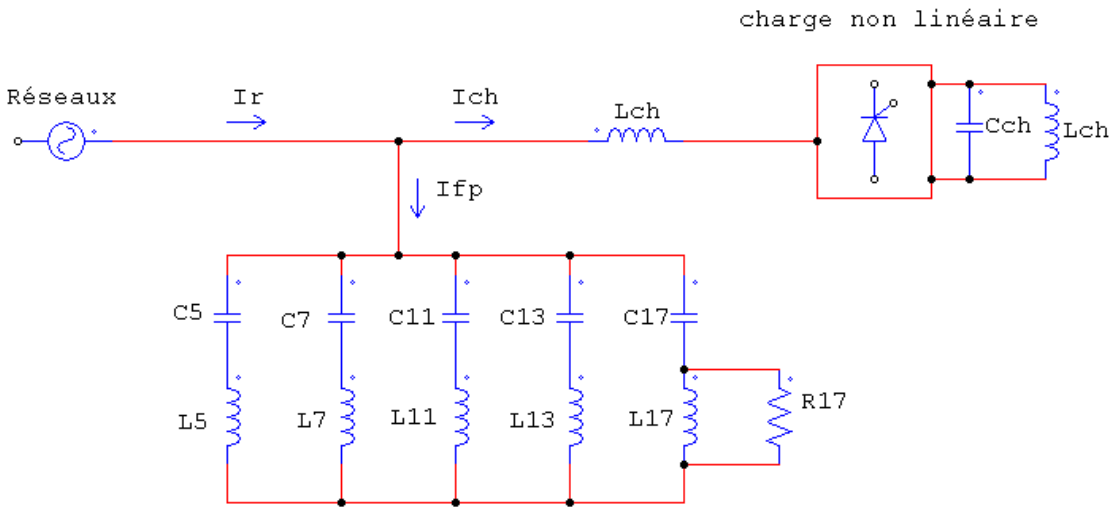


Fig.I.1 : Schéma bloc monophasé de plusieurs filtres passifs connectés en parallèle sur un réseau pollué.

I. 4. 2. Filtre résonant

Le filtre résonant (ou filtre shunt) est composé d'une inductance *L* en série avec un condensateur *C*.

Les valeurs d'inductance *L* et de capacité *C* sont calculées à la fréquence de résonance correspondant à la fréquence de l'harmonique à éliminer.

Lorsque l'on souhaite réaliser le filtrage d'un signal déformé entaché par plusieurs courants harmoniques, il est nécessaire de prévoir un ensemble de filtres où chacun d'entre eux agit sur le rang harmonique à éliminer (Fig.I.2) [3].

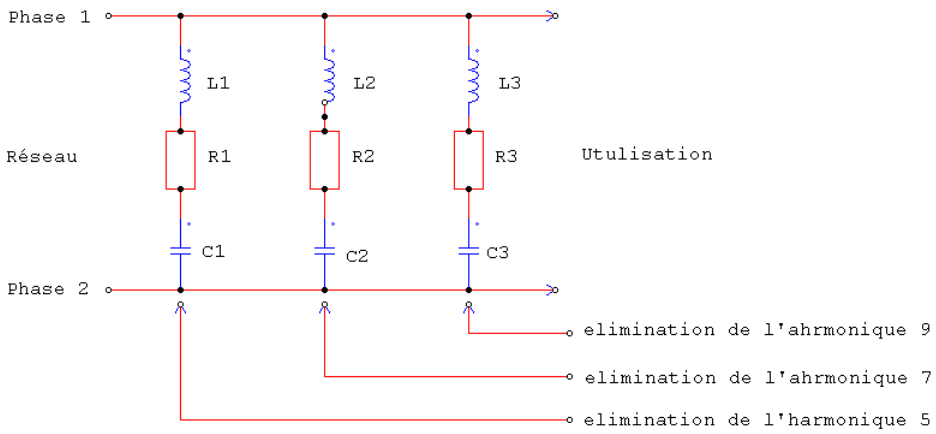


Fig. I. 2 : Filtres résonants agissant sur plusieurs rangs harmoniques.

I. 4. 3. Filtre amorti

Le filtre amorti est constitué d'une structure identique au filtre résonant, avec en supplément, une résistance *R* branchée en parallèle sur l'inductance (Fig. I.3) [3].

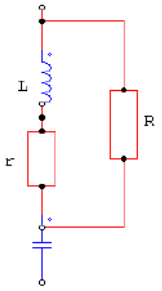


Fig. I.3 : Structure du filtre amorti.

I. 4. 4. Filtre Actif

Les filtres actifs de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif. Les avantages les plus importants de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [8] :

- ✓ Le volume physique du filtre est plus réduit.
- ✓ La capacité de filtrage est supérieure.
- ✓ La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils ont aussi quelques inconvénients :

- ✓ Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- ✓ Les pertes sont plus élevées.

Deux différents types de filtres actifs sont à dissocier :

I. 4. 4. 1. Le filtre actif parallèle

Ce filtre se comporte comme une source de courant qui compense les courants harmoniques des charges non linéaires, mais aussi les déséquilibres ou encore les courants réactifs (voir la figure I.4)[10].

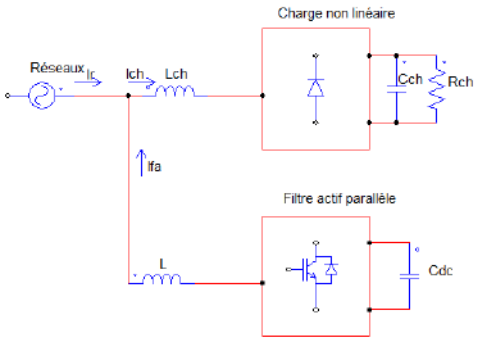


Fig. I.4 : schéma bloc d'un filtre actif parallèle.

I. 4. 4. 2. Le filtre actif série

Ce filtre sert à filtrer les perturbations de tension provenant du réseau. Ce filtre se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux perturbations de la tension (harmoniques, déséquilibres, creux) venant du réseau en protégeant la charge des imperfections de la tension du réseau (voir la figure I.5) [8]-[10].

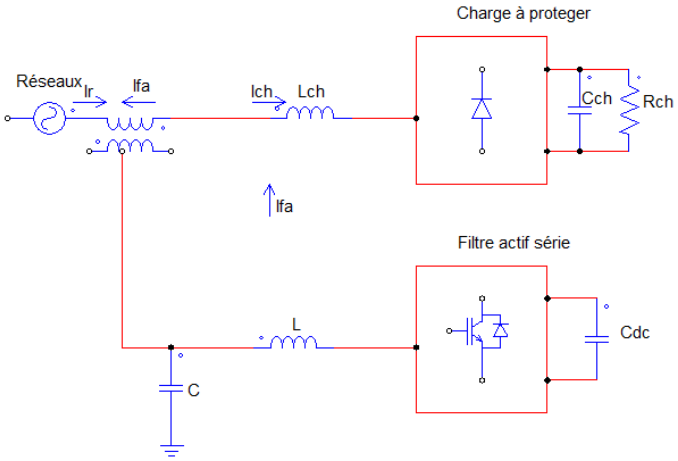


Fig. I.5 : Schéma bloc d'un filtre actif série.

I. 4. 5. Structure hybride

Des structures hybrides ont été développées pour combiner les effets des FAS et des FAP. Ces structures permettent à la fois de compenser la tension de charge et le courant du réseau indépendamment.

I. 4.5.1. Combinaison de filtres actifs parallèles et séries

Pour obtenir les avantages des filtres actifs parallèles et séries, une combinaison des deux types de filtres, montré en figure (I.6), peut être utilisé pour atteindre les exigences fixées pour un certain circuit de puissance.[10]

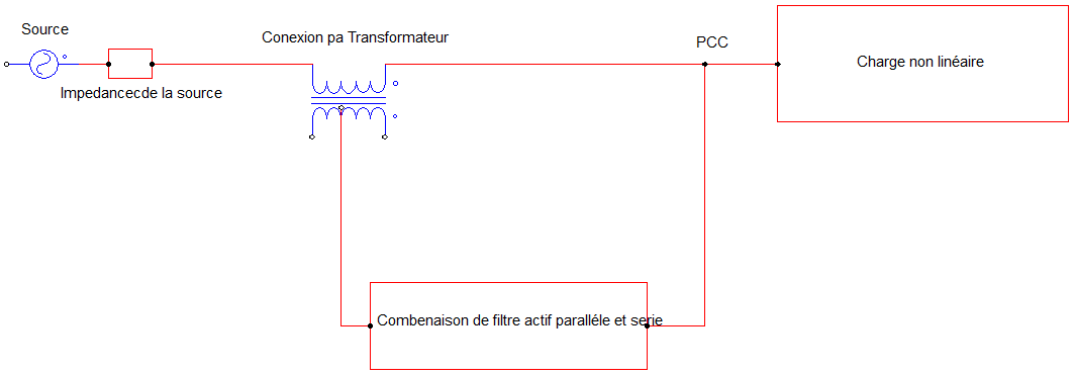


Fig. I. 6 : Combinaison de filtres actifs parallèles et séries.

La demande pour ces filtres combinés est limitée à cause de la complexité à les contrôler et de leurs coûts élevés. La complexité du contrôle est due à la dépendance du système de découpage à la fois au circuit parallèle et au circuit série.

Par conséquent, ce type de filtre a reçu moins d'attention quelles autres configurations existantes.

I. 4. 5. 2. Combinaison de filtres actifs séries et de filtres passifs parallèles

Pour réduire la complexité de la combinaison de filtres présentée précédemment, le filtre actif série, qui constitue une haute impédance pour les harmoniques de hautes fréquences, est accompagné par un filtre passif parallèle. Cette combinaison, représentée par la figure (I.7), permet une amélioration sur les caractéristiques d'un ensemble de filtres actifs et l'extension de leurs capacités à inclure la réduction des harmoniques de courant et l'élimination des harmoniques de tension. Cette configuration n'a cependant pas encore été étudiée profondément du fait d'un manque d'intérêt pour les filtres actifs séries [10].

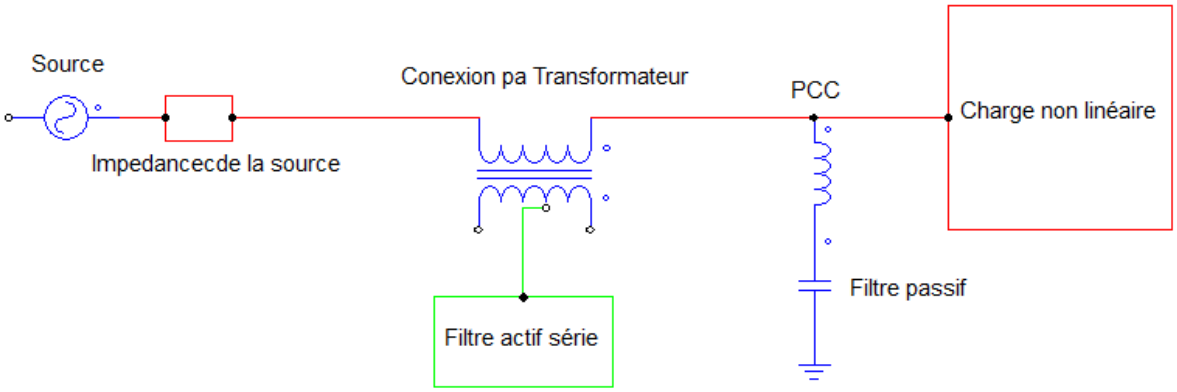


Fig. I. 7 : Combinaison de filtres actifs séries et de filtres passifs parallèles.

I. 4. 5. 3. Combinaison de filtres parallèles actifs et passifs

Cette combinaison, montrée en figure (I.8), est constituée d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif parallèle. Le filtre actif est conçu pour éliminer seulement les harmoniques de courants d'ordres faibles pendant que le filtre passif est conçu pour éliminer l'ensemble des harmoniques du courant de charge. Avec de telles combinaisons, le système peut-être conçu pour de hautes puissances sans excès de coûts pour le découpage à hautes puissances. Le principal défaut de cette technique est qu'elle contient trop de composants de puissance, en particulier pour le filtre passif. Puisque les filtres passifs sont connectés ont permanence au système, cette approche est seulement adaptée pour une charge unique avec une source d'harmonique prédéfinie.[10]

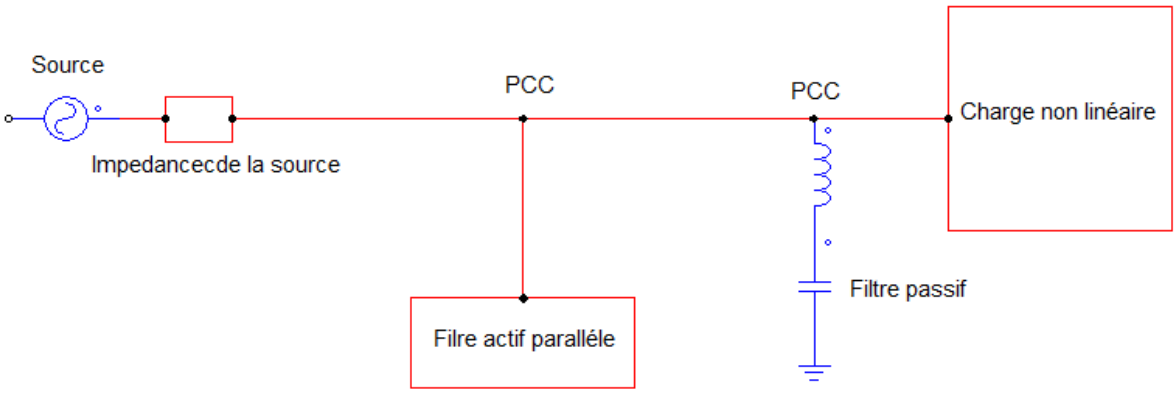


Fig. I. 8 : Combinaison de filtres parallèles actifs et passifs.

I. 4. 5. 4. Combinaison d'un filtre actif en série avec des filtres passifs parallèles

Cette configuration, montrée en figure (I.9) est importante pour les applications avec des tensions moyennes ou élevées où le filtre passif réduit la tension accentuée par le découpage dans le filtre actif. Pour cette raison, ce concept est très prometteur pour les applications avec de hautes tensions. Cependant, d'autres recherches sont nécessaires pour confirmer l'efficacité de la configuration.[10]

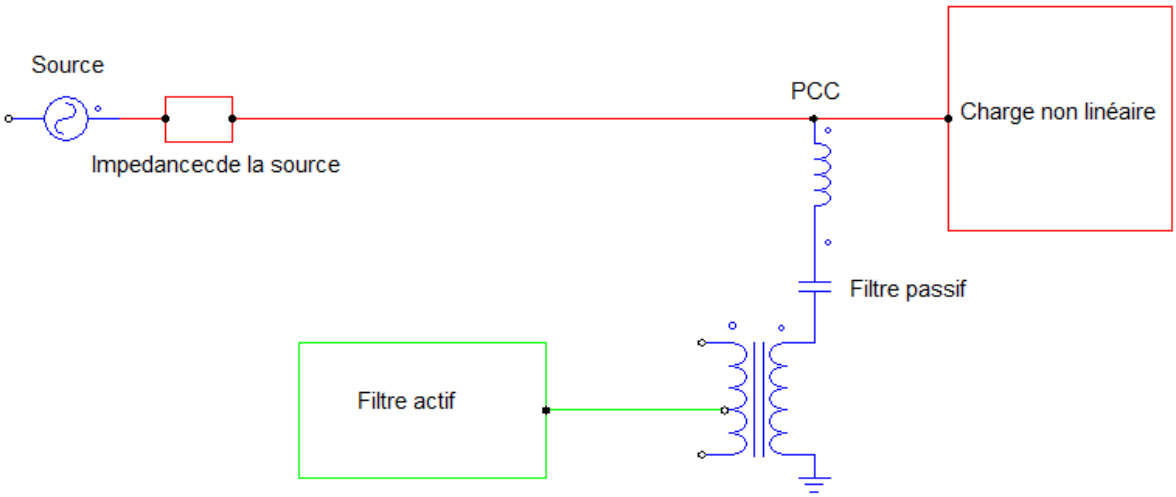


Fig. I. 9 : Combinaison d'un filtre actif en série avec des filtres passifs parallèles.

La mise en œuvre de telles structures est plus complexe et demande plus de matériel, pour des performances qui n'égalent pas forcément celles d'un FAS ou d'un FAP pris séparément.

Des trois solutions possibles présentées (filtres passifs, actifs et hybrides), on ne s'intéresse dans cette étude qu'au filtre actif, et en particulier, au filtre actif parallèle. Ce choix a été arrêté par le fait que le filtre actif est un dispositif bien connu, très développé et déjà commercialisé. On le considère donc comme un outil support pour nos travaux [5].

Les filtres actifs parallèles de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau à travers d'un filtre de nature inductive. Ils sont connectés avec ou sans transformateur en parallèle avec le réseau [5].

