

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE**

PAR

STEEVE BEAULIEU

**ÉTUDE ET MISE AU POINT D'UN FILTRE ACTIF D'HARMONIQUES EN VUE
D'AMÉLIORER LA QUALITÉ DE L'ALIMENTATION ÉLECTRIQUE**

MAI 2007



Mise en garde/Advice

Afin de rendre accessible au plus grand nombre le résultat des travaux de recherche menés par ses étudiants gradués et dans l'esprit des règles qui régissent le dépôt et la diffusion des mémoires et thèses produits dans cette Institution, **l'Université du Québec à Chicoutimi (UQAC)** est fière de rendre accessible une version complète et gratuite de cette œuvre.

Motivated by a desire to make the results of its graduate students' research accessible to all, and in accordance with the rules governing the acceptance and diffusion of dissertations and theses in this Institution, the **Université du Québec à Chicoutimi (UQAC)** is proud to make a complete version of this work available at no cost to the reader.

L'auteur conserve néanmoins la propriété du droit d'auteur qui protège ce mémoire ou cette thèse. Ni le mémoire ou la thèse ni des extraits substantiels de ceux-ci ne peuvent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

The author retains ownership of the copyright of this dissertation or thesis. Neither the dissertation or thesis, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

RÉSUMÉ

Un des phénomènes important entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie est la présence de la pollution harmonique sur les réseaux électriques. Les conséquences les plus connues de ce phénomène sont : la destruction de condensateurs, le déclenchement intempestif de disjoncteurs, les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau, l'échauffement de conducteur de neutre et de transformateur ainsi que l'usure qui est due à l'échauffement des équipements qui sont soumis aux harmoniques. En comparaison avec les moyens classiques de mitigation, tels que le surdimensionnement des installations ou le filtrage passif, le filtrage actif est considéré par les spécialistes des réseaux comme étant la solution avant-gardiste pour filtrer les harmoniques.

L'objectif du présent projet consiste à mettre en œuvre un modèle en temps réel d'un filtre actif, ce qui est la principale contribution de ce projet. Afin d'accomplir cette tâche, l'outil de développement numérique RT-LAB est utilisé. RT-LAB est un logiciel industriel qui permet de réaliser des simulations hybrides (avec le matériel intégré dans la boucle) en temps réel. La simulation en temps réel du filtre actif permet de démontrer l'efficacité de ce dernier pour la compensation d'harmoniques en accord avec la norme IEEE Std 519-1996.

Dans ce document, nous débuterons par énoncer, en guise de généralité, les définitions de base, ainsi que l'étude des causes à effet de la pollution harmonique. Ensuite, les moyens de mitigation les plus connus seront passés en revue. Les points faibles de ces méthodes nous ont amené inévitablement vers le filtre actif qui est la solution la plus avantageuse. Les principales structures de filtre actif ainsi que leurs caractéristiques y seront alors présentées. Le filtre actif parallèle à structure de tension est celui qui est utilisé pour faire la compensation des harmoniques dans le présent projet. Étant donné que les performances du filtre actif sont grandement influencées par l'algorithme de commande utilisé, une comparaison entre quatre types d'algorithmes de commande est élaborée. Ces algorithmes de commande sont : la méthode des puissances instantanées, le référentiel synchrone, le filtre notch et le filtre de Kalman. Cette comparaison est effectuée à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink/SimPowerSystems. L'algorithme basé sur le référentiel synchrone a été finalement intégré dans la commande du filtre actif pour la simulation en temps réel dans RT-LAB.

REMERCIEMENTS

Il me fait plaisir de prendre ces quelques lignes, si peu nombreuses, afin de remercier les personnes qui m'ont soutenu durant ce projet de recherche.

De façon spéciale, je tiens à remercier mon directeur M. Mohand Ouhrouche qui a cru en moi et m'a permis de faire ce projet au sein de son laboratoire de recherche LICOME. Son support et son professionnalisme ont rendu possible la réalisation de ce travail.

À ma tendre épouse et mes deux petites filles, qui ont dû être privées de leur mari et père certains soirs et fins de semaine. Vos nombreux sacrifices et votre support ont été pour moi une source de réconfort et d'encouragement.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|--|-----|
| RÉSUMÉ | ii |
| REMERCIEMENTS..... | iii |
| LISTE DES FIGURES | vii |
| CHAPITRE 1 | |
| Introduction..... | 9 |
| 1.1 Mise en contexte | 10 |
| 1.2 Revue bibliographique..... | 11 |
| 1.3 Objectif du projet..... | 13 |
| 1.4 Méthodologie | 14 |
| 1.5 Contribution..... | 14 |
| CHAPITRE 2 | |
| Généralités sur les harmoniques | 16 |
| 2.1 Introduction..... | 17 |
| 2.2 Charges industrielles génératrices d'harmoniques | 17 |
| 2.2.1 Redresseur triphasé à diodes et filtre capacitif | 18 |
| 2.2.2 Convertisseur de courant | 18 |
| 2.2.3 Les appareils à arc électrique..... | 19 |
| 2.3 Les effets de la pollution harmonique..... | 21 |
| 2.3.1 Phénomènes de résonance | 22 |
| 2.3.2 Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques | 23 |
| 2.3.3 Vibrations mécaniques..... | 24 |
| 2.3.4 Effets sur le conducteur neutre | 24 |
| 2.3.5 Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence | 25 |
| 2.4 Normes de qualité | 25 |
| 2.5 Conclusion | 26 |
| CHAPITRE 3 | |
| Moyens de mitigation contre la pollution harmonique..... | 27 |
| 3.1 Introduction..... | 28 |
| 3.2 Surdimensionnement du neutre | 28 |
| 3.3 Transformateurs spéciaux | 28 |
| 3.3.1 Transformateur de mise à la terre | 28 |
| 3.3.2 Transformateur de type K | 29 |
| 3.3.3 Transformateurs déphaseurs | 30 |
| 3.4 Filtrage d'harmoniques | 31 |
| 3.4.1 Filtrage passif..... | 32 |
| 3.4.1.1 Principe de fonctionnement | 32 |
| 3.4.1.2 Classification des filtres passifs | 32 |
| 3.4.1.3 Filtre passif parallèle..... | 33 |
| 3.4.1.4 Types de filtres parallèles | 34 |

| | |
|---|----|
| 3.4.1.5 Coût du filtre passif..... | 37 |
| 3.4.1.6 Effet de l'impédance réseau sur le filtre passif..... | 38 |
| 3.4.2 Filtrage actif..... | 39 |
| 3.4.2.1 Principe de fonctionnement du filtre actif | 40 |
| 3.4.2.2 Classification des filtres actifs | 41 |
| 3.4.2.3 Coût du filtre actif..... | 47 |
| 3.4.2.4 Effet de l'impédance du réseau sur le filtre actif..... | 47 |
| 3.5 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif..... | 48 |
| 3.6 Conclusion | 48 |

CHAPITRE 4

| | |
|--|----|
| Structure du filtre actif parallèle et stratégies de commande..... | 50 |
| 4.1 Introduction..... | 51 |
| 4.2 Structure du filtre actif..... | 52 |
| 4.2.1 Filtre actif parallèle à structure de tension..... | 52 |
| 4.2.2 Filtre actif parallèle à structure de courant | 55 |
| 4.2.3 Comparaison des structures de filtres actifs | 57 |
| 4.3 Commande des filtres actifs..... | 62 |
| 4.3.1 Génération des signaux de référence | 63 |
| 4.3.2 Génération des signaux de contrôle..... | 65 |
| 4.4 Conclusion | 65 |

