
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université EL Hadj Lakhder Batna
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Électrotechnique

Mémoire de Magistère en Électrotechnique
Option : Maîtrise des Énergies & Énergies Renouvelables

Présenté par
Farid Hamoudi
Ingénieur en Electrotechnique-Université de Bejaia

Thème

Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils

Soutenue publiquement le 01 Juillet 2008
Devant le Jury composé de :

Pr A. BENOUDJIT	Université de Batna	Président
Dr A. CHAGHI	Université de Batna	Rapporteur
Dr M. ADLI	Université de Bejaia	Co-Rapporteur
Pr H. BENALLA	Université de Constantine	Examineur
Pr A. GUETTAFI	Université de Batna	Examineur
Dr A. LOUCHÈNE	Université de Batna	Examineur

Résumé

Titre : Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils

Ce mémoire présente l'étude et la commande d'un filtre actif shunt triphasé à quatre fils pour la l'amélioration de la qualité de l'énergie d'un réseau électrique basse tension. A cet effet, un rappel des différents types de perturbations sur le réseau basse tension on été analysées, tout en mettant un accent particulier sur la pollution harmonique. La modélisation et l'identification des perturbations ont été ensuite présentées en supposant un environnement très perturbé (tension réseau perturbée et chargé déséquilibrée). Une première étude de la commande du filtre actif à été réalisée par un régulateur Proportionnel Intégrale afin de montrer les limites que présente ce type de contrôle pour de telles applications. L'alternative proposée est d'associer un régulateur flou avec un régulateur hystérésis, pour à la fois garantir un contrôle robuste de courant, et tenir compte des limites pratiques liées à la fréquence de commutation des semi-conducteurs. La validation des études menées à été réalisée par des simulations numériques, à cet effet, de très bonnes performances ont été observées pour le contrôle proposé.

Mots Clés : Commande robuste, Régulateur Flou-Hystérésis, Filtre actif shunt à quatre fils, Qualité de l'énergie, Compensation harmonique.

Abstract

Title : Robust Control of a Four-Wire Shunt Active filter

This thesis presents the study and the control of a three-phase four-wire shunt active filter, for power quality improvement in low voltage network. To this effect, different perturbations on low voltage network have been analyzed, with a particular accent on harmonic pollution. The modeling and perturbation identification have been after presented by assuming very disturbed environment (voltage network disturbed, and unbalance in the load). A first study of the active filter control has been realized with a Proportional-Integral controller, in order to show the limits that presents this kind of control for such applications. The alternative proposed is to associate a fuzzy controller with an hysteresis one, in order to guarantee a robust control, with taking account practical limits related to the switching frequency in semi-conductors. The validation has been realized with digital simulation, which permitted to observe good performances for the proposed control.

Key Words : Robust control, Fuzzy-Hystersis controller, Four-wire shunt active filter, power quality, Harmonic compensation.

*A toute ma famille, en particulier mes parents ;
A tous mes amis sans que je puisse citer les noms.*

Remerciements

Arrivant au terme de ce travail, je tiens à exprimer dans ces lignes ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé d'une manière ou d'une à son aboutissement.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Docteur **A/Aziz Chaghi**, maître de conférence à l'Université de Batna, pour m'avoir confié et dirigé ce mémoire et qui n'a jamais manqué de me conseiller et de m'orienter tout au long de sa préparation. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance. J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de mon Co-rapporteur, Docteur **Mouloud Adli** de l'Université de Bejaia pour sa sympathie et sa confiance et pour tous les services qu'il me rend à l'Université de Bejaia.

Je remercie le Professeur **A.Benoudjit**, pour avoir accepté de présider ma soutenance, tout comme le Professeur **H.Benala** de l'Université de Constantine et le Professeur **A.Guettafi** de l'Université de Batna ainsi que le Docteur **A.Louchène** de l'Université de Batna pour avoir accepté de juger mon travail.

Je tiens à remercier sincèrement, tout le personnel du Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna pour leur sympathie, ainsi que les enseignants de la première année, en particulier le Professeur **Rachid Abdessemed** pour ses qualités humaine et scientifique.

Je ne pourrai terminer cet espace sans remercier mes collègues avec lequel j'ai passé des moments agréables à l'Université de Batna, particulièrement **El Khier Merabet** ainsi que **Hocine Amimeur** qui m'a initié à l'apprentissage de \LaTeX avec lequel j'ai rédigé ce manuscrit.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières	i
Symboles & Abréviations	iv
Introduction générale	1
1 Notions sur la qualité de l'énergie électrique et le filtrage actif	3
1.1 Qualité de l'énergie électrique et perturbations	4
1.2 Perturbations et leurs origines	5
1.2.1 Creux de tension	5
1.2.2 Fluctuations de la valeur efficace	5
1.2.3 Fluctuations de la fréquence	6
1.2.4 Déséquilibre des systèmes triphasés	6
1.2.5 Harmoniques et interharmoniques	7
1.3 Perturbations harmoniques	7
1.3.1 Propagation des harmoniques	8
1.3.2 Caractérisation des perturbations harmoniques	9
1.3.3 Effets des perturbations harmoniques	9
1.3.4 Normes concernant les perturbations harmoniques	12
1.4 Analyse des systèmes électriques perturbés	13
1.4.1 Séquences harmoniques	16
1.4.2 Théorie énergétique généralisée	17
1.5 Solutions pour l'amélioration de la qualité de l'énergie	21

1.5.1	Modification	22
1.5.2	Compensation	23
1.6	Filtres actifs	25
1.6.1	Structure d'un filtre actif	25
1.6.2	Filtrage actif série	28
1.6.3	Filtrage actif shunt	29
1.6.4	Filtrage universel	30
1.6.5	Filtrage hybride	31
1.7	Conclusion	31
2	Modélisation contrôle-commande du filtre actif	33
2.1	Structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils	33
2.2	Etude de la partie puissance	34
2.2.1	Fonctionnement de l'onduleur de tension	34
2.2.2	Modélisation de l'onduleur de tension	36
2.2.3	Modélisation de l'onduleur de tension commandé en courant	38
2.3	Circuit de stockage d'énergie	39
2.4	Filtre de sortie	40
2.5	Etude de partie contrôle-commande	40
2.5.1	Identification des perturbations sur le courant	40
2.5.2	Identification sur les puissances instantanées	41
2.5.3	Identification des composantes directes fondamentales des tensions et Système PLL	44
2.5.4	Régulation de la tension du bus continu	46
2.6	Conclusion	47
3	Commande en courant du filtre actif	49
3.1	Commande par hystérésis	49
3.2	Commande par MLI	50
3.2.1	Structure de la boucle de régulation	51
3.2.2	Contrôle du courant avec un correcteur PI	52
3.3	Simulation et interpretation des résultats	53
3.4	Conclusion	60
4	Commande par logique floue	61
4.1	Les bases de la logique floue	62

4.1.1	Variable linguistique	62
4.1.2	Fonction d'appartenance	63
4.1.3	Univers de discours	63
4.1.4	Les opérateurs de la logique floue	64
4.2	Structure générale d'une commande floue	65
4.2.1	Fuzzification	66
4.2.2	Inférence floue	67
4.2.3	Defuzzification	69
4.3	Application à la commande du filtre actif	70
4.3.1	Commande par un régulateur flou standard	70
4.3.2	Combinaison avec d'autres techniques de réglage	71
4.4	Commande en courant par un contrôleur flou-hystérésis	72
4.5	Simulation et interprétation des résultats	74
4.5.1	Stabilité de la fréquence de commutation	75
4.5.2	Résultats de compensation	75
4.5.3	Performances face au variation de charge	81
4.6	Conclusion	83
	Conclusion générale	85
	Bibliographie	87
	Table des figures	91
	Liste des tableaux	93



Symboles & Abréviations

τ	Taux de déséquilibre.
h	Rang d'harmonique.
THD_i, THD_v	Taux de ditorsion harmonique en courant et en tension.
$v(t), i(t)$	Tension et courant instantanés.
V_{eff}, I_{eff}	Valeurs efficaces de tension et du courant.
V_{effh}, I_{effh}	Valeurs efficaces de tension et de courant du rang h .
V_n^+, V_n^-, V_n^0	Tensions directe, inverse et homopolaire du rang n .
I_n^+, I_n^-, I_n^0	Courants directe, inverse et homopolaire du rang n .
$\phi_{V_n^0}, \phi_{V_n^+}, \phi_{V_n^-}$	Phases des séquences de tensions homopolaire, directe et inverse.
$\phi_{I_n^0}, \phi_{I_n^+}, \phi_{I_n^-}$	Phases des séquences de tensions homopolaire, directe et inverse.
$v_0(t), v_\alpha(t), v_\beta(t)$	Tensions instantanées dans le plan $(0, \alpha, \beta)$.
$i_0(t), i_\alpha(t), i_\beta(t)$	Courants instantanés dans le plan $(0, \alpha, \beta)$.
$p_0(t), p(t), q(t)$	Puissances homopolaire, réelle, et imaginaire instantanées.
$\bar{p}_0, \bar{p}, \bar{q}$	Composantes DC des puissances instantanées.
$\tilde{p}_0(t), \tilde{p}(t), \tilde{q}(t)$	Composantes AC des puissances instantanées.
$p_{3\varphi}(t)$	Puissances triphasée instantanée.
P_{moy}	Puissance moyenne.
$v_{ck_0}(t) (k = a, b, c)$	Tension onduleur/borne négative du bus continu.
$v_{ck}(t) (k = a, b, c)$	Tension de phases de l'onduleur/neutre de la charge.
$v_c^s(t)$	Phaseur équivalent des tension de phases de l'onduleur.
$v_{c\alpha}^s(t), v_{c\beta}^s(t)$	Phaseur équivalent dans le plan (α, β) .
$d_k (k = a, b, c)$	Fonction de commutation du bras k .
C_{DC}	Capacité de stockage.
V_{DC1}, V_{DC2}	Tensions continues des deux capacité du bus continu.
$e_k(t) (k = a, b, c)$	Tensions instantanées au point de couplage.
$e'_k(t) (k = a, b, c)$	Tensions instantanées de la séquence directe fondamentale.
$e'_\alpha(t), e'_\beta(t)$	Séquence directe fondamentale dans le plan (α, β) .

$i_{chk}(t)$ ($k = a, b, c$)	Courants de charge.
$i_{ch0}(t), i_{cha}(t), i_{chb}(t)$	Courants de charge dans le plan $(0, \alpha, \beta)$.
$i_{ck}^*(t)$ ($k = a, b, c$)	Courants de référence.
$i_{ck}(t)$ ($k = a, b, c$)	Courants de compensation.
ω_0	Pulsation du rang fondamentale.
ω_n	Pulsation de l'harmonique d'ordre n .
$\hat{\omega}$	Pulsation identifiée par la PLL.
ω_c	Pulsation de coupure.
HB	Largeur de la bande d'hystérésis.
f_c	Fréquence de commutation.
f_s	Fréquence de de la source.
r_c	Résistance du filtre de sortie.
L_c	Inductance du filtre de sortie.
r_s	Résistance du réseau.
L_s	Inductance du réseau.
x, y, z	Variables linguistiques.
U	Univers de discours.
A, B, C	Sous ensembles flous.
μ	Fonction d'appartenance.
NON	Opérateur Négation.
ET	Opérateur conjonction.
OU	Opérateur disjonction.
min	Opérateur minimum.
max	Opérateur maximum.
z^*	Résultat de la défuzzification.
$\varepsilon, \Delta\varepsilon$	Erreur et variation d'erreur.
QdE	Qualité de l'énergie.
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion.
FPH	Filtre passe haut.
FPB	Filtre passe bas.
PLL	Boucle à verrouillage de phase.
PI	Régulateur Proportionnel Intégral.

Introduction générale

La prolifération des systèmes à base d'électronique de puissance dans la production et la distribution d'énergie et chez le consommateur final est la cause principale de la dégradation du niveau de la qualité de l'énergie. Si les premiers concepts de la *QdE* étaient portés sur la continuité de fourniture électrique, aujourd'hui les critères de qualité ont évolué et sont plutôt portés sur l'intérêt de la qualité de l'onde. La raison principale de cet intérêt est l'évolution de la nature des charges connectées au réseau : d'une part, l'utilisation massive des systèmes d'électronique de puissance (pour l'alimentation et le contrôle de charges électriques) avec leurs caractéristiques non-linéaires, a multiplié les perturbations présentes sur le réseau (notamment les harmoniques) ; d'autre part, du fait du développement des systèmes de commande électroniques (analogique et numérique), les charges deviennent de plus en plus intelligentes, mais aussi plus vulnérables aux perturbations.

Face à ces perturbations, le filtrage actif et en particulier le filtrage shunt a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelles basées sur les systèmes à base d'éléments passifs, pour la dépollution harmonique de courant, en raison notamment de la bande passante et la flexibilité. Plusieurs travaux ont été réalisés et sanctionnés par des réalisations pratiques de tels systèmes, mais la majorité des cas pour des systèmes triphasés à trois fils (sans distribution du fil neutre) [Ak05], or, il se trouve que dans les réseaux basse tension, le fil neutre est souvent distribué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmonique 3 et ces multiples impaires). A cet effet, le filtre actif à quatre fils est plus adéquat.

Par ailleurs, la technique de contrôle-commande du filtre actif est souvent déterminante, pour une compensation de qualité c'est-à-dire la compensation cor-

recte de tous les harmoniques. Si aujourd'hui, on arrive à identifier en temps réel les composantes harmoniques avec un minimum d'erreur, la problématique demeure dans la réinjection dans le réseau de toutes les composantes harmoniques identifiées, avec une parfaite fidélité, car ceci revient souvent relever deux défis : utiliser des régulateurs à large bande passante ou des régulateurs multifréquentielles [Be06] pour pouvoir contrôler correctement un nombre maximum d'harmoniques d'une part, et d'autre part, assurer la robustesse du réglage face aux variations paramétriques notamment de la charge dans le cas de la compensation d'harmoniques.

Notre travail s'inscrit dans ce cadre, et présente l'application d'un filtre actif shunt à quatre fils basé sur un onduleur de tension à trois bras, avec le but de compenser les perturbations générées par la charge polluante (non-linéaire et déséquilibrée), pour cela nous avons proposé de suivre les étapes suivantes :

Dans un premier chapitre, des notions sur la QdE et des perturbations électromagnétiques dans les réseaux basse tension sont exposées, tout en mettant l'accent sur les harmoniques. Nous parlerons de leurs origines ainsi des conséquences sur les systèmes et les équipements électriques. Nous verrons aussi quelques théories liées à l'analyse des systèmes perturbés tout comme les solutions appropriées, en particulier le filtrage actif.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons l'étude du filtre actif à quatre fils, du principe de fonctionnement à la modélisation. Nous présenterons dans ce chapitre les techniques basées sur la théorie des puissances instantanées pour l'identification de toutes les composantes perturbatrices des courants de charge, ainsi que l'identification des composantes liées à la séquence directe fondamentale des tensions au point de couplage.

Dans un troisième chapitre, nous exposerons, la commande en courant du filtre actif, pour la réinjection des composantes identifiées dans le réseau. Des résultats de simulation pour une commande MLI utilisant un régulateur Proportionnel-Intégral sont présentés et interprétés.

Le quatrième chapitre est consacré à l'application de la logique floue comme alternative à la commande conventionnelle du filtre actif. Nous présenterons dans ce chapitre les notions essentielles de la logique flou en particulier ce qui est lié à la commande électrique, ensuite, une application conjointe d'un régulateur flou et un régulateur à hystérésis est proposée avec des résultats de simulations nettement améliorés.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Notions sur la qualité de l'énergie électrique et le filtrage actif

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui être peuvent d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externe liées aux phénomènes des changements climatiques.

Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principales perturbations affectant la qualité de l'onde électrique, notamment les harmoniques pour les quelles on s'intéresse particulièrement. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles et des normes en vigueur. Nous discuterons ensuite les solutions envisagées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques, en particulier le filtrage actif.

1.1 Qualité de l'énergie électrique et perturbations

Qualité de l'énergie

La qualité de l'énergie électrique est étroitement liée à la qualité de l'onde de tension laquelle est caractérisée par les paramètres suivants :

- Forme d'onde parfaitement sinusoïdale ; absence de distorsions, de pics, de creux.
- Equilibre et symétrie parfaite des phases en amplitude et en phases.
- Valeurs efficaces dans les limites tolérées.
- Stabilité de la fréquence.
- Facteur de puissance dans des limites tolérables.

Perturbations

Les perturbations sont tous les phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence). Ces perturbations peuvent être classées selon deux critères ; Selon la durée de persistance, ou selon le mode d'affectation c'est-à-dire leurs conséquences sur les grandeurs électriques. Ainsi, selon la première classification, on a deux catégories essentielles ;

- *Perturbations périodiques* (qui durent dans le temps), comme le cas des distorsions harmoniques, chutes de tension dues aux flux de puissance réactive dans le réseau, et les déséquilibres.
- *Perturbations apériodiques* ; où l'en a principalement l'ensemble des phénomènes fugitifs souvent très difficiles à prévoir comme les creux de tension ou surtension transitoires.

Par ailleurs, selon leurs modes d'affectation des grandeurs électriques, on distingue trois familles principales ;

- *Perturbations sur l'amplitude ou les valeurs efficaces.*
- *Déséquilibres des systèmes triphasés.*
- *Distorsions harmoniques.*

1.2 Perturbations et leurs origines

Il y a essentiellement deux types de perturbations sur la valeur efficace de la tension ; les creux de tension et les fluctuations :

1.2.1 Creux de tension

On appelle creux de tension (figure 1.1) toute diminution de la tension à une valeur située entre 1 et 90 %, de la tension nominale et ce, pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à 1 min. Il est caractérisé par sa profondeur ΔU et sa durée ΔT . Par ailleurs, on peut noter qu'une coupure brève n'est qu'un cas particulier du creux de tension, sa profondeur est supérieur à 99 %, [Et02] [Fo05].

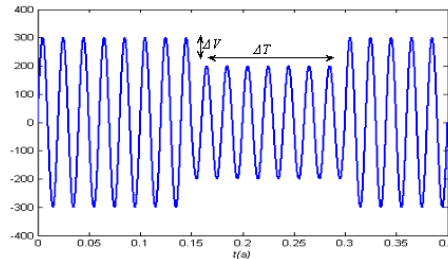


FIG. 1.1 – Creux de tension.

Les principales causes des creux de tension sont les perturbations dues à l'exploitation des réseaux comme la mise sous tension de gros transformateurs, les courts circuits, enclenchement des condensateurs, simple démarrage de gros moteurs...etc. et il a comme effets des perturbations sur les couples pour les machines tournantes, étant donné que celui-ci dépend du carré de la tension, perturbation d'appareillage électronique, pannes intempestives...etc.

1.2.2 Fluctuations de la valeur efficace

Les fluctuations de tensions sont des variations de basses fréquences de la valeur efficace de la tension (figure 1.2). Ces variations ont une amplitude modérée (généralement 10 %) mais peuvent se produire plusieurs fois par seconde et peuvent être cycliques ou aléatoires, elles sont désignées communément par effet Flicker.

Cette perturbation est causée par les grosses charges dont la puissances absorbée varie d'une manière aléatoire comme par exemple les four à arc ou les machines à souder, et elle se manifeste souvent par des perturbations sur les couples et les

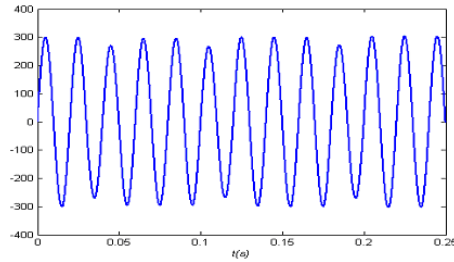


FIG. 1.2 – Fluctuation de la tension.

vitesse des machines tournantes et surtout par l'inconfort physiologique sur la vision suite au changement de luminosité de l'éclairage.

1.2.3 Fluctuations de la fréquence

Les fluctuations de fréquence sont caractérisées par des variations de la valeur nominale de la fréquence (50/60Hz) (figure 1.3), résultant des variations de vitesse des alternateurs suite à un déséquilibre entre charges et puissances mises en jeu par les centrales. Elles se manifestent par des perturbations des vitesses et des couples dans les machines synchrones et asynchrones, et parfois par l'arrêt entier des systèmes.

A noter que ce type de perturbation concerne en premier lieu le réseau de transport et de répartition d'énergie, par conséquent, dans les études des perturbations dans les réseaux de distribution auxquels on s'intéresse dans ce travail, cette perturbation est rarement tenue en compte.

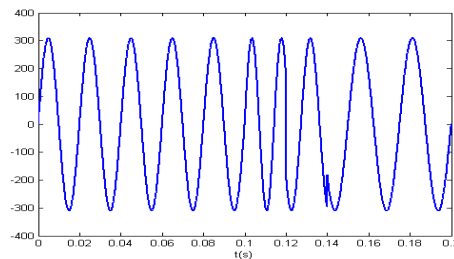


FIG. 1.3 – Fluctuation de la fréquence.

1.2.4 Déséquilibre des systèmes triphasés

On dit qu'il y a déséquilibre dans un réseau, lorsqu'on enregistre en régime permanent, des asymétries d'amplitudes et de déphasages des tensions de phases (figure 1.4). Ce type de perturbation est causé essentiellement par les asymétries

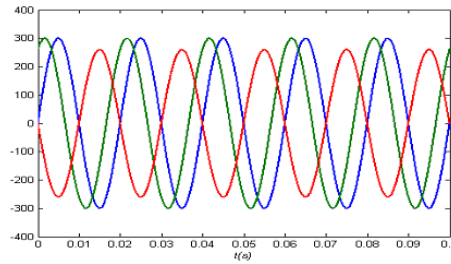


FIG. 1.4 – Déséquilibre des tensions triphasées.

d'impédances des lignes du réseau ou des charges, et aussi par des courts-circuits monophasés ou biphasés.

Ce déséquilibre se manifeste par des perturbations dans les machines tournantes, des échauffements... etc.

Les déséquilibres peuvent être caractérisés par un taux de déséquilibre défini comme étant le rapport entre le module de la composante inverse et celui de la composante directe :

$$\tau_X = \left| \frac{X_a + a^2 X_b + a X_c}{X_a + a X_b + a^2 X_c} \right| \times 100\% = \left| \frac{X_{ab} - a X_{bc}}{X_{ab} - a^2 X_{bc}} \right| \times 100\% \quad (1.1)$$

1.2.5 Harmoniques et interharmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamental [Ph94]. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors comme les variateurs de courant. Les interharmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des interharmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande.

Les perturbations harmoniques feront l'objet de la section suivante et seront au cœur de nos préoccupations tout au long de ce mémoire.

1.3 Perturbations harmoniques

Cette famille de perturbations est à l'origine une conséquence des systèmes d'électronique de puissance dans les équipements industriels (redresseurs, variateurs

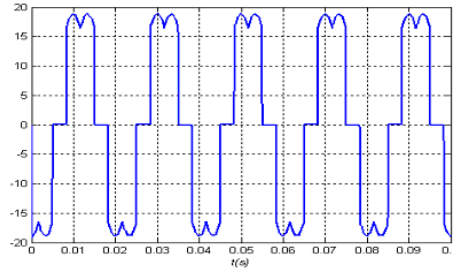


FIG. 1.5 – Courant absorbé par un redresseur à diode.

de vitesse...), et dans la transmission et la compensation d'énergie (HDVC, STAT-COM...) [Ac02], et même dans nos besoins domestiques. En effet la grande majorité des charges sont raccordées au réseau de distribution à travers ces systèmes. Ces charges sont connues sous le nom de charges non-linéaires, absorbant des courants non sinusoïdaux. La figure 1.5 illustre l'allure du courant absorbé par un exemple de charge non-linéaire (redresseur non commandé).

La décomposition en séries de Fourier du courant absorbé par une charge non-linéaire, peut modéliser cette dernière comme l'addition de plusieurs sources de courant (une pour chaque composante fréquentielle) mises en parallèle (figure 1.6).

$$i_h(t) = i_0 + i_1 + \dots + i_n = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + I_n \cos(\omega t + \phi_n) \quad (1.2)$$

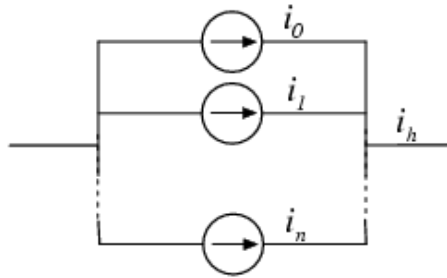


FIG. 1.6 – Modélisation d'une charge non-linéaire.

1.3.1 Propagation des harmoniques

Les harmoniques sont dans la plupart des cas d'origine de courant, mais ces harmoniques, une fois injectés par les charges non-linéaires, se propagent à travers le réseau suivant la loi du diviseur de courant (figure 1.7).

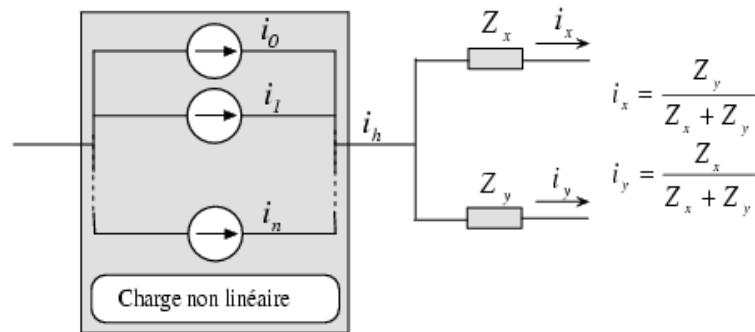


FIG. 1.7 – Division des harmoniques dans une bifurcation.

Sachant que le courant et la tension sont couplés à travers la notion d'impédance, alors il se trouve que la tension est affectée à son tours par les distorsions harmoniques plus ou moins sévères selon l'impédance du réseau. Alors s'il y a des charges saines connectées approximativement, elles absorberaient des courants sous des tensions perturbées. Théoriquement, on peut réduire l'effet des harmoniques de courant sur la tension en réduisant le couplage entre la tension et le courant c'est-à-dire en réduisant l'impédance du réseau. Ceci est très délicat à réaliser car il exigerait des modifications importantes. Ainsi la voie la plus privilégiée serait d'introduire des bifurcations "pièges" aux harmoniques non souhaités afin d'éviter leurs propagations.

1.3.2 Caractérisation des perturbations harmoniques

Les harmoniques sont plus souvent caractérisés par le taux de distorsion harmonique *THD* défini comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (X)_h^2}}{X_1} \times 100\% \quad (1.3)$$

N étant habituellement pris égal à 40 correspondant à la l'harmonique de fréquence 2 kHz.

Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD*.

1.3.3 Effets des perturbations harmoniques

Bien que la susceptibilité des différents appareils soit diversifiée à l'égard des harmoniques, on distingue essentiellement deux sortes d'effets ;

Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement sur les équipements ;

- *Systèmes électroniques et électromécaniques* : on peut citer parmi les effets, le dérangement des commutations des thyristors lorsque les grandeurs harmoniques déplacent le passage à zéro de la tension, l'augmentation de la marge d'erreur des appareils de mesures, ou encore le déclenchement intempestif des relais de protection.
- *Effets électrodynamiques* : la présence d'harmoniques entraîne des vibrations et des bruits dans les appareils électromagnétiques. Des couples mécaniques parasites dûs aux champs tournants harmoniques donnant des vibrations dans les machines tournantes.
- *Télécommunication* : bruit dans les réseaux de télécommunication et nuisance à la qualité de l'image (téléviseur) et du son.

Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement qui conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

- *Echauffement des câbles et des équipements* : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur-échauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.
- *Echauffement des condensateurs* : L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- *Echauffements dûs aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs* : Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi

des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

Facteur de puissance

En présence d'harmonique, le facteur de puissance est dégradé [Mg93]. Dans cette situation les tensions et les courants peuvent être exprimés sous forme de séries de Fourier comme suit :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin(h\omega_0 t + \delta_h) \quad (1.4)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega_0 t + \theta_h) \quad (1.5)$$

Les valeurs efficaces de tension et de courant :

$$V_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{effh}^2} \quad (1.6)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{effh}^2} \quad (1.7)$$

La puissance moyenne

$$P_{moy} = \sum_{h=1}^{\infty} V_{effh} \cdot I_{effh} \cos(\delta_h - \theta_h) \quad (1.8)$$

Les taux de distortions en tension et en courant

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{effh}^2}}{V_{eff1}} \times 100\% \quad (1.9)$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{effh}^2}}{I_{eff1}} \times 100\% \quad (1.10)$$

Par identification des équations (1.6) avec (1.9) et (1.5) avec (1.10) nous pouvons écrire :

$$V_{eff} = V_{eff1} \sqrt{1 + (THD_v/100)^2} \quad (1.11)$$

$$I_{eff} = I_{eff1} \sqrt{1 + (THD_i/100)^2} \quad (1.12)$$

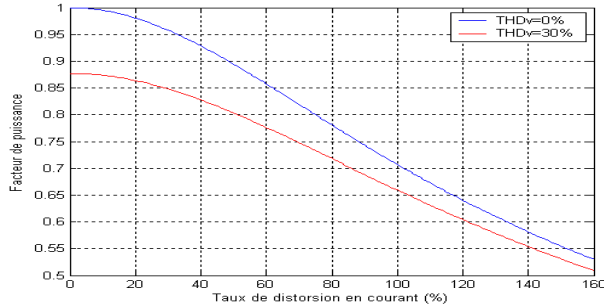


FIG. 1.8 – Effet des harmoniques sur le facteur de puissance.

Le facteur de puissance peut être exprimé alors sous la forme suivante :

$$F_p = \frac{P_{moy}}{V_{eff1} \cdot I_{eff1}} \times \frac{1}{\sqrt{[1 + (THD_v/100)^2] \cdot [1 + (THD_i/100)^2]}} \quad (1.13)$$

L'équation (1.13) montre que le facteur de puissance en présence d'harmonique est dégradé par un coefficient dépendant des taux de distorsion en tension et en courant. La figure 1.8 illustre la dégradation du facteur de puissance en fonction du taux de distorsion en courant pour deux cas ; tension purement sinusoïdale, et tension perturbée.

D'autre part, les pertes Joule sont définies comme suit :

$$p_j = RI_{eff}^2 = \frac{R(P^2 + Q^2)}{V_{eff}^2} = \frac{RP^2}{V_{eff}^2} (1 + \tan^2 \phi) \quad (1.14)$$

En identifiant les équation (1.13) et (1.14), on peut approximer les pertes Joule en fonction des taux de distorsion :

$$p_j \approx RI_{eff1}^2 [1 + (THD_v/100)^2 + (THD_i/100)^2] \quad (1.15)$$

L'équation (1.15) est interprétée sur la figure 1.9, où on peut effectivement remarquer que les harmoniques augmentent significativement les pertes Joules.

1.3.4 Normes concernant les perturbations harmoniques

L'objectif des normes et des réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans ce domaine sont la CEI (comité Electrotechnique Internationale) et IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [IE92]. Nous contentons de donner les normes CEI et en particulier les normes :

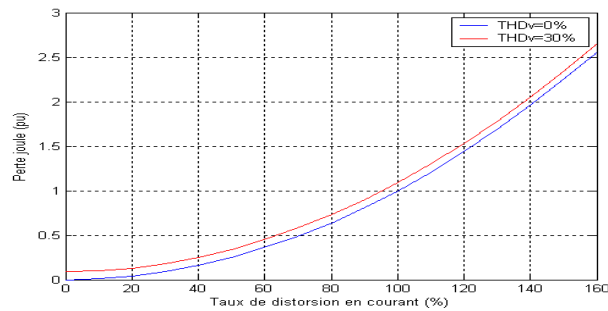


FIG. 1.9 – Effet des harmoniques sur les pertes Joule.

IEC 61000-3-2 : cette norme représentée sur le tableau 1.1 fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique.

IEC 61000-2-2 : elle établit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension. Elle est représentée sur le tableau 1.2. Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau basse tension déformé.

Harmoniques impairs	Courant maximal admissible (A)
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$
Harmoniques pairs	Courant maximale admissible (A)
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \times 8/h$

TAB. 1.1 – Limite des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2).

1.4 Analyse des systèmes électriques perturbés

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux

Harmoniques impairs non multiple de 3	Taux admissible*	Taux admissible**
5	2%	6%
7	2%	5%
11	1.5%	3.5%
13	1.5%	3%
17	1.0%	2%
19	1.0%	1.5%
23	0.7%	1.5%
25	0.7%	1.5%
> 25	$0.2 + (12.5/h)\%$	$0.2 + (1.3 \times 25/h)\%$
Harmoniques impairs multiple de 3	Taux admissible*	Taux admissible**
3	2%	5%
9	1%	1.5%
15	0.3%	0.3%
21	0.2%	0.2%
> 21	0.2%	0.2%
Harmoniques pairs	Taux admissible*	Taux admissible**
2	1.5%	2%
4	1%	1%
6	0.5%	0.5%
8	0.2%	0.5%
10	0.2%	0.5%
12	0.2%	0.2%
> 12	0.2%	0.2%

TAB. 1.2 – Limite des distorsions harmoniques de tension (norme IEC 61000-2-2) * $100kV \geq V \geq 30kV$ (avec $THD < 3\%$). ** $30kV \geq V \geq 1kV$ (avec $THD < 8\%$).

électriques présents sur les réseaux et en particulier les courants sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont les *harmoniques* et les *composantes symétriques*, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux et déséquilibrés) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique a été introduit par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro est dite composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale

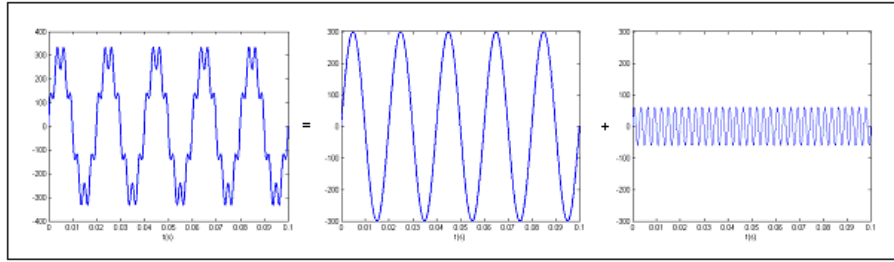


FIG. 1.10 – Décomposition en composantes harmoniques.

du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale.

$$X(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=0}^{\infty} \left(a_h \cos(h\pi \frac{t}{T}) + b_h \sin(h\pi \frac{t}{T}) \right) \quad (1.16)$$

Avec ;

$$\begin{cases} a_h = \frac{1}{T} \int_0^T \cos(h\pi \frac{t}{T}) dt \\ b_h = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(h\pi \frac{t}{T}) dt \end{cases} \quad (1.17)$$

La figure 1.10 illustre l'exemple d'un signal perturbé qui peut être décomposé en une composante fondamentale et une composante harmonique.

L'outil principal pour étudier les déséquilibres à été introduit par Charle Fourtisque [Ac02], qui stipule que tout système déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : *composante directe*, *composante inverse*, et *composante homopolaire*.

$$\begin{bmatrix} X_a^+ \\ X_a^- \\ X_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad a = e^{j2\pi/3} \quad (1.18)$$

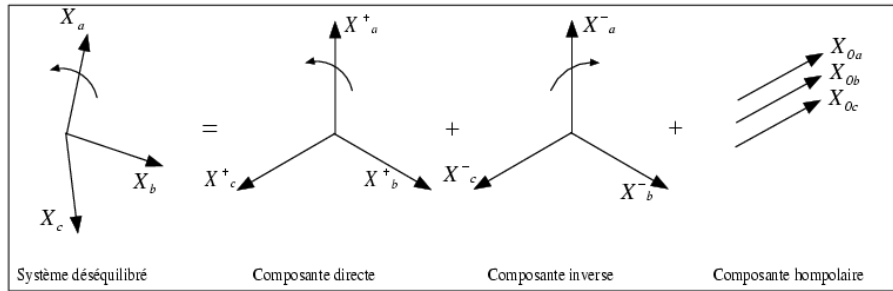


FIG. 1.11 – Décomposition en composantes symétriques.

1.4.1 Séquences harmoniques

Si on suppose une charge non-linéaire triphasée, alors les courants absorbés par chaque phase seront :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_a(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + I_5 \cos(5\omega t + \phi_5) \\
 \quad + I_7 \cos(7\omega t + \phi_7) + \dots + I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \\
 i_b(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos\left[3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_3\right] \\
 \quad + I_5 \cos\left[5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_5\right] + I_7 \cos\left[7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_7\right] \\
 \quad + \dots + I_n \cos\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_n\right] \\
 i_c(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos\left[3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_3\right] \\
 \quad + I_5 \cos\left[5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_5\right] + I_7 \cos\left[7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_7\right] \\
 \quad + \dots + I_n \cos\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_n\right]
 \end{array} \right. \quad (1.19)$$

Ce qui revient à écrire :

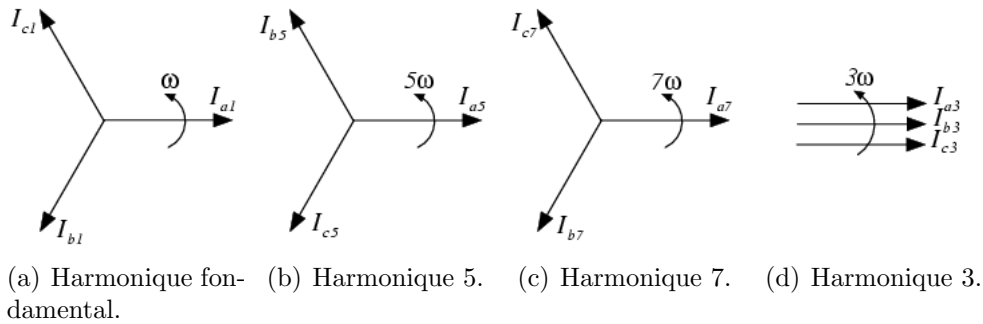


FIG. 1.12 – Phaseurs des harmoniques 1, 5, 7 et 3.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_a(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + I_5 \cos(5\omega t + \phi_5) \\
 + I_7 \cos(7\omega t + \phi_7) + \dots + I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \\
 i_b(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) \\
 + I_5 \cos(5\omega t - 5\frac{2\pi}{3} + \phi_5) + I_7 \cos(7\omega t - 7\frac{2\pi}{3} + \phi_7) \\
 + \dots + I_n \cos(n\omega t - n\frac{2\pi}{3} + \phi_n) \\
 i_c(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) \\
 + I_5 \cos(5\omega t + 5\frac{2\pi}{3} + \phi_5) + I_7 \cos(7\omega t + 7\frac{2\pi}{3} + \phi_7) \\
 + \dots + I_n \cos(n\omega t + n\frac{2\pi}{3} + \phi_n)
 \end{array} \right. \quad (1.20)$$

Le système d'équation (1.20) montre bien que les composantes fondamentales des courants forment un système direct (de même séquence que la tension réseau)(figure 1.12(a)), tout comme les composantes d'ordre 7, 13, 19,..., par contre Les harmoniques d'ordre 5, 11, 17,...; elles forment des systèmes inverses (figure 1.12(b)), et enfin les harmoniques d'ordre multiple de 3 c'est-à-dire 3, 9, 15,..., elles forment des systèmes homopolaires (figure 1.12(d)).

D'une manière générale, dans un système triphasé, les harmoniques d'ordre $6n + 1$ constituent des systèmes directs, les harmoniques d'ordre $6n - 1$ des systèmes inverses, et les harmoniques $6n + 3$ des système homopolaires .

1.4.2 Théorie énergétique généralisée

Plusieurs définitions de la puissance électrique sous distorsions harmoniques ont été proposées dans la littérature [Ba04]. La théorie énergétique généralisée introduite

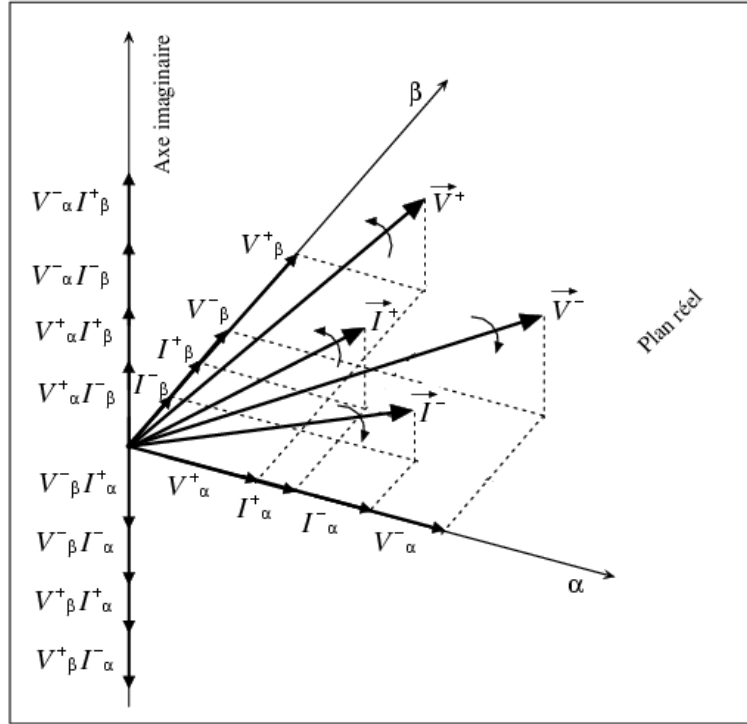


FIG. 1.13 – Représentation spatiale d'une composante harmonique.

par Akagi [Ak83] tient compte explicitement non seulement des distorsions mais aussi des déséquilibres. D'après lui, il y'a trois types de puissances dans un système électrique triphasé ;

- La puissance réelle instantanée $p(t)$, qui est la composante réelle de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques y compris le fondamental.
- La puissance imaginaire $q(t)$ qui est la composante imaginaire de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous le harmoniques y compris le fondamental.
- La puissance homopolaire $p_0(t)$ qui est la puissance transmise par les composantes homopolaires.

Ces puissances sont définies dans le système de coordonnées $(0, \alpha, \beta)$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ 0 & -v_\beta(t) & v_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Avec $v_0(t)$, $v_\alpha(t)$, $v_\beta(t)$ et $i_0(t)$, $i_\alpha(t)$, $i_\beta(t)$ sont les transformations de $v_a(t)$, $v_b(t)$,

$v_c(t)$ et $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ dans le système de coordonnées $(0, \alpha, \beta)$.

Ces puissances contiennent une partie continue et une partie oscillatoire, résultant du produit entre harmoniques et séquence de diverses caractéristiques. Dans le cas de puissance réelle instantanée, la partie continue \bar{p} correspond à la partie réelle du produit entre harmoniques de même fréquence et de même séquence.

$$\bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^+ I_n^+ \cos(\phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^- I_n^- \cos(\phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-}) \quad (1.22)$$

Tandis que la partie oscillatoire $\tilde{p}(t)$, elle correspond à partie réelle du produit entre harmoniques de natures différentes, on distingue alors ;

- Des harmoniques de même fréquence et de séquences différentes, la pulsation résultante est le double de celle des harmoniques.
- Des harmoniques de même séquence et de fréquences différentes, la pulsation est égale à la différence de pulsations entre deux harmoniques.
- Des harmoniques de fréquences et de séquences différentes, la pulsation résultante est la somme des deux pulsations.

$$\tilde{p}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^- \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^+} + \phi_{I_n^-}) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^- I_n^+ \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^-} + \phi_{I_n^+}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_m^+} - \phi_{I_n^+})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^- I_n^- \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_m^-} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^+ I_n^- \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_m^+} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^- I_n^+ \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_m^-} - \phi_{I_n^+})] \end{array} \right. \quad (1.23)$$

La même analyse est applicable pour la puissance imaginaire instantanée $q(t)$. Ainsi sa partie continue \bar{q} sera :

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^+ \sin(\phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^- I_n^- \sin(\phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-}) \quad (1.24)$$

La partie oscillatoire $\tilde{q}(t)$ aura comme expression :

$$\tilde{q}(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^+ I_n^- \sin(2\omega_n t + \phi_{V_n^+} + \phi_{I_n^-}) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^- I_n^+ \sin(2\omega_n t + \phi_{V_n^-} + \phi_{I_n^+}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^+ I_n^+ \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_m^+} - \phi_{I_n^+})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^- I_n^- \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_m^-} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^- \sin((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_m^+} + \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^- I_n^+ \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_m^-} + \phi_{I_n^+})] \end{cases} \quad (1.25)$$

Pour la puissance homopolaire, il n'y a pas de différence de séquence entre harmoniques, mais tout simplement une différence de fréquence. Ainsi pour la partie continue \bar{p}_0

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^0 I_n^0 \cos(\phi_{V_n^0} - \phi_{I_n^0}) \quad (1.26)$$

Et la partie oscillatoire $\tilde{p}_0(t)$

$$\tilde{p}_0(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^0 I_n^0 \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^0} + \phi_{I_n^0}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^0 I_n^0 \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_m^0} - \phi_{I_n^0})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^0 I_n^0 \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{V_m^0} + \phi_{I_n^0})] \end{cases} \quad (1.27)$$

Puissance triphasée instantanée

La puissance triphasée instantanée est donnée par :

$$p_{3\varphi}(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t) = p(t) + p_0(t) \quad (1.28)$$

On peut conclure donc que la puissance triphasée instantanée est toujours égale à la somme de la puissance réelle et homopolaire. Cette puissance représente le flux énergétique instantané total échangé entre la source et la charge par unité de temps, et sa valeur moyenne $\bar{p}_{3\varphi}$ correspond à la puissance active P transitant entre les deux sous systèmes et sa partie alternative correspond aux variations de la puissance instantanée par rapport à sa moyenne.

On peut remarquer donc, que la puissance active absorbée par un système est portée non seulement par les grandeurs fondamentales mais aussi par les harmoniques s'il y a coïncidence de fréquence et de séquence auquel s'ajoute la puissance portée par les composantes homopolaire.

La puissance imaginaire $q(t)$ représente une énergie qui peut être constante ou non qui est échangée entre les phases du système [Ar95][Ar97]. Ceci dit que la puissance imaginaire ne contribue pas au transfert d'énergie entre la source et la charge.

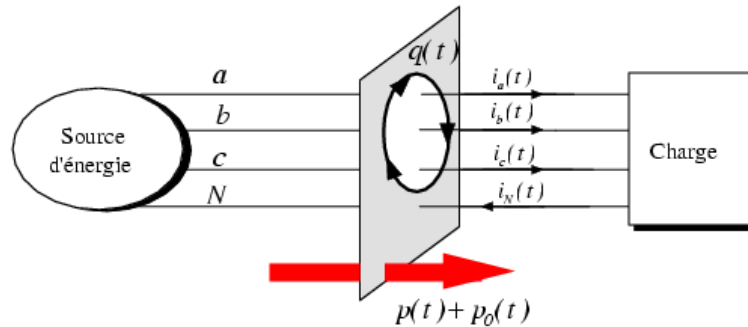


FIG. 1.14 – Sens des flux de puissances instantanées.

1.5 Solutions pour l'amélioration de la qualité de l'énergie

L'objectif de l'amélioration de la qualité de l'énergie est l'élimination ou la minimisation des perturbations agissant sur les charges, là où le niveau de la qualité n'est pas suffisamment élevé pour une charge donnée, quant les coûts et les inconvénients de son dysfonctionnement sont inacceptables. L'aspect de la qualité de l'énergie est très large, par conséquent son amélioration peut s'étendre à l'amélioration de plusieurs facteurs comme ; l'architecture du réseau, les automatismes de réalimentation, le niveau de fiabilité de ses ouvrages, leurs protections, et leurs maintenances. De manière générale, il y a deux stratégies pour améliorer la qualité de l'énergie :

- Une stratégie basée sur la modification des caractéristiques des charges perturbatrices ou du réseau, ou encore le remplacement des sources de pollution classiques par des topologie à prélèvement sinusoïdal afin d'éviter l'apparition des perturbations.
- L'autre stratégie consiste à compenser les perturbations déjà générées par les charges polluantes.

1.5.1 Modification

Pour la stratégie basée sur la modification, on peut citer les exemples de solutions suivantes :

Renforcement du réseau

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non-linéaire permet de réduire les tensions harmoniques créées par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. En revanche, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

Augmentation de l'indice de pulsation

Cette stratégie consiste à remplacer les redresseurs simples par des structures complexes mais qui permettent d'augmenter l'indice de pulsation des courants de sortie offrent des courants plus lisses côté charge et permettent de réduire la déformation du courant coté amont. Un exemple typique de ces structure est donné sur la figure 1.15 , il s'agit d'un montage dodécaphasé parallèle [Bu91].

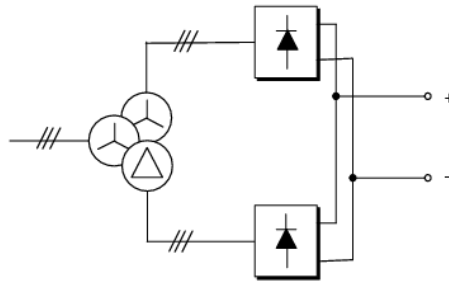


FIG. 1.15 – Redresseur dodécaphasé parallèle.

Redresseur MLI

Les redresseurs MLI [Ri96] sont des onduleurs utilisés à l'inverse basés sur des interrupteurs bi-commandables à hautes fréquences comme l'IGBT. Ils permettent de produire, à facteur de puissance unitaire, une tension continue à partir d'un réseau alternatif, en absorbant sur le réseau des courants sinusoïdaux, ainsi réduire ou éliminer les émissions d'harmoniques dans le réseau. On peut aussi régler par contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie. Il s'agit dans la majorité des cas d'alimentations des machines à courant continu, ou de machines à courant alternatif

par des convertisseurs statiques (entraînement à vitesse variable par exemple). Le transfert d'énergie entre le réseau alternatif et le convertisseur (onduleur de tension) nécessite l'insertion d'une inductance L en série. Dans le fonctionnement en redresseur MLI, le réseau alternatif impose la valeur de la tension d'entrée du côté convertisseur, la tension sur le bus continu dépend à la fois de la tension alternative et de la commande MLI.

1.5.2 Compensation

Pour la deuxième stratégie, le principe est théoriquement simple ; il consiste à superposer à la source de perturbation une autre source d'énergie capable d'absorber ou de compenser les composantes non souhaités.

Ces systèmes sont généralement des compensateurs d'harmoniques et/ou d'énergie réactive placés, selon la nature de la perturbation à éliminer, en dérivation ou en série avec le réseau ou la charge à protéger. Dans le cas des réseaux de distribution auxquels nous nous intéressons particulièrement dans le cadre de ce projet, ces compensateurs sont généralement des filtres d'harmoniques qui peuvent être passifs, actifs ou encore hybrides.

Le développement accru de l'électronique de puissance a permis d'améliorer l'efficacité de ces deux derniers types d'où leur généralisation. Nous présenterons ici les principaux types de filtres, en particulier les filtres actifs d'harmoniques, en mettant l'accent sur leur contribution à l'amélioration de la qualité de l'énergie.

Filtrage passif

C'est la solution classique pour l'amélioration de la QdE , elle repose sur le principe de piéger les harmoniques dans des éléments passifs (R , L , C) connectés, en dérivation au réseau, formant des impédances dont la fréquence de résonance est accordée à celle de l'harmonique de courant que l'on veut atténuer ou éliminer. Ainsi, plusieurs filtres passifs, connectés en parallèle, peuvent être nécessaires pour filtrer plusieurs composantes (voir figure 1.16). Comme avantage de ce type de filtre, on peut noter qu'il peut servir au réglage de la tension au noeud de leur raccordement et ce, par compensation d'énergie réactive.

Enfin, son inconvénient majeur réside dans le fait qu'il peut provoquer des phénomènes de résonances, notamment lors de modifications de configuration du réseau, ce qui peut conduire à l'amplification des fréquences qui n'étaient pas

gênantes avant son installation.

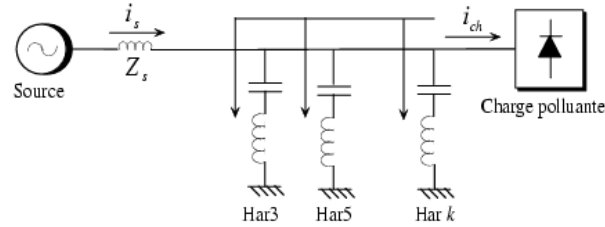


FIG. 1.16 – Principe de filtrage passif.

Compensateurs à base d'EPC

Développés vers la fin des années soixante, les compensateurs à base d'EPC (Elements Passifs Commutés) sont constitués essentiellement d'une inductance (TCR) ou d'une capacité (TSC) en série avec un gradateur, le retard à l'amorçage des thyristors permet d'agir sur l'énergie réactive échangée. Ces systèmes se comportent dans une configuration shunt comme inductance ou une capacité variable injectant ou absorbant une énergie réactive variable participant ainsi à la régulation de la tension au point de raccordement. Un exemple typique de ces compensateurs est illustré sur la figure 1.17 [Gh03]. Il s'agit d'un SVC, association d'un TCR et un TSC).

Par ailleurs, un tel compensateur connecté en série permettra de varier l'impédance de la ligne par un comportement inductif ou capacitif. Cependant, les compensateurs à base d'EPC présentent quelques inconvénients comme la génération d'harmoniques du fait qu'ils fonctionnent à faible fréquence, ajouter à cela le fait qu'ils ne sont capables d'agir que sur les grandeurs fondamentales (courant, tension) à travers les échanges d'énergie réactive ce qui est un handicap important de point de vue traitement d'harmoniques.

Filtrage actif

Les inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution ont conduit à concevoir une nouvelle structure plus flexible de filtrage moderne et efficace appelée filtrage actif, capable de s'adapter avec l'évolution de la charge. Ceci est rendu possible grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, notamment en ce qui concerne les semi-conducteurs de puissance, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT [Si99][Ak05]. Le but de ces filtres est de générer soit des

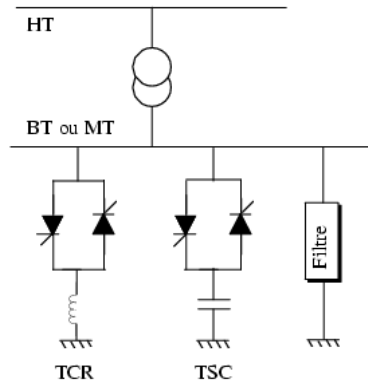


FIG. 1.17 – Schéma d'un SVC.