I. 5. Etat de l'art de filtre actif parallèle

Dans un état de l'art des filtres actifs de puissance parallèles est présenté. Cette étude a été approfondie et ensuite élargie aux filtres actifs multiniveaux et aux filtres actifs de moyenne tension [5].

Même s'il existe des références antérieures sur les filtres actifs, la première famille de filtres actifs parallèles a été conçue à partir d'onduleurs à thyristors commandés en MLI [11].

Ces filtres ont été développés pour éliminer les harmoniques générés par les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission de courant continu en haute tension (HVDC).

Les années suivantes ont vu des progrès importants avec la commercialisation de composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. Ainsi, en 1982, le premier *filtre actif parallèle* de 800kVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [12].

Par la suite, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. En conséquence, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50kVA à 2MVA [13].

Les premiers dispositifs ne compensaient que les perturbations harmoniques de courant. Toutefois, les filtres actifs ont évolué et des prototypes avec des fonctionnalités plus nombreuses ont été conçus. Les filtres actifs modernes, en plus de compenser et amortir les courants harmoniques, compensent les déséquilibres de courant, contrôlent la puissance réactive et le flicker [3].

Jusqu'à cette époque, tous les filtres actifs parallèles étaient installés par les consommateurs industriels. Néanmoins, l'installation par le distributeur d'énergie de ces dispositifs peut s'envisager.

Au cours de l'année 1997, la topologie multiniveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. La référence présente un filtre actif avec un onduleur clampé par le neutre et dans l'auteur a présenté un filtre actif en utilisant des onduleurs en cascade de 11niveaux. Les années qui ont suivi ont vu de nombreuses publications sur les filtres actifs multiniveaux avec différentes topologies [3].

L'évolution des dispositifs d'électronique de puissance vers des applications à chaque fois plus puissantes est palpable dans le domaine des filtres actifs, quoique à moindre échelle qu'ailleurs. On y constate, de plus en plus, une évolution vers des tensions et des puissances plus élevées, y compris sans transformateur de couplage [14].

La première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de *moyenne tension* date de 2001. La référence propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV dans le but de diminuer les harmoniques de tension 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne. Par la suite, propose une étude similaire mais avec un convertisseur de topologie hybride de cinq niveaux. Un bras de ce convertisseur est composé d'un convertisseur clampé par le neutre (NPC) qui utilise des IGBTs et l'autre bras est composé d'un convertisseur à deux niveaux conventionnel à IGCTs [14].

Une contribution plus récente est consacrée à un filtre actif à base d'onduleurs en cascade connecté à un réseau de 4.16kV avec transformateur. L'auteur constate qu'une combinaison des semi-conducteurs de puissance élevée et une inductance de filtre réduit en moyenne tension peut être une solution compétitive, au niveau du coût, par rapport aux filtres actifs conventionnels en basse tension [3].

Néanmoins, à présent, les références liées aux filtres actifs de moyenne tension dans la littérature sont relativement limitées, et on constate plutôt une évolution vers l'utilisation de filtres hybrides pour ce type d'application. En effet, on constate que ces filtres se présentent comme une solution très intéressante pour surmonter les limitations des filtres actifs, surtout en ce qui concerne la montée en tension.

I. 6. Applications des filtres actifs parallèles

La principale charge polluante, le redresseur à diodes ou à thyristors, est très utilisée que cela soit pour alimenter des charges continues à partir du réseau ou comme un élément d'interfaçage au réseau dans une conversion à étage intermédiaire continu. De plus en plus de dispositifs de ce type se connectent au réseau électrique. De ce fait, les filtres actifs parallèles ont un champ d'utilisation naturel dans les *applications de réseau*, notamment dans les réseaux faibles avec plusieurs charges polluantes et dans les réseaux à courant continu en haute tension (HVDC) [15].

Les filtres actifs sont également utilisés dans des *applications industrielles*, afin de dépolluer une zone avec plusieurs charges non linéaires (redresseurs, certains éclairages, etc.).[16]

En fin, le filtrage actif est également employé dans les *applications tertiaires* car les filtres actifs peuvent être intéressants dans les bâtiments commerciaux, hôpitaux, etc. dans lesquels il y a de nombreuses charges polluantes comme des ordinateurs, éclairage économique, imprimantes lasers, etc. Ces filtres actifs compensent les courants harmoniques, les courants réactifs et les déséquilibres des charges [3].

Les applications réseau, industrielles, tertiaires et en télécommunications apparaissent comme des environnements particulièrement pollués par les harmoniques.

On peut tout de même préciser que quelques fabricants proposent sur leurs catalogues des filtres actifs parallèles: ABB, Siemens, MGE UPS, AIM Europe et Mesta Electronics.

Tous ces fabricants utilisent des composants suffisamment rapides comme les transistors IGBT. La puissance de ces filtres varie selon le fabricant et selon le modèle avec des gammes allant de 10 à 2000KVA. La quasi-totalité des filtres actifs sont triphasés, ils se connectent tous en basse tension (V<690V), supportent des courants entre 300-480A et donnent le choix de se connecter avec ou sans neutre raccordé. Les filtres permettent une compensation globale des harmoniques, souvent jusqu'à l'harmonique 50. Ces filtres actifs, en plus de réduire les courants harmoniques, améliorent le facteur de puissance et équilibrent les charges triphasées. L'utilisation de ces filtres produit une réduction des coûts d'exploitation et une prolongation de la durée de vie des installations [3].

I. 7. Classification de filtre actif parallèle

Il existe une grande variété de types de filtres actifs parallèles. Ils sont classés de différentes manières selon le nombre de phases, la technologie de l'onduleur et la topologie [17].

I. 7. 1. Filtre actif monophasé

Les filtres actifs monophasés sont largement utilisés dans les applications industrielles, en basse tension (les redresseurs des sources d'alimentation en continu), ainsi que dans le cas de la traction électrique. Les filtres actifs triphasés sont utilisés pour des applications de type variateurs ou redresseurs à dépolluer [13].

I. 7. 2. Filtre actif avec neutre raccordé

Les filtres actifs avec neutre raccordé ont été développés afin de pouvoir injecter et compenser les composantes homopolaires. Dans la littérature la plupart des filtres sont connectés sans neutre raccordé. Toutefois, on trouve plusieurs filtres avec neutre raccordé : certains avec un onduleur à trois bras et d'autres avec un onduleur à quatre bras [12].

En ce qui concerne la technologie de l'onduleur, les filtres actifs sont soit basés sur l'onduleur de tension avec un condensateur côté du continu et un filtre de raccordement inductif du côté réseau, soit sur un commutateur de courant avec une inductance du côté continu et un filtre de raccordement capacitif du côté du réseau (voir la figure I.10) [3].



(a) (b)

Fig. I. 10 : Filtre actif basé sur un onduleur de tension (a) et un commutateur de courant (b).

I. 8. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

I. 8. 1. Structure générale de l'onduleur

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée sur la figure (I.11) L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de deux interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles.

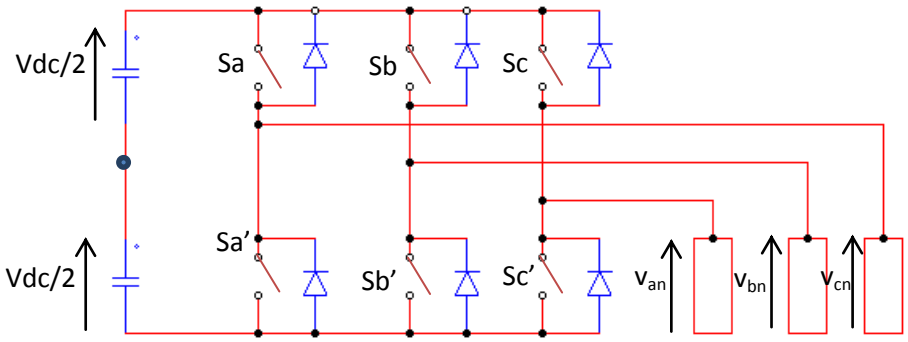


Fig. I.11. Onduleur de tension deux niveaux.

I. 8. 1. 2. Expression des tensions de sortie

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions $-v_{dc}/2$ et $+v_{dc}/2$, en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le tableau (I.1).

TABLEAU I. 1

TENSION ENFONCTION DES ETATSDESINTERRUPTEURS

C_i	S_i	S'_i	V_i
-1	**0**	**1**	**-Vdc /2**
1	**1**	**0**	**+Vdc/2**

Avec:$i=a,b,c$,C_i est la variable d'état de l'interrupteur prenant comme valeurs-1ou1.

On considère que tous les interrupteurs, toutes les phases (3), et tous les états possibles (2), on obtient 2^3combinaisons lesquelles sont présentées dans le Tableau (I.2) Les tensions entre phases sont données par :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{a0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad \textbf{(I.3)}$$

TABLEAU I. 2

TENSIONPOURTOUTES LESCOMBINAISONSPOSSIBLES

N°	Ca	Ca	Cc	Sa	Sa'	Sb	Sb'	Sc	Sc'	va0	Vb0	Vc0
0	-1	-1	-1	0	1	0	1	0	1	-Vdc/2	-Vdc/2	-Vdc/2
1	-1	-1	1	0	1	0	1	1	0	-Vdc/2	-Vdc/2	Vdc/2
2	-1	1	-1	0	1	1	0	0	1	-Vdc/2	Vdc/2	-Vdc/2
3	-1	1	1	0	1	1	0	1	0	-Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2
4	1	-1	-1	1	0	0	1	0	1	Vdc/2	-Vdc/2	-Vdc/2
5	1	-1	1	1	0	0	1	1	0	Vdc/2	-Vdc/2	Vdc/2
6	1	1	-1	1	0	1	0	0	1	Vdc/2	Vdc/2	-Vdc/2
7	1	1	1	1	0	1	0	1	0	Vdc/2	Vdc/2	Vdc/2

Si le système est équilibré, on a une somme nulle des tensions phase-neutre

$$v_{an} + v_{bn} = 0 \quad \textbf{(I.4)}$$

Les tensions phase-neutre seront données, en fonction des tensions entre phases, par:

$$\begin{cases} v_{an} = \left(\frac{1}{3}\right).(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right).(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right).(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad \textbf{(I.5)}$$

I. 9. Commande de l'onduleur d'un filtre actif parallèle

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I. 9.1. Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure (I.12), est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations [18].

Afin de maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande résoudre ce fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis. Problème de la, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis [18].

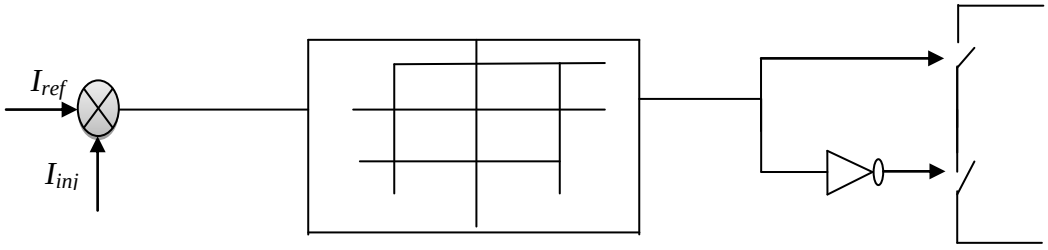


Fig. I. 12 : Principe de commande par hystérésis.

I. 9. 2. Commande par modulation de largeur d'impulsion

A fin de contourner les problèmes précédents, nous introduirons une deuxième famille de commande de l'onduleur: la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Cette technique de commandement en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (I.13) [18].

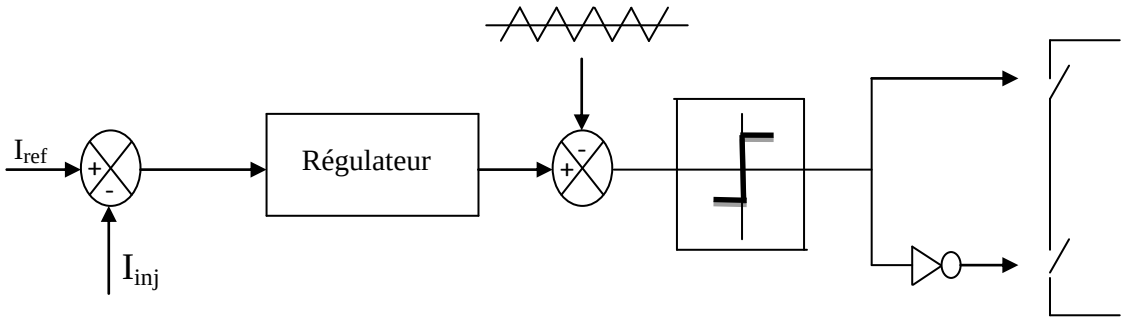
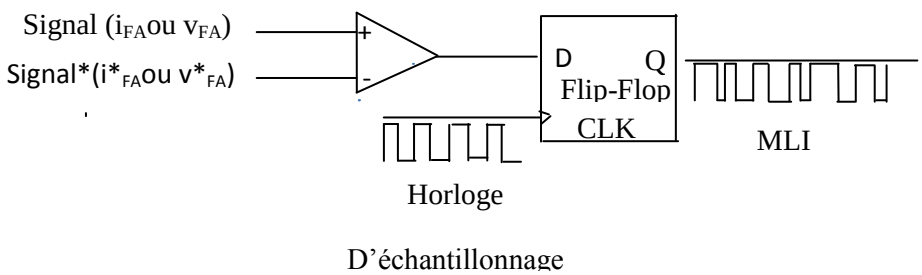


Fig. I. 13 : Principe de commande par MLI.

I. 9.3. MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré la figure (I.14), ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type flip-flop par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie [19].



D'échantillonnage

Fig. I. 14 : Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

I. 9.4. MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la figure (I.15), compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur Proportionnel-Intégral *PI* avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. En réalité, cette technique est un peu plus complexe que les deux précédentes. En effet, ce sont les deux coefficients k_p et k_i du correcteur *PI* qui permettent de déterminer la réponse transitoire et l'erreur du régime permanent de cette méthode à porteuse triangulaire. Il a été empiriquement montré que les k_p et k_i calculés par les équations (I.3) et (I.4) donnent une bonne Performance dynamique indifféremment sous des conditions transitoires ou permanentes [17].

$k_p = \frac{L.\omega_c}{2Vdc}$ (I.3)

$k_i = \omega_c . k_p$(I.4)

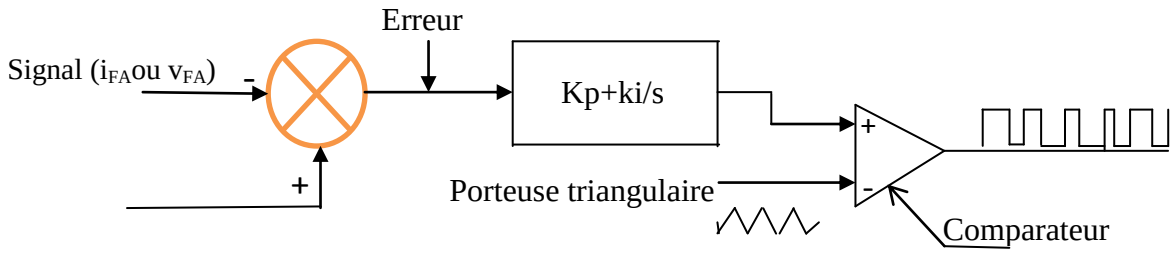


Fig. I. 15: Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

Avec:

L : inductance totale série vue par le filtre actif.

ω_c: fréquence de la porteuse triangulaire ayant une amplitude de 1V crête à crête .

V_{dc}: est la valeur moyenne de la tension du bus continu du filtre actif.

I. 10. Les avantages et les inconvénients des filtres actifs parallèles

Le filtre actif parallèle peut être une solution de filtrage économique pour la compensation d'harmoniques où les conditions suivantes:

- L'amplitude des harmoniques de courant est limitée.
- Il y a un déplacement des contraintes du facteur de puissance sous des conditions de charges légères.
- Si les interactions avec le filtre passif sont un problème (ce qui est généralement le cas pour les charges de puissances moyennes et faibles) si non le filtre passif est plus

approprié.

- Pour les charges industrielles de puissances apparentes faibles et moyennes, où les efforts de développement et les coûts d'installations ont une très grosse part des coûts globaux du système final.

Les avantages des filtres actifs parallèles sont les suivants :

- Ils peuvent être installés avec des coûts de développement et d'installation minimaux et sont très bien adaptés aux charges industrielles de puissances apparentes faibles à moyennes.
- Ils ne créent aucun problème de déplacement du facteur de puissance.
- Ils ne nécessitent pas de condensateurs de découplage à la sortie de l'onduleur.
- Plusieurs filtres peuvent être utilisés pour augmenter les capacités de charge.
- Les filtres actifs parallèles ne nécessitent pas d'appareil de protection coûteux.