CHAPITRE 5

| | |
|---|----|
| Mise en œuvre de la commande du filtre actif à structure de tension | 66 |
| 5.1 Introduction..... | 67 |
| 5.2 Génération de signaux de référence..... | 67 |
| 5.2.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées..... | 68 |
| 5.2.2 Algorithme de commande basé sur le référentiel synchrone | 71 |
| 5.2.3 Algorithme de commande basé sur le filtre Notch | 73 |
| 5.2.4 Algorithme basé sur le filtre de Kalman..... | 75 |
| 5.2.4.1 Équations de base du filtre de Kalman | 75 |
| 5.2.4.2 Représentation des équations d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps en utilisant une référence fixe | 76 |
| 5.2.4.3 Principe de l'algorithme basé sur le filtre de Kalman | 78 |
| 5.3 Génération des signaux de contrôle par hystérésis | 80 |
| 5.4 Comparaison des algorithmes de commande du filtre actif..... | 82 |
| 5.4.1 Résultats des simulations | 85 |
| 5.4.1.1 Commande basée sur l'algorithme des puissances instantanées | 85 |
| 5.4.1.2 Commande basée sur l'algorithme du référentiel synchrone..... | 87 |
| 5.4.1.3 Commande basée sur le filtre notch..... | 89 |
| 5.4.1.4 Commande basée sur l'algorithme du filtre de Kalman | 91 |
| 5.4.2 Discussion des résultats | 93 |
| 5.5 Conclusion | 94 |

CHAPITRE 6

| | |
|---|-----|
| Mise en œuvre d'un modèle temps réel de filtre actif | 96 |
| 6.1 Introduction..... | 97 |
| 6.2 Système en temps réel..... | 97 |
| 6.3 Introduction à la plate-forme temps réel RT-LAB | 99 |
| 6.3.1 Principe de fonctionnement de RT-LAB | 100 |
| 6.3.2 ARTEMIS..... | 102 |
| 6.3.3 RT-EVENTS..... | 102 |
| 6.4 Modélisation du filtre actif en temps réel | 103 |
| 6.4.1 Montage expérimental utilisé pour les simulations en temps réel | 110 |
| 6.5 Résultats de simulation | 111 |
| 6.5.1 Simulation en régime permanent | 111 |
| 6.5.2 Simulation en régime transitoire..... | 114 |
| 6.6 Conclusion | 116 |

CHAPITRE 7

| | |
|-------------------------|-----|
| Conclusion | 117 |
| 7.1 Travaux futurs..... | 120 |

| | |
|---------------------|-----|
| Bibliographie | 121 |
|---------------------|-----|

ANNEXE A

| | |
|---------------------------------------|-----|
| Liste des abréviations et sigles..... | 125 |
| A.1 Liste des symboles | 126 |
| A.2 Liste des indices | 128 |

ANNEXE B

| | |
|--|-----|
| Formules de mesure quantitative des harmoniques | 130 |
| B.1 Série de Fourier | 131 |
| B.2 Expression des variables aux bornes et des variables aux travers | 132 |

ANNEXE C

| | |
|------------------------------|-----|
| Norme IEEE std 519-1992..... | 137 |
|------------------------------|-----|

ANNEXE D

| | |
|-----------------------------|-----|
| Article de conférence | 139 |
|-----------------------------|-----|

LISTE DES FIGURES

| | |
|---|----|
| Figure 2.1 - Résonance parallèle et résonance série | 22 |
| Figure 3.1 - Transformateur de mise à la terre | 29 |
| Figure 3.2 - Utilisation des transformateurs déphaseurs pour éliminer les 5 ^{ème} et 7 ^{ème} harmoniques | 31 |
| Figure 3.3 - a) Filtre série et b) Filtre parallèle | 33 |
| Figure 3.4 - Filtre résonant | 34 |
| Figure 3.5 - Filtre amorti | 35 |
| Figure 3.6 - Types de filtre amorti | 35 |
| Figure 3.7 - Schéma monophasé d'un réseau avec deux filtres résonants et un filtre amorti | 37 |
| Figure 3.8 - Représentation du réseau côté <i>ca</i> | 38 |
| Figure 3.9 - Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle | 41 |
| Figure 3.10 - Filtre actif série | 42 |
| Figure 3.11 - Filtre actif parallèle | 43 |
| Figure 3.12 - Conditionneur universel de la qualité d'onde | 44 |
| Figure 3.13 - Filtre hybride parallèle | 45 |
| Figure 3.14 - Filtre hybride série | 46 |
| Figure 4.1 - Structure générale d'un filtre actif parallèle | 51 |
| Figure 4.2 - Filtre actif parallèle à structure de tension | 53 |
| Figure 4.3 - Semi-conducteurs servant d'interrupteur au filtre actif en tension : a) transistor bipolaire, b) transistor IGBT | 54 |
| Figure 4.4 - Filtre actif parallèle à structure de courant | 56 |
| Figure 4.5 - Semi-conducteurs servant d'interrupteur au filtre actif en courant : a) transistor bipolaire, b) transistor IGBT | 56 |
| Figure 5.1 - Filtrage de la composante de la puissance continue | 69 |
| Figure 5.2 - Filtre actif commandé par la méthode des puissances instantanées | 70 |
| Figure 5.3 - Filtre actif commandé par la méthode du référentiel synchrone | 72 |
| Figure 5.4 - Filtre actif commandé par la méthode du filtre Notch | 74 |
| Figure 5.5 - Filtre actif commandé par l'algorithme de Kalman | 79 |
| Figure 5.6 - Principe de contrôle du courant par hystérésis | 81 |
| Figure 5.7 - Commande des interrupteurs par hystérésis | 81 |
| Figure 5.8 - Différents types de commande du filtre actif simulé | 82 |
| Figure 5.9 - Réseau utilisé pour la simulation | 83 |
| Figure 5.10 - Pollution harmonique générée par la charge non linéaire | 84 |
| Figure 5.11 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur les puissances instantanées | 85 |
| Figure 5.12 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur les puissances instantanées | 86 |
| Figure 5.13 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur les puissances instantanées | 86 |
| Figure 5.14 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le référentiel synchrone | 87 |
| Figure 5.15 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le référentiel synchrone | 88 |
| Figure 5.16 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le référentiel synchrone | 88 |
| Figure 5.17 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le filtre notch | 89 |
| Figure 5.18 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le filtre notch | 90 |

| | |
|--|-----|
| Figure 5.19 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le filtre notch | 90 |
| Figure 5.20 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le filtre de Kalman | 91 |
| Figure 5.21 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le filtre de Kalman..... | 92 |
| Figure 5.22 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le filtre de Kalman | 92 |
| Figure 6.1 - Principe de la simulation en temps réel avec l'intégration de matériel dans la boucle | 99 |
| Figure 6.2 - Évolution du modèle Simulink jusqu'à la simulation en temps réel | 101 |
| Figure 6.3 - Montage Simulink dans l'environnement RT-LAB | 104 |
| Figure 6.4 - Illustration du nœud # 2 : ss_mesures | 105 |
| Figure 6.5 - Illustration du nœud # 1 : ss_network | 106 |
| Figure 6.6 - Illustration du nœud # 3 : sm_distribution | 107 |
| Figure 6.7 - Illustration du sous-système sc_console | 107 |
| Figure 6.8 - Schéma de génération de signaux de référence basé sur l'algorithme du référentiel synchrone. 108 | |
| Figure 6.9 - Schéma de la régulation de courant par hystérésis..... | 109 |
| Figure 6.10 - Représentation du réseau pour la simulation en temps réel | 109 |
| Figure 6.11 - Schéma du montage expérimental | 111 |
| Figure 6.12 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) | 112 |
| Figure 6.13 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d).. | 112 |
| Figure 6.14 - Spectre du courant de source avant (haut) et après (bas) la compensation d'harmoniques..... | 113 |
| Figure 6.15 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) | 114 |
| Figure 6.16 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d).. | 115 |

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Mise en contexte

Pour assurer une efficacité énergétique, les industries utilisent des dispositifs statiques de conversion d'énergie appelés : convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance. Ceux-ci sont considérés comme des charges non linéaires pour le réseau électrique et absorbent un courant dont la forme est non sinusoïdale. En plus de la composante fondamentale (à 60 Hz en Amérique du Nord), cette forme d'onde présente un contenu harmonique, qui dans certain cas, peut être très important. Ces harmoniques se propagent de la charge vers le réseau et engendrent des chutes de tension harmonique qui s'ajoutent à la composante fondamentale de la tension délivrée par le réseau. Ce qui résulte en une tension affectée d'un contenu harmonique et qui pourrait causer de sérieux problèmes de compatibilité électromagnétique.