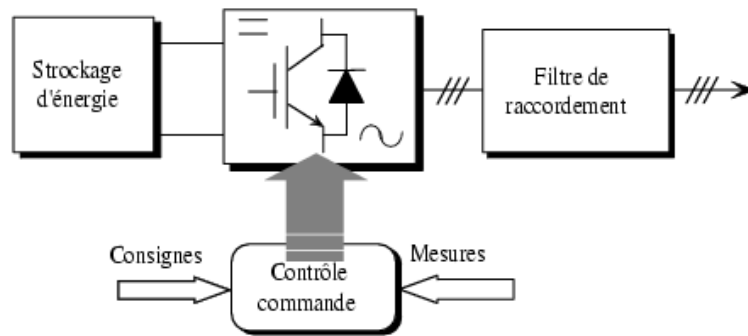


FIG. 1.18 – Structure d'un filtre actif.

courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

1.6 Filtres actifs

1.6.1 Structure d'un filtre actif

Un filtre actif est constitué d'un circuit de commande et un circuit de puissance, au cœur de ce dernier, un onduleur généralement, de tension, ajouter à ceci un système de stockage d'énergie et éventuellement des filtres passifs. Voir figure 1.18.

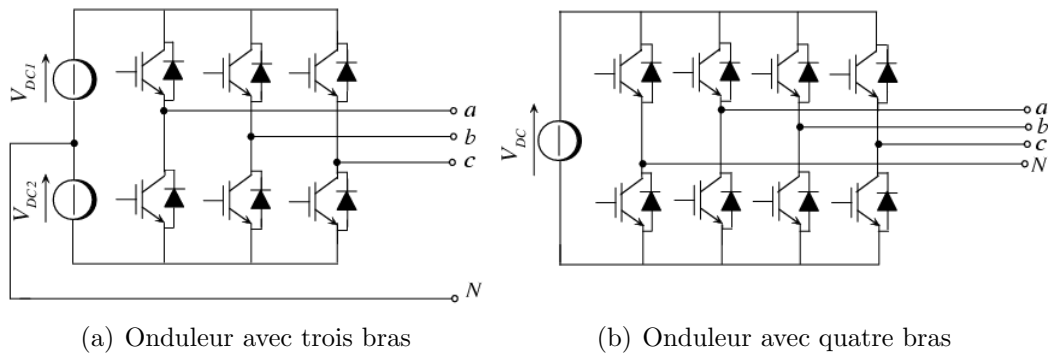


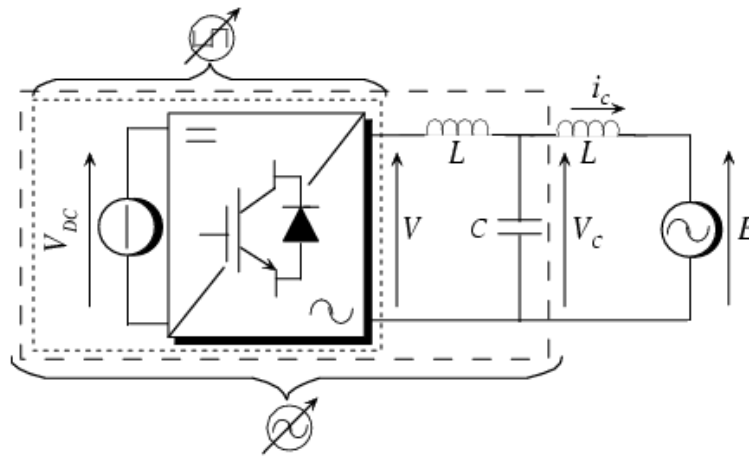
FIG. 1.19 – Onduleur de tension triphasé à quatre fils : (a) neutre raccordé au point milieu du bus continu, (b) neutre raccordé au quatrième bras.

Configuration de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique d'énergie qui transforme l'énergie d'une source continue en énergie alternative. Il est capable d'échanger de l'énergie active et réactive avec le réseau et est donc naturellement un outil important pour réaliser des objectifs de compensation. La cellule de commutation est à base de la majorité des structures onduleurs de tension élaborée à partir d'interrupteurs K entièrement commandables comme transistor T bipolaires, MOS, GTO, IGBT, associés chacun à une diode antiparallèle D réversible en courant, ou encore des thyristors pour des puissances élevées. Il existe deux configurations possibles pour l'onduleur de tension dédié au filtrage actif ; avec ou sans distribution du fil neutre. Dans le cas de fil neutre distribué, on parle alors de filtre à quatre fils, ceci autorisera la circulation de courants homopolaires, par conséquent, cette configuration est intéressante pour le cas où nous avons besoin de compenser les composantes homopolaires. Notre travail rentre dans ce cadre, par conséquent, nous avons présenté sur la figure 1.19 les deux topologies possibles pour cette configuration [Ar97], la première consiste à connecter le neutre de la charge à un neutre créé au point milieu du bus continu (figure 1.19(a)), cependant la deuxième consiste à utiliser un onduleur avec un quatrième bras sur lequel est connecté le fil neutre (figure 1.19(b)).

Filtre de raccordement

L'onduleur de tension connecté en parallèle au réseau à travers un filtre inductif joue le rôle d'une source de courant par rapport au réseau. Ce filtre permet d'une part de convertir l'onduleur en une source de courant et d'autre part de réduire la

FIG. 1.20 – Onduleur de tension avec filtre L et LCL .

dynamique du courant, de façon à le rendre facile à contrôler. En général, deux types de filtres sont utilisés ; Le filtre de type L [Et03] permet de diminuer les harmoniques autour de la fréquence de commutation, pour obtenir cela, la valeur de l'inductance doit être relativement élevée, cependant cette augmentation peut mettre en risque la capacité de compensation du système. Un filtre de type LCL [Al02] est plus avantageux dans le filtrage car en outre du filtrage des harmoniques du courant il nous permet l'obtention d'une tension de sortie très proche de la sinusoïde par filtrage des harmoniques de la tension de sortie. Etant un filtre de troisième ordre, avec la même bande passante, on obtient un filtrage bien meilleur que pour le filtre L (la pente est de $-60dB$ au lieu de $-20dB$). Ainsi, le filtre LCL permet des grandeurs de sortie de meilleure qualité à des fréquences de commutation plus petite. Cela devient un avantage pour les applications de haute puissance où la fréquence de commutation est limitée.

Par ailleurs, dans une configuration série avec le réseau souvent on utilise un filtre de LC du faite que dans ce cas on injecte une tension dans le réseau.

Topologies de filtrage

Il existe trois principaux types de topologies de filtrage : série, shunt et universelle qui n'est autre qu'une combinaison des deux premières.

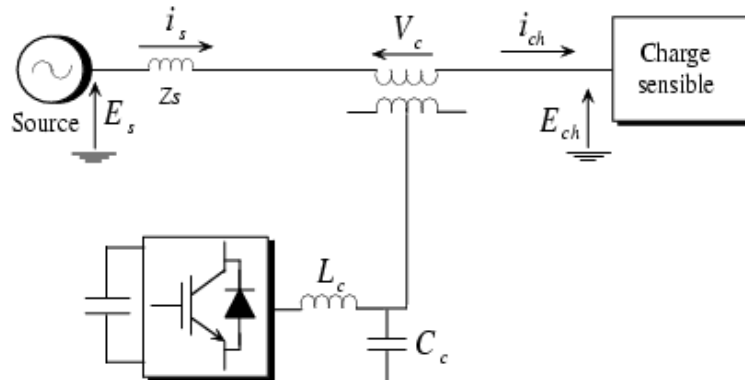


FIG. 1.21 – Filtrage série à structure tension.

1.6.2 Filtrage actif série

Le but d'un filtrage actif série est de garantir une qualité d'onde de tension, son principe consiste à superposer une certaine tension V_c à l'onde perturbée, afin que la tension résultante soit dans les limites tolérées [Et02] [Fo05] [Ri06]. Cette topologie est essentiellement destinée à protéger les installations sensibles aux perturbations venant du réseau telle que ;

- immuniser le réseau aval des creux de tension, on parle alors d'un restaurateur dynamique de tension (dynamic voltage restorer DVR) ou autre perturbation affectant la valeur efficace de la tension, et ce, en injectant une tension en phase ou en opposition de phase avec la tension amont V_s .
- compenser les déséquilibres des tensions triphasées (séquence inverse, homopolaire)
- Filtrer les harmoniques de tension venant du réseau, il se comporte alors comme un filtre actif de tension.

En revanche, il ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

La figure 1.21 représente la configuration d'un filtre série à structure tension ; l'onduleur de tension est accordé au réseau à travers un filtre LC est un transformateur de courant, disposant d'une source continue qui doit être dimensionner de manière à générer la tension nécessaire pendant la durée de perturbation.

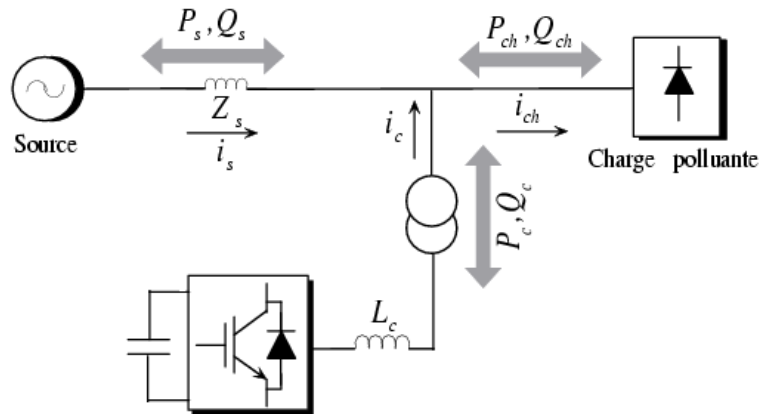


FIG. 1.22 – Filtrage shunt à structure tension.

1.6.3 Filtrage actif shunt

Le but d'un filtrage actif shunt [Ak05] [Al02] [Et03] est de découpler les perturbations provoquées par des charges polluantes du réseau électrique, son principe consiste à imposer, dans le réseau des courants harmoniques et/ou réactifs équivalents à ceux détectés dans le réseau mais de phases opposées, de telle sorte à maintenir sinusoïdal le courant fourni par le réseau et en phase avec la tension correspondante.

Dans le cas général, le courant absorbé par une charge perturbatrice comporte une composante active $i_{chactif}$ et une composante réactive $i_{chreactif}$ fondamentales, et une composante harmonique qui la somme de tous les harmoniques. Ainsi, pour assurer une parfaite compensation des perturbations imposées par celle-ci, on doit avoir :

$$\begin{aligned} i_s &= i_{chactif} \\ i_c &= i_{chreactif} + \sum_{h=2}^N i_{chh} \end{aligned} \quad (1.29)$$

La figure 1.22 montre la configuration du filtre shunt à structure tension ; l'onduleur est raccordé au réseau à travers un filtre inductif et éventuellement un transformateur, se comportant comme une source de courant contrôlée par rapport au réseau électrique. La capacité C joue le rôle d'une source de tension, la tension à ses bornes V_{DC} doit obligatoirement être régulée, car d'éventuelles variations de V_{DC} provoqueront l'apparition d'un courant actif dans le filtre permettant d'injecter ou de prélever de l'énergie de la capacité C .

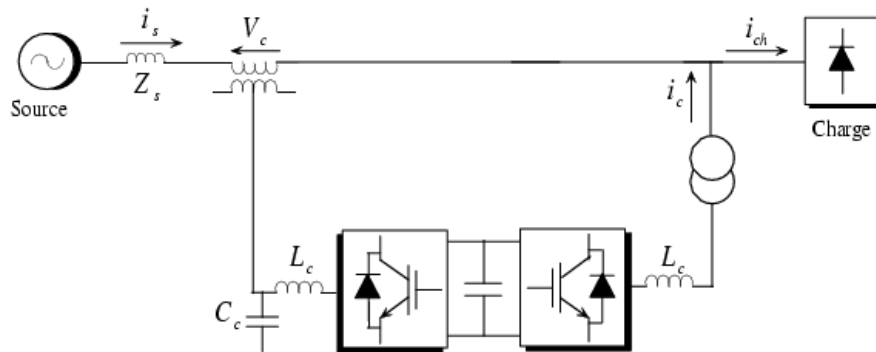


FIG. 1.23 – Filtrage universel.

1.6.4 Filtrage universel

C'est une solution de compensation universelle [Fu98] basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série. Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou Unified Power Quality Conditioner (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèle et série. Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure 1.23, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

Comparaison entre les différentes topologies de filtrage actif

Le tableau 1.3 récapitule les avantages et les inconvénients des trois configurations de filtrage actif. Le filtrage série présente l'avantage d'améliorer la qualité de l'onde de tension, et permet de fournir une énergie de qualité, cependant il ne permet pas d'éliminer les harmoniques engendrés par les charges non linéaires. Par contre, le filtrage shunt permet de les éliminer et de contrôler le courant absorbé du réseau par conséquent réduire les déformations de l'onde de tension causées par la circulation des composants harmoniques de courant. Par ailleurs, le filtre universel permet de cumuler les avantages des deux configurations, cependant il est difficile à réaliser en pratique. Par ailleurs, les normes de qualité de l'énergie sont plutôt portées sur la compensation des harmoniques, pour ces raisons, le filtrage actif shunt est considéré le plus important dans ce sens [Ak05].

Topologie	Avantages	Inconvénients
Filtre actif série	•amélioration de la forme de tension	•pas d'amélioration de la forme de courant
Filtre actif shunt	•amélioration de la forme de courant et de tension •amélioration du facteur de puissance	•amélioration de la forme de tension pas toujours évidente
Filtre universel	•amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension •adaptabilité aux variations de charge et du réseau	•réalisation difficile

TAB. 1.3 – Récapitulatif des différentes topologies de filtres actifs.

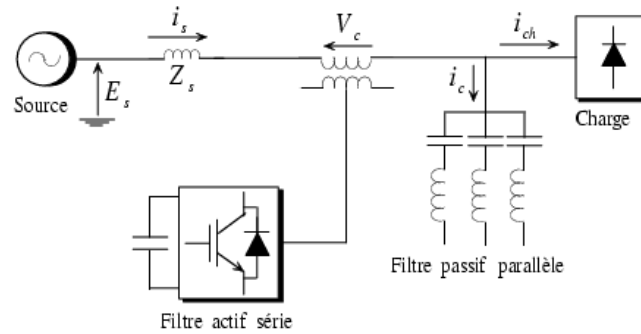
1.6.5 Filtrage hybride

Un filtre hybride résulte de l'association d'un filtre actif et d'un autre passif. Le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, par contre les filtres actifs maintiennent les performances de filtrage en fonction de la charge et de son évolution. Une telle combinaison avec le filtre passif rend possible de réduire considérablement l'estimation du filtre actif [Ak05]. De nombreuses variantes sont possibles, les deux principales configurations sont représentées sur la figure 1.24, il s'agit d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle et d'un filtre actif en série avec un filtre passif parallèle.

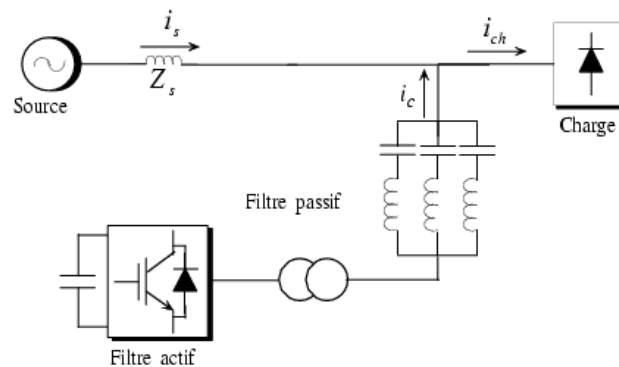
1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de faire la lumière sur les principales perturbations qui peuvent prendre naissance dans les réseaux de distribution, leurs origines et leurs conséquences sur les équipements essentiels existant dans le réseau, et les installations industrielles.

Nous avons vu que la dégradation de la qualité de l'énergie peut conduire à une modification du comportement des performances ou même de la destruction des équipements et des procédés qui en dépendent avec des conséquences possibles sur la sécurité des personnes et des surcoûts économiques. Par ailleurs, l'analyse des causes principales de la dégradation de la qualité de l'énergie, nous laisse responsabiliser d'avantage l'utilisateur sur cette dégradation notamment les gros consommateurs



(a) Filtre actif série avec filtre passif parallèle.



(b) Filtre actif en série avec un filtre passif.

FIG. 1.24 – Structures hybrides.

industriels, surtout quand il s'agit des harmoniques de courant. Le distributeur a aussi sa part de responsabilité liée essentiellement à la maîtrise de gestion de son réseau.

Cependant les perturbations ne doivent pas être subies comme une fatalité, car les solutions existent, et doivent être prise par chacun des deux partenaires afin de minimiser les effets des perturbations et de garantir une électricité de qualité. Ainsi dans ce sens, nous avons présenté les différentes solutions pour en remédier, en particulier le filtrage actif.

Nous avons présenté les différentes structures de filtrage actif ; série, shunt, universel, et nous avons noté les avantages de la structure shunt pour la dépollution des harmoniques de courant, l'étude de cette structure fera l'objet de nos prochains chapitres.

CHAPITRE 2

Modélisation contrôle-commande du filtre actif

Nous venons de voir dans un premier chapitre les différentes perturbations susceptibles de nuire au bon fonctionnement des systèmes électriques, en particulier les harmoniques, ainsi que les solutions appropriées pour la dépollution notamment le filtrage actif.

Dans ce chapitre nous entamerons l'étude d'un cas particulier de ces solutions qui est le filtre actif shunt à quatre fils basé sur un onduleur de tension à trois bras. L'objectif du chapitre est d'étudier la structure et le fonctionnement du filtre dans un premier lieu où nous ferons également le point sur quelques aspects liés au dimensionnement des circuits de stockage et le filtre passif. Dans un deuxième lieu nous présenterons une partie importante du contrôle qui est les techniques d'identifications des courants de références (perturbations), nous ferons également le point sur le contrôle de la tension au bornes des capacités de stockage d'énergie.

2.1 Structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils

Dans la figure 2.1 nous avons présenté la structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils où on peut distinguer les deux parties ; partie puissance et partie contrôle-commande.

La partie puissance a été abordée au chapitre précédent, en effet rappelons que

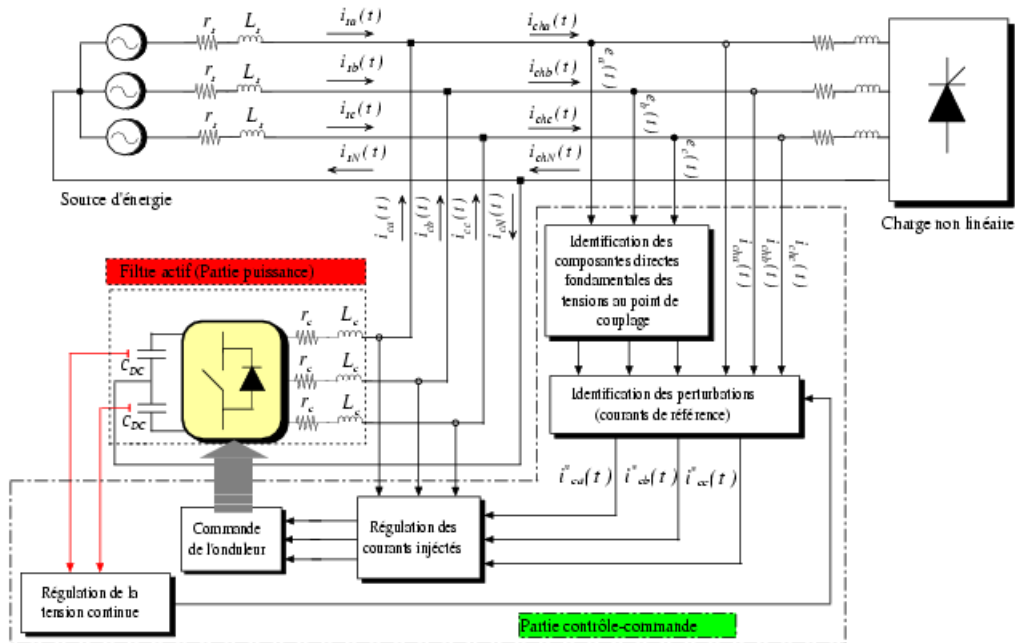


FIG. 2.1 – Structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils avec mise en évidence des parties de puissance et de contrôle-commande.

cette partie est constituée d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance bi-commandables avec des diodes en antiparallèle, d'un circuit de stockage d'énergie souvent capacitif et enfin d'un filtre de sortie de nature inductive.

La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :

- D'un bloc d'identification de perturbation sur le courant ;
- Un bloc d'identification des composantes liées à la séquence directe fondamentale des tensions du réseau ;
- Un bloc pour la régulation de la tension du bus continu
- Un bloc de contrôle du courant injecté sur le réseau par l'onduleur ;
- Enfin la commande de l'onduleur

2.2 Etude de la partie puissance

2.2.1 Fonctionnement de l'onduleur de tension

Pour étudier le fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à quatre fils en particulier en ce qui concerne les grandeurs de sortie, on fait appel au schéma de

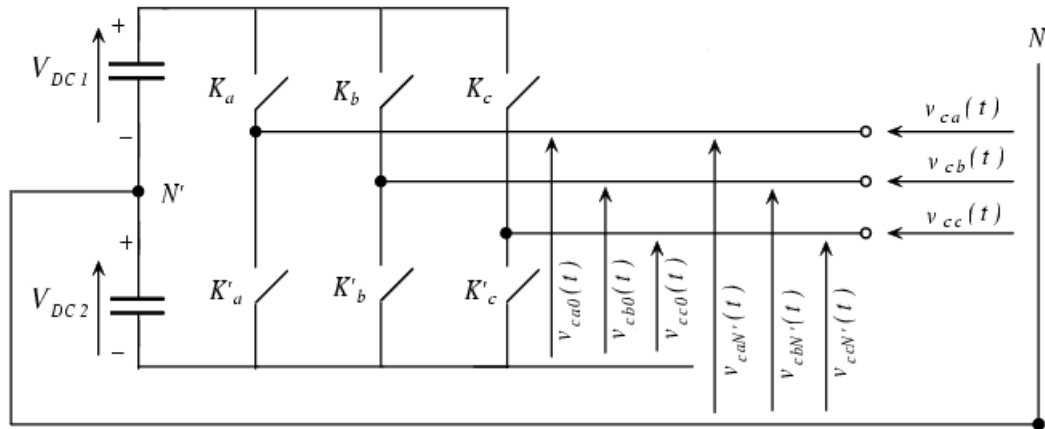


FIG. 2.2 – Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils.

principe représenté sur la figure 2.2.

On doit distinguer d'une part les tensions de branches $v_{ck_0}(t)$ ($k = a, b, c$) mesurées par rapport à la borne négative du bus continu, et d'autre par les tensions de phase $v_{ck}(t)$ par rapport au point neutre de la charge. Les tensions de branches $v_{ck_0}(t)$ sont directement imposées par la commande des interrupteurs K_k [Bu91], et on les utilisera pour déterminer les tensions de phases. Dans ce but, on peut établir les relations suivantes :

$$v_{ca_0}(t) - v_{ca}(t) + v_{cb}(t) - v_{cb_0}(t) = 0 \quad (2.1)$$

$$v_{ca_0}(t) - v_{ca}(t) + v_{cc}(t) - v_{cc_0}(t) = 0 \quad (2.2)$$

Par addition de (2.1) et (2.2), on obtient :

$$2v_{ca_0}(t) - 2v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t) - v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t) = 0 \quad (2.3)$$

Si on suppose une symétrie de tension, on a $v_{ca}(t) + v_{cc}(t) = -v_{cb}(t)$, on remplaçant dans (2.3), on obtient :

$$v_{ca}(t) = \frac{1}{3}(2v_{ca_0}(t) - v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t)) \quad (2.4)$$

Par analogie, on obtient pour les autres phases :

$$v_{cb}(t) = \frac{1}{3}(-v_{ca_0}(t) + 2v_{cb_0}(t) - v_{cc_0}(t)) \quad (2.5)$$

$$v_{cb}(t) = \frac{1}{3}(-v_{ca_0}(t) - v_{cb_0}(t) + 2v_{cc_0}(t)) \quad (2.6)$$

2.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques des parties alternative et continue de l'onduleur. Pour des raisons de simplification nous allons supposer que les interrupteurs sont parfaits (commutation instantanée, chute de tension considérée nulle en conduction).

Pour modéliser l'onduleur de tension, on définit la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs.

- $d_k = 1$ quand K_k est fermé et $d_k = 0$ quand K_k est ouvert.
- $d_k = 0$ quand K'_k est fermé et $d_k = 1$ quand K'_k est ouvert.

Ainsi, on peut facilement exprimer les tensions $v_{ck_0}(t)$ en fonction des fonctions de commutation d_k comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ca_0}(t) \\ v_{cb_0}(t) \\ v_{cc_0}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{DC1} + V_{DC2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{DC1} + V_{DC2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{DC1} + V_{DC2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Ces mêmes tensions peuvent s'exprimer par rapport au point milieu du bus continu (N') :

$$\begin{bmatrix} v_{caN'}(t) \\ v_{cbN'}(t) \\ v_{ccN'}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{DC1} + V_{DC2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{DC1} + V_{DC2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{DC1} + V_{DC2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{DC2} \\ V_{DC2} \\ V_{DC2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Si le neutre de la charge (réseau) est raccordé au point milieu du bus continu, les tensions de phases sont égales aux tensions de branches par rapport à ce point milieu.

$$\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{DC1} + V_{DC2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{DC1} + V_{DC2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{DC1} + V_{DC2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{DC2} \\ V_{DC2} \\ V_{DC2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Si on suppose que les tensions aux bornes des deux capacités formant le bus continu sont identique et égales à $V_{DC}/2$, l'équation (2.9), se réduit à l'équation (2.10).

$$\begin{bmatrix} v_{ca}(t) \\ v_{cb}(t) \\ v_{cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a - 1 \\ d_b - 1 \\ d_c - 1 \end{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.10)$$

Tension générées par l'onduleur

Le tableaux 2.1 donne les huit cas possibles des tensions de phase $v_{ck}(t)$ par rapport au point milieu du bus continu, en supposant que $V_{DC1} = V_{DC2} = V_{DC}/2$.

	d_a	d_b	d_c	$v_{ca}(t)$	$v_{cb}(t)$	$v_{cc}(t)$
0	0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
2	0	1	0	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
3	0	1	1	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
4	1	0	0	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
5	1	0	1	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
6	1	1	0	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
7	1	1	1	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$

TAB. 2.1 – Tension générées par l'onduleur de tension avec neutre raccordé au point milieu du bus.

Représentation par phaseur spaciaux

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases peut être représenté par les phaseurs spaciaux. Les deux composantes du phaseur spatial $\bar{v}_c^s(t)$ des tensions de phases sont données par [Bu91].

$$\begin{aligned}
 v_{c\alpha}^s(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{ca}(t) - \frac{1}{2}v_{cb}(t) - \frac{1}{2}v_{cc}(t) \right) \\
 v_{c\beta}^s(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{cb}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{cc}(t) \right)
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Le phaseur spatial $\bar{v}_c^s(t)$ dans le plan (α, β) est représenté à la figure 2.3. Etant donné que les tensions de branches $v_{ck}(t)$ ne peuvent être que $\pm V_{DC}/2$, il y a huit positions possibles pour $\bar{v}_c^s(t)$, six se trouvent aux sommets d'un exagone d'un module $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{DC}$ et deux positions à l'origine, d'un module nul, lorsque les trois phases sont identiques.

Pour la partie continue de l'onduleur à quatre fils, le bus continu est composé de deux condensateurs (figure 2.4) qu'on supposera sans pertes.