Les principaux défauts des filtres actifs parallèles sont:

- Les filtres actifs parallèles peuvent poser des problèmes pour la compensation à des niveaux de puissances élevés.
- Les onduleurs MLI génèrent des harmoniques qui peuvent circuler dans des filtres passifs qui seraient connectés au système.

Ainsi pour cette étude c'est le FAP qui a été retenu car il répond principalement à la problématique des harmoniques de courant qui est la plus cruciale actuellement, tout en restant simple à mettre en œuvre et offre de très bonnes performances.

I. 11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques. Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites permissibles d'harmoniques sur les réseaux. Nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres du courant et de tension, la puissance réactive a des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions possibles de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison, sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le filtre actif parallèle peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

Le filtre actif série peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

La combinaison parallèle-série actifs est la solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

II. 1. Introduction

La structure du système de commande de filtre actif parallèle FAP peut se décomposer en deux parties principales : l'identification des courants harmoniques et la commande d'un filtre actif parallèle permettant d'injecter les courants de compensation ou bien réinjecter les courants de référence dans le réseau électrique. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification des harmoniques avec l'algorithme P-Q, l'algorithme de NOTCH et aussi portent également sur la commande de filtre actif à l'aide des différentes commandes (classiques et moderne).

- L'utilisation des commandes classiques, en particulier du type Proportionnel-Intégral (PI) et l'algorithme de contrôle P-Q semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables.
- Aussi montrer d'une part l'intérêt de l'introduction des techniques intelligentes, notamment la logique floue, dans le filtrage actif parallèle.

On peut de ce fait, Ces opérations à travers des ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs. Différentes techniques de commande sont recensées dans la littérature. On peut citer la commande par hystérésis et la commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion). Elle est parfaitement adaptée aux organes de commande ayant une action à deux positions comme le cas de l'onduleur.

II. 2. Méthode de Puissances instantanées active et réactive

Cette méthode d'identification des courants harmoniques, plus simple, consiste à éliminer la composante continue des puissances active et réactive instantanées ce qui est relativement facile à réaliser [9]. On exploite la transformation de Concordia pour obtenir les puissances active et réactive et nécessite de tensions sinusoïdales à la fréquence fondamentale. On note respectivement les vecteurs des tensions simples au point de raccordement [V] et des courants de charge [i] d'un système triphasé et équilibré par [21] :

$$[V_s]=\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i_c]=\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{II.1}$$

La transformation des valeurs triphasées instantanées de la tension et du courant dans le repère des cordonnées $\alpha-\beta$ est donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}=[C_{32}]\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad , \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}=[C_{32}]\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \tag{II.2}$$

Avec C_{32} la matrice de transformation développée par Concordia [56] et dont l'expression est donnée par:

$$[C_{32}]=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\begin{bmatrix}1 & -1/2 & -1/2\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix} \tag{II.3}$$

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

$$\begin{bmatrix}p\\ q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_{s\alpha} & v_{s\beta}\\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{c\alpha}\\ i_{c\beta}\end{bmatrix} \tag{II.4}$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leurs homologues triphasés, on obtient :

$$p=v_{s\alpha}i_{c\alpha}+v_{s\beta}i_{c\beta}=v_{sa}i_{ca}+v_{sb}i_{cb}+v_{sc}i_{cc} \tag{II.5}$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q=v_{s\alpha}i_{c\beta}-v_{s\beta}i_{c\alpha}=-\frac{1}{\sqrt{3}}\left[(v_{sa}-v_{sb})\cdot i_{cc}+(v_{sb}-v_{sc})\cdot i_{ca}+(v_{sc}-v_{sa})\cdot i_{cb}\right] \tag{II.6}$$

A partir de l'expression (II.4), En posant :

$\Delta=v_{s\alpha}^2+v_{s\beta}^2$, on a :

$$\begin{bmatrix}i_{c\alpha}\\ i_{c\beta}\end{bmatrix}=\frac{1}{\Delta}\left\{\begin{bmatrix}v_{s\alpha} & -v_{s\beta}\\ v_{s\beta}\cdot & v_{s\alpha}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}p\\ q\end{bmatrix}\right\} \tag{II.7}$$

Ou alors:

$$\begin{bmatrix}i_{c\alpha}\\ i_{c\beta}\end{bmatrix}=\frac{1}{\Delta}\left\{\begin{bmatrix}v_{s\alpha} & -v_{s\beta}\\ v_{s\beta}\cdot & v_{s\alpha}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}p\\ 0\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}v_{s\alpha} & -v_{s\beta}\\ v_{s\beta}\cdot & v_{s\alpha}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0\\ q\end{bmatrix}\right\}=\begin{bmatrix}i_{c\alpha p}\\ i_{c\beta p}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}i_{c\alpha q}\\ i_{c\beta q}\end{bmatrix} \tag{II.8}$$

Avec:

$$i_{c\alpha p}=\frac{v_{s\alpha}}{\Delta}p \qquad i_{c\alpha q}=\frac{v_{s\beta}}{\Delta}q \tag{II.9}$$

$$i_{c\beta p}=\frac{v_{s\beta}}{\Delta} \qquad i_{c\beta q}=\frac{v_{s\alpha}}{\Delta}q \tag{II.10}$$

Les puissances instantanées selon les axes α et β peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix}p_\alpha\\ p_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_{s\alpha}i_{c\alpha}\\ v_{s\beta}i_{c\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_{s\alpha}i_{c\alpha p}\\ v_{s\beta}i_{c\beta p}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}v_{s\alpha}i_{c\alpha q}\\ v_{s\beta}i_{c\beta q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}p_{\alpha p}\\ p_{\beta p}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}p_{\alpha q}\\ p_{\beta q}\end{bmatrix} \tag{II.11}$$

$$\begin{cases}p_{\alpha p}=\frac{v_{s\alpha}^2}{\Delta}p & p_{\alpha q}=-\frac{v_{s\alpha}v_{s\beta}}{\Delta}q\\ p_{\beta p}=\frac{v_{s\beta}^2}{\Delta}p & p_{\beta q}=\frac{v_{s\alpha}v_{s\beta}}{\Delta}q\end{cases} \tag{II.12}$$

Avec :

$p_{\alpha p}$: Puissance instantanée selon l'axe α .

$p_{\beta p}$: Puissance instantanée selon l'axe β .

$p_{\alpha q}$: Puissance instantanée selon l'axe α .

$p_{\beta q}$: Puissance instantanée selon l'axe β .

D'après les expressions (II.12), on peut écrive :

$$p = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \qquad \text{(II.13)}$$

L'analyse de l'équation (II.13) nous ramène aux conclusions suivantes :

La somme des puissances instantanées $p_{\alpha p}$ et $p_{\beta p}$ coïncide avec la puissance instantanée dans un circuit triphasé.

La puissance réactive correspond à la partie de la puissance instantanée qui dépend de *q*. Ces puissances $p_{\alpha q}$ et $p_{\beta q}$ s'annulent entre elles et elles n'apportent aucune contribution au transfert de puissance instantanée entre la source et la charge.

Dans le cas où les tensions sont sinusoïdales et alimentent une charge non linéaire, les puissances instantanées *p* et *q* ont pour expression :

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \qquad \text{(II.14)}$$

Avec :

$\bar{p}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant.

$\bar{q}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

$\tilde{p}$ et $\tilde{q}$: Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

En considérant les équations (II.8) et (II.14), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α-β) en trois composantes active et réactive à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant Actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant Réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants Harmoniques}} \qquad \text{(II.15)}$$

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le

présente la figure (II.1).

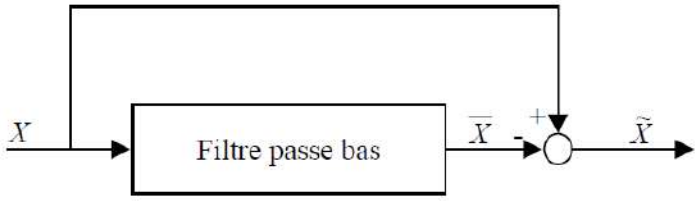


Fig. II. 1 : Schéma de principe du filtre utilisé pour l'extraction des composantes alternatives de *p* et *q*.

Les courant harmoniques triphasés i_{hk}^{*} (k=a,b,c) sont obtenues à partir des courants diphasés $i_{h\alpha}^{*}$ et $i_{h\beta}^{*}$ par la transformation inverse de Concordia soit :

$$\begin{bmatrix} i_{ha}^{*} \\ i_{hb}^{*} \\ i_{hc}^{*} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha}^{*} \\ i_{h\beta}^{*} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.16)}$$

Si V et I_a représentent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamental et Φ_a, le déphasage entre eux, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} \overline{p} = 3VI_{ca}\cos\Phi_a \\ \overline{q} = -3VI_{ca}\sin\Phi_a \end{cases} \qquad \text{(II.17)}$$

Les termes $\overline{p}$ et $\overline{q}$ sont respectivement équivalents à la puissance active conventionnelle et à la puissance réactive conventionnelle.

De cette manière, éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives $\tilde{p}$ et $\tilde{q}$. La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue $\overline{q}$ [22].

II. 2. 1. Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique [23] :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \qquad \text{(II.18)}$$

Nous voyons dans cette expression (II.18) un nouveau terme qui apparaît, il s'agit de la puissance de distorsion D. La figure suivante illustre vectoriellement ces puissances :

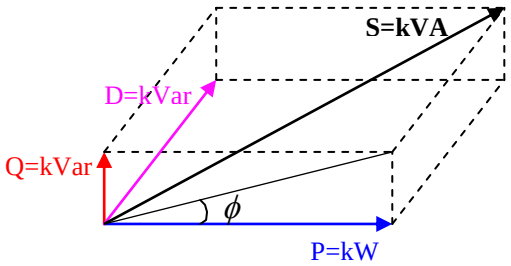


Fig. II. 2 : Représentation vectorielle de la puissance apparente.

En monophasé, si la tension et le courant instantanés ont pour expression :

$$v(t) = \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega t)$$
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}I_{n,eff}\sin(n\omega t + \phi_n) \quad \text{(II.19)}$$

Ce qui est le cas pour un réseau fort. Nous avons alors:

$$P = VI_1\cos(\phi_1) \quad \text{(II.20)}$$
$$Q = V_{eff}I_{1,eff}\sin(\phi_1) \quad \text{(II.21)}$$
$$S = V_{eff}I_{eff} \quad \text{(II.22)}$$
$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + ... + I_{n,eff}^2} \quad \text{(II.23)}$$
$$D = V\sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{32,eff}^2 + ... + I_{n,eff}^2} \quad \text{(II.24)}$$

II. 2. 2. Facteur de puissance

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion [21] :

$$F_P = \frac{P}{S} \neq \cos\phi$$
$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff}I_{eff}\cos\phi_1}{V_{eff}I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}}\cos\phi_1 \quad \text{(II.25)}$$
$$F_{dis} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad \text{(II.26)}$$
$$F_{dép} = \cos\phi_1 \quad \text{(II.27)}$$
$$F_P = F_{dis}\cdot F_{dép} \quad \text{(II.28)}$$

Avec :

F_{dis} = Facteur de distorsion.

$F_{dép}$ = Facteur de déplacement.

II. 2. 3. Taux de Distorsion d'Harmonique (THD)

Notre travail est consacré à utiliser un filtre actif parallèle, ce qui veut dire qu'on a besoin de calculer le Taux de Distorsion d'Harmonique en courant, comme nous le montre cette expression :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,eff}^2}}{I_{1,eff}} \qquad \text{(II.29)}$$

Le schéma de la figure (II.3) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [24].

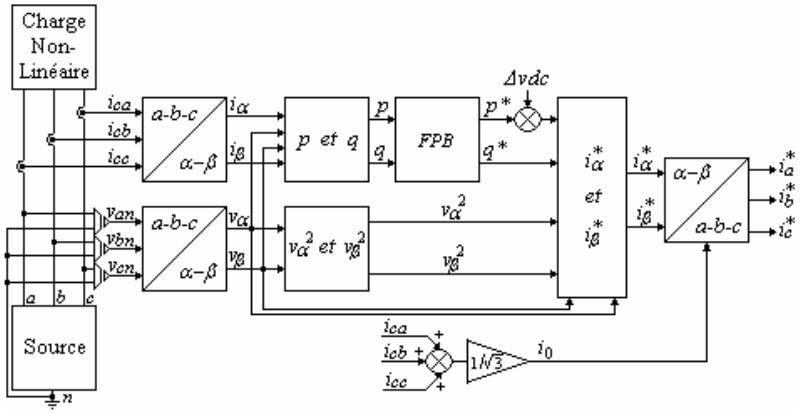


Fig. II. 3 : Algorithme "p-q" d'extraction des courants harmoniques.

La théorie p-q présentée auparavant est valable uniquement pour les systèmes triphasés dépourvus de composante homopolaire. L'extraction des courants des harmoniques dans des applications monophasées ne peut pas être réalisée par cette méthode. Elle est applicable dans le cas où les tensions V_{sabc} sont déformées, à condition de filtrer les ondulations présentées sur le module du vecteur $v_{s\alpha\beta}; \left(\sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2}\right)$.

II. 3. Commande par régulateur PI

Le choix du régulateur du courant du filtre actif se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie. Deux régulateurs *PI* et *RST*, correspondant respectivement aux filtres de sortie du premier et du troisième ordre, ont été déjà proposés pour réguler le courant du filtre actif parallèle [19].

Dans ce chapitre et afin de réaliser les objectifs de régulation, que nous détaillerons plus loin, nous analyserons les problèmes, ainsi que les limites, de ces deux types de

régulateurs : le régulateur *PI*.

II. 3. 1. Structure de la boucle de régulation

De la figure (II.4), en négligeant les effets de la capacité C_f et des résistances du filtre de sortie sur le courant de référence I_{inj} (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la fréquence de commutation), nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif I_{inj} [19] :

$$L_f \frac{d}{dt}\vec{I}_{inj} = \vec{V}_f - \vec{V}_s \quad \text{(II.30)}$$

Avec: $L_f = L_{f1} + L_{f2}$

Notons par $\Delta\vec{I}_f$ la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta\vec{I}_f = \vec{I}_{ref} - \vec{I}_{inj} \quad \text{(II.31)}$$

Des équations (II.30) et (II.31), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d}{dt}\Delta\vec{I}_f = (\vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt}\vec{I}_{ref}) - \vec{V}_f \quad \text{(II.32)}$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II.32) peut être défini comme tension de référence ($V_{f\text{-}ref}$), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$\vec{V}_{f-ref} = \vec{V}_s + L_f \frac{d}{dt}\vec{I}_{ref} \quad \text{(II.33)}$$

L'écart entre $\vec{V}_{f-ref}$ et $\vec{V}_f$ produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (II. 33), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier représente la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance L_f, lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la figure (II.4) [19].

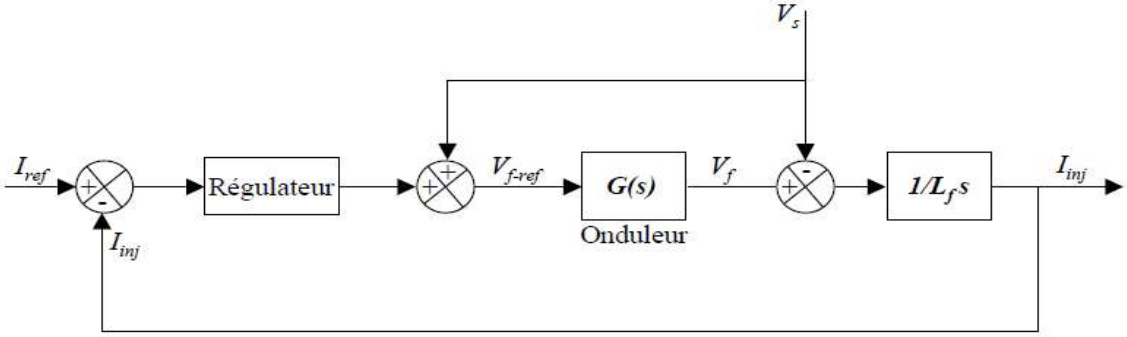


Fig. II. 4 : Schéma de la régulation des courants du FAP.

Dans ce schéma, *G(s)* représente l'onduleur qui peut être modélisé par la relation suivante [24] :

$$P=\begin{cases} G(s) = K\frac{1}{1+\tau s} \\ K = \frac{V_{dc}}{2V_P} \end{cases} \quad \text{(II.34)}$$

Avec V_{dc} la tension côté continu de l'onduleur, V_p l'amplitude de la porteuse triangulaire et (τ) représentant le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

Dans un premier temps, nous pourrons considérer le gain *K* comme étant égal à *1* dans le cas où $V_{dc} = 2V_p$. De plus, nous introduirons, dans la boucle de régulation du courant, un retard (τ) correspondant à une période d'échantillonnage (T_e) : $\tau = T_e$ Ce retard correspond au temps de calcul, dû à une implantation numérique de la partie contrôle-commande du filtre actif parallèle. En effet, lors d'une implantation numérique, les ordres de commande envoyés sur l'onduleur ne peuvent être pris en compte qu'après une première période d'échantillonnage nécessaire à l'élaboration de ces derniers[19].