Il existe quelques méthodes permettant de minimiser la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs. Parmi les plus populaires et les plus efficaces, on retrouve le filtrage. Il existe deux voies pour le filtrage de la pollution harmonique, soit le filtrage passif et le filtrage actif. C'est cette dernière qui fera l'objet du présent projet de maîtrise.

1.2 Revue bibliographique

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par *H. Sasaki* et *T. Machida* en 1971 [8]. La technologie des semi-conducteurs n'étant pas assez développée à cette époque, il a fallu attendre au début des années quatre-vingt-dix afin que la compensation d'harmoniques par le filtrage actif connaisse un regain d'intérêt au niveau de la recherche et du développement. Il a été démontré que ses performances de compensation d'harmoniques sont supérieures à celles d'un filtre passif *LC* classique [23]. De nos jours, les filtres actifs ont atteint une maturité technologique sans précédent. Ils peuvent faire la compensation d'harmoniques, de puissance réactive et/ou de courant de neutre. Ils ont évolué dans le dernier quart de siècle au niveau de la variété, de leur configuration, de leur stratégie de commande et de leurs semi-conducteurs de puissance [9,10,11].

Il existe plusieurs topologies de filtres actifs selon les critères de performance recherchés. Les filtres actifs peuvent être en série [13,14,15], en parallèle [9,13,14,15] ou hybride, c'est-à-dire, l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif [9,13,14]. Il existe également l'association d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle qui se nomme : conditionneur universel de la qualité d'onde [9,16]. Le filtre peut être à structure de courant ou à structure de tension selon le type d'élément lui servant de source d'énergie [9,12,17,18,19].

La commande du filtre actif est réalisée à l'aide d'algorithmes de contrôle qu'on peut classer dans les domaines temporels, fréquentiels ou autres.

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont en grande partie basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal. La transformée de Fourier discrète (TFD) est utilisée pour faire l'analyse de ces signaux. La majorité des autres algorithmes de contrôle dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD. Nous parlons ici de la transformée de Fourier rapide (TFR) et de la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) [21,22] qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la TFD. Le désavantage de l'application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel est une augmentation considérable de ressources au niveau informatique, ce qui résulte en des temps de réponse élevés pour la commande et par conséquent du filtre actif [10].

Pour les méthodes de contrôle dans le domaine temporel, la plus connue de ces stratégies est sans doute la méthode des puissances instantanées [23-26]. D'autres méthodes sont aussi utilisées comme le référentiel synchrone $d-q$ [27], le contrôle par le flux de base [28], le filtre Notch [29], le contrôle P-I [30], le contrôle par mode de glissement [30] et bien d'autres encore [9]. Le grand avantage des méthodes temporelles est leurs grandes rapidités de correction de signal dans le réseau [10].

D'autres méthodes d'optimisation et d'estimation peuvent également être utilisées comme celle du filtre de Kalman [23]. Cependant, à l'heure actuelle, les principaux développements portent sur des méthodes non classiques basées sur la théorie des réseaux de neurones artificielles et de la logique floue. Ces algorithmes de commande sont parfois

utilisés en combinaison avec les méthodes déjà citées plus haut dans le but de les rendre plus performantes, alors que d'autres fois, elles forment la partie commande en entier.

Une autre étape importante est celle de la génération des signaux de contrôle des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif. Une grande variété d'approches comme celles de l'hystérésis, la modulation en largeur d'impulsion (MLI), la modulation vectorielle dans l'espace, etc., sont des méthodes permettant le contrôle des semi-conducteurs du filtre actif [9-10].

La commande peut être réalisée à l'aide de composantes analogiques et numériques telles que les micro-ordinateurs, DSP et FPGA [9].

1.3 Objectif du projet

L'objectif principal du présent projet de recherche est la mise en œuvre d'un modèle temps réel d'un filtre actif d'harmoniques. La disponibilité d'un tel modèle nous permettrait de réaliser des simulations hybrides (avec le matériel intégré dans la boucle) en temps réel. Nous soulignons au passage que les industries de haute technologie utilisent les simulations en temps réel pour faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle.

1.4 Méthodologie

- I. Étude et définition de la problématique des harmoniques sur les réseaux de distribution et des différents moyens de mitigation pour l'enrayer.
- II. Examen des différentes structures et du fonctionnement des filtres actifs.
- III. Étude théorique des principaux algorithmes de commande du filtre actif.
- IV. Implémentation et simulation du réseau électrique, du filtre actif et sa commande dans l'environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystems. À cette étape, les différents algorithmes étudiés seront simulés et une comparaison entre certaines de leurs caractéristiques sera effectuée à l'aide de la simulation.
- V. Implémentation et simulation en temps réel de l'ensemble réseau, filtre actif et commande dans l'environnement RT-LAB.

1.5 Contribution

Ce travail a permis l'étude de différents algorithmes de commande du filtre actif. Ces algorithmes sont : les puissances instantanées, le référentiel synchrone, le filtre notch et le filtre de Kalman. Une comparaison au niveau de leurs performances de compensation d'harmoniques à l'aide de l'environnement numérique MATLAB/Simulink/SimPowerSystems a été effectuée. La principale contribution de cette étude est la mise en œuvre avec

la plate forme RT-LAB, d'un modèle en temps réel de filtre actif commandé par un de ces algorithmes. Dans le cadre de ce projet de recherche, une publication scientifique a été produite, les résultats y sont affichés à l'annexe D.

CHAPITRE 2

GÉNÉRALITÉS SUR LES HARMONIQUES

2.1 Introduction

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde de la tension n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de charges raccordés sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent survenir entre ces éléments connectés au réseau.

L'utilisation croissante des équipements de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la détérioration de la tension d'alimentation. En effet, ces charges dites déformantes sont non linéaires et appellent du réseau électrique un courant non sinusoïdal possédant un contenu harmonique. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau peuvent, lorsqu'ils sont importants en amplitude, créer des tensions harmoniques et ainsi perturber le fonctionnement des autres équipements branchés au point commun de raccordement [1,2].

2.2 Charges industrielles génératrices d'harmoniques

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le

marché des composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels. Comme mentionné précédemment, ces convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique. Nous présentons dans cette section quelques-unes des charges les plus importantes.

2.2.1 Redresseur triphasé à diodes et filtre capacitif

Ce montage est utilisé comme premier étage pour la commande en vitesse variable des machines asynchrones. La commande de la machine asynchrone en vitesse variable est utilisée dans des applications comme l'entraînement de compresseurs, de ventilateurs, de pompes, de convoyeurs, etc.

2.2.2 Convertisseur de courant

Les convertisseurs de courant constituent l'un des montages les plus répandus dans le secteur industriel. Ce type de montage est constitué de thyristors qui sont commandés en ouverture. Ceci se fait en jouant sur l'angle d'allumage α de commande des gâchettes des thyristors. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications telles :

1) La commande en vitesse variable des moteurs à courant continu

Les machines à courant continu sont utilisées dans de multiples activités nécessitant de la vitesse variable aussi bien dans les applications de faible puissance que celle de grande puissance telles les machines outils, les procédés de commande dans l'industrie du papier et du textile ainsi que les laminoirs.

2) La commande en vitesse variable des machines synchrones

On rencontre des convertisseurs de courant suivis d'un onduleur pour commander la machine synchrone en vitesse variable.

3) Les électrolyseurs

L'électrolyse est surtout employée dans la production des métaux non ferreux et dans l'industrie de la chimie.

4) Les fours à induction régulés

Ces derniers sont utilisés majoritairement dans les secteurs industriels des métaux, de la chimie et de la galvanoplastie.

2.2.3 Les appareils à arc électrique

Les appareils à arc électrique regroupent les fours à arc à courant alternatif, dont la puissance peut atteindre plusieurs dizaines de MW, et les machines de soudure à l'arc à courant alternatif ou continu. Les fours à arc sont majoritairement présents dans la

transformation de l'acier et la métallurgie, ainsi que dans les secteurs de la mécanique et de l'électrique [3].