Les équations qui relient les tensions des condensateurs aux courants du côté alternatif et aux fonctions de commutation sont données par [Et03] :

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{DC1}}{dt} \\ \frac{dv_{DC2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{d_a}{C_{DC}} & -\frac{d_b}{C_{DC}} & -\frac{d_c}{C_{DC}} \\ \frac{1-d_a}{C_{DC}} & \frac{1-d_b}{C_{DC}} & \frac{1-d_c}{C_{DC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}(t) \\ i_{cb}(t) \\ i_{cc}(t) \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

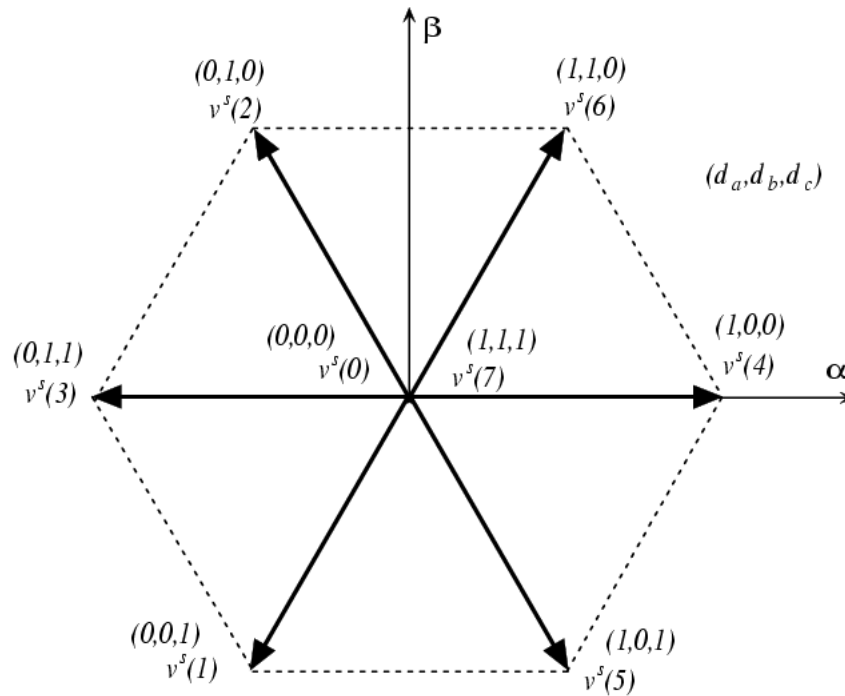


FIG. 2.3 – Représentation vectorielle des tensions $v_{ck}(t)$ générées par l'onduleur.

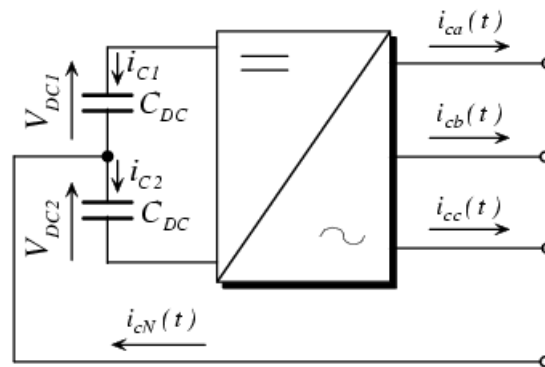


FIG. 2.4 – Bus continu d'un onduleur de tension à quatre fils.

2.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension commandé en courant

Pour cette modélisation, on s'intéressera aux relations liant les tensions de phases $v_{ck}(t)$ avec les courants de phases $i_{ck}(t)$ et les tensions du réseau $e_k(t)$ quand l'onduleur est couplé au réseau à travers un filtre inductif (figure 2.5), pour cela on

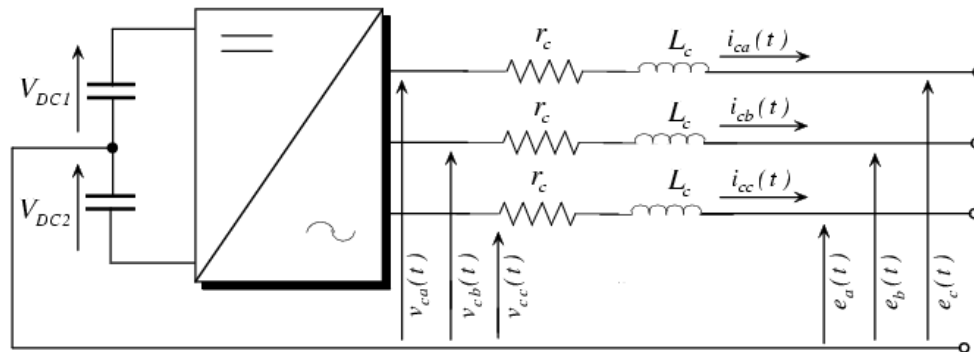


FIG. 2.5 – Onduleur de tension triphasé raccordé au réseau avec un filtre L.

néglige les harmoniques de découpages et on suppose que la source de tension V_{DC} est parfaite. L'interaction entre l'onduleur de tension et le réseau est décrite par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ca}(t) = r_c i_{ca}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{ca}(t) + e_a(t) \\ v_{cb}(t) = r_c i_{cb}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{cb}(t) + e_b(t) \\ v_{cc}(t) = r_c i_{cc}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{cc}(t) + e_c(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

2.3 Circuit de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par les deux condensateurs qui jouent le rôle de deux sources de tension continue. Dans les applications de compensation d'harmoniques, une tension V_{DC} élevée améliore la dynamique du filtre actif, par ailleurs, le critère commun pour le choix de la capacité C_{DC} est en générale la limitation des ondulations de la tension continue [A102] [Et03]. Ces ondulations sont d'autant plus élevées que les harmoniques à compenser sont de basses fréquences et d'amplitudes importantes ou la capacité est faible. Un dimensionnement adéquat de la capacité peut être établi à partir d'un courant type que doit générer le filtre actif [Et03], ceci n'est pas toujours facile à réaliser car on ne connaît pas souvent tous les harmoniques qu'on doit compenser, ainsi une méthode plus simple pour le dimensionnement consiste à calculer la capacité à partir du courant harmonique du rang le plus faible I_h [A102].

$$C_{DC} = \frac{I_h}{\epsilon V_{DC} \omega_h} \quad (2.14)$$

Avec ϵ le taux d'ondulation admissible généralement 5% de V_{DC} et ω_h la pulsation du rang h .

2.4 Filtre de sortie

Le rôle du filtre inductif de sortie est de transformer l'onduleur de tension en une source contrôlée de courant vis-à-vis du réseau, comme nous avons déjà vu, il y a deux types de filtre de raccordement fortement répondus dans la littérature ; un filtre L de premier ordre et filtre LCL de troisième ordre, pour des raisons de simplification nous avons opté pour un filtre de premier ordre. Pour le dimensionnement d'un tel filtre on est souvent amené à faire un compromis entre trois critères essentiels à satisfaire [Ca03] [Et03] :

1. Assurer la dynamique du courant ;
2. Empêcher les harmoniques de commutation de se propager du côté réseau ;
3. Causer le minimum de chute de tension à ses bornes.

En générale, pour une bonne dynamique du courant, la valeur de l'inductance L_c doit être faible. Cependant, ceci engendre des ondulations importantes dans le courant injecté et des harmoniques de commutation seront propagés sur le réseau surtout lorsque la fréquence de commutation est relativement faible. Par ailleurs, une inductance élevée permet de limiter ces ondulations, mais ceci peut engendrer des chutes de tension importantes et réduit la dynamique du courant. Donc pour le choix de cette inductance, il faut choisir une valeur limite minimale qui assure une ondulation maximale admissible ΔI_{max} et une valeur limite maximale qui assure une chute de tension admissible ΔV_{max} [Et03].

2.5 Etude de partie contrôle-commande

2.5.1 Identification des perturbations sur le courant

L'identification des perturbations consiste à extraire l'information d'un signal donné, et ce, par séparation de la partie souhaitée (perturbation) du signal global. Il y a deux approches principales pour l'identification des perturbations sur le courant :

1. La première est basée sur la décomposition du signal global mesuré en série de Fourier et la séparation des fréquences non désirées. Cette méthode présente

l'inconvénient de nécessiter beaucoup de calcul surtout lorsque on a besoin d'identifier un nombre important de rang d'harmonique.

2. La deuxième approche consiste à extraire les perturbations en temps réel sur les grandeurs instantanées par filtrage des signaux en séparant le fondamental des harmoniques. Cette technique utilise des formules algébriques faciles à implanter et réduit considérablement l'effort de calcul, ajouter à cela le fait qu'elle permet d'identifier tous les harmoniques. Pour les raisons qu'on vient de citer, cette approche est la mieux adaptée pour les objectifs de compensations.

2.5.2 Identification sur les puissances instantanées

Dans cette méthode [Ak83][Ak84], l'identification des courants harmoniques est réalisée sur les puissances réelle et imaginaire instantanées par transformation des grandeurs électriques (tension, courant) dans un repère fixe par la transformée de Concordia. Cependant, il y a lieu de signaler que cette méthode n'est pas une méthode d'identification directe des composantes harmoniques du courant mais identifie plutôt les composantes harmoniques qui ne servent pas à véhiculer de la puissance active. Ceci dit que si la tension réseau est perturbée et s'il y a une coïncidence entre ces harmoniques et ceux de la tension, il y aura un transfert de puissance active par ces harmoniques et par conséquent ils ne seront pas identifiés en tant que perturbation. La figure 2.6 illustre l'erreur d'estimation des harmoniques de courants dans le cas des tensions saines (figure 2.6(a)) et dans le cas des tensions perturbées par les harmoniques 5 et 7 avec un taux de distorsion d'environ 10% (figure 2.6(b)). Ceci dit que pour une identification de qualité des perturbations, il faut d'abord s'assurer que les tensions utilisées soient parfaites, ce qui nous amène à identifier les composantes liées à la séquence directe fondamentale des tensions mesurées $e_{abc}(t)$. Ainsi, de cette manière, les puissances homopolaire, réelle et imaginaire instantanées sont données par :

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0(t) & 0 & 0 \\ 0 & e'_\alpha(t) & e'_\beta(t) \\ 0 & -e'_\beta(t) & e'_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch0}(t) \\ i_{ch\alpha}(t) \\ i_{ch\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$p_0(t)$: Puissance homopolaire instantanée ;

$p(t)$: Puissance réelle instantanée ;

$q(t)$: Puissance imaginaire instantanée.

Les courants $i_{ch0\alpha\beta}(t)$ sont les transformées des courants de charge $i_{chabc}(t)$ données

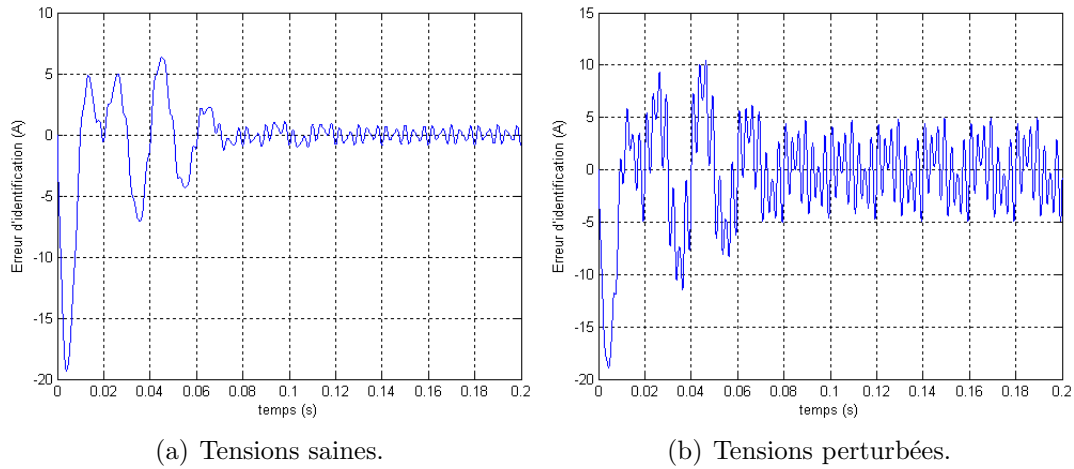


FIG. 2.6 – Erreur d'identification des harmoniques par la méthode des puissances instantanées.

par :

$$\begin{bmatrix} i_{ch0}(t) \\ i_{ch\alpha}(t) \\ i_{ch\beta}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha}(t) \\ i_{chb}(t) \\ i_{chc}(t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$e_0(t)$ est la composante homopolaire des tensions instantanées mesurées au point de raccordement, par ailleurs, les tensions $e'_\alpha(t)$ et $e'_\beta(t)$ sont les composantes liées à la séquence directe fondamentale de ces tensions (voir section 2.5.3).

Ainsi, si l'on suppose que la séquence directe fondamentale des tensions réseau est parfaitement identifiée, alors les puissances calculées contiendront toute l'information spectrale du courant dans une forme bien adaptée au filtrage, car la puissance liée à la séquence directe fondamentale du système devient un signal continu, et la puissance liée aux perturbations reste sous forme alternative.

$$\begin{aligned} p_0(t) &= \bar{p}_0(t) + \tilde{p}_0(t) \\ p(t) &= \bar{p}(t) + \tilde{p}(t) \\ q(t) &= \bar{q}(t) + \tilde{q}(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Pour l'extraction de la partie alternative de la puissance réelle nous avons utilisé un filtre passe haut (FPH) de deuxième ordre donné par l'expression suivante :

$$\frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c + \omega_c^2}$$

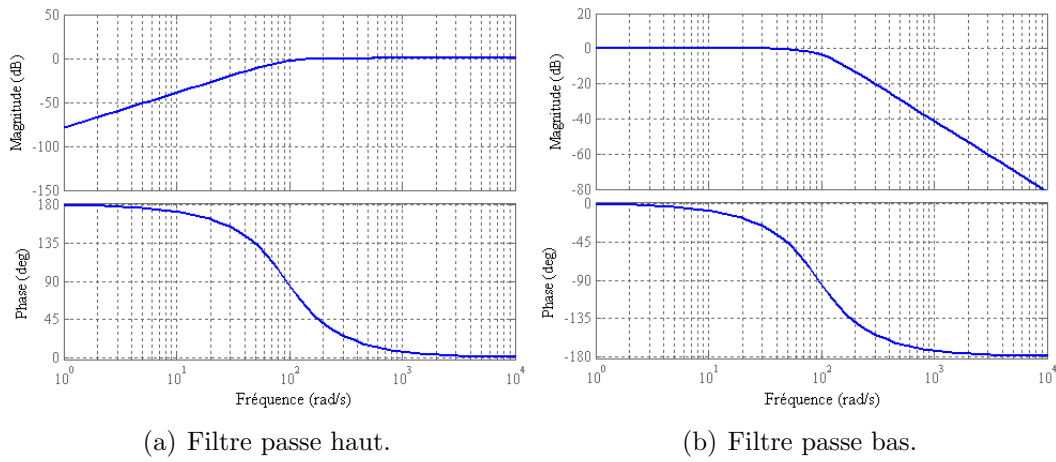


FIG. 2.7 – Diagrammes de Bode du FPH et FPB de deuxième ordre.

Pour extraire la partie continue de la puissance homopolaire, on utilise un filtre passe bas (FPB) de deuxième ordre donné par l'expression suivante :

$$\frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c + \omega_c^2}$$

Avec un coefficient d'amortissement ξ égale à 0.7 et une pulsation de coupure ω_c de $30\pi rad$, les diagrammes de bode pour les deux filtres sont donnés sur la figure 2.7.

Enfin, les consignes de courant de compensation sont calculées par les composantes non désirées des puissances instantanée :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^*(t) \\ i_{c\beta}^*(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{\alpha}^2(t) + e_{\beta}^2(t)} \begin{bmatrix} e'_{\alpha}(t) & -e'_{\beta}(t) \\ e'_{\beta}(t) & e'_{\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}(t) - \bar{p}_0(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Dans le repère abc

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^*(t) \\ i_{cb}^*(t) \\ i_{cc}^*(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c0}(t) \\ i_{c\alpha}^*(t) \\ i_{c\beta}^*(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

L'algorithme d'identification pq est illustré sur la figure 2.8 comprenant la régulation de la tension continue, celle-ci à pour but de générer un signal de puissance auxiliaire dans la référence pour injecter ou absorber une puissance sur le réseau afin de maintenir la tension continue V_{DC} au tour de sa consigne V_{DC}^*

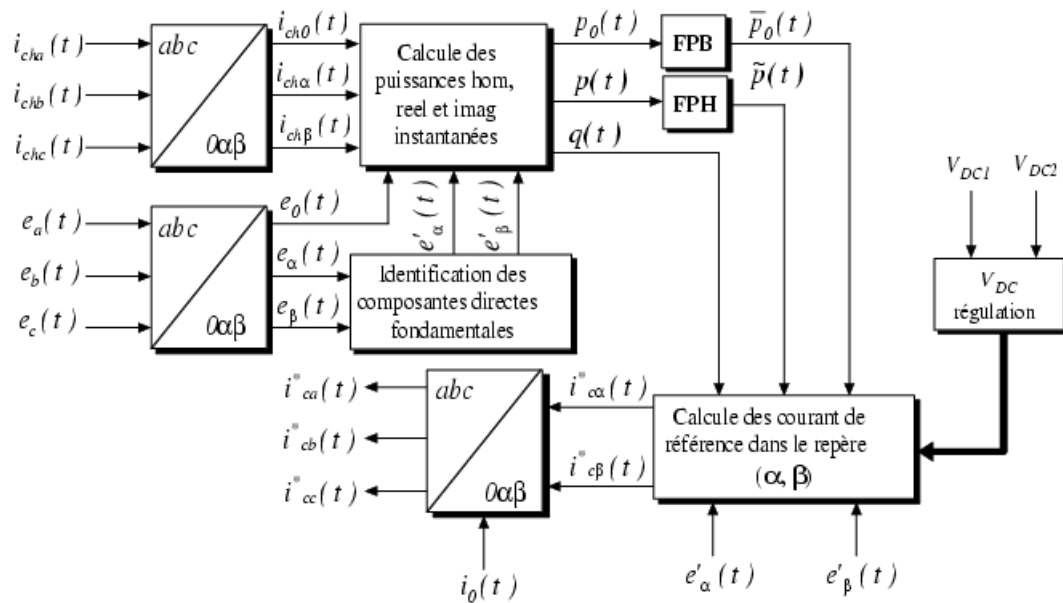


FIG. 2.8 – Schéma bloc d'identification sur les puissances instantanées pq .

2.5.3 Identification des composantes directes fondamentales des tensions et Système PLL

Dans les applications de filtrage actif shunt, la connaissance de la fréquence ainsi que la séquence directe fondamentale des tensions mesurées au point de raccordement est souvent impérative.

Identification de la séquence directe fondamentale

Pour l'identification de la séquence directe fondamentale des tensions réseau, nous avons utilisé un algorithme basé sur le calcul des puissances réelle et imaginaire instantanées. Au cœur de cette algorithme une PLL qui détermine la fréquence du fondamentale (figure 2.10), la précision de la PLL détermine souvent la qualité d'identification de la séquence directe fondamentale. La fréquence à la sortie de la PLL est utilisée pour générer des courants auxiliaires $i'_\alpha(t)$ et $i'_\beta(t)$ d'amplitude unitaire décalés de $\pi/2$ par rapport à $\hat{\omega}t$.

$$\begin{aligned} i'_\alpha(t) &= \cos(\hat{\omega}t - \pi/2) \\ i'_\beta(t) &= \sin(\hat{\omega}t - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Ces courants sont utilisés avec les tensions mesurées pour calculer les puissances réelle et imaginaire $p'(t)$ et $q'(t)$. Ainsi, ces puissances contiendront toute l'information sur les tensions et les valeurs moyennes $\bar{p}'(t)$ et $\bar{q}'(t)$ correspondent à la séquence directe fondamentale, donc elles sont extraites par un filtre passe bas et utilisées pour le calcul de la séquence directe fondamentale dans le plan (α, β)

$$\begin{bmatrix} e'_\alpha(t) \\ e'_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{i'^2_\alpha(t) + i'^2_\beta(t)} \cdot \begin{bmatrix} i'_\alpha(t) & i'_\beta(t) \\ i'_\beta(t) & -i'_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}'(t) \\ \bar{q}'(t) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Cette méthode d'identification est illustrée sur la figure 2.9.

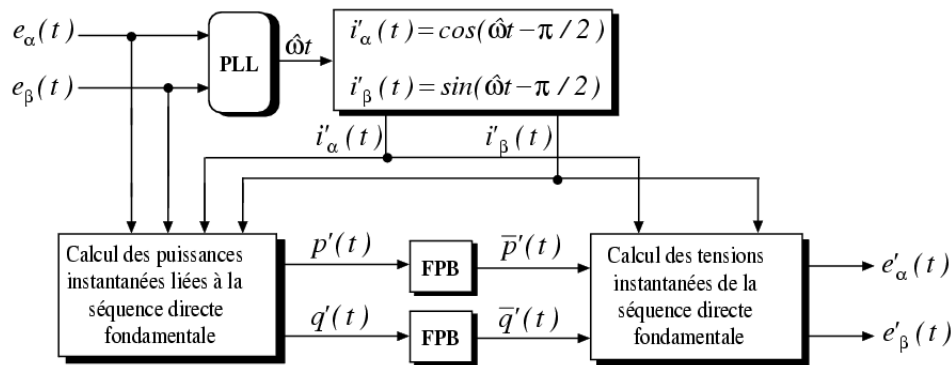


FIG. 2.9 – Schéma bloc de l'algorithme d'identification des composantes directes fondamentales des tensions.

Système PLL

La figure 2.10 présente le système PLL utilisé pour déterminer la fréquence fondamentale, il est basé sur la puissance réelle instantanée [Ro06].

$$P_{PI} = e_\alpha(t)i''_\alpha(t) + e_\beta(t)i''_\beta(t) \quad (2.22)$$

Les grandeurs $e_\alpha(t)$ et $e_\beta(t)$ correspondent aux tensions mesurées au point de couplage, par contre les signaux auxiliaires $i''_\alpha(t)$ et $i''_\beta(t)$ sont juste le cosinus et le sinus de la l'intégrale de la pulsation identifiée $\hat{\omega}$. Le point de stabilité de la PLL est atteint lorsque la puissance à l'entrée du régulateur PI ait une valeur moyenne nulle et une valeur alternative qui tend vers zéro, or ;

$$\bar{P}_{PI} = 3E_1^+ I_1^{''+} \cos\phi \quad (2.23)$$

Ceci dit que le point d'opération est établi lorsque $\hat{\omega}$ correspond à la pulsation fondamentale du système, et les tensions $e_\alpha(t)$ et $e_\beta(t)$ deviennent orthogonales aux courant auxiliaires $i'_\alpha(t)$ et $i'_\beta(t)$ respectivement.

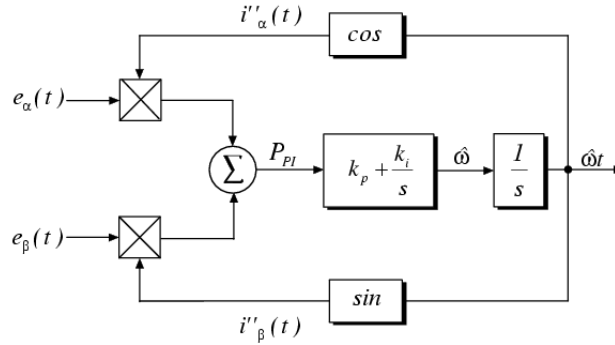


FIG. 2.10 – Schéma de principe de la PLL.

Cette PLL présente de bonnes caractéristiques dynamiques et statiques même en présence de tensions fortement perturbées [Ro06]. Les paramètres du régulateur PI sont choisis compte tenu de la fonction de transfert en boucle fermée donnée par :

$$FT_{PLL} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (2.24)$$

Ou sous forme canonique :

$$FT_{PLL} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.25)$$

Pour garantir une meilleur réponse, le coefficient d'amortissement ξ est choisi égal à 0.7 et la pulsation de coupure ω_c doit être choisie la plus faible possible pour annuler les fluctuations dans la pulsation $\hat{\omega}$. Cette méthode d'identification a été testée dans des conditions très défavorables, la figure 2.11 montre les résultats d'identification qui sont très satisfaisants après un temps de réponse de 50ms lié au temps de réponse du filtre passe bas utilisé.

2.5.4 Régulation de la tension du bus continu

Les tensions V_{DC1} et V_{DC2} aux bornes des deux condensateurs C_{DC1} et C_{DC2} doivent être maintenues à des valeurs constantes et égales, donc contrairement au filtre actif à trois fils ou à quatre fils avec quatre bras, ici nous avons besoins de deux réglages pour la tension continue comme le montre la figure 2.12, d'un côté

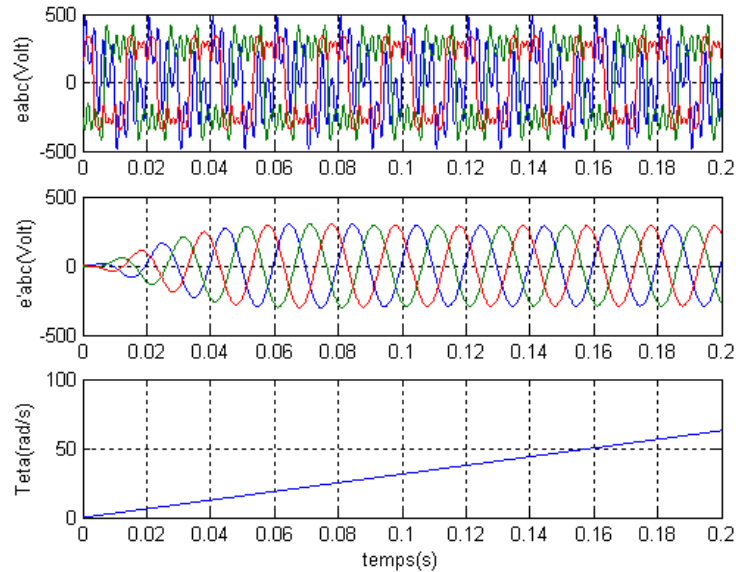


FIG. 2.11 – Identification des composantes directes fondamentales des tensions fortement perturbées.

maintenir la tension du bus constante et de l'autre côté équilibrer les deux tensions. La régulation de cette tension s'effectue en absorbant ou en injectant de la puissance active sur le réseau, ceci est réalisé le plus souvent par un régulateur proportionnel intégral PI qui à partir de l'écart entre la tension de référence V_{DC}^* et mesurée $V_{DC1} + V_{DC2}$ génère une consigne de puissance active P_c superposée à la puissance réelle qui force l'onduleur à générer un courant actif fondamental qui sert à corriger les variations de V_{DC} . Par ailleurs, le déséquilibre des tensions des deux capacités est souvent lié à la compensation de la puissance homopolaire [Va00], il est compensé en ajoutant une consigne de puissance homopolaire P_{c0} générée par un filtre passe bas à partir de l'écart entre les deux tensions [Li04][Va00].

2.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté en détail le fonctionnement du filtre actif shunt à quatre fils. Ainsi, en premier lieu, sa structure de puissance a été présentée à partir de laquelle, un modèle global du filtre actif a été établi. Quelques caractéristiques des circuits passifs déterminantes pour le bon fonctionnement du filtre actif notamment les capacités de stockage et le filtre de couplage ont

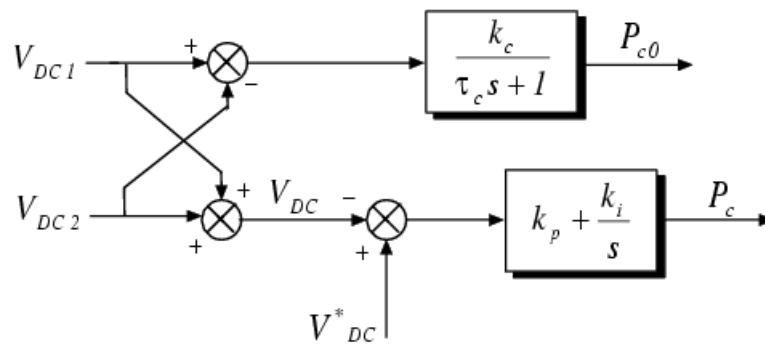


FIG. 2.12 – Réglage de la tension continue.