II. 3. 2. Méthode de régulation par PI

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur aussi simple que le régulateur *PI*, et à cause du manque de degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. A cela s'ajoute le problème du compromis à trouver dans le cas d'une structure de filtre actif parallèle avec un filtre de sortie du premier ordre (choix de l'inductance) [25]. En effet, un régulateur *PI* ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction K_P et K_I , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à 1 [19].

II. 4. Commande par Logique floue

II. 4. 1. Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plus tôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs [26].

En effet les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur L. A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley, à cette époque cette nouvelle théorie n'a pas été prise au sérieux, elle permet le traitement des variables non exactes dont la valeur peut varier entre *0* et *1*.

Cette nouvelle théorie a été appliquée initialement dans des domaines non techniques, tel que le commerce ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts.

Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais que commencent à l'utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, et récemment en Europe, une intense activité de recherche à été introduite afin d'introduire ce principe de réglage [26].

II. 4. 2. Principe fondamental de la logique floue

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un exemple simple qui consiste à la classification des personnes en trois ensembles *« jeunes », « entre deux âges », « âgé »*. [26]

Selon la logique classique *(Boole),* qui n'admet pour variables que les valeurs *0* et *1*, une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure (II.5). Toutes les personnes âgées de moins de *30* ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble *« jeune »* et toutes les personnes âgées de plus de *50* ans comme appartenant à l'ensemble *« âgé »*.

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre *0* et *1*, on parle alors de fonction d'appartenance, la figure (II.6) montre une classification possible pour l'exemple précédant :

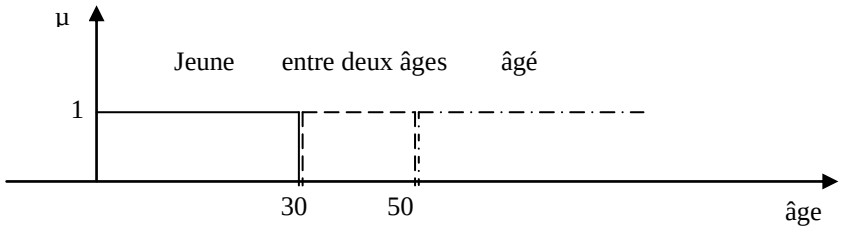


Fig. II. 5 : Classification selon la logique classique.

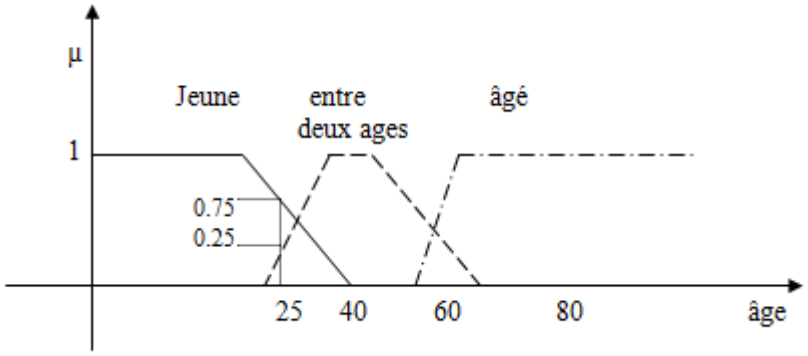


Fig. II. 6 : Classification selon la logique floue.

II. 4. 3. Bases générales de la logique floue

La description d'un phénomène contient en général des expressions floues comme :

Chaud, froid, rapide, lent.

Grand, petit, moyen…etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

II. 4. 4. Définition d'une variable linguistique par des fonctions d'appartenance

II. 4. 4. 1. Fonction d'appartenance

Comme exemple pour les fonctions d'appartenance, on présente l'application de l'air ambiant d'un local à la température. Dans le cas le plus simple on peut distinguer deux valeurs : *froid* et *chaud* de la variable linguistique *température*. Elles forment deux ensembles flous. Ainsi une température de *16°*, par exemple, appartient avec un facteur d'appartenance μ=0.7 à l'ensemble froid et avec μ=0.3 a l'ensemble chaud. Explicitement on écrit [26]:

$$\mu_{froid}(\theta = 16°) = 0.7 \quad et \quad \mu_{chaud}(\theta = 16°) = 0.3$$

Souvent il s'avère nécessaire d'introduire une subdiviser plus fine, par exemple avec quatre valeurs froid, tiède, chaud et très chaud.

A. Différentes formes de fonctions d'appartenance

Les plus souvent, on utilise des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples imposées par les morceaux de droites. [26]

Cependant, il existe d'autres formes, dont quelques-unes sont représentées par la suite. On fait appel à des formes de cloche.

- Une première possibilité peut être exprimée par :

$$\mu(x) = \frac{1}{1+(\frac{x-x_0}{a})^2} \quad ; \quad x \in R. \tag{II.35}$$

x_0 détermine la position du sommet μ = 1, tandis que le paramètre *a* impose la largeur du domaine. A noter que cette fonction d'appartenance s'annule seulement pour *x* tend vers l'infini.

- Une autre possibilité s'obtient à l'aide des fonctions trigonométriques, comme par exemple :

$$\mu(x) = \frac{1}{2}\left[1+\cos\frac{\pi(x-x_0)}{2a}\right] \quad ; x_0\text{-}2a \le x \le x_0+2a \tag{II.36}$$

Dans ce cas aussi, x_0 détermine la position du sommet μ = 1, tandis que le paramètre *a* impose la largeur du domaine. La fonction d'appartenance est nulle en dehors du domaine défini.

- Parfois, il s'avère nécessaire d'élargir le sommet μ = 1 selon la relation :

$$\begin{cases} \mu(x) = \frac{1}{2}\left[1+\cos\frac{\pi(x-x_1)}{2a_1}\right] ; x_1 - 2a_1 \le x \le x_1 \\ \mu(x) = 1 \quad ; x_1 \le x \le x_2 \\ \mu(x) = \frac{1}{2}\left[1+\cos\frac{\pi(x-x_2)}{2a_2}\right] \quad ; x_2 \le x \le x_2 + 2a_1 \end{cases} \tag{II.37}$$

II. 4. 5. Réglage par logique floue

II. 4. 5. 1. Structure d'un réglage par logique floue

Un réglage par logique floue comporte : le système à régler, l'organe de commande ainsi que le régulateur par logique flous. Il est représenté par la figure suivante:[26]

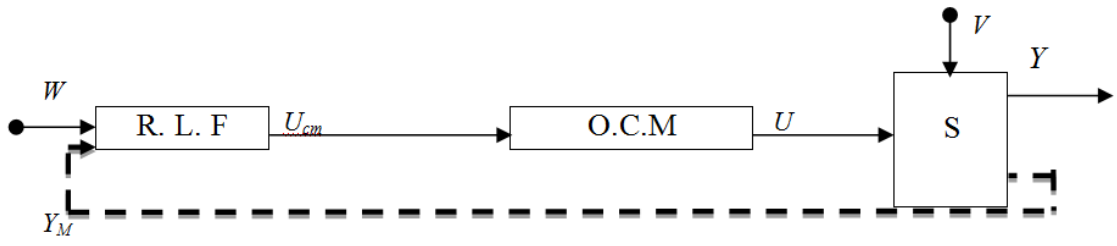


Fig. II. 7 : Structure d'un régulateur par logique floue.

avec :

- S : Système à régler
- OCM : Organe de commande
- RLF : Régulateur par logique floue
- W : Grandeur de consigne
- u_{cm} : Signal de commande fourni par le RLF
- u : Grandeur de commande fournie par l'OCM

- v : Perturbation
- Y : Grandeur à régler (ou sortie)
- Y_M : Vecteur contenant les grandeurs *mesurées*

On constate une certaine affinité avec le réglage par contre réaction d'état, en général, le nombre de grandeurs réunies dans le vecteur Y_M est inférieur au nombre de grandeurs d'état.

II. 4. 6. Structure et configuration interne d'un régulateur par logique floue

Par opposition avec un régulateur standard ou un régulateur par contre réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques.

Le régulateur par logique floue est composé de quatre éléments de base suivants :

- Interface de Fuzzification.
- Base de règles.
- Moteur d'inférence floue.
- Interface de défuzzification.

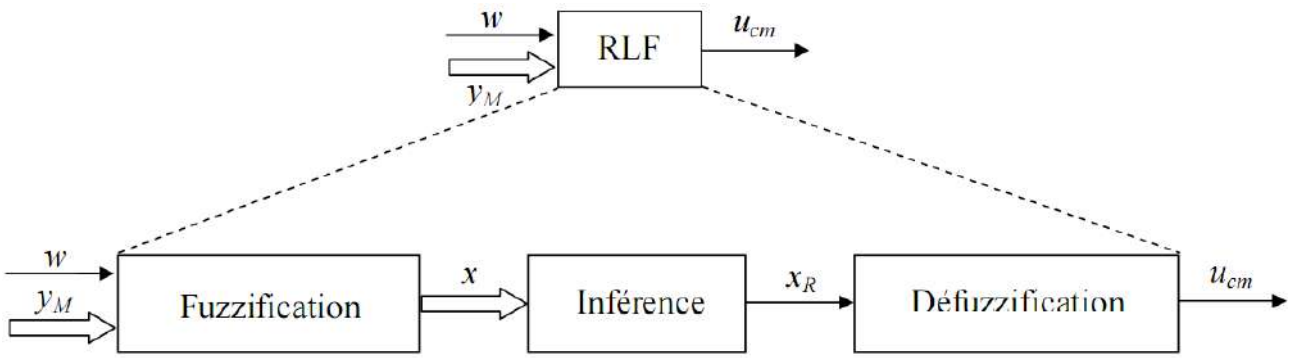


Figure II.8 : Structure de base d'un régulateur flou

II. 4. 6. 1. Interface de Fuzzification

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous. Ainsi, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur en sous-ensembles flous [2].

Pour fuzzifier, il faut donner:

- L'univers du discours.
- Une partition en classe floue de cet univers.
- Les fonctions d'appartenances de chacune de ces classes.

II. 4. 6. 2. Base de connaissance

Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

A. La base de données

Elle Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et de sortie.

B. Base de règle

Les systèmes à logique floue utilisent une expertise exprimée sous forme d'une base de règles du type: Si….Alors…

$Si\ (X\ est\ A)\ Alors\ (Y\ est\ B)$

II. 4. 6. 3. Le moteur d'inférence

Le moteur d'inférence floue permet, à partir d'une entrée floue et en exploitant les informations inscrites dans la base de règles, de déduire une conséquence floue en appliquant une procédure d'inférence floue [26].

A. Structure générale de l'inférence

« SI l'entrée **x** appartient au **sous-ensemble A ET** que l'entrée **y** appartient au **sous-ensemble B ALORS** la sortie appartient au **sous-ensemble C**. »

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, dont les principales sont [26]:

- Méthode d'inférence MIN / MAX
- Méthode d'inférence MAX / PROD
- Méthode d'inférence SOMME / PROD

B. Méthodes d'inférence MIN/MAX [27]-[28]

- Au niveau de la condition : **ET** est représenté par la fonction **Min**, **OU** est représenté par la fonction **Max**

- Au niveau de la conclusion : **OU** est représenté par la fonction **Max, ALORS** est représenté par la fonction **Min** (d'où la désignation) par la fonction **Min** (d'où la désignation).

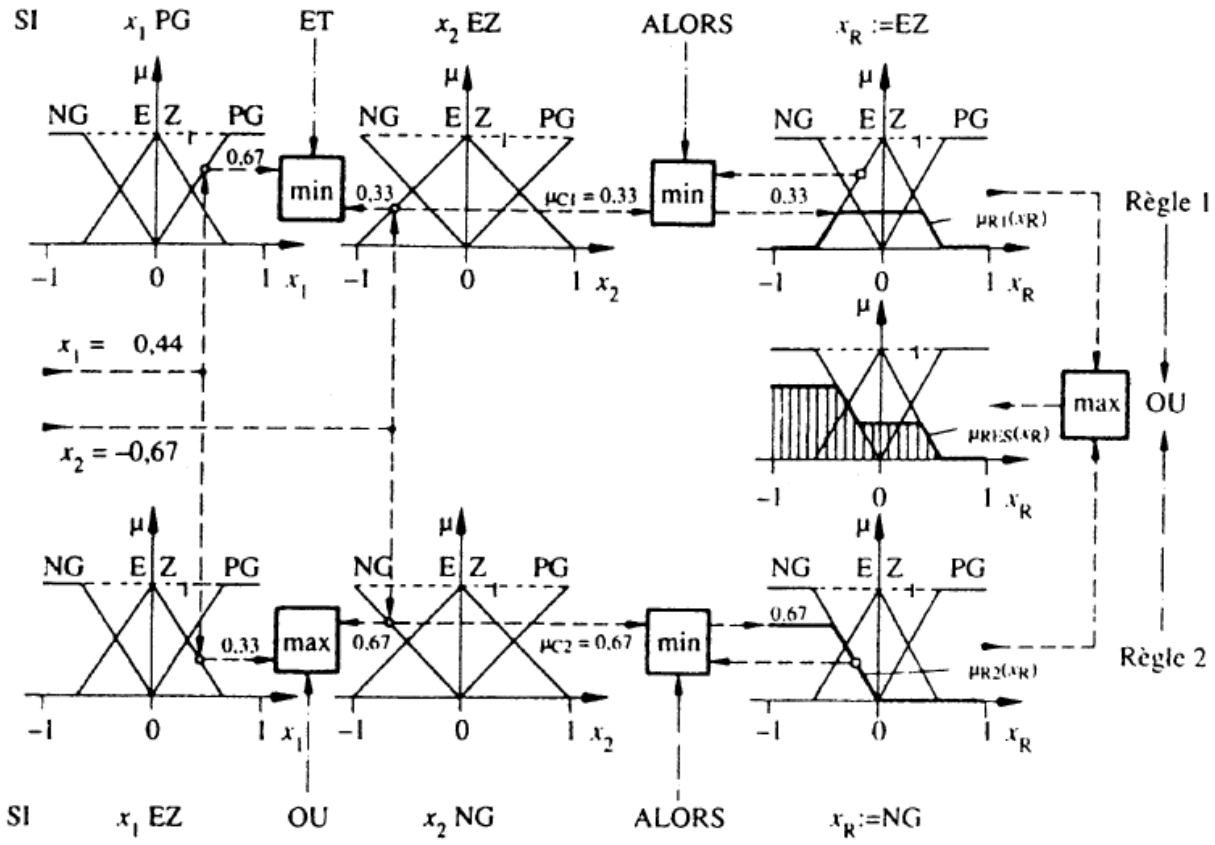


Fig. II. 9 : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles.

La méthode d'inférence max-min (à ne pas confondre avec l'opérateur min-max), réalise, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R par l'opérateur ET, réalisé dans le cas présent par la formation du minimum. Enfin l'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

A noter que la désignation de la méthode d'inférence (max-min dans le cas présent) se rapporte à la réalisation de OU liant les règles (max) et la réalisation de ALORS (min).

La figure représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence max-min.

La condition (x_1 PG ET x_2 EZ) de *la première règle* implique pour x_1 =0,44 et x_2 = -0,67 les facteurs d'appartenance μ_{PG} (x_1= 0,44) = 0,67 et μ_{EZ}(x_2 = -0,67) = 0.33, qui implique que la condition prend le facteur d'appartenance μ_{C1} = 0,33 (minimum des deux valeurs à cause de l'opérateur ET). La fonction d'appartenance μ_{EZ} (x_R) pour la variable de sortie est donc écrêtée à 0,33 (à cause de la formation du minimum lié à ALORS). La fonction d'appartenance partielle μ_{R1} (x_R) pour x_R est mise en évidence par un trait renforcé.

La deuxième règle implique par sa condition (x_1 EZ OU x x_2 NG) les facteurs d'appartenance μ_{EZ}(x_1 = 0,44) = 0,33 et μ_{NG}(x_2 = -0.67) = 0,67. Ainsi, la condition possède le facteur

d'appartenance μ_{C2} = 0,67 (maximum des deux valeurs à cause de l'opérateur OU). La fonction d'appartenance partielle μ_{R2} (x_R) est également mise en évidence par un trait renforcé. Puisque chacune des règles exige une intervention, Il faut encore déterminer la fonction d'appartenance résultante μ_{RES} (x_R) Elle s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles, étant donné que les deux règles sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction d'appartenance résultante est hachurée sur la figure.