Le tableau suivant illustre l'allure typique des spectres de courant harmonique émis par les charges non linéaires discutées ci-dessus :

Tableau 2.1 – Spectres de courant harmonique émis par les équipements perturbateurs

| | Exemples d'appareils | Contenu harmonique typique | | | | | | | | | | |
|----------------------------------|---|---|---|---|---|-----|---|----|---|----|---|----|
| Redresseurs triphasés capacitifs | -machine asynchrone à vitesse variable. | <table><thead><tr><th>n</th><th>%</th></tr></thead><tbody><tr><td>1</td><td>100</td></tr><tr><td>3</td><td>0</td></tr><tr><td>5</td><td>85</td></tr><tr><td>7</td><td>65</td></tr></tbody></table> | n | % | 1 | 100 | 3 | 0 | 5 | 85 | 7 | 65 |
| n | % | | | | | | | | | | | |
| 1 | 100 | | | | | | | | | | | |
| 3 | 0 | | | | | | | | | | | |
| 5 | 85 | | | | | | | | | | | |
| 7 | 65 | | | | | | | | | | | |
| Convertisseurs de courant | -moteur à courant continu à vitesse variable; -moteur synchrone à vitesse variable; -électrolyseur; -four à induction. | <table><thead><tr><th>n</th><th>%</th></tr></thead><tbody><tr><td>1</td><td>100</td></tr><tr><td>3</td><td>0</td></tr><tr><td>5</td><td>25</td></tr><tr><td>7</td><td>15</td></tr></tbody></table> | n | % | 1 | 100 | 3 | 0 | 5 | 25 | 7 | 15 |
| n | % | | | | | | | | | | | |
| 1 | 100 | | | | | | | | | | | |
| 3 | 0 | | | | | | | | | | | |
| 5 | 25 | | | | | | | | | | | |
| 7 | 15 | | | | | | | | | | | |
| Équipements à arc | -four à arc -soudure à l'arc | <table><thead><tr><th>n</th><th>%</th></tr></thead><tbody><tr><td>1</td><td>100</td></tr><tr><td>3</td><td>15</td></tr><tr><td>5</td><td>10</td></tr><tr><td>7</td><td>10</td></tr></tbody></table> | n | % | 1 | 100 | 3 | 15 | 5 | 10 | 7 | 10 |
| n | % | | | | | | | | | | | |
| 1 | 100 | | | | | | | | | | | |
| 3 | 15 | | | | | | | | | | | |
| 5 | 10 | | | | | | | | | | | |
| 7 | 10 | | | | | | | | | | | |

2.3 Les effets de la pollution harmonique

Les courants harmoniques associés aux différentes impédances du réseau vont donner naissance à des tensions harmoniques qui vont se superposer à la tension fondamentale du réseau. La tension qui en résulte n'est plus sinusoïdale. La pollution alors présente sur le réseau de distribution pourrait être préjudiciable au bon fonctionnement de tous les récepteurs (ou charge) raccordés sur ce même réseau. On distingue deux types d'effet des harmoniques sur les équipements électriques :

1) Les effets instantanés

Ce sont les effets immédiats sur le bon fonctionnement d'un équipement. Par exemple, dans le cas des appareils électroniques, il peut s'agir d'une altération de l'image pour les écrans de télévision ou une altération du son s'il s'agit d'une chaîne HI-FI ou d'un téléphone. La précision des appareils de mesure est également affectée par la présence d'harmoniques.

2) Les effets différés

Ils se manifestent après une longue exposition au phénomène et se traduisent par une perte partielle des fonctionnalités ou une destruction complète de l'appareil. L'échauffement des câbles et des diverses enroulements d'une machine en est un exemple.

2.3.1 Phénomènes de résonance

L'apparition de phénomènes de résonance est due à la présence sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs. Le danger de ce phénomène est qu'il peut engendrer de grandes valeurs d'impédance Z_n , de tension V_n et de courant harmonique I_n aux bornes des différents éléments composant le réseau. Lorsque ces valeurs de tension et de courant harmoniques sont trop élevées, ils peuvent endommager et même détruire les équipements qui y sont soumis. On distingue deux types de résonance selon la configuration des éléments capacitifs et inductifs :

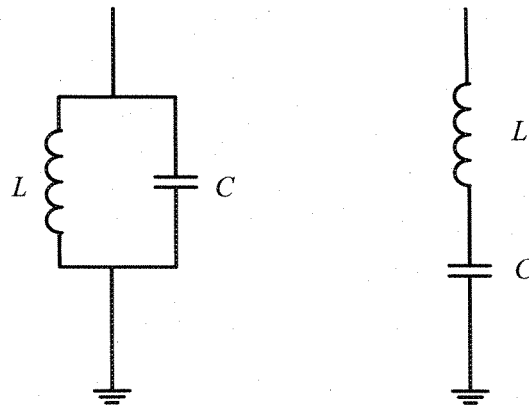


Figure 2.1 - Résonance parallèle et résonance série

a) Résonance parallèle

L'inductance et la capacité en parallèle donnent l'impédance suivante :

$$Z_n = \frac{jLn\omega}{1 - LCn^2\omega^2} \quad (2.1)$$

Il y a résonance lorsque $X_L = X_C$, c'est-à-dire, lorsque le dénominateur $1-LCn^2\omega^2$ est nul.

Dans ce cas, l'impédance est infinie. La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

b) Résonance série

L'inductance en série avec une capacité donne l'impédance suivante :

$$Z_n = \frac{1-LCn^2\omega^2}{jCn\omega} \quad (2.3)$$

Il y a résonance lorsque $X_L = X_C$, c'est-à-dire, lorsque le numérateur $1-LCn^2\omega^2$ est égal à zéro. Dans ce cas, l'impédance est nulle. La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

2.3.2 Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques

Les courants harmoniques circulant dans les conducteurs provoquent l'échauffement de ceux-ci par effet Joule (RI_{eff}^2). Cependant, les harmoniques ne contribuent pas au transfert de puissance active, ils créent uniquement des pertes électriques et participent à la dégradation du facteur de puissance. La circulation des courants harmoniques dans les transformateurs et dans les enroulements du moteur asynchrone crée également des échauffements supplémentaires. En plus des pertes Joule, le transformateur subit des échauffements supplémentaires en présence d'harmoniques qui sont causés par les

pertes fer dans le noyau magnétique. Ces dernières résultent des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. De plus, les condensateurs sont très sensibles à la circulation de courants harmoniques de par leur impédance qui décroît en fonction de l'augmentation de la fréquence. Ces courants harmoniques circulent alors plus aisément dans le condensateur de faible impédance ce qui crée des échauffements qui risquent de le détruire.

2.3.3 Vibrations mécaniques

La présence d'harmoniques peut engendrer des couples mécaniques pulsatoires à l'arbre des moteurs asynchrones. Ces couples, qui sont dus aux champs tournant harmoniques, engendrent des vibrations dans les moteurs asynchrones. Pour ce qui est des transformateurs, ils peuvent être susceptibles d'entrer en résonance mécanique aux fréquences harmoniques, ce qui peut entraîner une usure prématurée de cet équipement.

2.3.4 Effets sur le conducteur neutre

Dans un système équilibré, les composantes homopolaires dans le neutre sont nulles. Ceci n'est pas le cas des systèmes comportant une charge non linéaire [4]. En effet, les courants homopolaires des harmoniques de rang multiple de 3 vont s'additionner dans le conducteur neutre. L'intensité de ces courants superposés peut endommager sérieusement le câble neutre.

2.3.5 Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence

Une tension déformée peut altérer le bon fonctionnement de certains appareils électroniques qui utilisent les passages à zéro de la tension d'alimentation pour fonctionner adéquatement. En effet, les tensions harmoniques peuvent créer des faux passages de la tension à zéro, ce qui engendre un mauvais fonctionnement pour ces appareils. Divers équipements sont sensibles à cette problématique, citons : les convertisseurs de courant, les automates programmables et certains appareils électroniques domestiques [1-6].