été pointées à part.

Pour la partie contrôle-commande, nous avons présenté dans ce chapitre la technique d'identification des perturbations basée sur la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées avec inclusion de la composante homopolaire. Le système est appelé à fonctionner sous des tensions réseau perturbées, pour cela l'identification des composantes fondamentales de ces tension est nécessaire, celle-ci est réalisée par une technique basée aussi sur la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.

La deuxième grande partie de contrôle-commande du filtre actif est la restitution des courants identifiés dans le réseau avec un minimum d'erreur afin d'atteindre les objectifs de compensation, ce qui revient à l'étude de la commande en courant du filtre actif. Cette étude fera l'objet de nos prochains chapitres.

CHAPITRE 3

Commande en courant du filtre actif

L'objectif de la commande en courant du filtre actif, est de générer les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, de sorte que les courants de sortie suivent le plus fidèlement possible les consignes en module et en phase. Il y a deux techniques principales de commande en courant de l'onduleur de tension [Bu91]; la commande par hystérésis (dite aussi à structure variable) et commande par Modulation de Largeur d'Impulsion ou MLI (à fréquence fixe). Nous présenterons dans ce chapitre le principe de commande de l'onduleur de tension par ces deux techniques, puis le contrôle du courant du filtre actif par un procédé classique utilisant la technique de commande MLI avec un régulateur Proportionnel-Intégral. Enfin, des résultats de simulations sont présentés et commentés.

3.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est simple et très bien adaptée pour la commande en courants des convertisseurs statiques. Elle est composée d'une seule boucle de régulation (figure 3.1). Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont déterminés directement à partir de l'erreur entre le courant de référence et le courant réelle (injecté) par un comparateur à hystérésis caractérisé par une bande HB fixée au préalable. Le régulateur à hystérésis doit maintenir l'erreur dans cette bande en changeant la polarisation de la tension à la sortie de l'onduleur, selon la

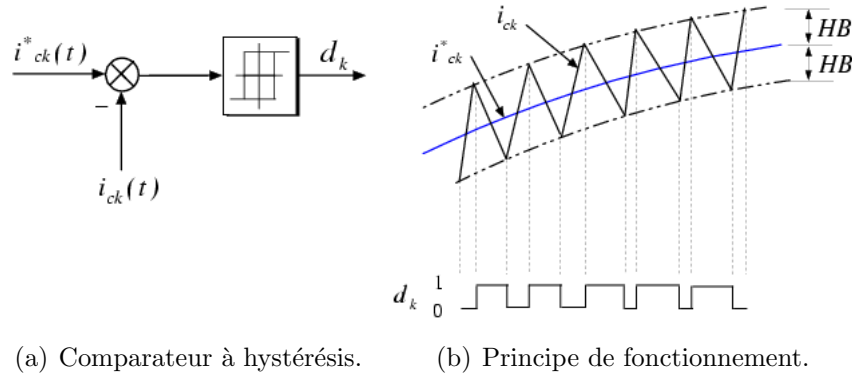


FIG. 3.1 – Principe de commande en courant par hystérésis.

loi de commutation suivante :

$$\begin{aligned} d_k = 1 &\Rightarrow d'_k = 0 & i_{ck} &\geq (i_{ck}^* + HB); \\ d_k = 0 &\Rightarrow d'_k = 1 & i_{ck} &\leq (i_{ck}^* - HB). \end{aligned}$$

Cette technique présente d'excellentes qualités comme sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre (elle ne nécessite pas une connaissance exhaustive du système à contrôler), une bonne stabilité, très bonne réponse, une robustesse inégalée et une bande passante très large. Cette technique de commande présente certains problèmes notamment le fonctionnement à fréquence de commutation aléatoire, ce qui engendre des contraintes sur les semi-conducteurs et le dimensionnement des éléments passifs du filtre actif. Néanmoins, ce problème peut être surmonté en adoptant sur la bande d'hystérésis variable (adaptative) afin de garder la fréquence de commutation constante [Ka05][Ma05].

3.2 Commande par MLI

La commande MLI est en général plus complexe car souvent basée sur deux boucles de commande ; une boucle externe de courant, et une boucle interne de tension [AI02][Et03](figure 3.2). Elle met en œuvre d'abord un correcteur qui génère la tension de référence à l'onduleur (modulatrice) à partir de l'erreur de courant, celle-ci est ensuite comparée à un signal auxiliaire (porteuse) qui peut être en dents de scie ou triangulaire à fréquence fixe f_p suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale de référence. Les points d'intersection des deux signaux détermineront les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on parle alors d'une MLI intersective.

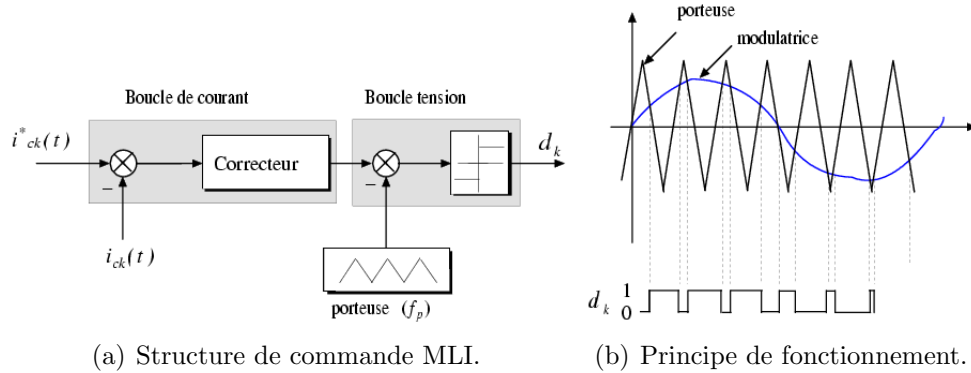


FIG. 3.2 – Principe de commande en courant par MLI.

Si la fréquence de la porteuse f_p est un multiple de la fréquence modulante f_m , on dit que la MLI est synchrone. Dans ce cas, le spectre de la tension de sortie $V_c(t)$ possède des raies aux fréquences multiples de f_m et le fondamental de $V_c(t)$ est à la fréquence f_m . Par ailleurs, lorsque la fréquence de la porteuse n'est pas multiple de la fréquence modulante, la MLI est dite asynchrone. Dans ce cas, des sous-harmoniques apparaissent sur la tension $V_c(t)$ [Ai03].

Malgré sa légère complexité par rapport à la commande par hystérésis, la commande MLI est la mieux adaptée dans les applications où on a besoins de travailler à des fréquences fixes.

3.2.1 Structure de la boucle de régulation

Si on se réfère à l'équation (2.13), le courant injecté par le filtre actif sur le réseau est donné sous forme vectorielle comme suit :

$$L_c \frac{d}{dt} \vec{I}_c(t) = \vec{V}_c(t) - \vec{E}(t) - r_c \vec{I}_c(t) \quad (3.1)$$

Notons par $\Delta \vec{I}_c(t) = \vec{I}_c^*(t) - \vec{I}_c(t)$ l'erreur de régulation entre le courant de référence et injecté, en remplaçant $\vec{I}_c(t)$ dans (3.1) :

$$L_c \frac{d}{dt} \vec{I}_c(t) + r_c \Delta \vec{I}_c(t) = (\vec{E}(t) + L_c \frac{d}{dt} \vec{I}_c^*(t) + r_c \vec{I}_c^*(t)) - \vec{V}_c(t) \quad (3.2)$$

Posons :

$$\vec{V}_c^*(t) = \vec{E}(t) + L_c \frac{d}{dt} \vec{I}_c^*(t) + r_c \vec{I}_c^*(t) \quad (3.3)$$

Ce terme est défini comme une tension de référence à l'onduleur pour qu'il puisse générer le courant désiré $\vec{I}_c^*(t)$, cette tension est l'addition de la tension mesurée

au point de raccordement du filtre actif et la chute de tension aux borne du filtre de sortie lorsque celui-ci est traversé par le courant de référence, ce terme est élaboré par un correcteur de courant. La structure de la boucle de régulation est schématisée sur la figure (3.3).

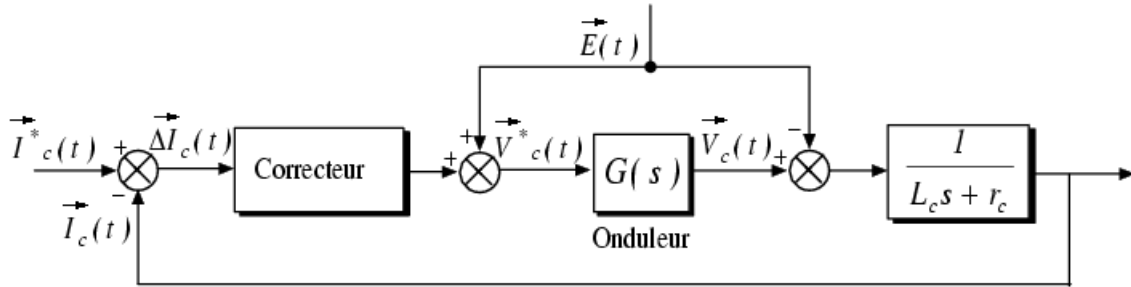


FIG. 3.3 – Structure de la boucle de régulation du courant.

La fonction $G(s)$ représente l'onduleur MLI qui peut être modélisé par gain unitaire [Xu94] si l'on admet que la tension $\vec{V}_c(t)$ soit égale à sa référence $\vec{V}_c^*(t)$

3.2.2 Contrôle du courant avec un correcteur PI

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle de courant [Et03][Gh03][Gr04], nous l'avons choisi ici pour sa simplicité. Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant par un régulateur PI est illustré sur la figure 3.4. La fonction de transfert en boucle fermée de cet asservissement est :

$$H_{BF} = \frac{k_p s + k_i}{L_c s^2 + (r_c + k_p)s + k_i} \quad (3.4)$$

Cette fonction peut être mise sous la forme :

$$H_{BF} = \frac{(2\xi\omega_c - \frac{r_c}{L_c})s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (3.5)$$

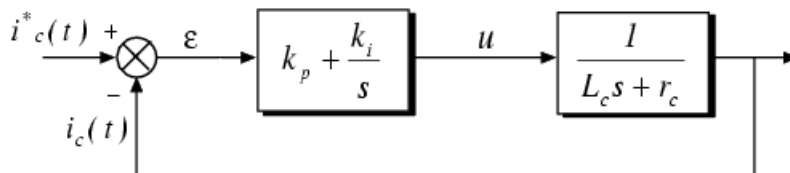


FIG. 3.4 – Schéma d'asservissement de courant par un régulateur PI.

Pour une bonne réponse dynamique du système, le coefficient d'amortissement ξ est généralement choisi égal à 0.7. Par ailleurs, pour un rejet maximal d'harmoniques dûs à la commutation, il faut que la pulsation de coupure ω_c soit éloignée autant que possible de la pulsation de commutation de la MLI. La figure 3.5 montre le diagramme de Bode de la boucle de régulation pour $\omega_c = 1/4$ de la pulsation de la MLI (fréquence de la MLI est de $10kHz$ pour toutes nos simulations).

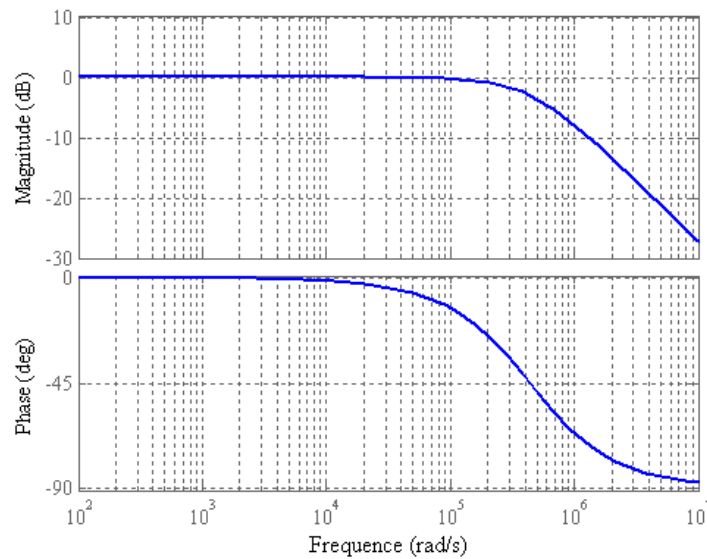


FIG. 3.5 – Diagramme de Bode de la boucle de régulation de courant.

3.3 Simulation et interpretation des résultats

Pour la simulation, le schéma de la figure 2.1 du chapitre 2 est implanté sous MATLAB/SimPowerSystems, avec comme objectif essentiel de compenser les perturbations engendrées par la charge non linéaire et garantir ainsi des courants de phases sinusoïdaux et équilibrés et un courant dans le neutre qui est nul.

Les tensions triphasées au point de couplage sont caractérisées par un taux de déséquilibre de 3.7% et un taux de distorsion harmonique d'environ 6% comme en peut le voir sur la figure 3.6. La charge non linéaire est constituée d'un redresseur PD3 à thyristors alimentant une charge (R, L, E) , d'un redresseur en pont à diodes entre la phase c et le neutre alimentant une charge (R, L) et enfin un redresseur en pont à thyristors entre la phase b et le neutre débitant sur une charge (R, L) . Les paramètres du filtre actif et du réseau sont résumés dans le tableau 3.1 [E100]

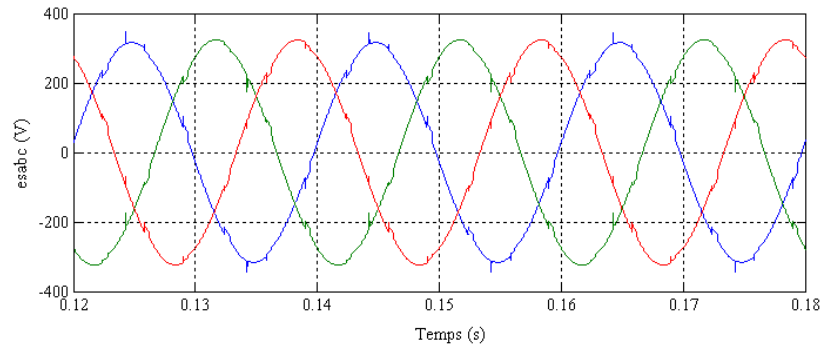


FIG. 3.6 – Allure des tensions triphasées au point de couplage.

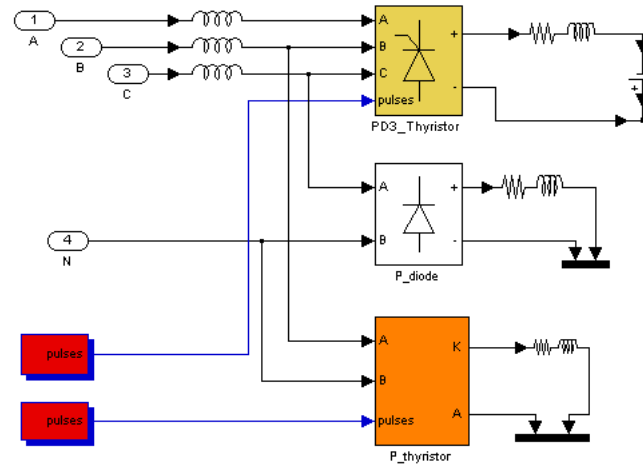


FIG. 3.7 – Schéma synoptique de la charge non-linéaire.

Source	
Tension et fréquence	$V_{seff} = 230V, f_s = 50Hz$
Impédance	$r_s = 50m\Omega, L_s = 0.15mH$
Filtre actif	
Capacité	$C_{DC} = 5mF$
Tension Continue	$V_{DC12} = 500V$
Filtre de sortie	$r_c = 5m\Omega, L_c = 3mH$
Fréquence de la MLI	$10kHz$

TAB. 3.1 – Les principaux paramètres de simulation.

Les résultats de simulation de la compensation des courants triphasés sont indiqués sur les figures 3.8 et 3.9 où nous pouvons remarquer une amélioration dans la forme des courants du côté de la source après compensation. Le courant du neutre avant et après compensation est indiqué sur la figure 3.10.

La figure 3.11 illustre l'analyse spectrale de chaque phase, l'amplitude de chaque harmonique est donnée par rapport au fondamental. La compensation des courants harmoniques et déséquilibre a un impact direct sur la puissance instantanée délivrée par la source comme le montre la figure 3.12, en effet, la partie alternative de la puissance active instantanée est considérablement réduite.

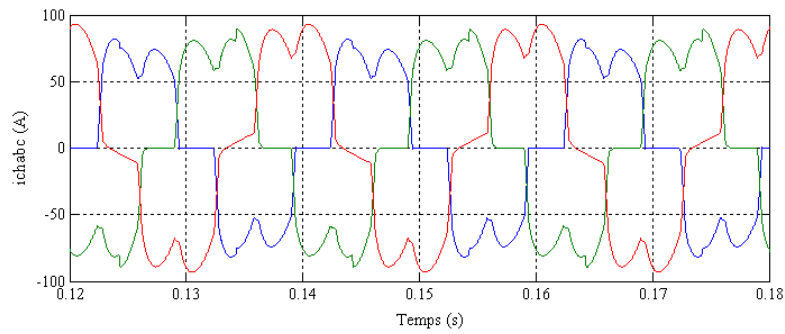
Finalement, les principaux résultats de cette simulation sont récapitulés dans le tableau 3.2.

	Sans compensation				
	I_1	THD_i	τ_i	P	THD_p
pha	74.55	32.17%			
phb	82.79	29.86%	4.66%	37.49kW	25.22%
phc	90.49	26.02%			
	Avec compensation				
	I_1	THD_i	τ_i	P	THD_p
pha	79.98	09.29%			
phb	79.63	08.48%	0.54%	37.90kW	7.98%
phc	79.48	07.58%			

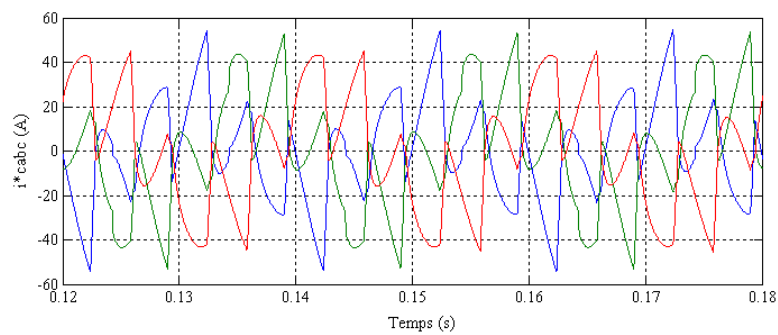
TAB. 3.2 – Les principaux résultats de simulation.

Par ailleurs, nous remarquons sur la figure 3.13 que les tensions au bornes des deux capacités formant le bus continu sont correctement régulées.

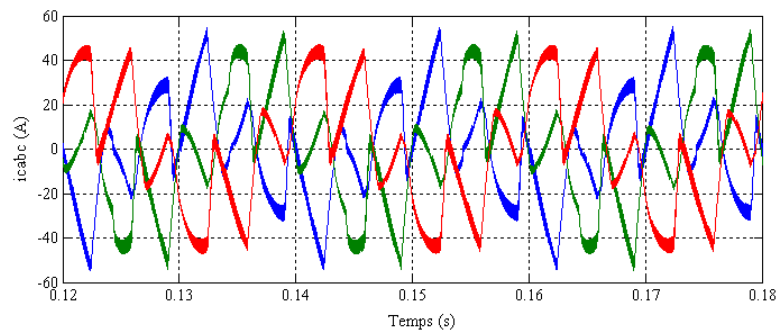
De manière générale, même si les taux de distorsions harmoniques sont améliorés, ils restent dans des limites relativement élevées. L'analyse fréquentielle des courants de phase permet de remarquer que les harmoniques basses fréquences sont correctement réduites, par contre, pour les harmoniques de fréquences élevées, ce n'est pas le cas, ceci peut être expliqué très facilement en se référant au diagramme de Bode de la figure 3.5, en effet le régulateur PI n'assure un gain statique proche de l'unité et un déphasage proche de zéro que pour les fréquences basses. Théoriquement, l'idéal c'est-à-dire un gain unitaire et un déphasage nul n'est obtenu qu'à des fréquences nulles, c'est-à-dire pour des références continues.



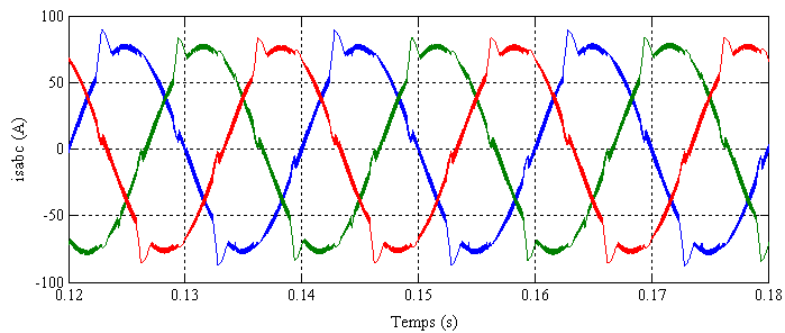
(a) Courant côté charge.



(b) Courant de référence.



(c) Courant de compensation injecté.



(d) courant côté source.

FIG. 3.8 – Résultats de simulation sur la compensation des courants de phases.

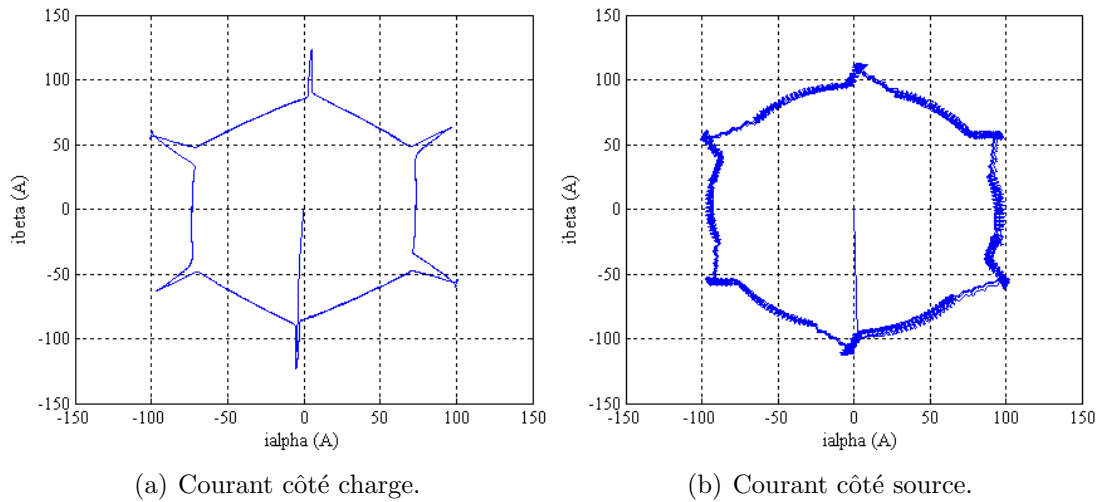


FIG. 3.9 – Phaseurs équivalents des courants triphasés de charge et de source.

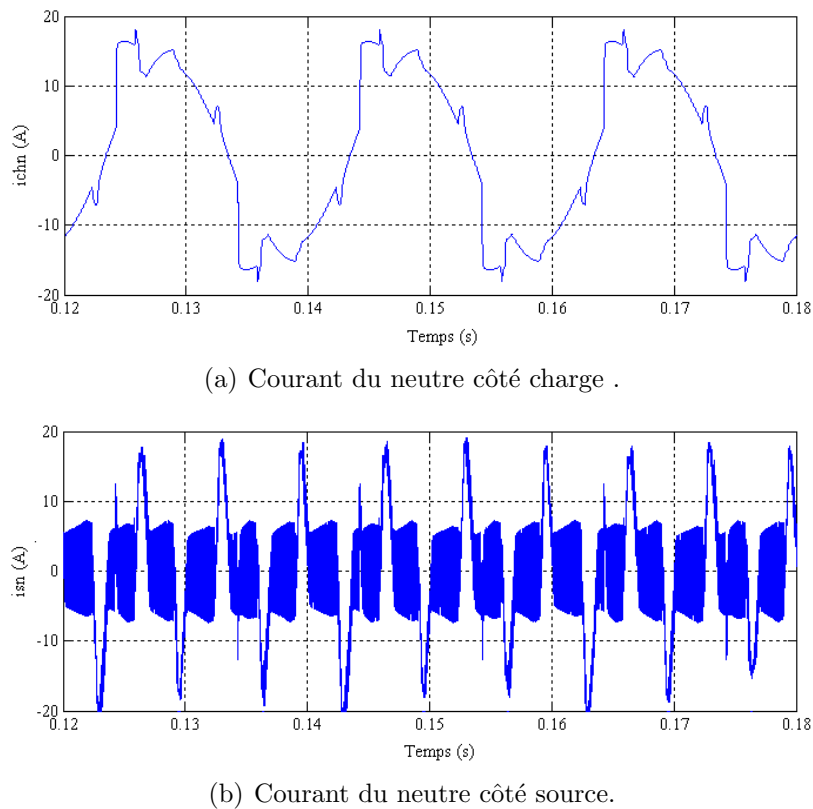


FIG. 3.10 – Compensations du courant du neutre.

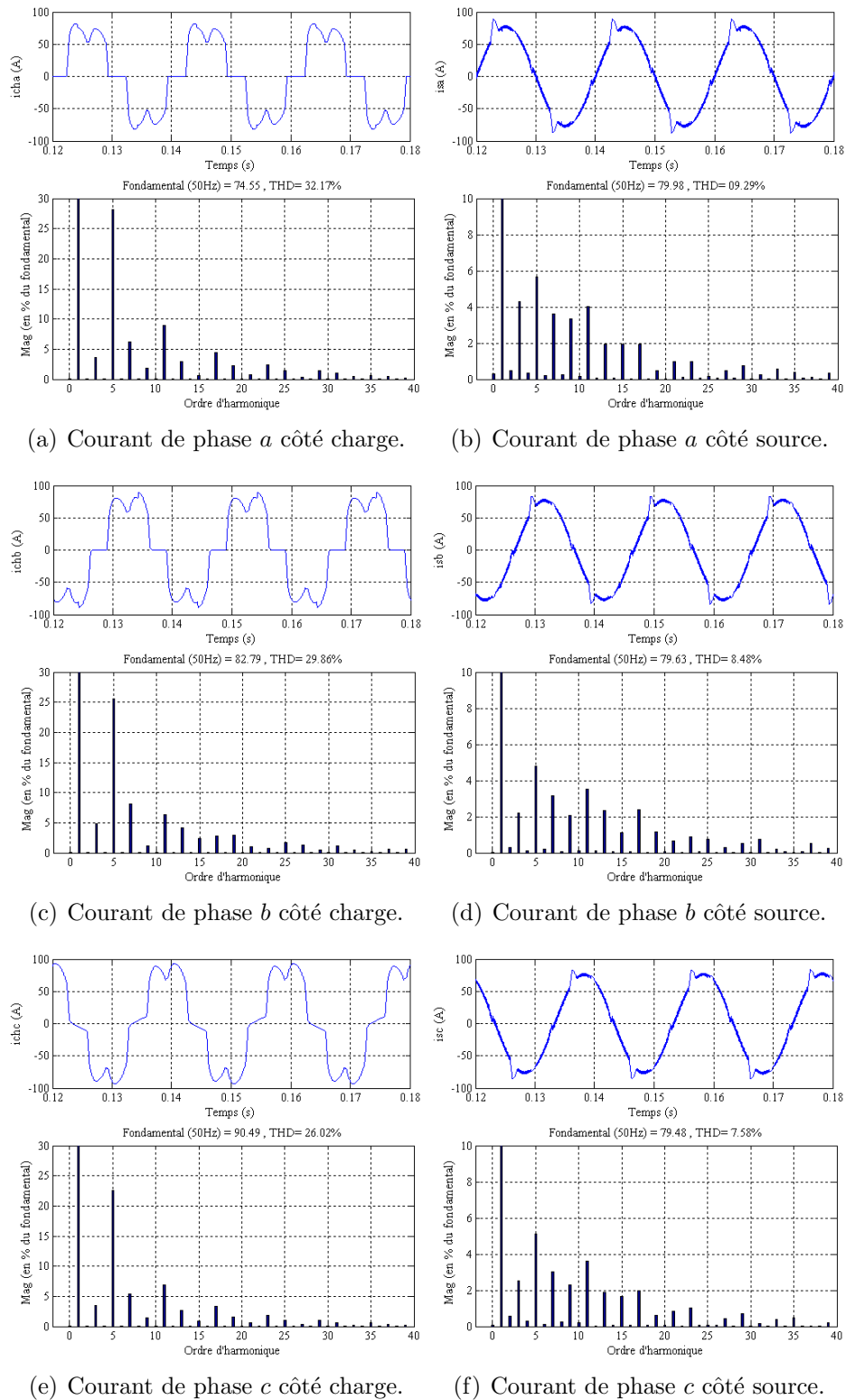


FIG. 3.11 – Analyse spectrale des courants de phases côté charge et côté source.