La méthode d'inférence max-min peut être décrite en toute généralité de la manière suivante: à la condition de chaque règle R_i (avec i = 1,2, ..., m) est attribué un facteur d'appartenance μ_{Ci}. Il dépend évidemment de la condition elle-même et des valeurs déterminées pour les variables d'entrée x_1, x_2 ,..., x_n. Si la condition n'est pas du tout vérifiée, on a évidemment μ_{Ci} = O. A noter que les opérateurs ET et OU sont réalisés respectivement par la formation du minimum et du maximum.

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation

$$\mu_{Ri}(x_R) = \min [\mu_{Ci}, \mu_{Oi}(x_R)]; i = 1,2, ..., m \quad \text{(II.38)}$$

$\boldsymbol{\mu_{Ci}}$ facteur d'appartenance liée à la condition *i*.

$\boldsymbol{\mu_{Oi}(x_R)}$ est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i.

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{RES}(x_R) = \max [\mu_{R1}(x_R), \mu_{R2}(x_R),..., \mu_{Rm}(x_R)] \quad \text{(II.39)}$$

Résumé :

La première règle donne :

1. x_1 = 0,44 est PG avec un degré de 0,67 et x_2 = -0,67 est EZ avec un degré de 0,33 ;
2. (x_1 PG **ET** x_2 EZ) équivaut à min (0,67 ; 0,33) ce qui donne 0,33 ;
3. Alors = min équivaut à écrêter la fonction d'appartenance de x_R, EZ à 0,33.

La deuxième règle donne :

1. x_1 = 0,44 est EZ avec un degré de 0,33 et x_2 = -0,67 est NG avec un degré de 0,67 ;
2. (x_1 EZ **OU** x_2 NG) équivaut à max(0,67 ; 0,33) ce qui donne 0,67 ;
3. ALORS = min équivaut à écrêter la fonction d'appartenance de x_R, NG à 0,67.

Résultat :

Comme chacune des règles exige une intervention il faut déterminer la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$, elle s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles, étant donné que les règles sont liées par l'opérateur OU. La fonction d'appartenance résultante est donnée par la surface hachurée [85].

C. Méthode SOMME/PROD

Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court. Par opposition aux méthodes d'inférences précédentes, cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur **ET** est réalisé par la formation du produit [26].

La conclusion de chaque règle, introduite par **ALORS**, liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie **xr** par l'opérateur **ET**, est réalisé par la formation du produit. Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne [26].

II. 4. 6. 4. La défuzzification

La défuzzification est l'opération qui consiste à extraire d'un ensemble flou une valeur numérique considérée comme valeur significative. Dans le domaine de la commande en temps réel, un critère de choix de la méthode de défuzzification est la simplicité de calcul. [26]

A. Méthode du Maximum

La méthode du maximum fournit en sortie comme valeur significative u, celle correspondant au maximum de la fonction d'appartenance $\mu_{C'}(u)$. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles $\mu_{C'}(u)$ est maximale [26].

B. Méthode de la moyenne du maximum

Elle donne comme valeur la moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal [26].

C. Méthode du plus grand maximum

Cette méthode donne comme résultat la plus grande valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance [28].

D. Méthode du plus petit maximum

Elle donne comme résultat la plus petite valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance. Les deux premières méthodes sont les plus utilisées [28].

E. Méthode du Centre de Gravité

La plus fréquente est le centre de gravité de la surface de l'ensemble flou $\mu_{C'}(u)$ qui est défini par [26]:

$$u = \frac{\int_U \mu_{C'}(u).udu}{\int_U \mu_{C'}(u)du} \qquad (\text{II.40})$$

Où $\mu_{C'}(u)$ est la fonction d'appartenance de l'ensemble flou C' représentant la sortie globale du système flou. Souvent on utilise une version discrète de l'intégrale :

$$u = \frac{\sum_i u_i.\mu_{C'}(u_i)}{\sum_i \mu_{C'}(u_i)} \qquad (\text{II.41})$$

F. Méthode des Hauteurs Pondérées

Cette méthode effectue une moyenne pondérée entre les centres de gravité des conséquences des règles [26] :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^{m} w_i c_i}{\sum_{i=1}^{m} w_i} \qquad (\text{II.42})$$

Où c_i est le centre de gravité de l'ensemble C_i conséquence de la $i^{ème}$ règle et w_i le degré d'activation de cette même règle.

II. 4. 7. Diffèrents types de régulateur flou

II. 4. 8. 1. Régulateur de type Mamdani

En 1974, E.H Mamdani avait présenté, pour la première fois, la technique de réglage par logique floue. Celle-ci consiste à déterminer un ensemble de règles qui maîtrise le comportement dynamique du système à commander. L'obtention de ces règles est facile auprès des experts qui connaissent bien le système. Il avait utilisé des règles à prémisses et conclusions symboliques, l'inférence (max, min), et la défuzzification par centre de gravité [29].

II. 4. 8. 2. Régulateur de type Sugeno

Dans les régulateurs de ce type, les conclusions des règles ne sont pas Symboliques (i.e. représentées par des sous ensembles flous) mais une fonction (numérique) des entrées [24]:

$b^i = f(x_i, K, x_n)$ les prémisses étant symboliques.

Où : f **(×)** est généralement fonction polynomiale.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre on a analysé les trois différentes méthodes de contrôle du filtre actif parallèle que l'on trouve l'algorithme P-Q, le régulateur PI et le contrôleur à logique floue, on conclut que la dernière structure étudiée, celle qui présente les meilleures performances pour être utilisée dans des charges non linaire. Dans le chapitre suivant, on étudiera les résultats que nous montre ce qu'on a dit avec l'outil de simulation Matlab/Simulink.

III. 1. Introduction

Dans le chapitre précédent on a étudié les trois méthodes de contrôle classique et moderne de filtre actif parallèle. Le but de ce chapitre est voir les résultats de simulation des différentes méthodes de contrôle comme suivant, ainsi la comparaison entre eux :

Dans la première partie de ce chapitre on donne les caractéristiques du courant de source i_{sa} avant l'application du filtrage actif parallèle.

La seconde partie présente les résultats de simulation après le filtrage actif parallèle contrôlé par l'algorithme P-Q. On fait la comparaison entre les résultats de simulation de cette méthode sans puis avec l'insertion de l'inductance de correction L_f (placée en amont du redresseur non linéaire).

Dans la troisième partie, on fait les mêmes étapes que la précédente, mais avec le régulateur classique PI.

Au quatrième partie on voit les résultats de simulation du filtre actif parallèle commandé par un contrôleur moderne, c'est le régulateur à base de la logique floue sans puis avec l'insertion de l'inductance L_f.

Et enfin, la dernière partie de ce chapitre on fait la comparaison entre les résultats du THD sans et avec l'application du filtre actif parallèle en utilisant les trois méthodes de commande précédentes.

Auparavant, nous allons rassembler les paramètres communs aux différents modèles dans le tableau (III.1) ci-dessous.

Tab. III. 1
Paramètres de simulation communs aux applications considérées

Paramètres		Valeurs numériques
Réseau d'alimentation	E_s RMS (efficace)	230 V
	Fréquence f	50 H
	Résistance de ligne R_s	0.25 mΩ
	Inductance de ligne L_s	19.4 µH
Charge non-linéaire (Pont de Graëtz à 6 thyristors)	Puissance apparente S	49.16 KVA
	Angle de retard à l'amorçage α	30°
Charge linéaire (en aval de la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC R_{dc}	4 Ω
	Inductance de charge DC L_{dc}	25 mH
Filtre actif	Tension du filtre $\boldsymbol{V_c}$	840 V
	Fréquence de commutation (fréquence de la porteuse)	10 KHz
	Filtre de sortie L_{FA}	1.3 mH
Inductance de correction	Inductance en amont de la charge polluante L_f	0.3 mH

III. 2. Caractéristiques du courant de source avant le filtrage

Les graphes du courant de source avant application du filtrage actif sont représentés sur les figures (III.1), (III.2) et (III.3). On constate une distorsion symétrique du courant i_{ca} (avec i_{ca}=i_{sa}) par rapport au point de demi période (Fig.III.1), ce qui signifie que les harmoniques multiples de 2 et 3 sont inexistants dans le spectre de i_{ca} et que seuls ceux de rang (6h ± 1) sont présents; ceci est confirmé par le spectre de i_{ca} (Fig.III.2) représentant les 30 premiers harmoniques les plus significatifs, avec un THD de i_{ca} est de 24.03% pour une durée d'observation de 0.1 s.

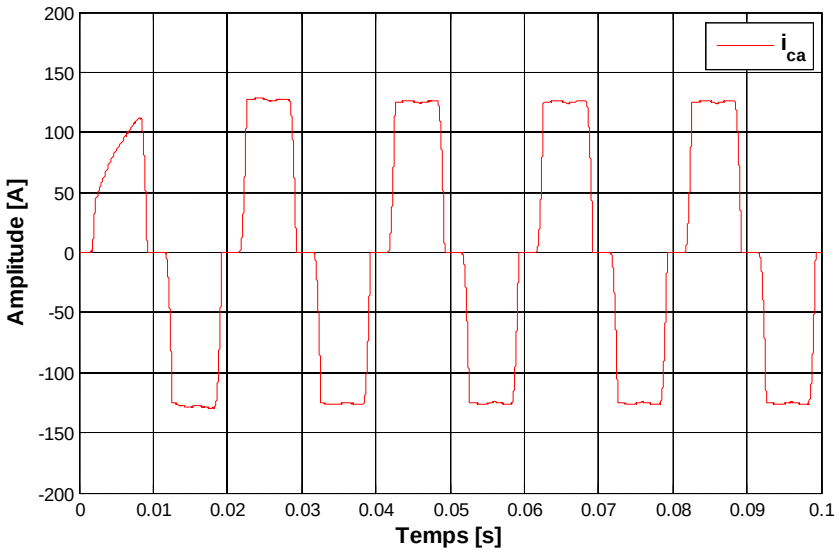


Fig. III. 1 : Allure du courant de charge i_{ca} avant filtrage actif.

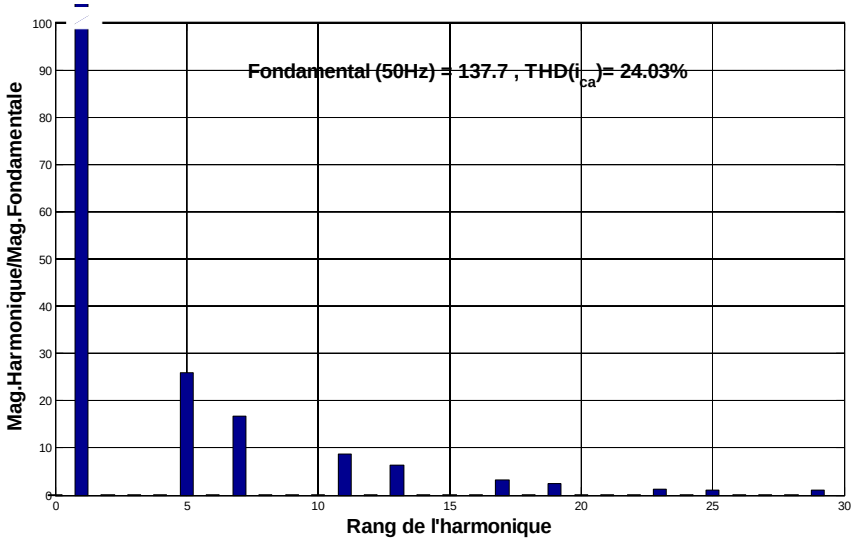


Fig. III. 2 : Spectre harmonique de i_{ca}.

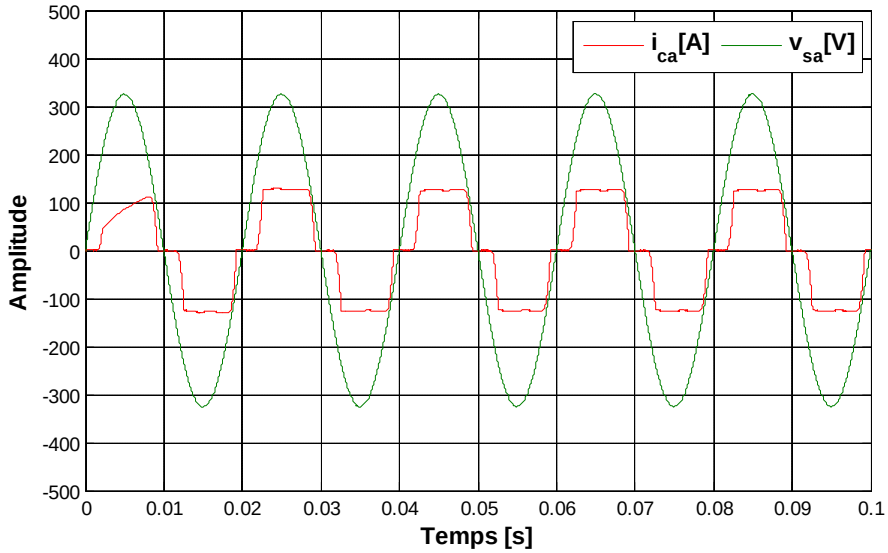


Fig. III. 3 : Allure du courant de charge i_{ca} déphasé de la tension d'alimentation v_{sa}.

La distorsion harmonique n'est pas le seul problème rencontré ici car la figure (III.3) indique une dégradation au niveau du facteur de puissance ; ainsi on peut s'attendre à une fluctuation dans l'énergie réactive du système.

III. 3. Résultat de simulation du filtre actif parallèle contrôlé par l'algorithme P-Q

Pour la simulation sous *Matlab/Simulink*, on a utilisé les paramètres du tableau (III.2). On va se contenter de l'étude du courant et de la tension seulement dans la phase *a*, sachant que ceux des deux autres phases sont retardés par rapport à la phase *a* de 120° et 240° respectivement.

Tab. III. 2
Paramètres de simulation du FAP par l'algorithme P-Q

Paramètres	Valeurs numériques
V_{dc}	840 V
L_{fa}	1.3 mH
T_s	0.1 s
L_f	0.3 mH
L_C	25 mH
R_C	4 Ω

III. 3. 1. Courant de source après filtrage actif parallèle sans insertion de L_f

Après application du filtre actif parallèle contrôlé par l'algorithme P-Q et sans filtrage par l'inductance de correction L_f, on enregistre une amélioration dans l'allure de i_{sa}, comme illustre la figure (III.4). Donc, i_{sa} a été dépollué à un niveau mieux que la précédente, ceci est conforté par le spectre harmonique de la figure (III.5), avec un THD (i_{sa}) de 11.52 % durant 0.1 s.

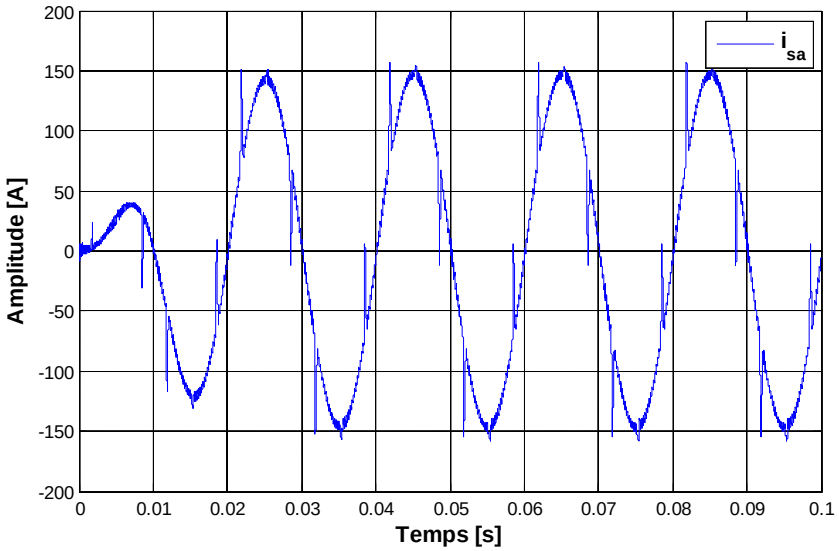


Fig. III. 4 : Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par P-Q sans insertion L_f.

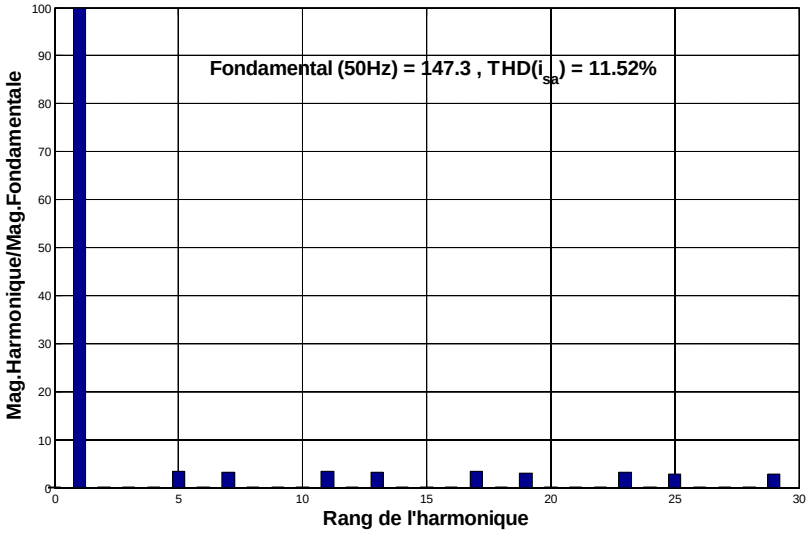


Fig. III. 5 : Spectre harmonique de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par P-Q sans insertion L_f.