2.4 Normes de qualité

Afin de limiter les effets des perturbations harmoniques sur les réseaux électriques, des normes ont été mises en place. Les deux principaux organismes qui ont établi de telles normes sont la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) et l'IEEE. Les normes qu'ils ont établies sont, de façon respective, la série CEI 61000 et l'IEEE Standard 519 [5]. De façon générale ces normes identifient les principales sources de pollution harmonique, décrivent les effets de ces harmoniques sur les réseaux, décrivent des méthodes d'analyse et de mesure pour les harmoniques et fournissent diverses recommandations en vue de réduire la présence d'harmoniques sur les réseaux électriques. Dans le présent projet, la norme IEEE Standard 519-1996 (Annexe C) sera utilisée.

2.5 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques.

Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites permises d'harmoniques sur les réseaux. Dans le prochain chapitre, nous examinerons les principaux moyens de mitigation contre les harmoniques.

CHAPITRE 3

MOYENS DE MITIGATION CONTRE LA POLLUTION HARMONIQUE

3.1 Introduction

Diverses méthodes sont employées afin de réduire la pollution harmonique sur les réseaux de distribution. Parmi ces méthodes, citons : le surdimensionnement des éléments composant le réseau, l'utilisation de transformateurs spéciaux, le filtrage passif et le filtrage actif. Les deux derniers moyens de mitigation mentionnés sont les plus répandus.

3.2 Surdimensionnement du neutre

Comme nous l'avons mentionné à la section 2.3.4, les courants homopolaires des harmoniques s'additionnent dans le conducteur de neutre. Afin d'éviter l'usure prématurée du conducteur de neutre, il peut s'avérer avantageux de surdimensionner ce dernier. Cette solution consiste à doubler, voire même tripler les conducteurs de neutre [4].

3.3 Transformateurs spéciaux

3.3.1 Transformateur de mise à la terre

Afin d'éviter le passage des courants harmoniques par le conducteur de neutre, l'ajout d'un transformateur de mise à la terre créant un neutre artificiel est une solution efficace. Ce type de transformateur fournit un chemin de faible impédance pour les

courants harmoniques qui sont déviés dans son propre neutre. C'est donc dire, que seul le neutre du transformateur doit être en mesure de supporter ces courants.

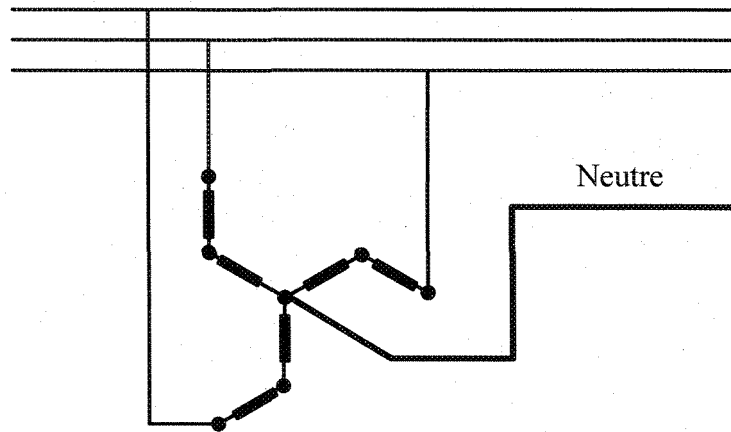


Figure 3.1 - Transformateur de mise à la terre

3.3.2 Transformateur de type K

Les transformateurs qui doivent supporter des courants déformés sont sujets à des pertes additionnelles élevées. Si ces conditions de fonctionnement perdurent, il y a possibilité de défaillance des transformateurs. Les organismes de normalisation ont reconnu ce phénomène et ont récemment introduit un facteur K qui permet de quantifier l'effet d'une charge sur un transformateur. Ce facteur K se définit comme suit :

$$K = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2$$

où : n : Rang de l'harmonique.

I_n : Rapport entre le courant efficace à la fréquence n et le courant efficace total.

Une charge linéaire a un facteur K unitaire tandis qu'une charge non linéaire peut avoir un facteur K qui dépasse 20. De la même manière, on assigne un facteur K unitaire à un transformateur servant à alimenter une charge linéaire tandis qu'après essai, on assigne des facteurs K aux transformateurs spécialement conçus pour alimenter des charges non linéaires. Pour une application donnée, le facteur K du transformateur doit être supérieur au facteur K de la charge.

3.3.3 Transformateurs déphaseurs

Une autre solution pour la réduction des courants harmoniques est l'utilisation de transformateurs déphaseurs (figure 3.2). L'utilisation du transformateur triangle-triangle et du transformateur triangle-étoile pour alimenter les deux charges non linéaires identiques a pour effet d'éliminer les courants du 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques produits par ces charges. L'élimination de ces courants harmoniques est due au 30° de déphasage entre les connexions des deux transformateurs. Si les charges non linéaires sont identiques, les courants de 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques sont éliminés au point commun de raccordement. Dans le cas contraire, un résidu de ces courants harmoniques sera toujours présent sur le réseau. D'autres connexions de transformateurs déphaseurs peuvent être employées pour éliminer des harmoniques de rangs plus élevés.

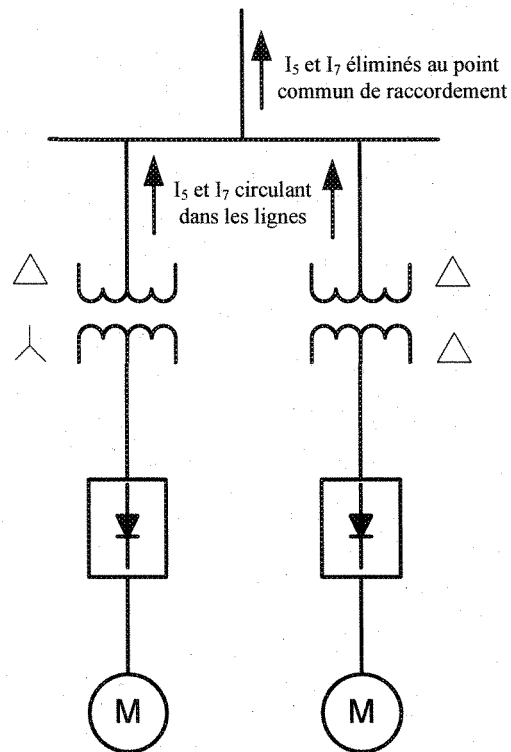


Figure 3.2 - Utilisation des transformateurs déphaseurs pour éliminer les 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques

3.4 Filtrage d'harmoniques

Les transformateurs déphaseurs et les transformateurs de neutre ne constituent pas les moyens les plus efficaces et usuels pour éliminer les harmoniques. En effet, ces montages ne fonctionnent que pour des charges qui sont équilibrées. La méthode la plus employée et efficace est celle du filtrage.

3.4.1 Filtrage passif

3.4.1.1 Principe de fonctionnement

Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée.

Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Une telle exigence de conception est généralement satisfaite à l'aide d'un logiciel de simulation. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée [2].

3.4.1.2 Classification des filtres passifs

Il est possible de classer les filtres passifs selon leur emplacement sur le réseau, leur mode de connexion, leur degré d'amortissement de même que leur fréquence de résonance.

Les filtres passifs peuvent se diviser en deux familles, soit les filtres parallèles et les filtres séries. Selon le type choisi, les harmoniques peuvent être (a) littéralement bloqués par une impédance série élevée entre le convertisseur et le réseau, (b) déviés par une faible impédance en parallèle ou (c) une combinaison des deux.

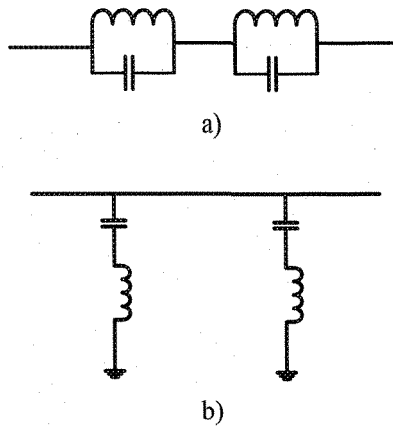


Figure 3.3 - a) Filtre série et b) Filtre parallèle

3.4.1.3 Filtre passif parallèle

Le filtre parallèle est utilisé exclusivement du côté alternatif pour deux raisons :

- 1) Il porte uniquement le courant harmonique et est lié à la terre.
- 2) À la fréquence fondamentale, il possède l'avantage de fournir de la puissance réactive.