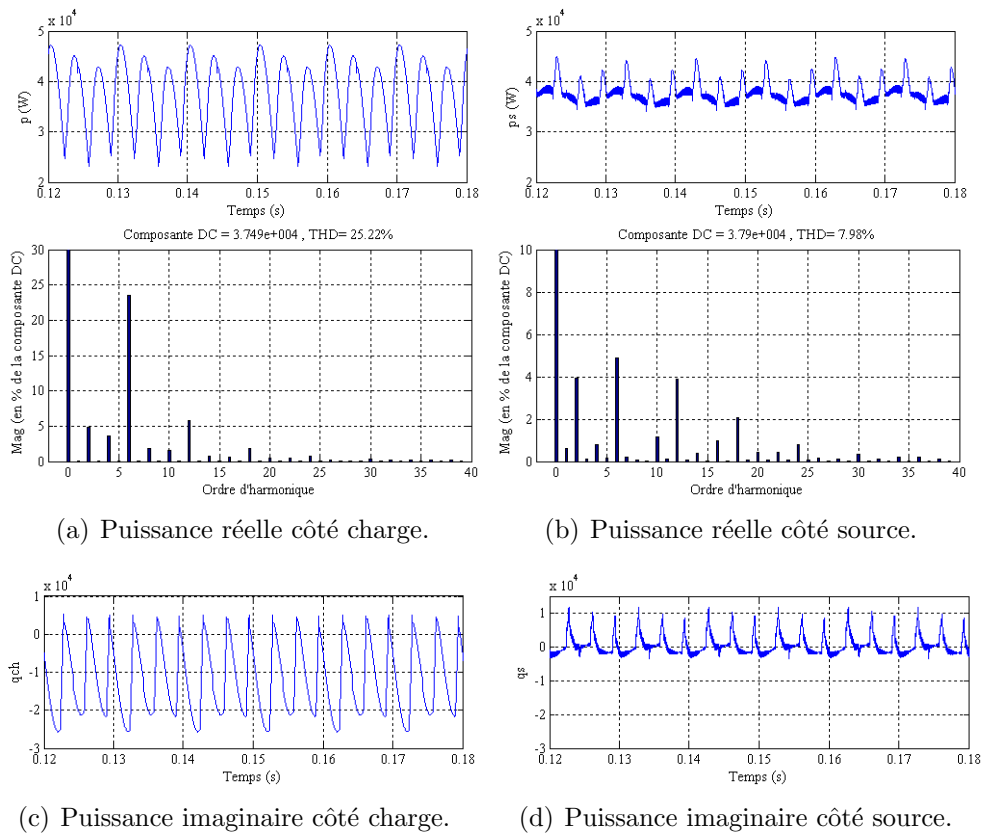


FIG. 3.12 – Puissances réelles et imaginaires instantanées côté charge et côté source.

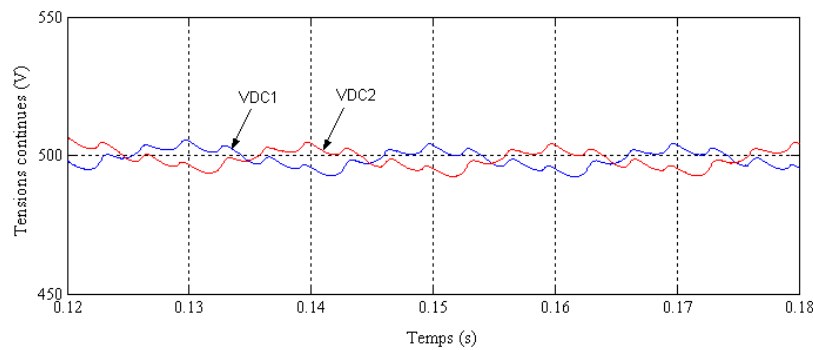


FIG. 3.13 – Tensions aux bornes des deux capacités.

Afin d'améliorer ce correcteur dans les applications de compensation d'harmoniques, des études ont montré qu'il est judicieux d'élargir sa bande passante, en utilisant un PI en repère tournant [Et03][Be06], ainsi, si la vitesse de rotation du repère coïncide avec la fréquence d'un harmonique, ce dernier est correctement éliminé.

Néanmoins, cette solution est complexe et nécessite un effort de calcul important car elle exigerait un repère tournant pour chaque harmonique.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux principales techniques de commande de l'onduleur de tension servant de filtre actif en vue d'une reproduction fidèles des courants de référence. La commande hystérésis est bien adaptés à ce genre d'application mais elle présente l'inconvénient dans sa fréquence de commutation, pour cela nous avons opté pour la commande MLI avec un régulateur de courant de type proportionnel-intégral PI.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôle des courants harmoniques avec un tel régulateur a ses limites, et laissent penser vers d'autres techniques de contrôle du courant plus adaptées qui fera l'objet de notre prochain chapitre.

CHAPITRE 4

Commande par logique floue

Le réglage classique des systèmes repose essentiellement sur le dimensionnement des éléments de réglage à partir de la modélisation du système global, mais il se trouve que ceci n'est pas toujours facile à réaliser, et face à des systèmes complexes on est souvent contraint à supposer des hypothèses simplificatrices. C'est ici que réside le principal avantage de réglage par logique floue, en fait ce type de réglage ne nécessite d'établir aucun modèle du système à régler.

Le principe de la logique floue est basé sur la pensée humaine où le raisonnement est fondé sur la combinaison des expériences antérieurement acquises et les informations observées dans son environnement. La logique floue est donc basée sur un raisonnement empirique utilisant plusieurs moyens de déduction tel que l'expérience, l'analogie et l'intuition. Dans notre raisonnement, le jugement que nous portons sur une grandeur donnée est imprécis et vague ; par exemple l'âge d'une personne inconnue ne peut être qu'approximé ou compris dans un intervalle sans que nous puissions donner l'âge exact (sauf le hasard), ainsi la logique floue se rapproche de notre forme de raisonnement.

Le réglage par la logique floue est considéré parmi les techniques intelligentes et robustes, c'est pourquoi son utilisation ne cesse de gagner du terrain dans de nombreuses applications telle que la commande des machines électriques [Ba99][Ca97], les Systèmes Flexibles de Transmission à Courant Alternatif (FACTS) [Ma03] ou encore les filtres actifs [Ja02][Si06]...etc.

Ces progrès, on les doit en grande partie au professeur Zadeh qui a développé la théorie des ensembles flous (fuzzy sets) en 1965 [Za65], et qui a vu sa véritable

première application par Mamdani en 1975 [Ma75], et à partir de la fin des années 1980 et début des années 1990, de nombreux produits utilisant cette technique ont vu le jour dans les pays industrialisés notamment au Japon.

Nous aborderons dans ce chapitre pour un premier lieu les notions de base de la logique floue de manière générale, ensuite nous présenterons son application pour la commande du filtre actif avec des résultats de simulation et enfin une conclusion du chapitre.

4.1 Les bases de la logique floue

4.1.1 Variable linguistique

L'ensemble de référence d'un langage naturel s'appelle l'univers du discours. L'univers du discours d'un mot est un ensemble de termes qui évoquent le même concept mis à degrés différents. Il peut être fini ou non.

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans les termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que :

$$\{x, T(x), U, G, M\}$$

où :

- x est le nom de la variable,
- $T(x)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x ,
- U est l'univers du discours associé avec les valeurs linguistiques de x ,
- G est la règle syntaxique pour générer les valeurs linguistiques de x ,
- M est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

Par exemple, $x = \text{erreur de courant}$ peut être définie avec un ensemble des termes : $T(x) = \{\text{Négative Grande, Négative Moyenne, Proche de Zéro, Positive Moyenne, Positive Grande}\}$ qui forment son univers de discours $U = [-10\text{A}, 10\text{A}]$, le terme «Négative» représente une valeur linguistique qui peut être interprété par une erreur de -5 à 0 A par exemple.

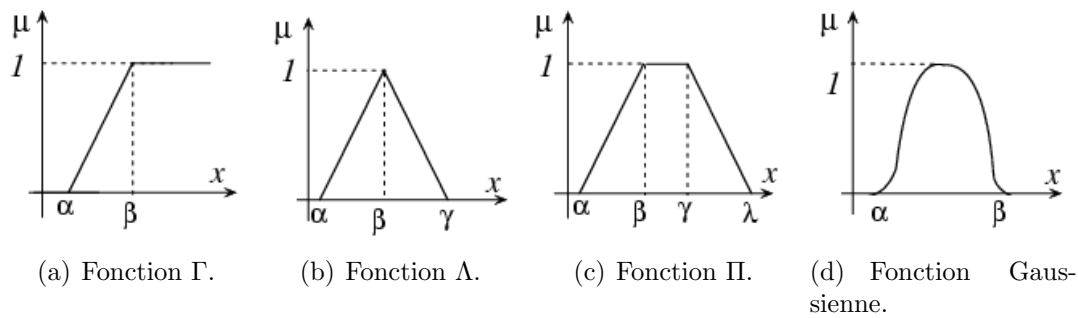


FIG. 4.1 – Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.

4.1.2 Fonction d'appartenance

Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance. Si l'ensemble de référence est un ensemble fini, les valeurs d'appartenance sont des valeurs discrètes définies dans $[0, 1]$. Si l'ensemble de référence est infini, on peut représenter ces valeurs comme des fonctions d'appartenance continues à valeur dans $[0, 1]$. En général, la forme de fonctions d'appartenance dépend de l'application, et peut être monotone, triangulaire, trapézoïdale ou en forme de cloche comme le montre la figure 4.1.

Les définitions mathématiques de ces fonctions d'appartenance sont :

$$\Gamma : U \rightarrow [0, 1] \quad \Gamma(x; \alpha, \beta) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ 1 & x > \beta \end{cases}$$

$$\Lambda : U \rightarrow [0, 1] \quad \Lambda(x; \alpha, \beta) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ (x - \gamma)/(\beta - \gamma) & \beta \leq x \leq \gamma \\ 0 & x > \gamma \end{cases}$$

$$\Pi : U \rightarrow [0, 1] \quad \Pi(x; \alpha, \beta) = \begin{cases} 0 & x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \alpha \leq x \leq \beta \\ 1 & x > \gamma \\ (x - \lambda)/(\gamma - \lambda) & \gamma \leq x \leq \lambda \end{cases}$$

4.1.3 Univers de discours

Un des premiers pas dans la conception d'une commande par logique floue est de définir l'ensemble de référence ou univers de discours pour chaque variable linguistique. A titre d'exemple ; l'ensemble "x" (erreur) peut être caractérisé par un

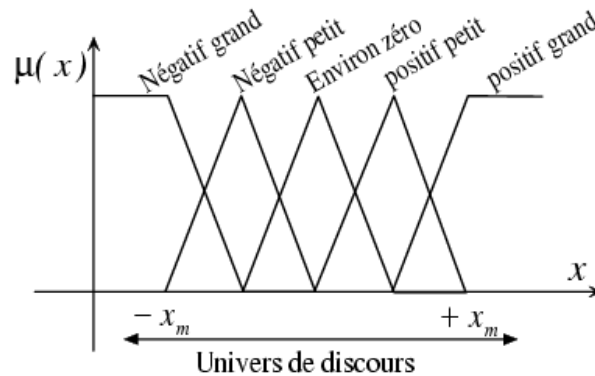


FIG. 4.2 – Univers de discours d’une variable linguistique.

ensemble de sous-ensemble (ou de nombres flous) dont les fonctions d’appartenance sont montrées à la figure 4.2 et chaque sous ensemble flou dans l’univers de discours représente une valeur linguistique.

4.1.4 Les opérateurs de la logique floue

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

Opérateur Négation NON

La propriété «l’erreur n’est pas grande» peut être caractérisée de façon évidente par la fonction d’appartenance

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.1)$$

La figure 4.3(a) met en évidence cette relation. A noter qu’il s’agit de l’opérateur NON, appelée aussi ”complément”, ”négation” ou ”inverse”.

Opérateur Conjonction ET

La solution la plus simple et la plus utilisée pour caractériser la satisfaction simultanée de deux propriétés est de poser

$$\mu_C(z) = \mu_{A\text{ET}B}(z) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (4.2)$$

On parle alors d'opérateur minimum dit aussi "intersection". Cette opération est représentée à la figure 4.3(b) Comme on le voit, il est possible que la fonction d'appartenance résultante $\mu_C(z)$ n'atteigne pas la valeur 1. Et on peut facilement vérifier que l'opérateur minimum est commutatif, c'est à dire qu'il est possible d'invertir $\mu_A(x)$ et $\mu_B(y)$ sans que le résultat change.

Opérateur Disjonction OU

La réalisation de l'opérateur ou au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(y)$ des deux ensembles A et B . On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_C(z) = \mu_{A \text{OU} B}(z) = \max[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (4.3)$$

La figure 4.3(c) montre cette opération. A noter qu'il est possible que la fonction d'appartenance résultante $\mu_C(z)$ atteigne deux fois la valeur 1. Evidemment, l'opérateur maximum est aussi commutatif et associatif.

Implication

Si x est A , Alors y est B

$$\text{Imp de Zadeh} \quad \mu_C(x, y) = \max\{\min[\mu_A(x), \mu_B(y)], 1 - \mu_A(x)\} \quad (4.4)$$

$$\text{Imp de Mamdani} \quad \mu_C(x, y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (4.5)$$

A noter que l'implication de Mamdani est équivalente à celle de Zadeh quand $\mu_A(x) \geq 0.5$ et $\mu_B(y) \geq 0.5$. Dans les mises en œuvre des régulateurs flous, on utilise souvent l'implication de Mamdani.

4.2 Structure générale d'une commande floue

La structure d'un asservissement par un contrôleur flou (fuzzy logic controller FLC) est représentée sur le schéma de la figure 4.4 où on a mis en évidence la l'architecture du régulateur flou, celui-ci comprend essentiellement trois module [Ci02] qui sont :

- Fuzzification ;
- Inférence floue ;
- Defuzzification.

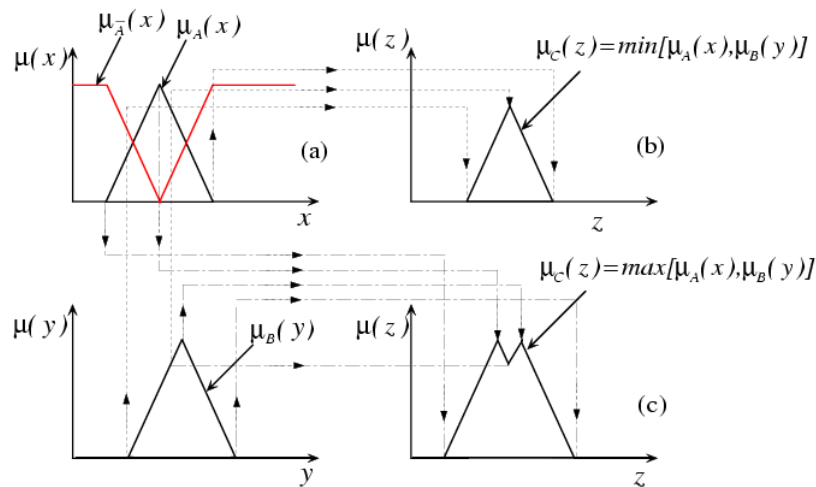


FIG. 4.3 – Les opérateurs principaux de la logique floue.

4.2.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à attribuer un degré d'appartenance à chaque valeur d'entrée et le passage des grandeurs physiques, (erreur, variation de l'erreur) aux variables linguistiques, ces dernières sont définies par leurs valeurs linguistiques. En générale, les fonctions d'appartenance qui représentent les valeurs linguistiques sont définies en forme triangulaire, trapézoïdale ou en forme de cloche. Il n'y a pas de règle précise pour la définition de fonctions d'appartenance, on peut introduire pour une variable linguistique trois, cinq ou sept valeurs linguistique suivant la résolution qu'on souhaite. La désignation standard des ensembles flous est montrée dans le tableau 4.1.

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

TAB. 4.1 – Désignation standard des ensembles flous

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

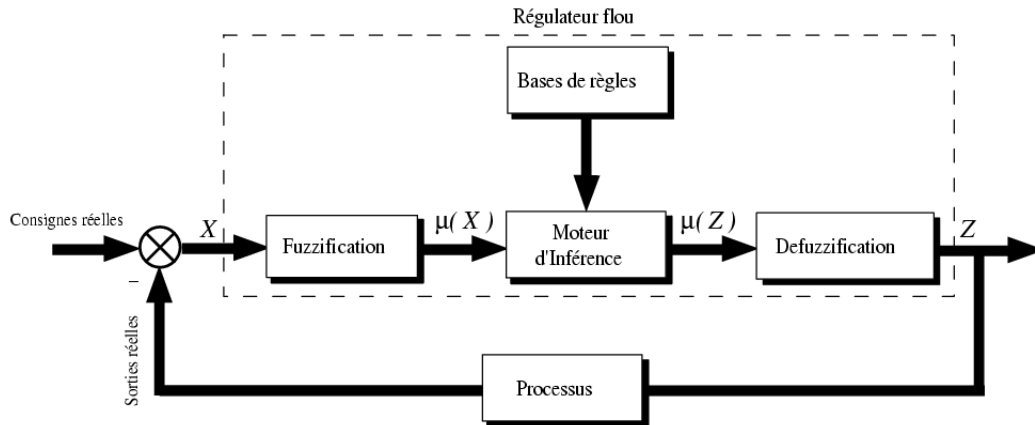


FIG. 4.4 – Structure générale d'une commande floue.

4.2.2 Inférence floue

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

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

Si $x = A_1$ **ET** $y = B_2$, *Alors* $z = C_{12}$ **OU**

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

.....

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

Une simplification de cette représentation peut être obtenue en utilisant la matrice d'inférence montrée au tableau 4.2 où l'intersection entre une colonne et une ligne indique la valeur linguistique correspondante à la variable de sortie. où A_i , B_j et C_{ij} ($i = 1, n$ et $j = 1, m$) sont les sous-ensembles flous définis dans les ensembles de référence pour x , y et z respectivement. En toute généralité, n'importe quelle combinaison des opérateurs **ET**, **OU** et **NON** peut apparaître dans la condition d'une règle, suivant les conditions imposées par le système à régler.

z		x						
		A_1	A_2	\cdot	\cdot	A_i	\cdot	A_n
y	B_1	C_{11}	C_{21}	\cdot	\cdot	A_{i1}	\cdot	C_{n1}
	B_2	C_{12}	C_{22}	\cdot	\cdot	C_{i2}	\cdot	C_{n2}
	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot
	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot
	B_j	C_{1j}	C_{2j}	\cdot	\cdot	C_{ij}	\cdot	C_{nj}
	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot	\cdot
	B_n	C_{1n}	C_{2n}	\cdot	\cdot	C_{in}	\cdot	C_{nn}

TAB. 4.2 – Matrice d'inférence

Types d'inférences floues

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

Méthode Max-prod

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

Méthode Min-max

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

Ces deux méthodes sont graphiquement expliquées à la figure 4.5.

Méthode Somme-prod

Dans ce cas, l'opérateur **ET** est réalisé par le produit de même que la conséquence

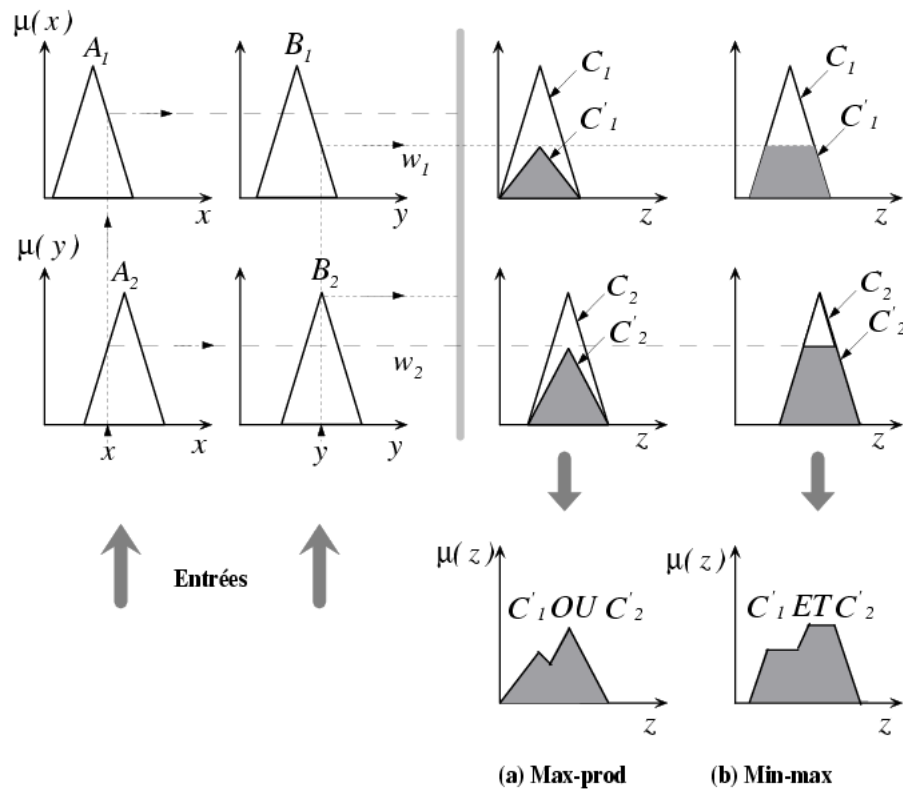


FIG. 4.5 – Inférences floues ; (a) Max-prod méthode, (b) Min-max méthode.

Alors. Cependant, l'opérateur **OU** est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

4.2.3 Defuzzification

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

Méthode du centre de gravité

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

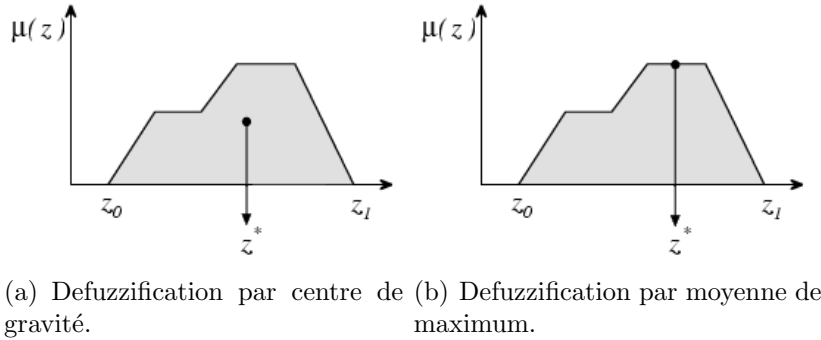


FIG. 4.6 – Principe de defuzzification par centre de gravité et moyenne de maximum.

figure 4.6(a) montre le principe de cette méthode de defuzzification.

$$z^* = \frac{\int_{z_0}^{z_1} z \mu(z) dz}{\int_{z_0}^{z_1} \mu(z) dz} \quad (4.6)$$

Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale (figure 4.6(b)).

$$z^* = \frac{\int_S z dz}{\int_S dz} \quad \text{où} \quad S = \{z_0 \in U : \mu(z_0) = \sup(\mu(z))\} \quad (4.7)$$

D'autres techniques de defuzzification sont détaillées dans [Go99].

4.3 Application à la commande du filtre actif

Comme dans la commande du filtre actif par un procédé classique, le rôle du régulateur est d'éliminer ou de réduire l'erreur entre le courant de référence et celui injecté par l'onduleur de tension.

Il y a deux philosophies principales pour la commande par logique floue ;

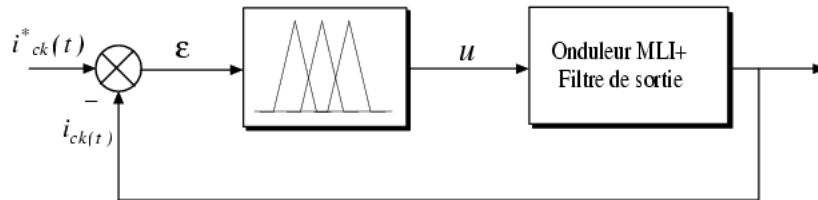
4.3.1 Commande par un régulateur flou standard

La commande directe des grandeurs électriques par régulateur flou. Dans ce cas de figure, pour la commande en courant du filtre actif, le vecteur d'entrée peut avoir une composante qui est l'erreur de courant ε ou bien deux composantes ; l'erreur de courant et sa variation $(\varepsilon, \Delta\varepsilon)$.

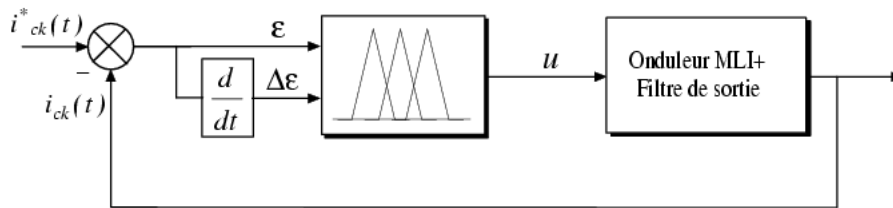
$$\begin{aligned}\varepsilon &= i_c^*(t) - i_c(t) \\ \Delta\varepsilon &= \varepsilon(t) - \varepsilon(t - T)\end{aligned}\quad (4.8)$$

Dans le premier cas la valeur de la commande est calculée directement à partir de l'erreur ε . Par ailleurs, l'ajout de la variation l'erreur du courant $\Delta\varepsilon$ comme une deuxième entrée pour le régulateur flou est toujours préférable car ceci permet d'améliorer les performances du filtre actif et d'avoir une meilleure dynamique.

Les schémas de principe de ces deux configurations sont donné sur les figures 4.7(a) et 4.7(b).



(a) Schéma d'asservissement avec un régulateur flou à une seule entrée.



(b) Schéma d'asservissement avec un régulateur flou à deux entrées.

FIG. 4.7 – Principe de commande du filtre actif par un régulateur flou à une et deux entrées.