La figure (III.6) montre que Les deux ondes sont en phase, malgré la présence d'un léger décalage (retard de i_{sa} par rapport à v_{sa}) engendré par L_f. Ceci induit un facteur de puissance proche de l'unité, donc une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

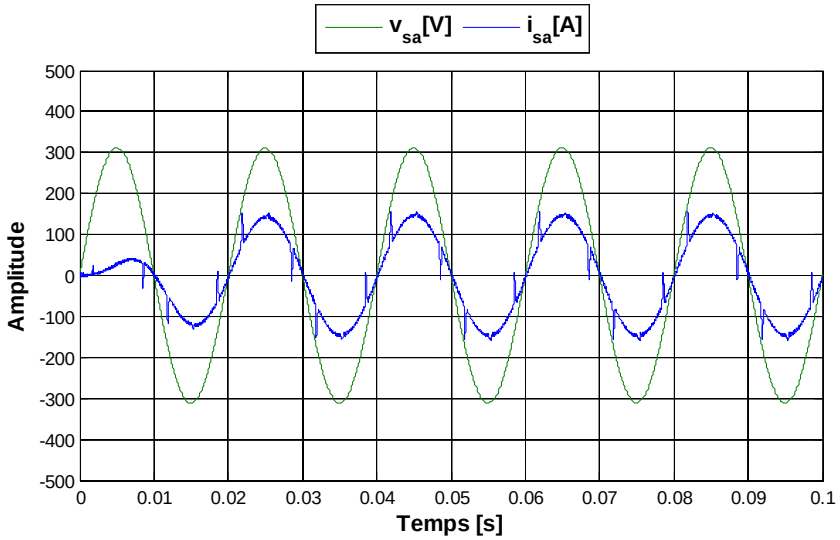


Fig. III. 6 : Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa}.

C'est le courant i_{sa} est récupéré son allure sinusoïdale nous rassure que le filtre actif a généré un courant i_{ha}* qui suit bien sa référence i_{ha}, comme montre le figure (III.7).

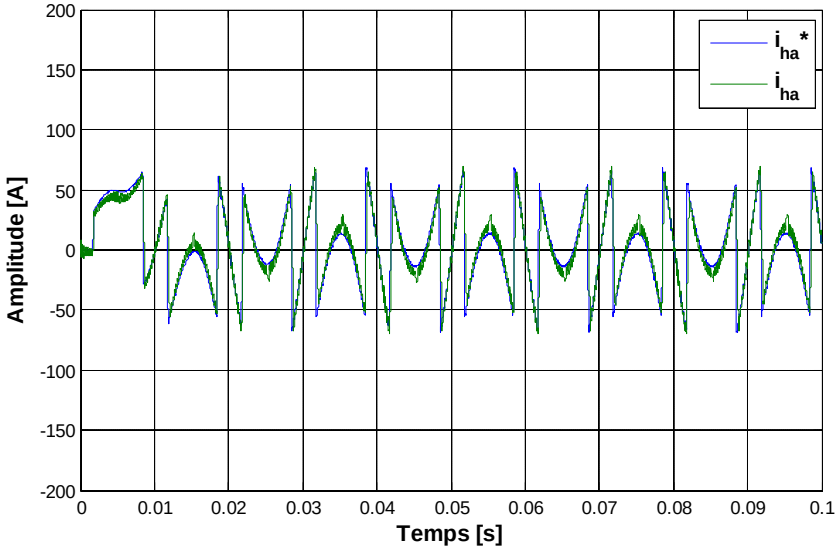


Fig. III.7 : Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence i_{ha}*.

Les déformations dans la forme de i_{sa} se situent dans les points d'intersection non nulles de i_{ca} et i_{ha}, comme on peut le voir dans la figure (III.8).

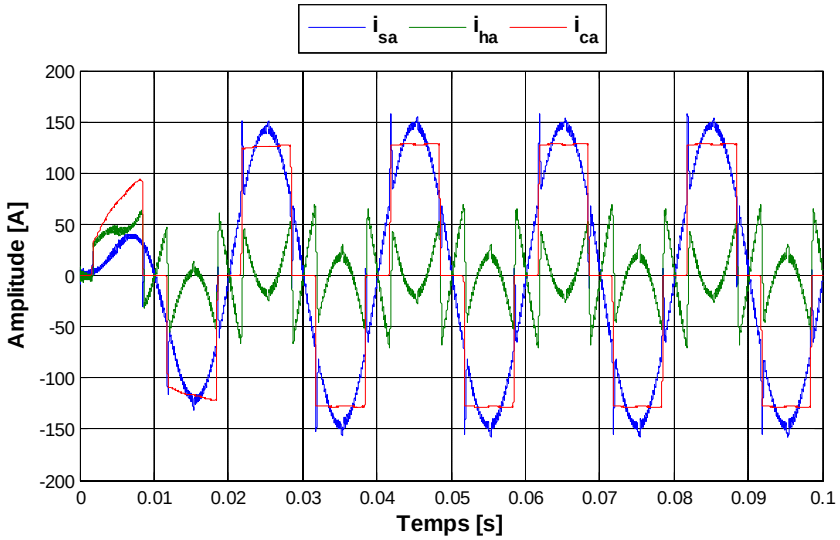


Fig. III. 8 : Courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et de filtre i_{ha}.

III. 3. 2. Courant de source après filtrage actif parallèle avec insertion de L_f

Pour améliorer la forme d'onde de i_{sa}, on a inséré l'inductance L_f de 0.1 mH en amont de la charge polluante. Le résultat était satisfaisant puisque les déformations ont été réduites et il en est de même pour le THD (i_{sa}) avec un nouveau taux de 2.15 %, comme illustré dans les figures (III.9) et (III.10).

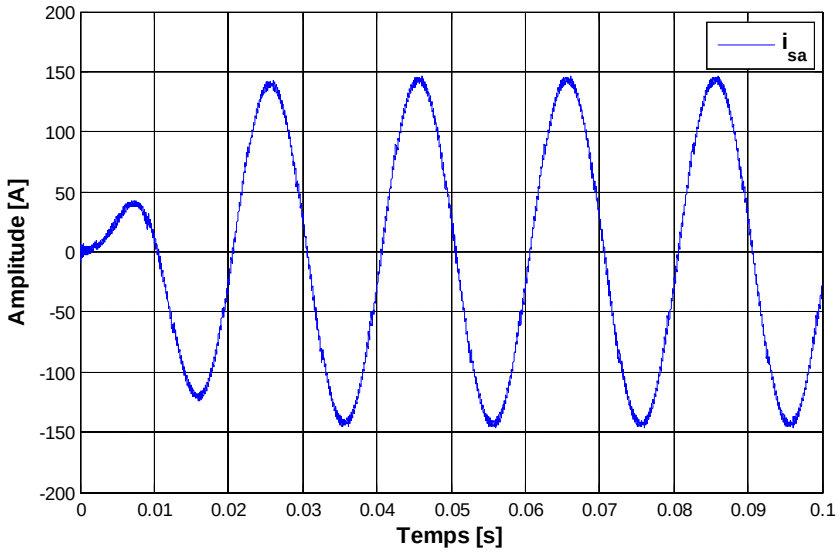


Fig. III. 9 : Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par P-Q avec insertion de L_f.

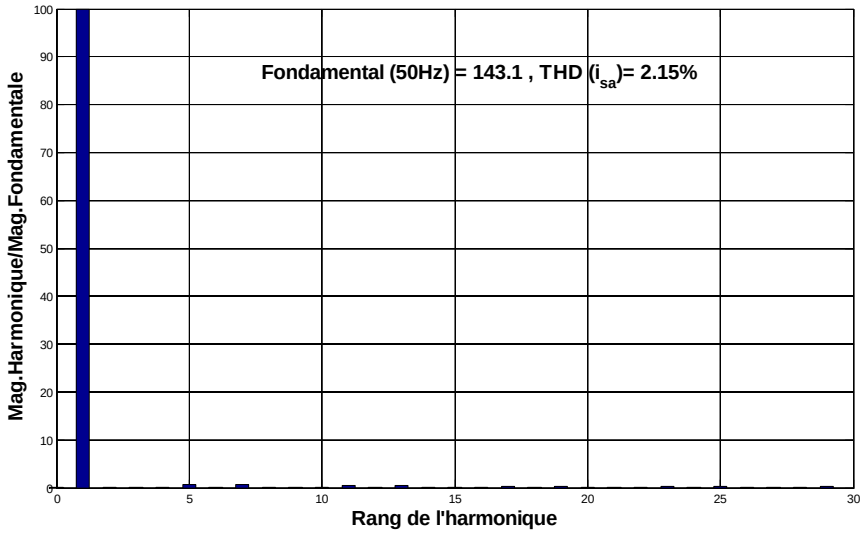


Fig. III. 10 : Spectre harmonique de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par P-Q avec insertion L_f.

En outre, en superposant les ondes de i_{ca}, i_{ha} et i_{sa}, comme représenté la figure (III.11).

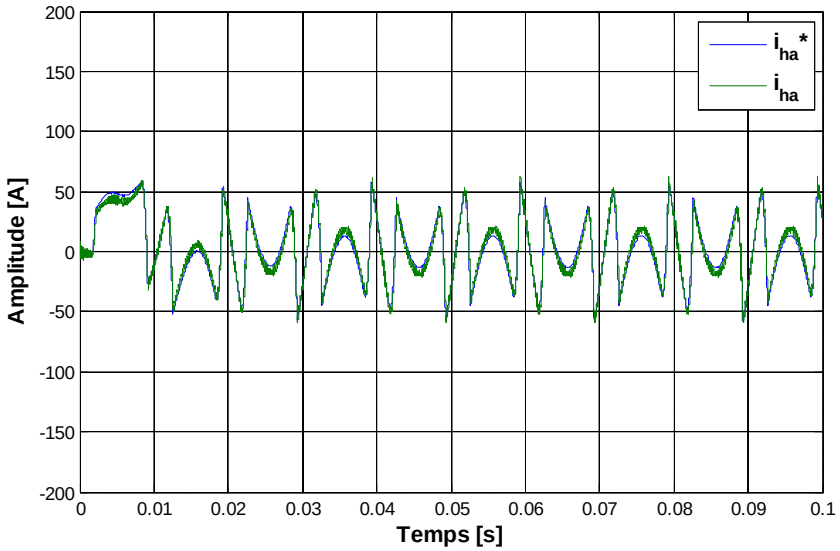


Fig. III. 11 : Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence i_{ha}*.

Dans la figure (III.12), on montre le nouveau courant i_{sa} et la tension de source v_{sa}. Les deux ondes sont en phase, malgré la présence d'un léger décalage (retard de i_{sa} *a* par rapport à v_{sa}) engendré par L_f. Ceci induit un facteur de puissance proche de l'unité, donc une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

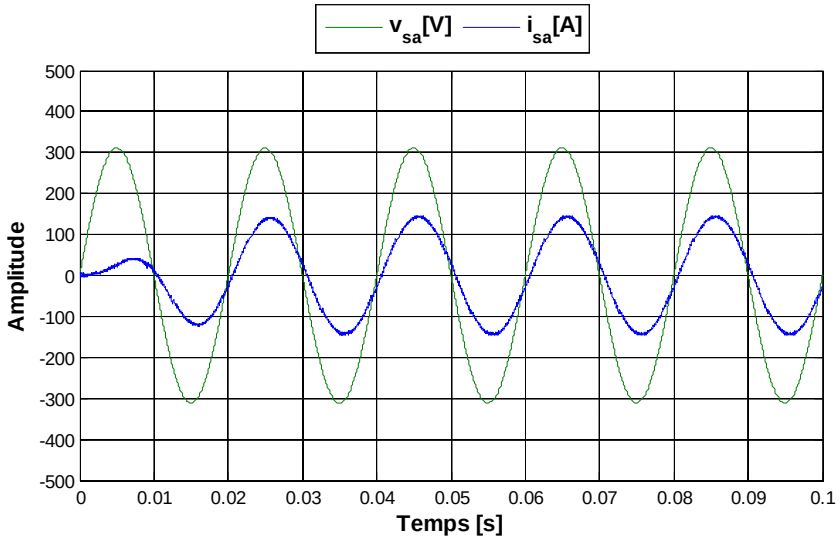


Fig. III. 12 : Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa}.

III. 4. Résultat de simulation du filtre actif parallèle contrôlé par régulateur PI

III. 4. 1. Paramètres de la simulation

Les paramètres de la simulation sont groupés dans le tableau (III.3).

Tab. III. 3
Paramètres de simulation du FAP par le régulateur PI

Paramètres	valeurs numériques
V_c	840 V
L_{fa}	1.3 mH
L_f	0.3 mH
K_P	1
K_i	$15.9 . 10^{-6}$
R_c	4 Ω
L_c	25 mH

III. 4. 2. Résultats de simulation sans insertion L_f

Après filtrage actif parallèle, avec courant régulé par régulateur PI sans insertion L_f, on obtient le courant de source i_{sa} montré dans la figure (III.13). On constate un courant de forme sinusoïdale.

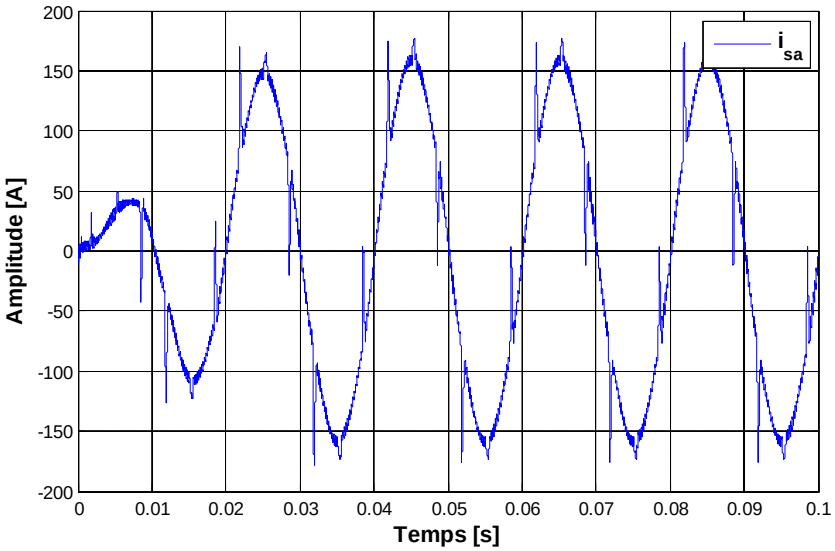


Fig. III. 13 : Allure de i_{sa} après filtrage actif par régulateur PI sans insertion de L_f.

Le spectre harmonique du courant ci-dessus, illustré dans la figure (III.14), indique un THD sans inductance de correction L_f de 12.65 % durant 0.1s.

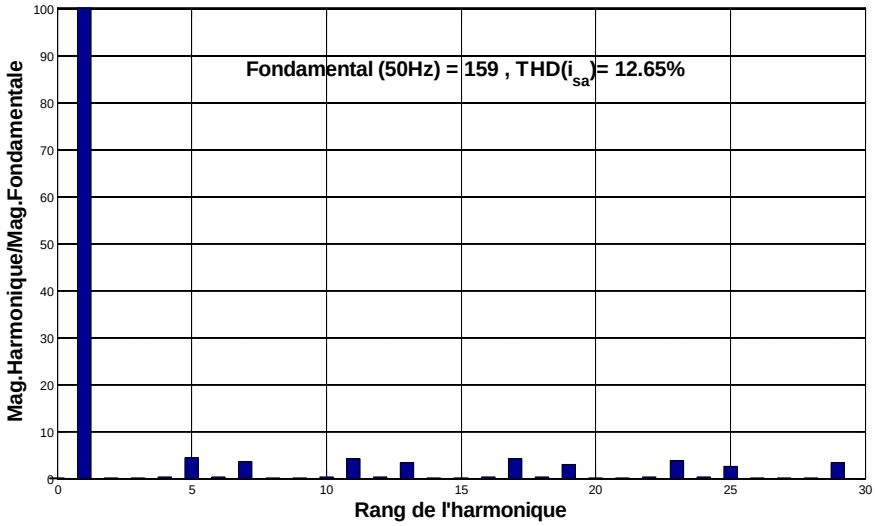


Fig. III. 14 : Spectre harmonique de i_{sa} avec régulateur PI et sans L_f.