Pour une efficacité équivalente au filtre série, le filtre parallèle est beaucoup moins cher. Le filtre parallèle est surtout utilisé dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques alors que le filtre série l'est pour les charges génératrices de tensions harmoniques [7].

3.4.1.4 Types de filtres parallèles

a) Filtre résonant

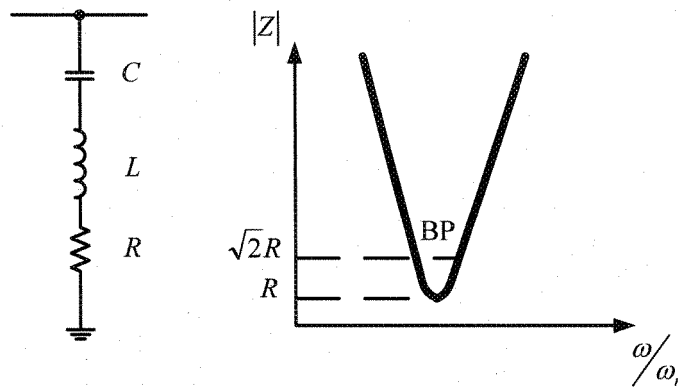


Figure 3.4 - Filtre résonant

Le filtre résonant a pour caractéristique une impédance très faible à un courant harmonique de rang déterminé. Le facteur de qualité (Q) détermine la précision du réglage de l'harmonique correspondant ainsi que son efficacité à l'éliminer. Ce qui implique un facteur de qualité élevé pour ce type de filtre. Pour chaque rang d'harmoniques à filtrer, nous devons compter trois branches shunt (un filtre shunt pour chaque phase). Le filtre résonant fournit une partie de la puissance réactive au convertisseur par ses capacités. L'inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C due à leur vieillissement et à leur qualité. Ces facteurs ont pour effet de créer un désaccord de l'ensemble. Afin d'éliminer un rang harmonique particulier, un filtre résonant ajusté pour cette fréquence doit être installé sur chacune des trois phases. De plus, l'ajout de ce type de

filtre peut causer des résonances parallèles avec l'impédance du réseau. Il y a également risque de résonance si deux filtres résonants ajustés à la même fréquence sont présents sur un même réseau. Il est donc particulièrement important d'avoir une bonne connaissance du comportement du réseau sous l'effet d'harmoniques avant l'installation de ce type de filtre.

b) Filtre amorti

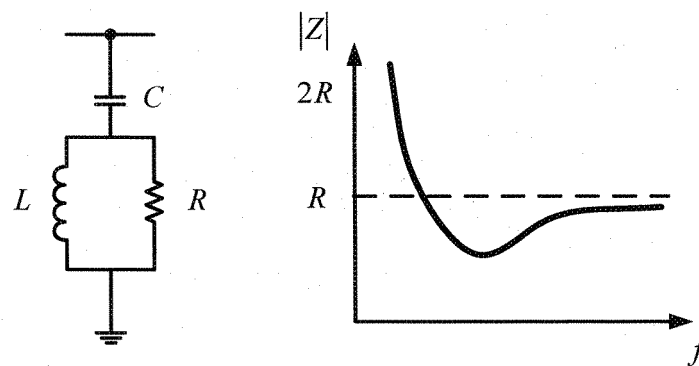


Figure 3.5 - Filtre amorti

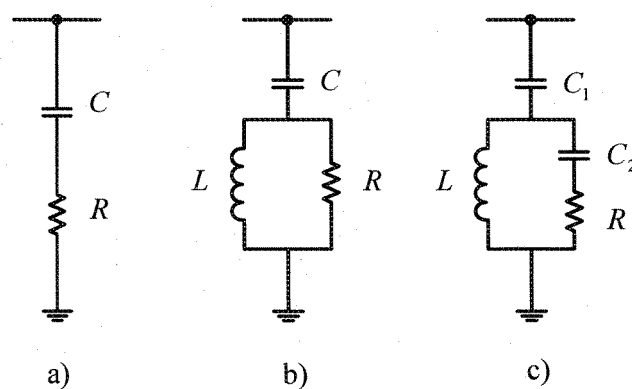


Figure 3.6 - Types de filtre amorti

On distingue trois types de filtre amorti, les filtres amortis de premier ordre a), les filtres amortis de second ordre b) et les filtres de troisième ordre c). Les filtres amortis offrent plusieurs avantages :

- 1) Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux tolérances des composantes, etc.
- 2) Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.
- 3) L'usage de multiples filtres résonants peut provoquer des résonances parallèles entre les filtres et l'admittance du réseau. Dans ce cas, l'usage d'un ou de plusieurs filtres amortis est préférable.

Les principaux désavantages du filtre amorti sont les suivant :

- 4) Pour atteindre des performances similaires au filtre résonant, le filtre amorti doit être conçu pour un taux de puissance apparente (S) élevé, bien que dans la plupart des cas de bonnes performances peuvent être obtenues avec la limite requise pour la compensation du facteur de puissance.
- 5) Les pertes dans la résistance sont généralement élevées.

Le filtre de premier ordre n'est pas très utilisé, car il exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Le filtre de second ordre fournit de meilleures performances de filtrage, mais avec des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale que le filtre de troisième ordre. Ces deux derniers sont en général conçus avec un faible facteur de qualité Q compris entre 0,7 et 1,4. Le principal avantage du filtre amorti de troisième ordre sur le deuxième ordre est une réduction substantielle des

pertes à la fréquence fondamentale en raison de l'impédance accrue à cette fréquence provoquée par la présence du condensateur C_2 . De plus, la taille de C_2 est petite comparativement à C_1 .

En pratique, il est courant de mettre en œuvre :

- Des filtres résonants accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections de courant sont importantes.
- Un filtre amorti pour limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (rangs > 11).

La figure ci-dessous illustre un exemple de raccordement d'un tel montage sur un réseau monophasé.

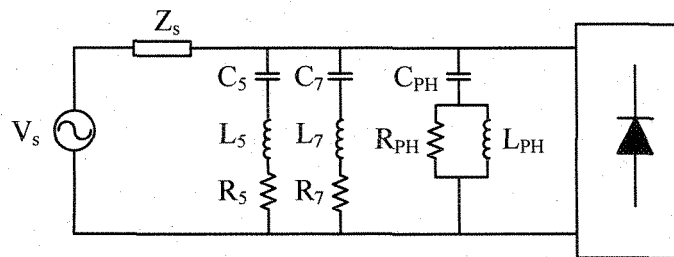


Figure 3.7 - Schéma monophasé d'un réseau avec deux filtres résonants et un filtre amorti

3.4.1.5 Coût du filtre passif

Le coût d'un filtre ca est de l'ordre de 5 à 15 % du coût de tout l'équipement de la station de conversion (ca/cc). Il est réparti entre la puissance réactive que doit générer le filtre et le filtrage des harmoniques, mais sans base logique de la division. Le but est donc de concevoir un filtre à coût minimum qui filtre adéquatement et qui fournit une partie de la

puissance réactive. Fait important à noter, la capacité représente environ 60 % du coût total du filtre. Avec ces données, une conception précise du filtre est bien justifiée.