4.3.2 Combinaison avec d'autres techniques de réglage

La commande floue a montré son efficacité lorsqu'elle est appliquée seule, mais permet également de régler des paramètres de régulations existantes [Bo98]. Ainsi des études de recherche appliquée montrent qu'il est encore plus intéressant de conjuguer l'utilisation de la logique floue avec des commandes traditionnelles afin de robustifier celles-ci et donner naissance à des régulateurs simple et robuste comme par exemple PI-flou ou PID-flou [Bo98][Fa06].

La combinaison entre un régulateur par logique flou et d'autres techniques robustes de réglage permet également d'améliorer les performances globales, on peut

citer dans ce sens quelques possibilités comme la commande flou-mode de glissement (Fuzzy sliding mode control), la commande neuro-floue [Ci02]...etc.

Dans le cadre de notre travail, nous avons choisi cette dernière technique, pour cela nous avons proposé de combiner entre un régulateur flou et un régulateur à hystérésis dont la robustesse est déjà connue.

4.4 Commande en courant par un contrôleur flou-hystérésis

Dans le paragraphe 3.1, nous avons déjà présenté la technique de contrôle du courant par un régulateur à hystérésis, nous avons parlé de sa robustesse, et aussi de son inconvénient principal qui est sa fréquence de commutation aléatoire. Dans ce qui suit nous allons présenter l'application de cette technique au contrôle du courant du filtre actif mais avec un régulateur à hystérésis adaptatif par logique floue. Le principe de ce régulateur est le même que celui d'un régulateur classique sauf qu'ici la bande d'hystérésis est variable en fonction du point de fonctionnement, ceci est bien sur pour garder la fréquence de commutation dans des limites tolérables.

La largeur d'une bande d'hystérésis pour la phase k ($k = a, b, a$) d'un filtre actif avec un bus continu constitué par deux capacités est donnée par la formule suivante [Ka05] :

$$HB_k = \frac{V_{DC}}{8f_c L_c} \left[1 - \frac{4L_c^2}{V_{DC}^2} \left(\frac{e_k(t)}{L_c} + \frac{di_{ck}^*(t)}{dt} \right) \right] \quad (4.9)$$

Où f_c est la fréquence de commutation.

En regardant cette formule, on peut remarquer facilement que la largeur de la bande est inversement proportionnelle à la fréquence de commutation. Si on suppose que cette dernière est constante, alors la largeur de la bande dépendra principalement de deux paramètres à savoir ; la tension au point de couplage $e_k(t)$ et la dérivée par rapport au temps du courant de référence $di_{ck}^*/dt(t)$. Evidemment pour une étude plus exhaustive, on peut prendre en compte les variations de la tension continue, mais ceci n'apporte pas grand-chose étant donné que ces variations sont très négligeables devant les deux précédents paramètres.

Le principe du réglage de la largeur de la bande d'hystérésis par un régulateur flou est schématisé sur la figure 4.8.

Le régulateur possède comme entrées la dérivée par rapport au temps du courant de référence pour la phase k et la tension de la même phase au point de couplage $e_k(t)$

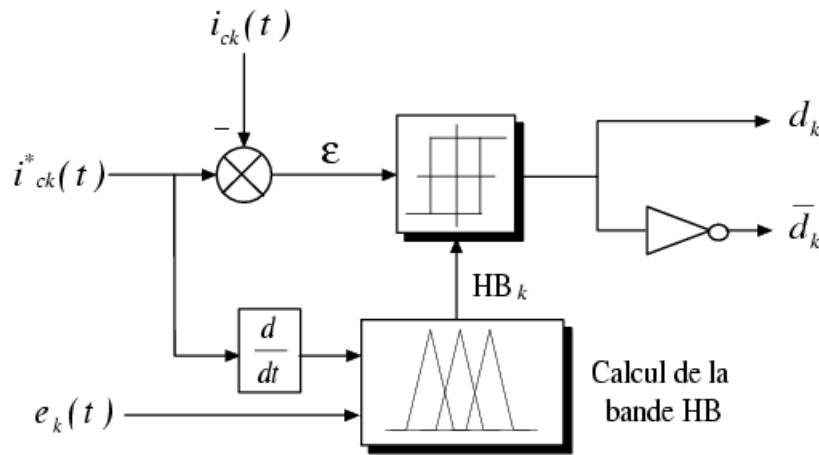


FIG. 4.8 – Schéma de principe du contrôleur flou-hystérésis.

pour en donner à la sortie la bande HB_k nécessaire à ce point de fonctionnement.

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, les univers de discours des variables d'entrée sont fixés entre -1 et 1 en introduisant des gains appelés facteurs d'échelle pour chaque entrées.

Pour l'étape de la defuzzification, nous avons retenu cinq sous ensembles flous pour la tension au point de couplage, avec des fonctions d'appartenance triangulaire caractérisées par : NG (Négative Grande), NM (Négative Moyenne), EZ (Environ Zéro), PM (Positive Moyenne) et PG (Positive Grande) comme le montre les figures 4.9(a), par contre pour la dérivée du courant, nous avons retenu sept sous ensembles flous afin d'améliorer les performance dynamique de notre régulateur, ces sous ensembles flous sont caractérisés par : NTG (Négative Très Grande), TG (Négative Grande), NM (Négative Moyenne), EZ (Environ Zéro), PM (Positive Moyenne), PG (Positive Grande), PTG (positive Très grande) comme le montre la figure 4.9(b).

Par ailleurs, l'univers de discours de la variable de sortie HB_k est fixé entre 0 et 1, ici aussi un gain de sortie peut être nécessaire. Il est composé de sept sous ensembles flous illustrés sur la figure 4.9(c) : $TTpetite$ (Bande très très petite), $Tpetite$ (Bande très petite), $Petite$ (Bande petite), $Moyenne$ (Bande moyenne), $Large$ (Bande large) et $TLarge$ (Bande très très large).

Finalement, le régulateur est de type Mamdani, avec une méthode de fuzzification de type $min - max$ et une méthode de defuzzification de type centre de gravité.

Le module d'application des règles quant à lui est composé de trente cinq

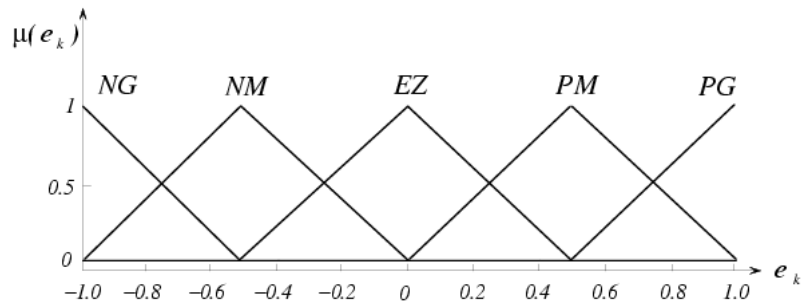
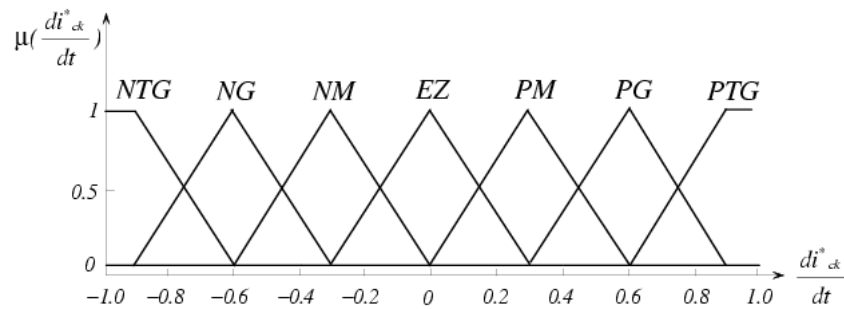
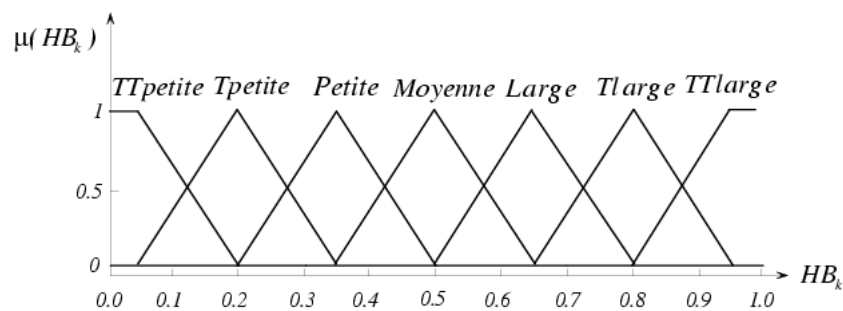
(a) Univers de discours de la variable e_k .(b) Univers de discours de la variable $\frac{di_{ck}^*(t)}{dt}$.(c) Univers de discours de la variable HB_k .

FIG. 4.9 – Univers de discours des variables d'entrée et de sortie.

règles, présentées dans le tableau 4.3, Ces règles sont exprimées au format *Si... ET...Alors...*

4.5 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du circuit précédent. L'implantation du régulateur flou est réalisée par le Fuzzy Inference System Editor de l'environnement MATLAB/Fuzzy Logic Toolbox.

HB_k		$e_k(t)$				
		NG	NM	EZ	PM	PG
$di_{ck}^*/dt(t)$	NTG	TT_{petite}	T_{petite}	TT_{large}	TT_{large}	T_{large}
	NG	T_{petite}	$Moyenne$	TT_{large}	T_{large}	$Moyenne$
	NM	$Petite$	$Large$	TT_{large}	$Large$	$Petite$
	EZ	$Petite$	T_{large}	TT_{large}	T_{large}	$Petite$
	PM	$Petite$	$Large$	TT_{large}	$Large$	$Petite$
	PG	$Moyenne$	T_{large}	TT_{large}	$Large$	T_{petite}
	PTG	$Large$	T_{large}	TT_{large}	$Petite$	TT_{petite}

TAB. 4.3 – Règles floues du régulateur flou de la bande d'hystérésis.

4.5.1 Stabilité de la fréquence de commutation

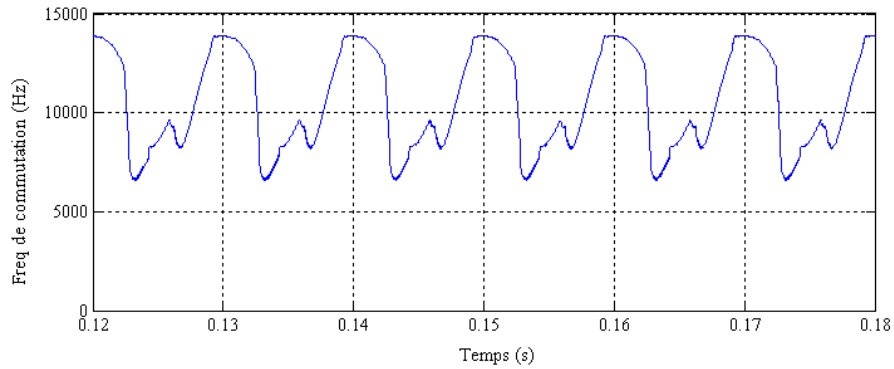
Sur la figure 4.10, on montre les performances du régulateur flou-hystérésis vis-à-vis du maintien de la fréquence de commutation dans des limites tolérables. Dans le cas d'une largeur de la bande d'hystérésis fixe (figure 4.10(a)), on remarque que les variations de la fréquence de commutation sont importantes, par contre pour le régulateur flou-hystérésis qui permet de calculer la largeur de la bande d'hystérésis nécessaire à chaque instant comme le montre la figure 4.10(b), on a réduit d'une manière très satisfaisante ces variations et de maintenir ainsi la fréquence de commutation autour d'une valeur modérée de $10kHz$.(figure 4.10(c)).

4.5.2 Résultats de compensation

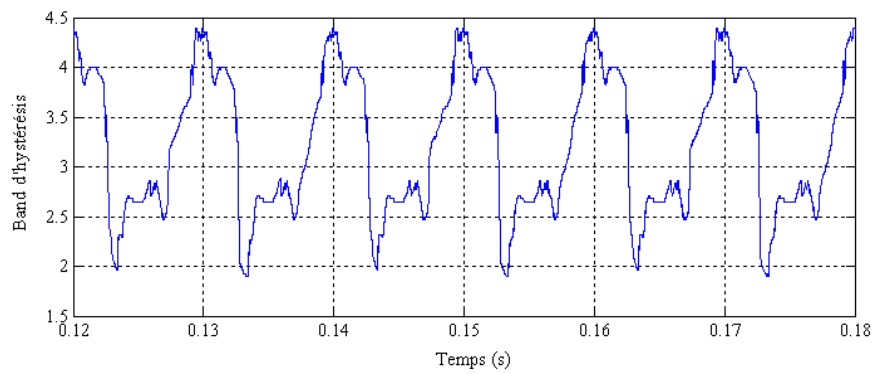
La figure 4.11, montre la fidélité entre le courant de référence et de compensation, ce qui permet de compenser correctement le courant du côté de la source comme le montre l'allure des courants triphasés sur la figure 4.11 ainsi que le phaseur équivalent dans le système d'axe (α, β) sur la figure 4.12. Le courant dans le neutre a été compensé à son tour comme le montre la figure 4.13. Sur la figure 4.14, on a illustré les spectres harmoniques des courants de charge et de source pour chaque phase, les taux de distorsion sont réduits à des valeurs très satisfaisantes ainsi que le taux de déséquilibre des courants triphasés.

Par ailleurs, les allures des puissances réelle et imaginaire instantanées, sont représentées sur la figure 4.15.

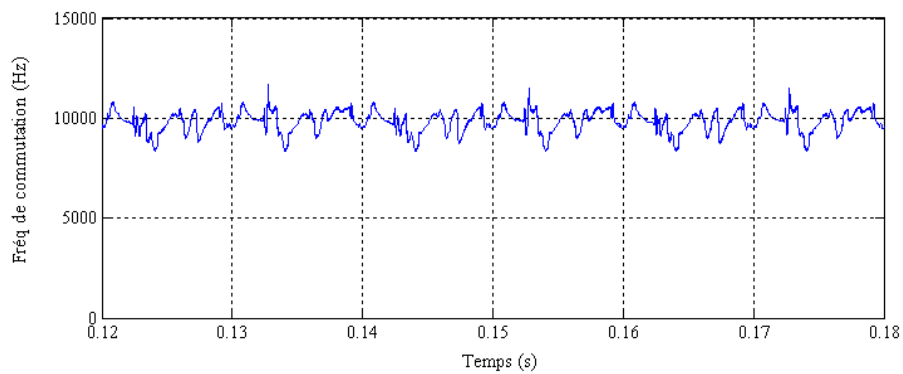
Enfin, les principaux résultats de simulation sont résumés dans le tableau 4.4.



(a) Fréquence de commutation instantanée pour un régulateur à hystérésis classique.

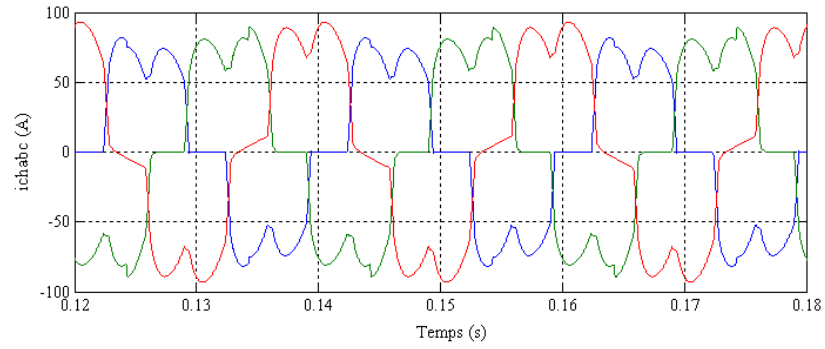


(b) Bande d'hystérésis instantanée calculée par le régulateur flou.

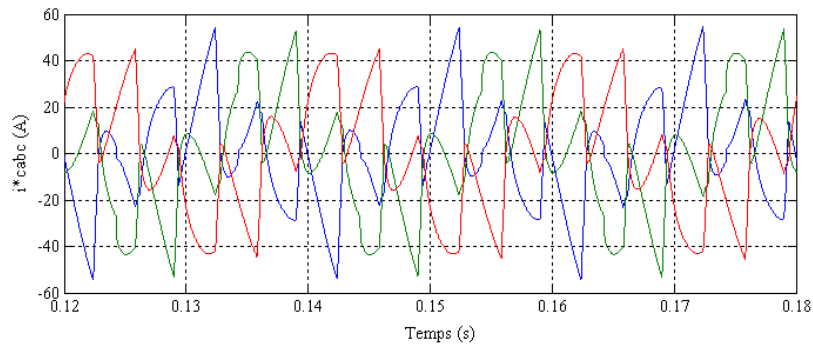


(c) Fréquence de commutation instantanée pour un régulateur flou-hystérésis.

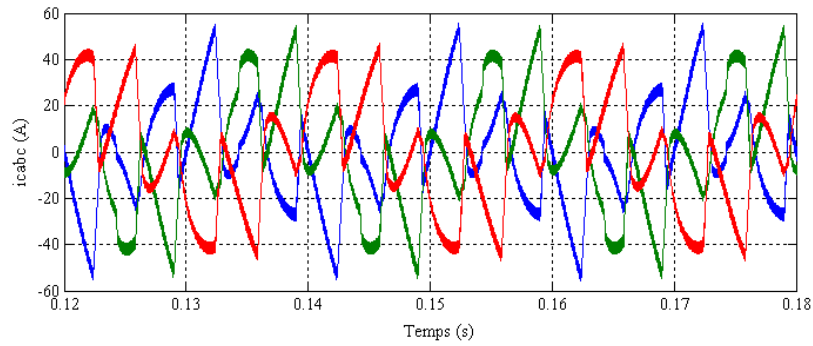
FIG. 4.10 – Performance du régulateur flou-hystrérésis vis-à-vis de la fréquence de commutation (Phase *a*).



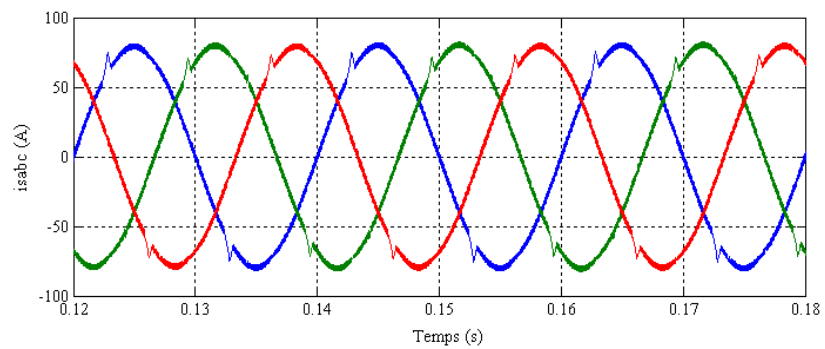
(a) Courant côté charge.



(b) Courant de référence.



(c) Courant de compensation injecté.



(d) courant côté source.

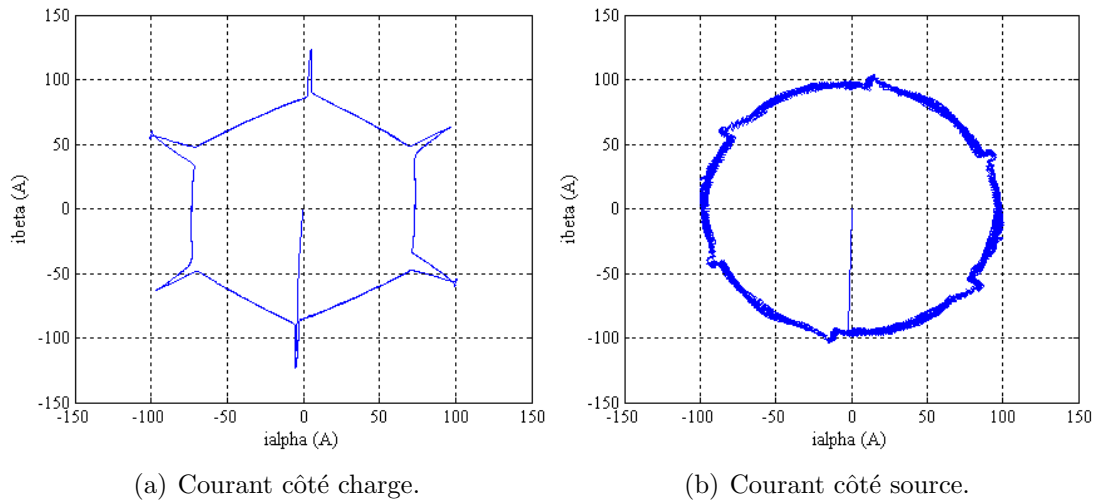


FIG. 4.12 – Phaseurs équivalents des courants triphasés de charge et de source.

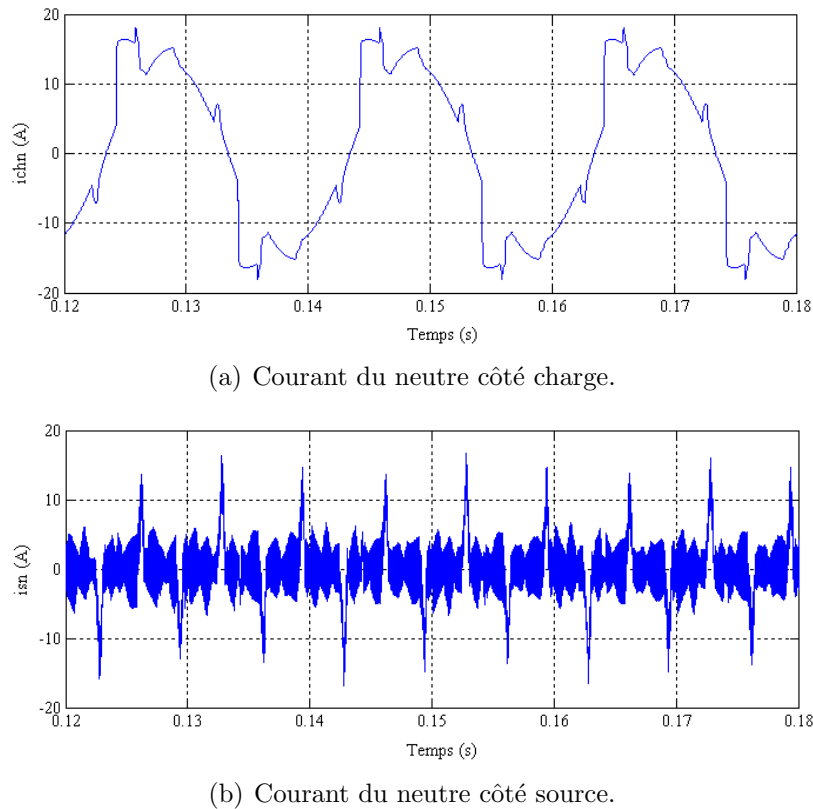


FIG. 4.13 – Compensations du courant du neutre.

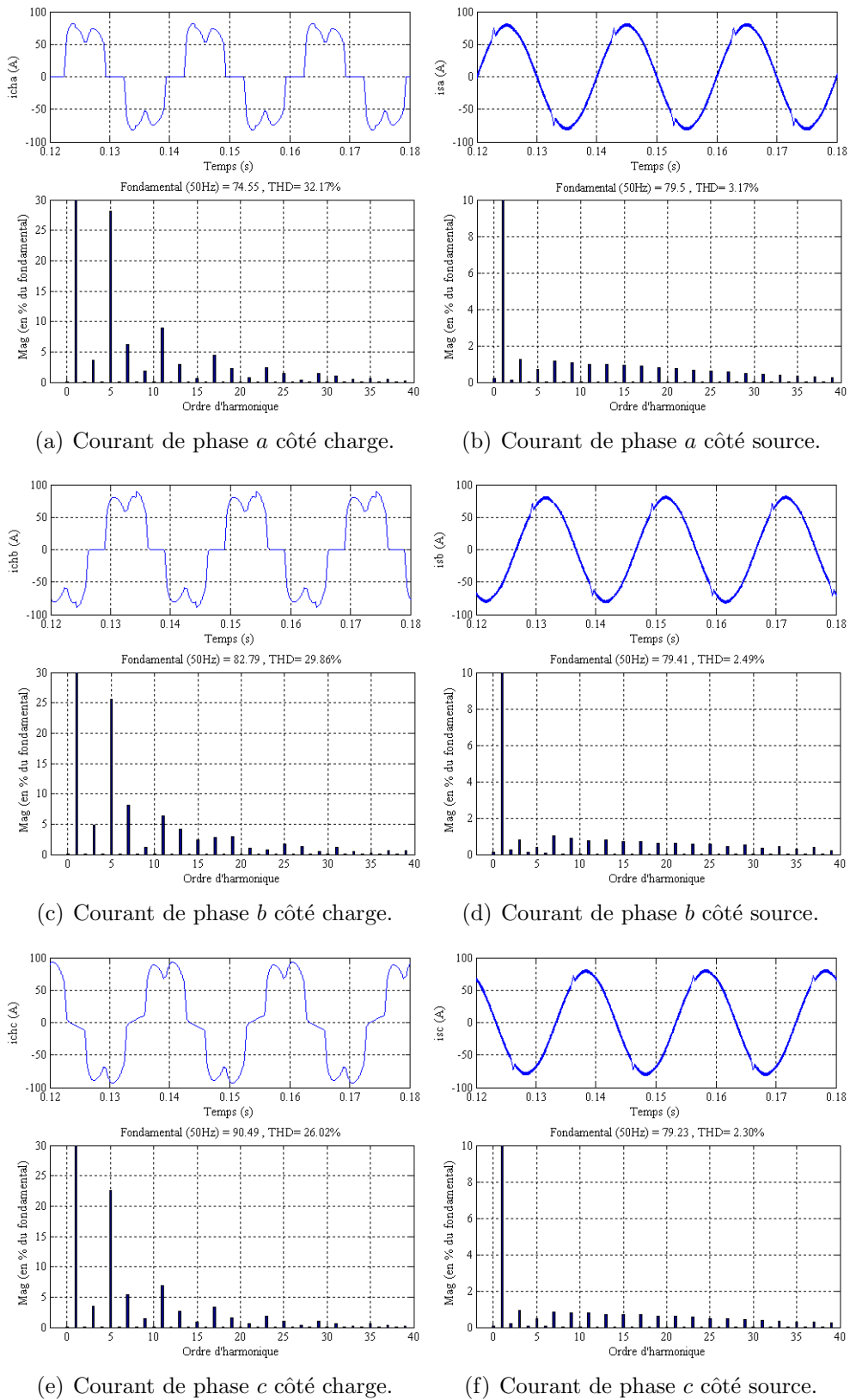


FIG. 4.14 – Analyse spectrale des courants de phases côté charge et côté source

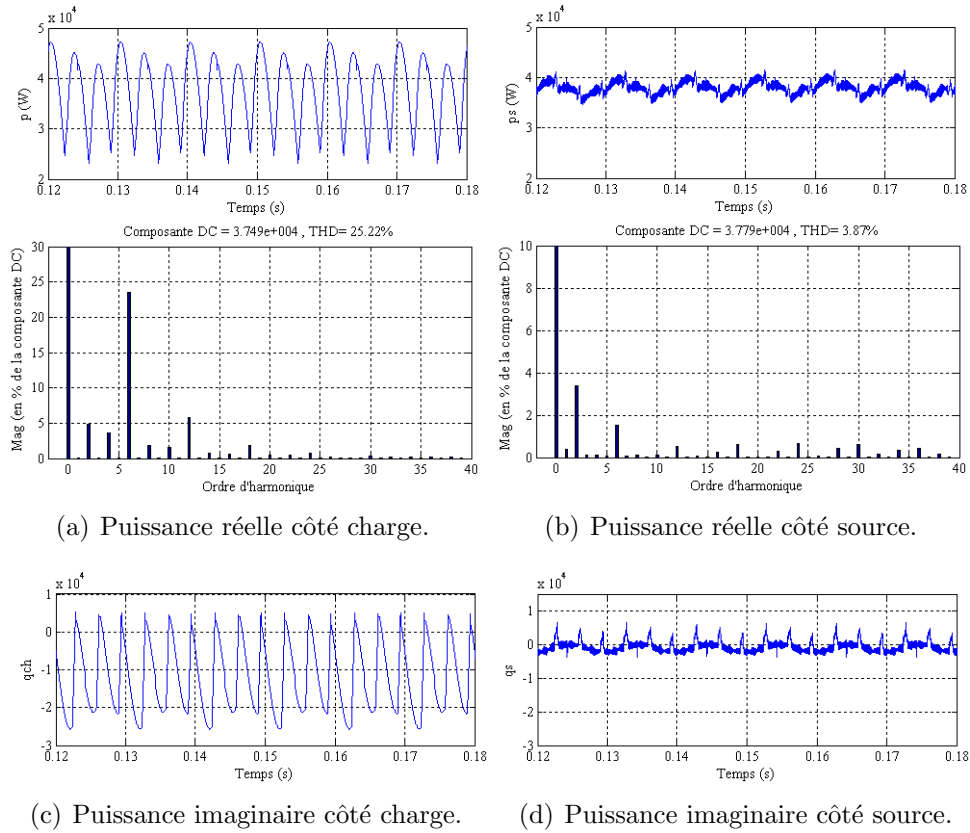
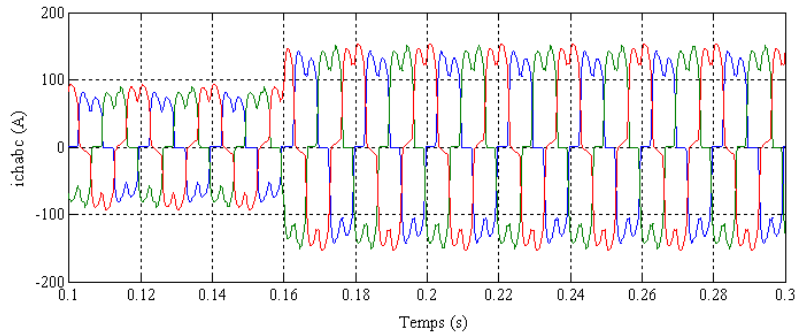


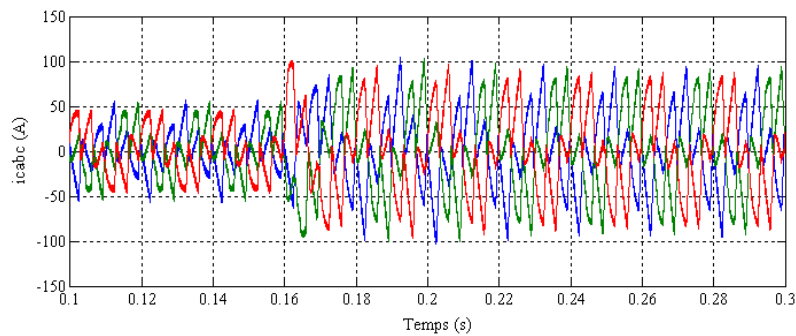
FIG. 4.15 – Allures des puissances réelles et imaginaires instantanées côté charge et côté source.