Le courant généré par le filtre actif poursuit sa consigne, comme le montre la figure (III.15) ; on constate une poursuite assez satisfaisante ce qui révèle une commande assez correcte.

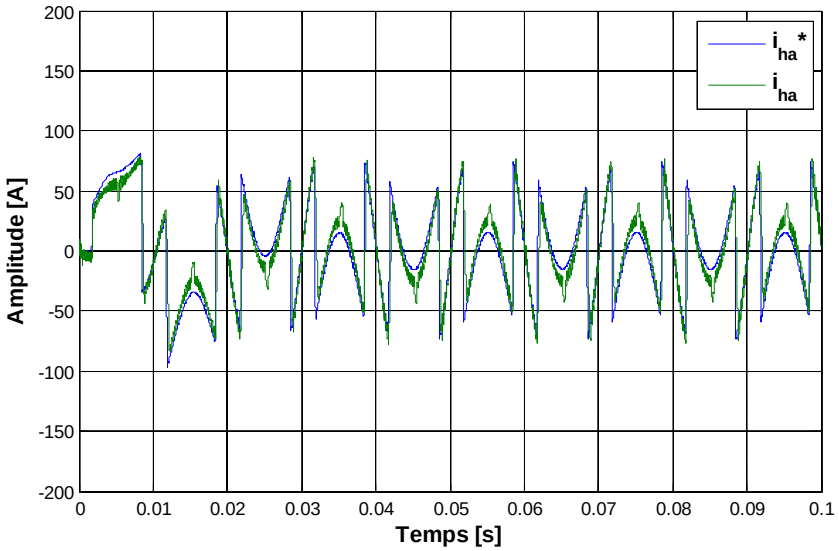


Fig. III. 15 : Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence.

III. 4. 3. Résultats de simulation avec insertion L_f

Le courant régulé par régulateur PI avec insertion L_f, on obtient le courant de source i_{sa} montré dans la figure (III.16). On constate un courant de bonne forme sinusoïdale par rapport à la forme présidente (Fig.III.13).

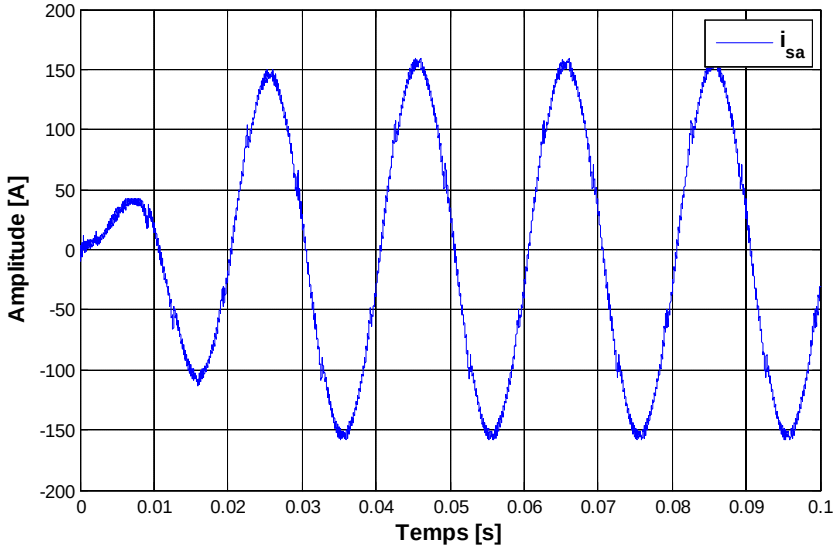


Fig. III. 16 : Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par P-Q avec insertion L_f.

Après l'insertion du régulateur de courant PI, les améliorations ont été enregistrées dans son spectre harmonique (Fig. III.17) où le THD a chuté à 3.64 % pendant une durée de 0.1 s.

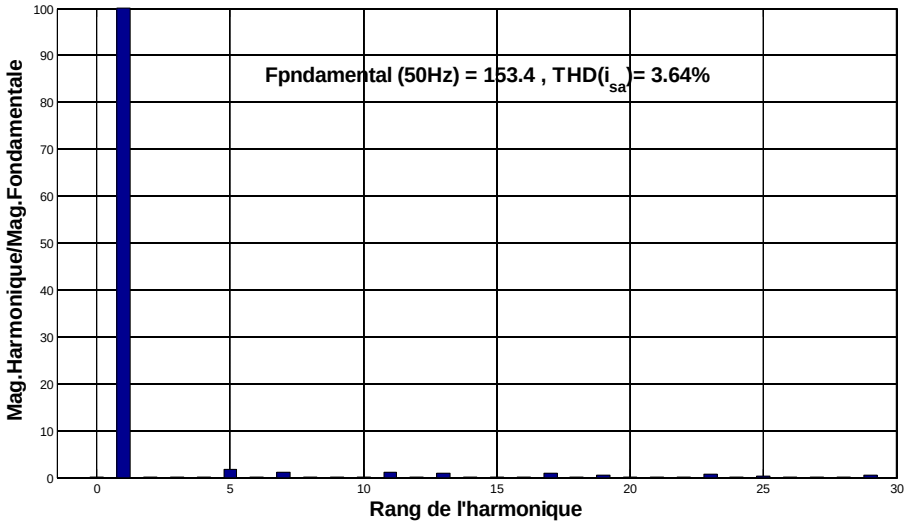


Fig. III. 17 : Spectre harmonique de i_{sa} avec régulateur PI et avec L_f.

En plus, la forme dans laquelle le courant généré par le filtre actif suit sa référence a subi elle aussi des améliorations, comme on l'observe dans la figure (III.18).

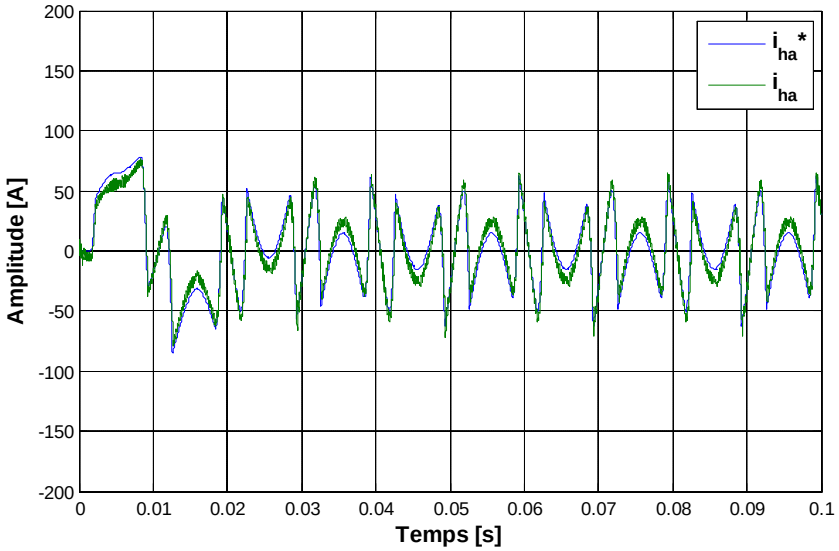


Fig. III. 18 : Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence.

La figure (III.19) montre le nouveau courant i_{sa} et la tension de source v_{sa}. Les deux ondes sont en phase, malgré le décalage engendré par L_f. Ceci induit un facteur de puissance proche de l'unité, donc une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

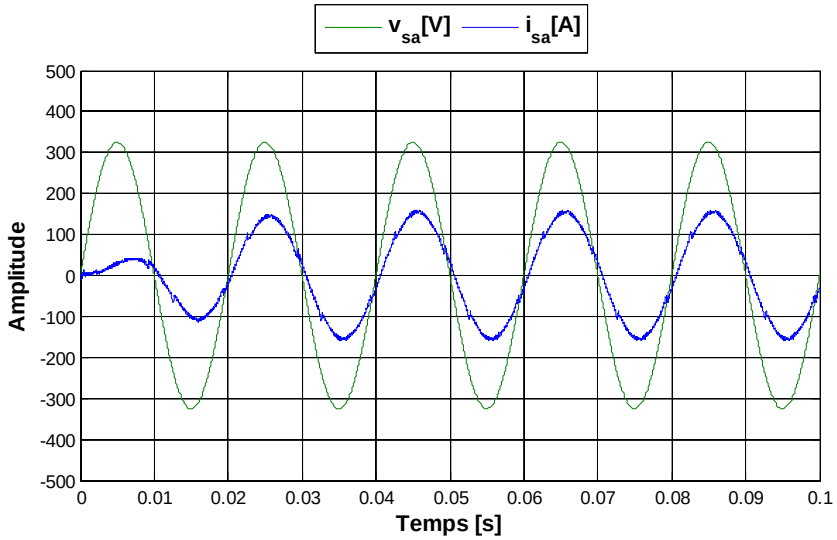


Fig. III. 19 : Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} avec l'insertion de L_f.

III. 5. Résultat de simulation de filtre actif parallèle contrôlé par Régulateur floue

III. 5. 1. Paramètres de la simulation

Les paramètres de la simulation sont groupés dans le tableau (III.4).

Tab. III. 4
Paramètres de simulation du FAP par le régulateur Flou

Paramètres	valeurs numériques
V_c	840 V
L_{fa}	1.3 mH
L_f	0.3 mH
Filtre Passe-Bande 2nd ordre: fréquence de la coupure f_c, et facteur d'amortissement ξ.	50 Hz, 0.707
R_c	4 Ω
L_c	25 mH

III. 5. 2. Résultats de simulation Sans insertion de l'inductance de correction L_f

Le courant de source dépollué par le filtre actif flou est montré dans la figure (III.20). C'est une forme plus nette.

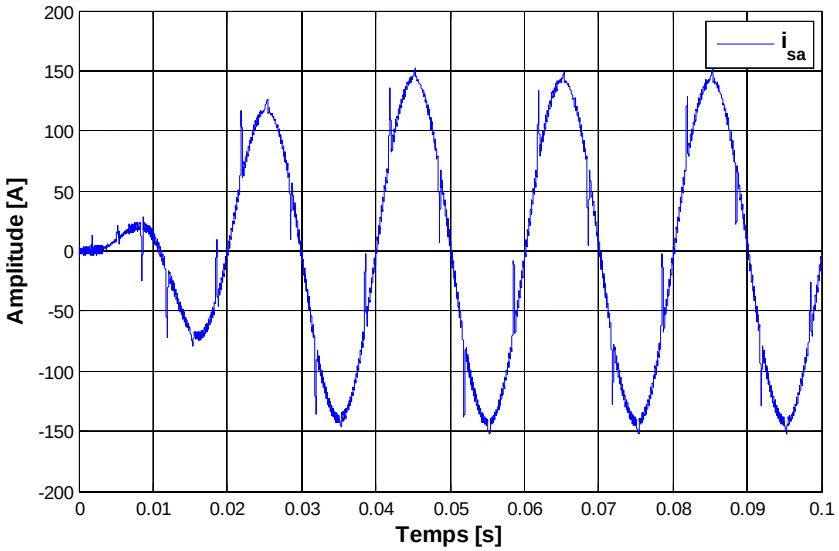


Fig. III. 20 : Allure de i_{sa} après filtrage actif contrôlé par floue sans l'insertion de L_f.

Le THD (i_{sa}) était de1.04%, il après l'application du correcteur flou comme représente la figure (III.21).

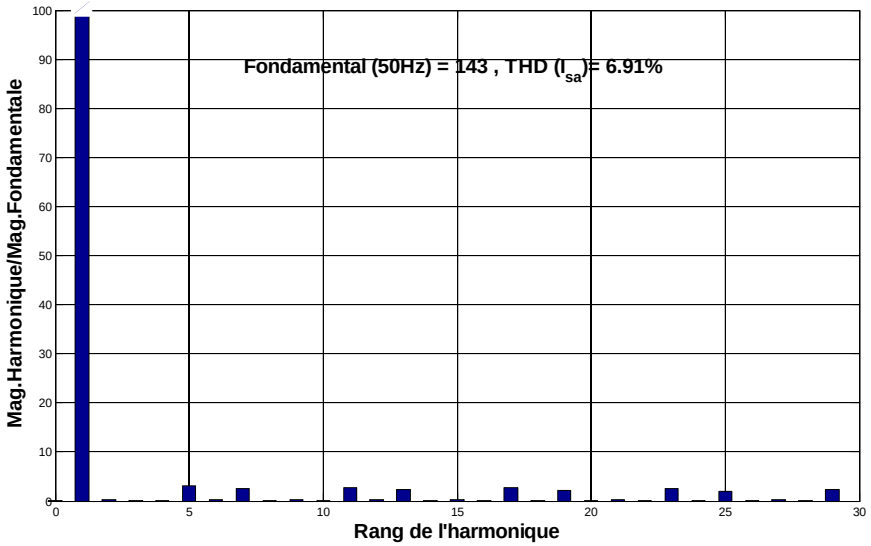


Fig. III. 21 : Spectre harmonique de i_{sa} avec régulateur floue et sans L_f.

La commande floue a généré le courant illustré dans la figure (III.22), où on le voit poursuivre parfaitement sa référence.

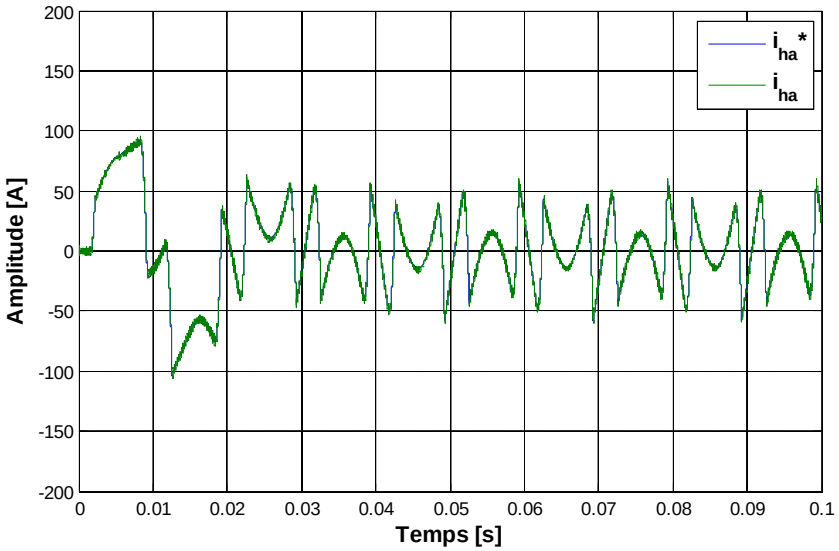


Fig. III. 22 : Courant généré par le filtre actif i_{ha} et sa référence.

III. 5. 3. Résultats de simulation avec insertion de l'inductance de correction l_f

En réalité, pas de grandes différences ont été notées lors de l'insertion de l_f par rapport au cas du correcteur classique. Le nouveau courant de source est montré dans la figure (III.23).

Toutefois l'allure est meilleure si comparée avec la figure (III.20).

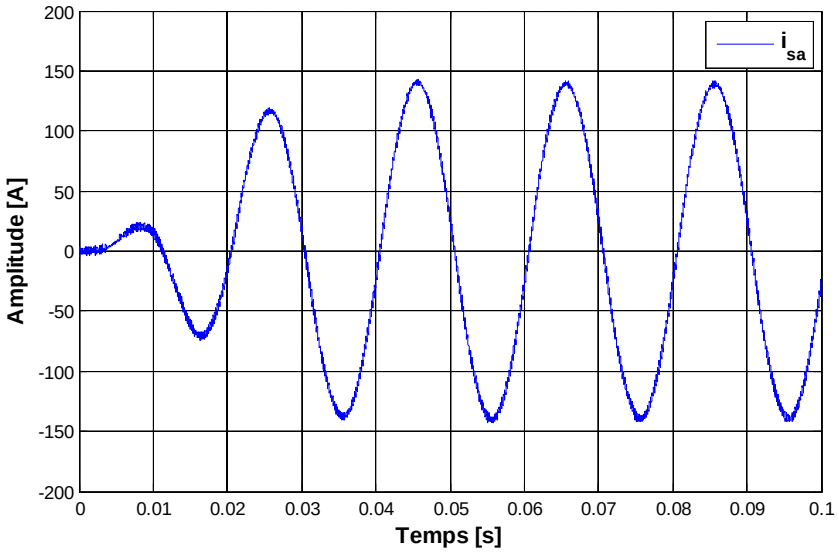


Fig. III. 23 : Amélioration du courant i_{sa} après correction floue et insertion de L_f.

La différence entre les deux cas classique et flou peut être visible dans le nouveau spectre harmonique d'isa révélant un THD de 1.78 % durant 0.1 s comme montre la figure (III.24).