3.4.1.6 Effet de l'impédance réseau sur le filtre passif

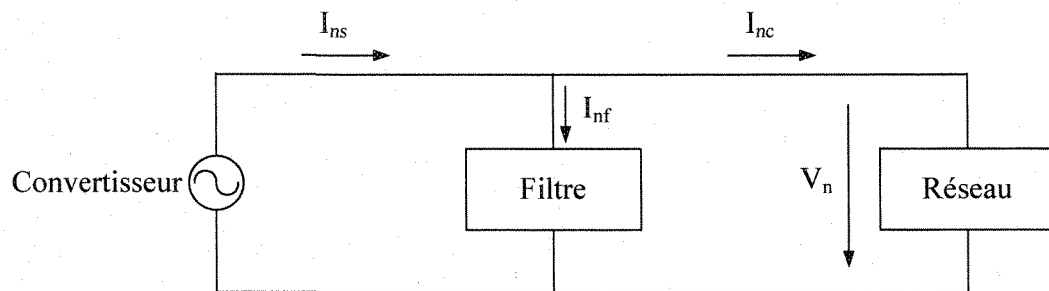


Figure 3.8 - Représentation du réseau côté *ca*

Dans la représentation schématique du réseau, le convertisseur est vu comme une source de courant harmonique (I_{ns}). Le courant harmonique généré par le convertisseur est considéré comme étant connu. Afin de le déterminer, une prise d'échantillons peut être effectuée, ou encore, il peut être obtenu par simulation numérique. La tension harmonique aux bornes du filtre et du réseau dépend de leur impédance respective. Puisque l'impédance du réseau soumise aux polluants harmoniques varie dans le temps et est rarement connue précisément, quelques cas extrêmes doivent être étudiés afin d'avoir une meilleure idée de son importance lors de la conception du filtre :

1. Si l'impédance du réseau est nulle, peu importe le rang de l'harmonique, c'est-à-dire que $V_n = 0$ et $I_{nc} = I_{ns}$, le filtre shunt n'a pas d'effet. Tous les harmoniques générés par le convertisseur vont dans le réseau. Cela signifie que l'impédance du

réseau est $Z_{nc} = 0$, ce qui n'est pas très réaliste. Si ce cas se présente, la solution serait d'appliquer un filtre série.

2. Dans le cas où l'impédance du réseau est infinie $Z_{nc} = \infty$, tous les courants harmoniques générés passent dans le filtre shunt. Ce qui signifie que $I_{nc} = 0$, $I_{nf} = I_{ns}$ et $V_n = Z_{nf}I_{ns}$. Le filtre est considéré ici comme parfait. Ce cas est également très peu réaliste.
3. Dans le cas très pessimiste où le réseau et le filtre sont en résonance parallèle. Il en résulterait une impédance très élevée, ce qui provoquerait des valeurs harmoniques de V_n , I_{nc} et I_{nf} très élevées.

Comme nous pouvons le constater, l'impédance du réseau a un impact majeur sur la conception et le dimensionnement du filtre passif. Il est important d'avoir une bonne connaissance des paramètres composant le réseau lors de cette étape afin d'obtenir un filtre efficace et qui ne risque pas d'entrer en résonance avec l'impédance du réseau [2].

3.4.2 Filtrage actif

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par *H. Sasaki* et *T. Machida* en 1971 [8]. Dans ces années, le filtrage actif ne connaissait que des progrès au stade théorique en laboratoire. La technologie des semi-conducteurs n'était pas encore assez développée pour l'implantation pratique du principe de compensation. Quelques années plus tard, la technologie des semi-conducteurs de puissance connaissait

une éclosion remarquable. Ce phénomène a stimulé l'intérêt dans la recherche du filtrage actif pour la compensation d'harmoniques.

En plus de la technologie de commande de modulation en largeur d'impulsion (MLI), le développement de l'étude théorique a rendu possible leur matérialisation au niveau pratique. Au début des années 1990, le filtre actif a connu un regain d'intérêts. Il a été démontré que ses performances de compensation d'harmoniques sont supérieures à celles d'un filtre passif *LC* classique [23].

De nos jours, les filtres actifs ont atteint une maturité technologique sans précédent. Ils peuvent faire la compensation d'harmoniques, de puissance réactive et/ou de courant de neutre. Ils ont évolué dans le dernier quart de siècle au niveau de la variété de leur configuration, de leur stratégie de commande et de leurs semi-conducteurs de puissance. Les filtres actifs sont maintenant utilisés dans d'autres domaines que la compensation d'harmoniques. On les utilise maintenant dans la régulation de tension, pour supprimer le papillotement de la tension et pour améliorer l'équilibre des phases *a-b-c* des systèmes de distribution triphasés [9,10,11].

3.4.2.1 Principe de fonctionnement du filtre actif

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance. Alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant ou une tension dont le contenu harmonique dépend uniquement de la loi de commande de commutation des interrupteurs [12]. Les filtres actifs agissent donc

comme des sources de tension ou de courant harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal.

Le filtre actif peut être connecté au réseau en série ou en parallèle, suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques.

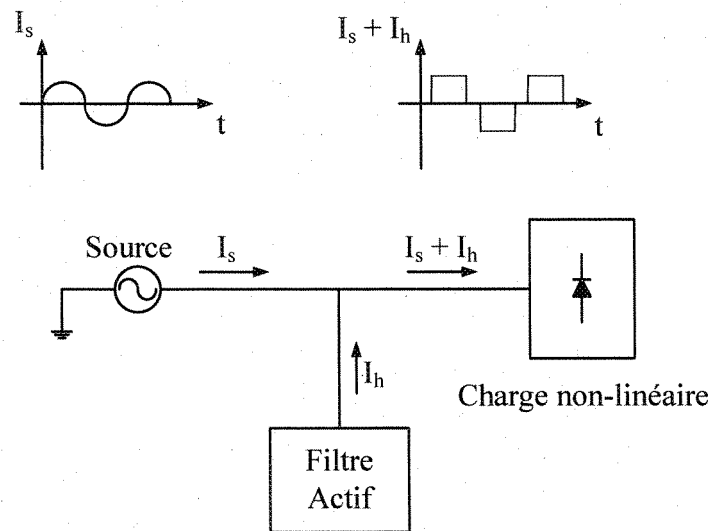


Figure 3.9 - Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle

où : I_s : Courant de source sinusoïdale (fondamental).

I_h : Courants harmoniques.

3.4.2.2 Classification des filtres actifs

Les filtres actifs peuvent être classifiés à partir du type de convertisseur qu'ils utilisent, de leur topologie ou encore de leur nombre de phases. Nous nous limiterons ici à la classification selon leurs différentes topologies. Suivant leurs topologies, les FA peuvent être en série, en parallèle ou mixtes [9].

a) *Filtre actif série*

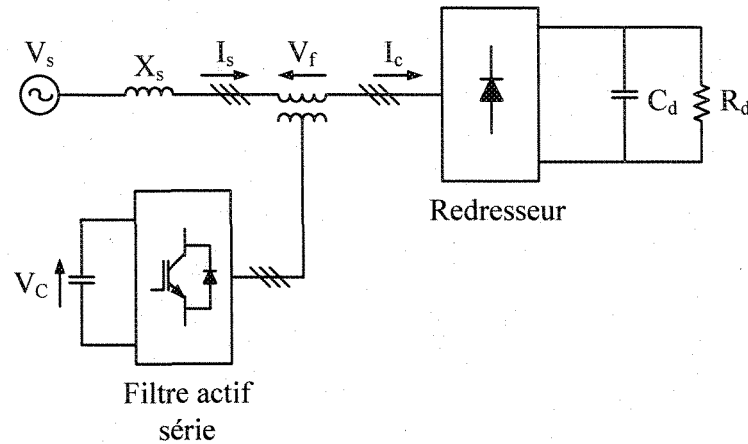


Figure 3.10 - Filtre actif série

Le filtre actif série (FAS) est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du FAS. En d'autres mots, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable. Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques [13,14,15].