	Sans compensation				
	I_1	THD_i	τ_i	P	THD_p
pha	74.55	32.17%	4.66%	37.49kW	25.22%
phb	82.79	29.86%			
phc	90.49	26.02%			
	Avec compensation				
	I_1	THD_i	τ_i	P	THD_p
pha	79.50	03.17%	0.34%	37.79kW	3.87%
phb	79.41	02.49%			
phc	79.23	02.30%			

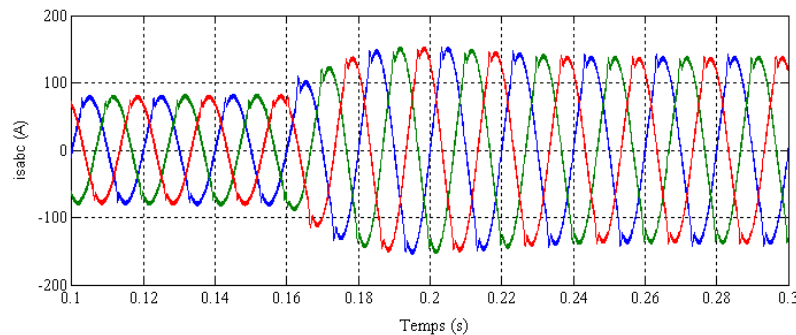
TAB. 4.4 – Les principaux résultats de simulation.



(a) Courant côté charge.



(b) Courant de compensation.



(c) Courant côté source.

FIG. 4.16 – Evolution des courants de charge, de compensation et de source.

4.5.3 Performances face au variation de charge

Afin de vérifier le comportement dynamique du régulateur flou-hystérésis, une charge supplémentaire a été connectée au PD3 à thyristor à l'instant 0.16 secondes (figure 4.17).

La figure 4.16 montre la performance de compensation des courants triphasés,

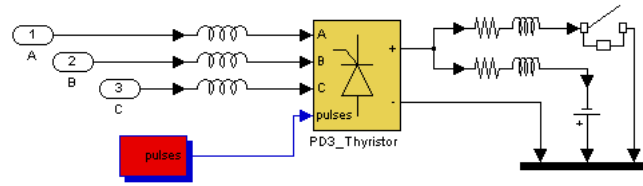
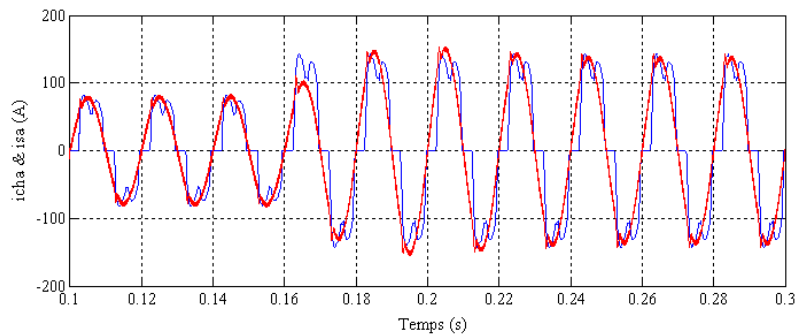
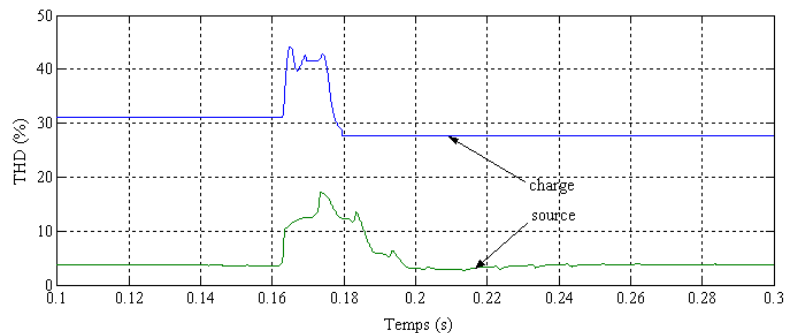
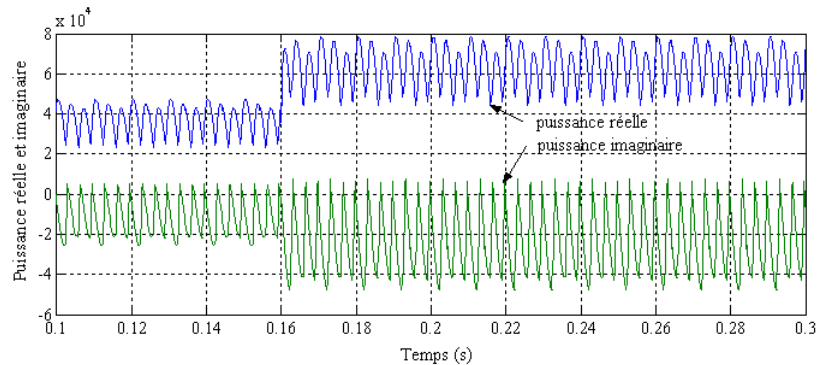


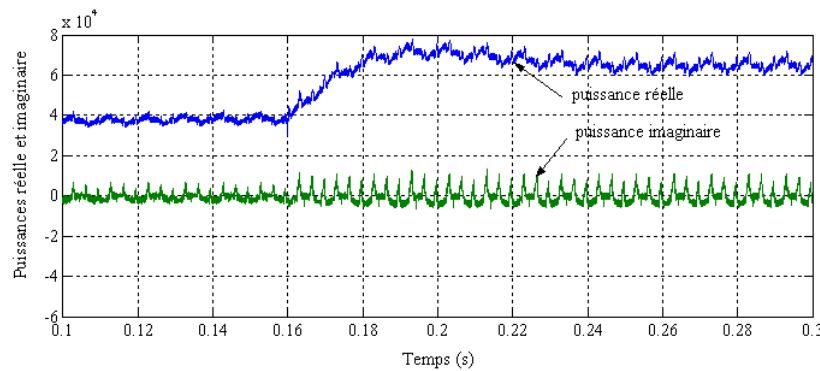
FIG. 4.17 – Schéma synoptique de la charge variable.

et pour mieux illustrer cette performance, on a illustré sur la figure 4.18 l'évolution du courant de charge $i_{cha}(t)$ et de source $i_{sa}(t)$ pour la phase a lorsque la charge varie brusquement, tout comme l'évolution des THD correspondant. On remarque que les taux de distorsions du courant de charge et de source passent respectivement de 31.17% et 3.2% à 28% et 3.35%, de même, l'évolution des puissances réelle et imaginaire instantanées sont rapportées sur la figure 4.19, le taux de distorsion en puissance est passé de 3.87% à 4.2%. Par ailleurs, toutes les figures de simulation montrent que le temps de réponse est d'environ deux périodes (40ms).

(a) Courants de charge et de source pour la phase a .(b) THD en courant de charge et de source pour la phase a .FIG. 4.18 – Evolution des courants de charge et de source ainsi que des taux de distorsion correspondant pour la phase a .



(a) Puissances réelle et imaginaire instantanées de charge.



(b) Puissances réelle et imaginaire instantanées de source.

FIG. 4.19 – Evolution des puissances réelle et imaginaire instantanées de charge et de source.

4.6 Conclusion

L'objectif de ce quatrième chapitre était de mettre en œuvre la théorie de logique floue pour la commande du filtre actif en vue d'une meilleure restitution dans le réseau des courants harmonique identifiés. Ainsi, dans un premier lieu, nous avons détaillé l'essentiel des principes de la logique flou tout en mettant l'accent sur la commande des systèmes électrique.

En deuxième lieu, nous avons proposé une technique de commande mettant en œuvre la conjugaison de l'intelligence d'un contrôleur flou et la robustesse d'un régulateur à hystérésis pour la commande en courant du filtre actif. Les résultats de simulation ont été très satisfaisant tant sur la qualité de compensation que sur le plan pratique. En effet, les taux de distorsion harmonique des courants de phases on été réduit à des valeurs respectant les normes en vigueur tout en maintenant la fréquence de commutation dans des limites pratiques.

Par ailleurs, il a été remarqué que le régulateur flou-hystérésis permet de forcer les courants injectés à suivre les références avec une dynamique très satisfaisante en cas de variation de la charge non-linéaire.

Conclusion générale

Ce travail a été consacré à l'application et l'amélioration des performances d'un filtre actif shunt à quatre fils pour la l'amélioration de la QdE dans un réseau électrique basse tension avec distribution du fil neutre, avec comme objectif de maintenir un système de courants triphasé du côté de source sinusoïdal et équilibré ou en d'autres termes, découpler les perturbations causées par les charges non linéaire du réseau amont.

Pour cela, la méthode d'identification des puissances instantanées incluant la composante homopolaire a été choisie ici pour identifier les composantes perturbatrices en courant, tels que les courants harmoniques, déséquilibrés, et réactifs. Nous avons montré que cette méthode nécessite des tensions de réseau saines, pour pouvoir fournir uniquement les perturbations en courant émises par la charge polluante, or, les tensions du réseau sont souvent affectées par les courants harmoniques de la charge. A cet effet, nous avons opté pour l'identification des composantes instantanées liées à la séquence directe fondamentale par une méthode simple et efficace basée sur la méthode des puissances instantanées, ceci nous a permet entre autre de réduire l'effort de calcul.

Dans la partie commande en courant de l'onduleur, nous avons opté d'abord pour une commande classique utilisant un régulateur Proportionnel-Intégral PI, ainsi dans cette partie, nous avons montré théoriquement puis par simulation qu'un tel régulateur malgré sa simplicité, présente des limites dans la régulation des courants harmoniques notamment en ce qui concerne les fréquences supérieures.

Ensuite, nous avons préconisé l'application de la théorie de la logique floue à la régulation des courants harmoniques injectés par le filtre actif. Pour cela nous avons

présenté et détaillé autant que possible les lois de la logique floue en particulier en ce qui concerne la commande électrique.

L'application proposée dans ce cadre a été la combinaison d'un régulateur flou avec un régulateur hystérésis pour à la fois garder et bonne dynamique et une large bande passante comme caractéristique d'un régulateur hystérésis d'une part et d'autre part pour en tenir en compte d'un aspect pratique lié à la fréquence de commutation. Nous avons proposé pour cela un régulateur flou tenant compte des variations dans le temps du courant de référence et de la tension instantanée au point de couplage du filtre actif.

Les résultats de simulation ont été très satisfaisants, en effet, les objectifs de compensations ont été correctement achevés avec des taux de distorsion harmonique dans des limites très acceptables, et ça tout en gardant une fréquence de commutation dans des limites pratiques. Par ailleurs, il a été montré que cette méthode présente de bonnes caractéristiques face aux variations de la charge non-linéaire.

Néanmoins, nous avons pu mesurer quelques limites qui méritent d'être signaler comme les limites de la commande face à des variations relativement importantes de charge étant donné que les performances dépendent aussi du niveau de la tension continue, cela nous laisse penser à inclure cette dernière comme une variable supplémentaire pour le régulateur flou, ceci compliquera le régulateur flou notamment la formulation des règles mais permettra d'améliorer encore mieux les performances dynamique du réglage.

Enfin, le présent travail nous a permis d'approfondir nos connaissances et de mesurer combien la problématique est riche en interrogations et problèmes ouverts comme :

- Envisager l'application de cette technique de commande aux systèmes de filtrage basés sur des structures multiniveaux où une fréquence de commutation modérée est un facteur souvent très pris en compte à cause des puissances mise en jeu.
- L'interaction entre le réseau et le filtre actif.

- ▶ [Retour au premier chapitre](#)
- ▶ [Retour au deuxième chapitre](#)
- ▶ [Retour au troisième chapitre](#)
- ▶ [Retour au quatrième chapitre](#)

BIBLIOGRAPHIE

- [Ac02] E.Acha, V.G.Aglidis, O.Anaya-Lara, T.J.E.Miller "Power electronic control in electrical systems". Edition Newnes 2002, ISBN 0750651261.
- [Af01] João L.Afonso, H.J.Ribeiro da Silva and Julio .S.Martins "Active Filters for Power Quality Improvement". *IEEE Porto Powertech*, 10-13 Set 2001, Porto, Portugal, ISBN 0-7803-7139-9.
- [Ai03] Martin Aimé "Évaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires" Thèse de doctorat de l'Istitut National Polytechnique de Toulouse, 14 Novembre 2003.
- [Ak05] H.Akagi "Active Harmonic Filters". Proceeding of the IEEE Vol 93, N° 12, pp 2128-2141, December 2005.
- [Ak83] H.Akagi, Y.Kanazawa, A.Nabae "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits". *International Power Electronics Conference*, pp 1375-1386, Tokyo 1983.
- [Ak84] H.Akagi, Y.Kanazawa, and A.Nabae "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devises without Energy Storage Components". *IEEE Transaction on Industrial Application*, Vol 20, N°03, pp 625-630, May/June 1984.
- [Al02] M.A.E.Alali "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension" Thèse de doctorat de l'Université Louis Pasteur Strasbourg, Septembre 2002.
- [Ar95] M.Aredes, E.H. Watanabel "New Control Algoritms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filter". *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol 10, N°03, pp 1649-1656, July 1995.
- [Ar97] M.Aredes, J. Hafner, and K. Heumann "Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies". *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 12, N°02, pp 311-318, March 1997.
- [Ba04] A.Bachry "Power Quality Studies in Distribution Systems Involving Spectral Decomposition". Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg Magdeburg. December 2004.

- [Ba99] L.Baghli "Contribution à la commande de la machine asynchrone par logique floue, réseau de neurone et algorithmes génétiques". Thèse de doctorat de l'Université Henry Poincaré-Nancy I. Janvier 1999.
- [Be06] Amaia Lopez De Heredia Bermeo "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension". Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Novembre 2006.
- [Bo98] P.Borne, J.Rozinoer, J.Y.dieulot et L.Dubois "Introduction à la commande floue". Edition Technip, Paris 1998.
- [Bu91] H.Bühler "Convertisseurs Statiques" Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Lausanne 1991.
- [Bu97] H.Bühler "Réglage des Systèmes d'Électronique de Puissance" Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Lausanne 1997. ISBN 2-88074-341-9.
- [Ca03] Alessandro Cavini, Fabio Ronchi, Andrea Tilli "Four-Wires Shunt Active Filters : Optimized Design Methodology". 0-7803-7906-3/03/17.00 02003 IEEE, pp 2288-2293, 2003.
- [Ca97] M.Ta.Cao "Commande numérique de machine asynchrones par logique floue". Thèse de doctorat de l'Université Laval Quebec, Décembre 1997.
- [Ci02] M.N.Cirstea "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems". Édition Elsevier-Science, ISBN 07506 55585, 2002.
- [El00] A.Elmitwally, S.Abdelkader and M.Elkateb "Performance Evaluation of Fuzzy Controlled Three and Four-Wire Shunt Active Power Filter Conditioners". 0-7803-5935-6/00/\$10.00(c)2000IEEE.
- [Et02] I.Etxeberria-Otadui "Evaluation of Different Strategies for Series Voltage Sag Compensation". pp 1797-1802 0-7803-7262-X/02/\$10.00 2002 IEEE.
- [Et03] I.Etxeberria-Otadui "Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie". Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2003.
- [Fa06] J.Faucher "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue". Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Septembre 2006.
- [Fo05] f.Fornani, R.Procopio and H.J.Bollen "SSC Compensation Capability of Unbalanced Voltage Sags". *IEEE Transaction on Power Delivery* Vol 20, N°03, pp 2030-2037, July 2005.
- [Fu98] H.Fugita, H. Akagi "The Unified Power Quality Conditioner : The Integration of the Serie and Shunt Active Filters". *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 13, N°02, pp 315-322, March 1998.
- [Gh03] E.Gholipour "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électrique". Thèse de doctorat de l'Université de Nancy I, Octobre 2003.
- [Go99] J.Godjevac "Idées nettes sur la logique floue". Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Première édition, Lausanne 1999, ISBN 2-88074-378-8.

- [Gr04] M.Alan Gray "A Comparative Analysis of Proportional-Integral Compensated and Sliding Mode Compensated Shunt Active Power Filters". Master of science thesis, Faculty of Mississippi State University, Mississippi, December 2004.
- [IE92] "IEEE STD 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". IEEE 519 Working Group. 1992.
- [Ja02] S.K Jain, P.Agrawal and H.O.Gupta "Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Filter for Power Quality Improvement". *IEE.Proc.Electr.Power Appl*, Vol 149, N°05, September 2002.
- [Ka05] M.Kale and E.Ozdemir "An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter". *Electric Power System Research*73, pp 113-119, 2005.
- [Li04] B.R.Lin, H.K.Chiang and K.T.Yang "Shunt Active Filter with Three-Phase Four-Wire NPC Inverter". *47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp 281-284, 2004.
- [Ma03] S.Maram "Hierarchical Fuzzy Control of the UPFC and SVC located in AEP's Inez Area". Master of Sciences in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Mai 2003.
- [Ma05] B.Mazari and F.Mekri "Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Filter". *Journal of Information Science and Engineering* 21, pp 1139-1156, 2005.
- [Ma75] E.H.Mamdani, S.Assilian "An Experimental in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller". *Int.J.Man-Machine Studies* 7, pp 1-13, 1975.
- [Mg93] W.Mack Grady R. J. Gilleskie "Harmonics and How they Relate with Power Factor". Proceeding of the *EPRI Power Quality Issues and Oppotunities Conference (PQA93)*, San Diego USA, November 1993.
- [Ph94] J.K. Phipps, J.P.Nelson, P.K. Sen "Power Quality and Harmonic Ditortion on Distribution Systems". *IEEE Transaction on Industrial Application*, Vol 30, N°02, pp 476-454, March/April 1994.
- [Ri06] E.R.ribeiro, I.Barbi "Harmonic Voltage Regulation Using a Serie Active Filter under Different Load Condition". *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 21, N°5, pp 1394-1402, September 2006.
- [Ri96] P.Rioual, H.Pouliquen and J.P.Louis "Regulation of a PWM Rictifier in the unbalanced Network State Using a Generalized Model". *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 11, N°3, pp 495-502, May 1996.
- [Ro06] Luis Guilherme Barbosa Rolim "Analysing and Software Implimentation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory". *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol 53, N°6, pp 1919-1926, December 2006.
- [Si06] G.K.Singgh, A.k.Singh and R.Mitra "A Simple Fuzzy Logic Based Robust Active Power Filter for Harmonics Minimization under Random Load Variation". *Electric Power System Research*2006.
- [Si99] B.Singh, K.Al-Haddad and A.Chandra "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement". *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol 46, N°5, October 1999.

- [Va00] A.A.Valdes, G.Escobar and R.E.Torres-Olgùn "A Novel Model-Based Controller for a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter". Div of Applied Mathematics, IPICYT, San Luis, México.
- [Xu94] J.XU "Filtage actif shunt des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité". Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, Janvier 1994.
- [Za65] L.A.Zadeh "Fuzzy Sets", *Information and Control* 8, pp 338-353, 1965.

TABLE DES FIGURES

1.1	Creux de tension.	5
1.2	Fluctuation de la tension.	6
1.3	Fluctuation de la fréquence.	6
1.4	Déséquilibre des tensions triphasées.	7
1.5	Courant absorbé par un redresseur à diode.	8
1.6	Modélisation d'une charge non-linéaire.	8
1.7	Division des harmoniques dans une bifurcation.	9
1.8	Effet des harmoniques sur le facteur de puissance.	12
1.9	Effet des harmoniques sur les pertes Joule.	13
1.10	Décomposition en composantes harmoniques.	15
1.11	Décomposition en composantes symétriques.	16
1.12	Phaseurs des harmoniques 1, 5, 7 et 3.	17
1.13	Représentation spaciale d'une composante harmonique.	18
1.14	Sens des flux de puissances instantanées.	21
1.15	Redresseur dodecaphasé parallèle.	22
1.16	Principe de filtrage passif.	24
1.17	Schéma d'un SVC.	25
1.18	Structure d'un filtre actif.	25
1.19	Onduleur de tension triphasé à quatre fils : (a) neutre raccordé au point milieu du bus continu, (b) neutre raccordé au quatrième bras.	26
1.20	Onduleur de tension avec filtre L et LCL.	27
1.21	Filtrage série à structure tension.	28
1.22	Filtrage shunt à structure tension.	29
1.23	Filtrage universel.	30
1.24	Structures hybrides.	32
2.1	Structure générale d'un filtre actif shunt à quatre fils avec mise en évidence des parties de puissance et de contrôle-commande.	34
2.2	Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils.	35

2.3	Représentation vectorielle des tensions $v_{ck}(t)$ générées par l'onduleur.	38
2.4	Bus continu d'un onduleur de tension à quatre fils.	38
2.5	Onduleur de tension triphasé raccordé au réseau avec un filtre L.	39
2.6	Erreur d'identification des harmoniques par la méthode des puissances instantanées.	42
2.7	Diagrammes de Bode du FPH et FPB de deuxième ordre.	43
2.8	Schéma bloc d'identification sur les puissances instantanées pq	44
2.9	Schéma bloc de l'algorithme d'identification des composantes directes fondamentales des tensions.	45
2.10	Schéma de principe de la PLL.	46
2.11	Identification des composantes directes fondamentales des tensions fortement perturbées.	47
2.12	Réglage de la tension continue.	48
3.1	Principe de commande en courant par hystérésis.	50
3.2	Principe de commande en courant par MLI.	51
3.3	Structure de la boucle de régulation du courant.	52
3.4	Schéma d'asservissement de courant par un régulateur PI.	52
3.5	Diagramme de Bode de la boucle de régulation de courant.	53
3.6	Allure des tensions triphasées au point de couplage.	54
3.7	Schéma synoptique de la charge non-linéaire.	54
3.8	Résultats de simulation sur la compensation des courants de phases.	56
3.9	Phaseurs équivalents des courants triphasés de charge et de source.	57
3.10	Compensations du courant du neutre.	57
3.11	Analyse spectrale des courants de phases côté charge et côté source.	58
3.12	Puissances réelles et imaginaires instantanées côté charge et côté source.	59
3.13	Tensions aux bornes des deux capacités.	59
4.1	Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.	63
4.2	Univers de discours d'une variable linguistique.	64
4.3	Les opérateurs principaux de la logique floue.	66
4.4	Structure générale d'une commande floue.	67
4.5	Inférences floues; (a) Max-prod méthode, (b) Min-max méthode.	69
4.6	Principe de defuzzification par centre de gravité et moyenne de maximum.	70
4.7	Principe de commande du filtre actif par un régulateur flou à une et deux entrées.	71
4.8	Schéma de principe du contrôleur flou-hystérésis.	73
4.9	Univers de discours des variables d'entrée et de sortie.	74
4.10	Performance du régulateur flou-hystérésis vis-à-vis de la fréquence de commutation (Phase a).	76
4.11	Résultats de simulation sur la compensation des courants de phases.	77
4.12	Phaseurs équivalents des courants triphasés de charge et de source.	78
4.13	Compensations du courant du neutre.	78
4.14	Analyse spectrale des courants de phases côté charge et côté source.	79

4.15 Allures des puissances réelles et imaginaires instantanées côté charge et côté source.	80
4.16 Evolution des courants de charge, de compensation et de source.	81
4.17 Schéma synoptique de la charge variable.	82
4.18 Evolution des courants de charge et de source ainsi que des taux de distortion correspondant pour la phase <i>a</i>	82
4.19 Evolution des puissances réelle et imaginaire instantanées de charge et de source.	83



LISTE DES TABLEAUX

1.1	Limite des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2) . . .	13
1.2	Limite des distorsions harmoniques de tension (norme IEC 61000-2-2) * 100kV \geq V \geq 30kV (avec THD < 3%). ** 30kV \geq V \geq 1kV (avec THD < 8%).	14
1.3	Récapitulatif des différentes topologies de filtres actifs.	31
2.1	Tension générées par l'onduleur de tension avec neutre raccordé au point milieu du bus.	37
3.1	Les principaux paramètres de simulation.	54
3.2	Les principaux résultats de simulation.	55
4.1	Désignation standard des ensembles flous	66
4.2	Matrice d'inférence	68
4.3	Règles floues du régulateur flou de la bande d'hystérésis.	75
4.4	Les principaux résultats de simulation.	80