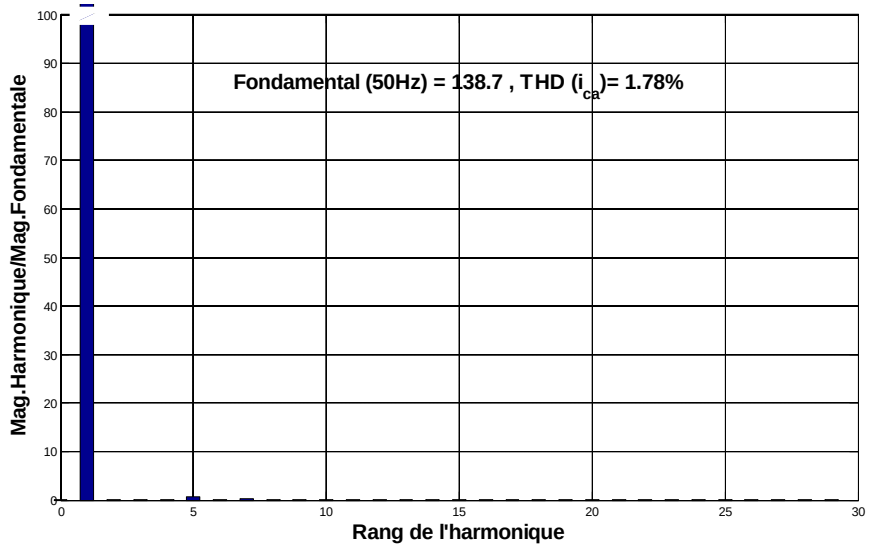


Fig. III. 24 : Spectre harmonique de i_{sa} après correction floue et insertion de L_f.

L'impact du correcteur flou et de l'inductance L_f sur le filtre actif est également visible dans la courbe du courant généré (Fig. III.25 et III.26).

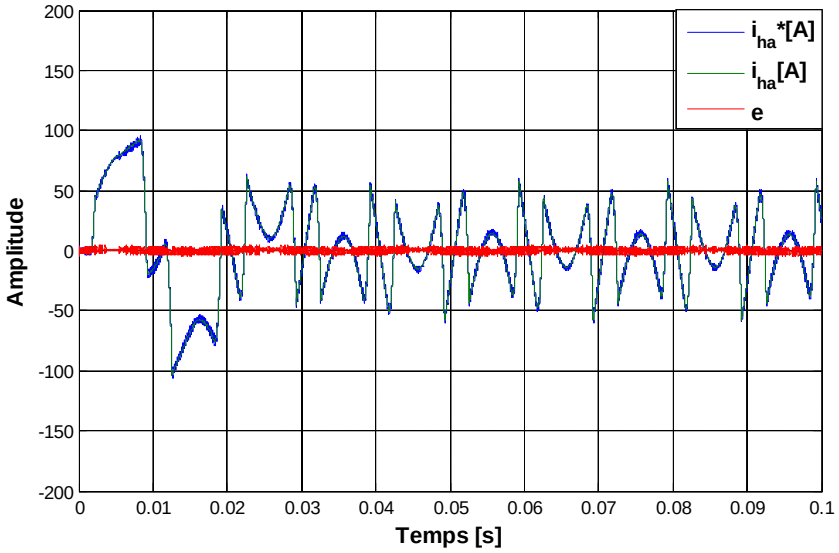


Fig. III. 25 : courant généré par filtre actif, sa référence et son erreur.

Le décalage entre le courant et la tension de source presque nul comme nous représente la figure (III.26), il permet d'assurer que le facteur de puissance n'a pas été perturbé par l'introduction du correcteur flou.

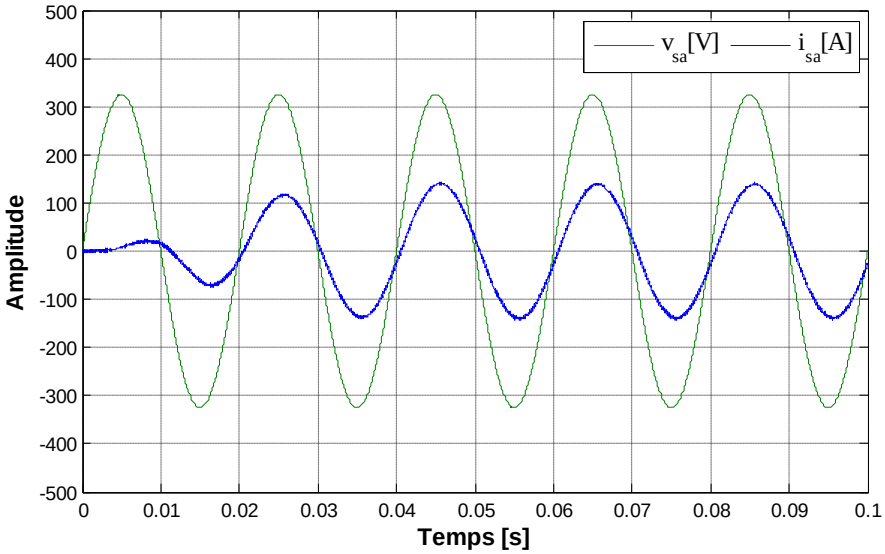


Fig. III. 26 : Correction du facteur de puissance par le filtre actif flou.

III. 6. Comparaison du THD entre les méthodes de commande utilisées

Le tableau (III.6) représente les valeurs des (6h±1) harmoniques du THD sans et avec application du FAP des trois méthodes de commande utilisées. Ce qui nous montre que les résultats obtenus avec le régulateur moderne flou sont meilleurs que ceux obtenus avec les méthodes classiques PI et P-Q.

Tab. III. 5
Valeurs de THD de quelques harmoniques sans puis avec FAP contrôlé par les trois méthodes

THD (%) / Harmonique	Sans filtre actif	Avec le contrôleur PI	Avec l'algorithme P-Q	Avec le contrôleur flou
1	100	100	100	100
5	0.07	2.15	0.64	0.28
7	13.20	1.74	0.76	0.08
11	7.87	1.18	0.61	0.02
13	6.18	1.12	0.57	0.02
17	4.10	1.23	0.50	0.01
19	3.30	1.09	0.45	0.01
23	2.16	0.90	0.37	0.01
29	1.03	0.62	0.24	0.01

Le tableau (III.7) résume les valeurs de THD des 30 premiers harmoniques sans et avec application du FAP des trois méthodes de commande utilisées.

Tab. III. 6
Résumé des THD sans et avec L_f

THD (%) / Régulateur	Sans L_f	Avec L_f
Sans régulateur	28.52	24.03
PI	12.65	3.64
P-Q	11.52	2.15
Flou	6.91	1.78

III. 7. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié les caractéristique du courant de source avant l'application du filtre actif parallèle, on remarque que la forme d'onde du courant de source n'est pas sinusoïdale, c'est le même courant de la charge non linéaire, le spectre d'harmonique du courant de source prend une valeur plus élevée (THD (i_{ca}) = 24.03%).

Dans la seconde partie, on a représenté les résultats de simulation du filtre commandé par l'algorithme P-Q, on a fait d'abord la simulation sans l'insertion de l'inductance de correction L_f puis avec, on distingue que la simulation avec l'insertion L_f donne une bonne forme d'onde sinusoïdale du courant de source et la valeur du spectre harmonique THD=2.15%.

Les quatrième et cinquième parties donnent les résultats de simulation des régulateurs PI et à logique floue sans et avec l'insertion de l'inductance L_f, on remarque que la forme de courant de source sinusoïdale et net, et on distingue que la commande de filtrage par régulateur flou est meilleur par apport les deux méthodes classiques (PI et P-Q) parce que le spectre harmonique de régulateur flou THD (i_{sa}) =1.78% est bon par rapport le THD de PI et P-Q, en plus le déphasage entre le courant de source et la tension d'alimentation est bien corrigé, ce qui signifie que le facteur de puissance est bon, donc une bonne compensation de l'énergie réactive. Enfin on a fait une comparaison de THD des 30 premiers harmoniques entre les trois méthodes de commande.

Nomenclature

P :pertes totales par effet Joule

I_h :Le courant harmonique de rang(A)

R :la résistance traversée par le courant

THD :Taux de distorsion harmonique

v_{ab}: tension entre phase a et b(v)

v_{bc} : tension entre phase b et c(v)

v_{ca} : tension entre phase b et c(v)

v_{an}:tension entre phase aetle neutre (v)

v_{bn}:tension entre phase b et le neutre(v)

v_{cn}:tension entre phase c et le neutre(v)

K_p :coefficientsducorrecteur*PI*

K_i :coefficientsducorrecteur*PI*

L : inductance totale série vue par le filtre actif(H)

ω_c:fréquence de la porteuse triangulaire (H)

Vdc: estlavaleurmoyennedela tensiondu bus continu du filtre actif(v)

Vs : tension de source(v)

v_{sa} : tension simple de phase a (v)

v_{sb} :tension simple de phase b (v)

v_{sc} :tension simple de phase c (v)

$v_{s\alpha}$: tension dans le repère $\alpha - \beta$(v)

i_{sa} : courant de phase(A)

i_{α} : courant dans le repère $\alpha - \beta$(A)

P :Puissance active instantané (W)

q : Puissance réactive instantané(VAR)

$p_{s\alpha}$:puissances instantanées selon les axes α

$p_{s\beta}$: puissances instantanées selon les axes β

$\overline{p}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant(W)

$\overline{q}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant(VAR)

$\tilde{p}$ et $\tilde{q}$: Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant

i_{ha} : courant harmonique de phase a(A)

$i_{h\alpha}$:courant harmonique dans repère α(A)

$i_{h\beta}$:courant harmonique dans repère α (A)

S:Puissance apparente (VA)

P :Puissance active (W)

Q :Puissance réactive (VAR)

v :la tension instantanée (V)

i:le courant instantané (A)

F_p : Facteur de puissance

F_{dis} : Facteur de distorsion

$F_{dép}$: Facteur de déplacement

C_f:capacité de filtre(F)

L_f : inductance de filtre(H)

$\Delta\vec{I}_f$: ladifférenceentrelecourantderéférenceetlecourantmesuré

$\vec{V}_{f-ref}$: tension de référence

V_{dc}:tensioncôtécontinudel'onduleur(V)

V_p :l'amplitudedelaporteusetriangulaire

τ :le retard causé par lecalcul des courants perturbateurs

a:la largeur du domaine

μ_{Ci} :facteur d'appartenance liée à la condition *i*

c_i : le centre de gravité

Cosφ : Facteur de puissance

Conclusion générale :

Ce travail présente l'étude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un système de filtrage.

L'objectif de ce système qui se compose d'un filtre actif parallèle est de compenser les perturbations générées par les charges dites non linéaires.

Plusieurs solutions de dépollution ont été présentées le filtre passif, filtre hybride. Particulièrement, le filtre actif parallèle qui présente la meilleure solution pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles d'apparaître dans un réseau.

Dans la deuxième partie de ce chapitre on a exposé l'état de l'art des filtres actifs de puissance. Modélisation de l'onduleur de ce filtre et quelques techniques de commande.

Dans le second chapitre on a sélectionné trois méthodes de commande de filtres actifs parallèle à simuler numériquement sous *Matlab-Simulink*. La méthode classique de commande d'un filtre (l'algorithme d'identification des puissances instantanées a été choisi ici pour identifier le plus grand nombre de perturbations en courant, tels que les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs. Cette méthode exige une tension de réseau sans perturbation, pour pouvoir fournir uniquement les perturbations en courant émises, par la charge polluante. Cette méthode est très efficace, simple et facile à implanter.

La deuxième méthode classique de commande c'est la méthode régulatrice PI à été placée avec l'algorithme de Notch. La troisième méthode commande c'est la technique intelligente, basée sur la logique floue.

Dans le troisième chapitre nous avons étudié plusieurs cas de simulation du système de compensation des harmoniques par filtre actif parallèle commandé par les trois méthodes de commande avec une charge non linéaire : compensation des harmoniques, de la puissance réactive, on fait la simulation sans et avec l'insertion de l'inductance de correction L_f. Nous pensons que les résultats de simulation obtenus étaient satisfaisants et ont montré l'efficacité du système proposé à savoir :

Un facteur de puissance qui témoigne la bonne compensation de la puissance réactive. Une baisse très sensible des taux de distorsion dans tous les cas de simulation. Le courant de la ligne après compensation est un courant équilibré sinusoïdal presque dépourvu des harmoniques (THD de PI=3.64, THD de P-Q=2.15% , THD floue=1,78%).

Comme perspectives, nous pouvons proposer :

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux pour minimiser le THD.
- Validation expérimentale des résultats théoriques obtenus.

Bibliographie

[1] **: Mohamed Moufta Abdusalem, «** Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » Thèse de Doctorat, Nancy-I, Génie Electrique le 29 mai 2008.

[2] : **Masjid Boudjedaimi, Patrice Wira, Djaffar Ould Abdeslam, Said Djennoune, Jean-Philippe Urban**, « Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques », conférence internationale sidi Bel-abbas Alegria, Nov 22-24, 20011.

[3] :**TADJER SID-AHMED** « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque '' GPV''». Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes. 2008.

[4] : **Subjak , McQuilkin** « Harmonics - causes, effects, measurements and analysis: Update», IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 26, n6, November/ December 1990.

[5] : **M.A.E. Allali** « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électrique Basse tension». Thèse de Doctorat, ULP Strasbourg I. 12 sept 2002.

[6] : **R. Atseneau** «Practical Definitions for Powers in System with No sinusoidal Waveforms and Unbalaned Loads : A Discussion», IEEE Transactions on Power Delivery, vol11, No. 1, pp. 79-101, Jan 1996.

[7] : **T.Deflandre, P.Mauras,** «Les harmoniques sur les réseaux électriques»

[8]: **Amaia Lopez de Heredia Bermeo** « Commande avancée des systèmes dédies à l'amélioration de la qualité de l'énergie. Mémoire de l'ingénieur, Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, le 14 novembre 2006.

[9]: H: Akagi.« Active Harmonic Filters», *Proceedings IEEE*, vol. 93, nº 12, p. 2128-2141, December 2005.

[10] : **Duverger Laurent** « Etude de stratégies de commande d'un filtre actif de type parallèle en vue d'assurer la compensation des harmoniques et du déséquilibre» Mémoire du Projet de Fin d'Études, 6 Mars 2006

[11] : **L. Gyugyi, E. C. Strycula** «Active AC Power Filters », Conference IAS Annual Meeting, p. 529-535, 1976.

[12] : **H. Akagi, H. Fujita** «New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems »**,**IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 10, nº 3, p. 1570-1575, Juillet 1995.

[13] : **H . Akag**i «Active Harmonic Filters», Proceedings IEEE, vol. 93, nº 12, p. 2128- 2141, Décembre 2005.

[14] : **P. C. Tan, P C Loh, D. G. Holmes, R. E. Morrison, «** Application of Multilevel Active Power Filtering to a 25 kV Traction System», Conference AUPEC'92, Melbourne (Australie),2002.

.

[15] : **Z. Wenyan, G. Asplund,** « Active DC Filter for HVDC Systems ». IEEE Trans. On Computer Applications in Power, vol. 7, nº 1, p. 40-44, Janvier 1994.

[16] : **S. Bhattacharya, D. Divan, «** Active Filter Solutions For Utility Interface of Industrial Loads», Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, p. 1078-1084, Janvier 1996.

[17] : **B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra**, **«** A Review of Active Filters for Power Quality Improvement »,IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, n° 5, p. 960-971, Octobre 1999.

[18] : **Mohamad Alaa Eddin Alali, «** Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », thèse de doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg, le 12 Septembre 2002.

[19] : **HİND DJEGHLOUD,** «Filtrage actif de puissance », thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, le 12.12.2007.

[20] : **A. Morsli, A. Tlemçani, M. S. Boucherit, N. Ould Cherchali, «** Dépollution des Réseaux Electriques BT utilisant un Filtre Actif Parallèle à deux niveaux contrôlé par l'Algorithme P-Q », conférence nationale, Tizi-Ouzou, algeria, 2011.

[21] : **S. Beaulieu**, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique ». Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie. Université du Québec à Chicoutimi. MAI 2007.

[22] : **H. Akagi,** « Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems », IEEE Trans. on power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January,1997.

[23]: **M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun**, « Energetic study of a shunt active conditioner compensating current harmonics, power factor and unbalanced »,EPE-PEMC 2000, Kosic, Slovak Republic, vol. 5, pp. 211-216, September 2000.

[24]:**Hansruedi BUHLER** , « Réglage par logique floue » (première édition), presses polytechniques et universitaires romandes, 1994**.**

[25]:**P.Geberiel**, « Introduction à la logique floue »,université de liége,2001.

[26] :**Ait chika Mohamed Saleh**, « logique floue »,cours de PG

[27] : **Sabeur Elkosantini**, « Introduction à la logique floue: Les concepts fondamentaux et applications », Cours de Mastère de recherche : R.O.G.P, Université de Monastir, Tunisie.

[28] : **Taleb Mustapha Ould Abdou** « Commande par Mode de Glissement Floue avec Observateur : Application à Différents Pendules Inversés », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2006.