b) Filtre actif parallèle

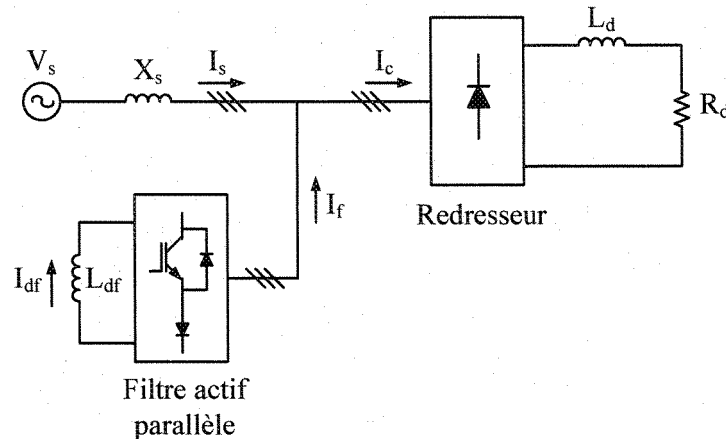


Figure 3.11 - Filtre actif parallèle

Contrairement au FAS, le filtre actif parallèle (FAP) est surtout utilisé pour éliminer les courants harmoniques engendrés par les charges génératrices de courants harmoniques. Il peut cependant, dans certaines conditions, être utilisé pour compenser la puissance réactive (STATCOM), pour amortir les résonances parallèle ou série dues à l'interaction entre la ligne et le filtre passif et pour balancer des courants déséquilibrés. Le FAP est un onduleur modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui est placé en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge. Le FAP agit comme une source de courant harmonique réglable [9,13,14,15].

c) Conditionneur universel de la qualité d'onde

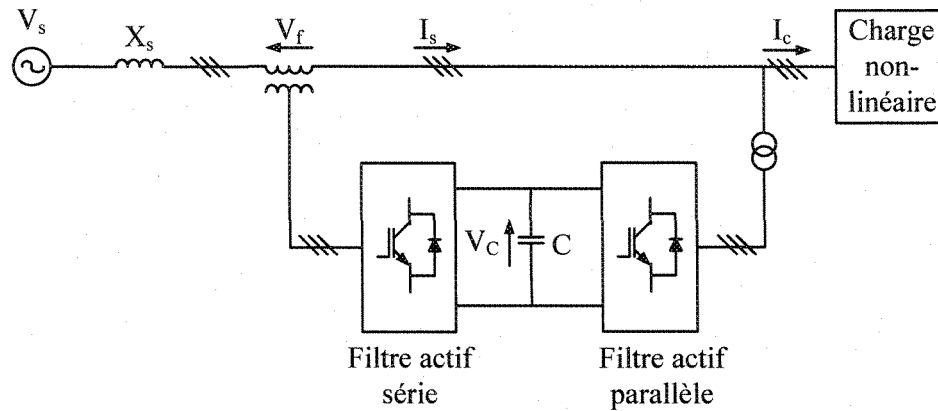


Figure 3.12 - Conditionneur universel de la qualité d'onde

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle se nomme : conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC), de son origine anglaise, « Unified Power Quality Conditionner ». Cette structure permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (compensation d'harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le FAS a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le rôle du FAP est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de faire la régulation de la capacité du côté cc entre les deux filtres actifs [9,16].

d) Filtre actif hybride

Également, il y a l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques.

Plusieurs combinaisons de filtres hybrides sont possibles [9,14]. Il est à noter que très peu de structures hybrides ont été réalisées au niveau pratique. Nous nous contenterons ici d'en exposer quelques-unes parmi les plus connues.

d.1) Filtre hybride parallèle

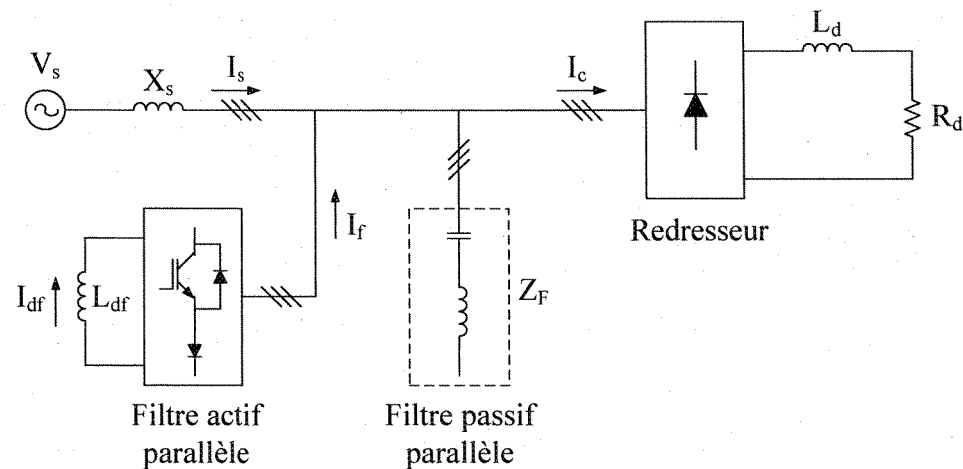


Figure 3.13 - Filtre hybride parallèle

Dans cette topologie, le filtre passif parallèle (FPP) est davantage approprié pour la compensation d'harmoniques de faible rang (5^{ième} et 7^{ième} rangs par exemple). Pour ce qui

est du FAP, il est davantage approprié pour la compensation des harmoniques de rang élevé. Donc, lors de la conception de ce type de filtre, il est important de bien faire le partage de compensation entre les deux filtres. En outre, le FAP peut être utilisé pour éliminer la résonance entre l'impédance de source et le FPP. Le FAP agit dans ce cas comme une résistance variable qui amortit les harmoniques [13].

d.2) Filtre hybride série

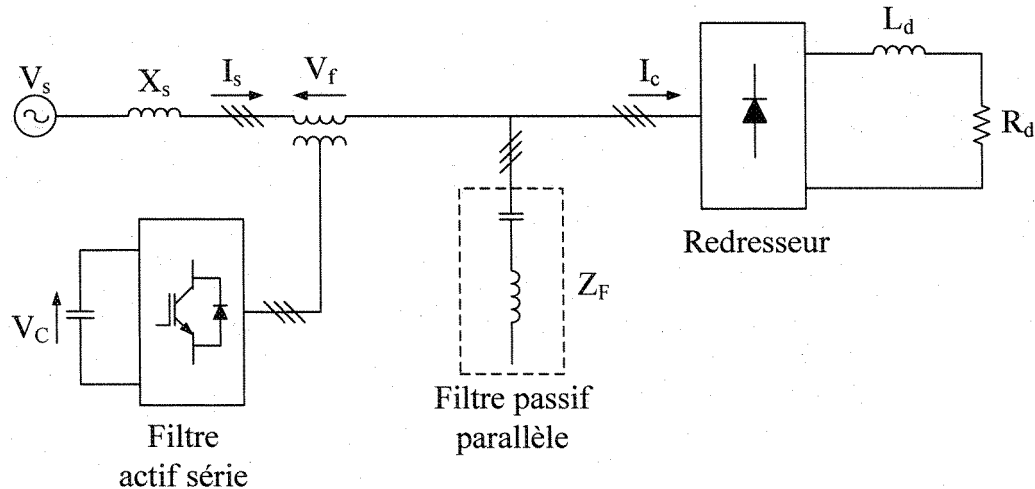


Figure 3.14 - Filtre hybride série

Le filtre hybride série est composé d'un FAS et d'un FPP. Le FAS est utilisé pour éliminer les problèmes (comme la résonance et l'influence de l'impédance de source) engendrés par le FPP et améliorer les performances de compensation. Le FPP a pour rôle de dévier les courants harmoniques par sa capacité de modifier localement l'impédance du réseau [13].

3.4.2.3 Coût du filtre actif

Le coût du filtre actif varie principalement en fonction de la taille de son élément de stockage d'énergie, du nombre de semi-conducteurs qu'il contient ainsi que de sa topologie.

Pour les applications de faibles et moyennes puissances, l'élément de stockage d'énergie capacitif s'avère plus efficace et moins coûteux que l'élément de stockage d'énergie inductif. De façon complémentaire, l'élément de stockage d'énergie inductif, composé d'une bobine supraconductrice, est plus fiable dans les applications de haute puissance. Pour ce qui est du dernier point, il est à noter que des améliorations doivent encore être faites, car les bobines supraconductrices sont encore au stade de recherche.

Comme nous venons juste de le voir, la topologie du filtre actif joue un grand rôle dans le coût en amenant des économies potentielles du montage. La topologie hybride, de son côté, permet de réduire les coûts du filtre actif (réduction de la taille de l'élément de stockage d'énergie) puisque la majorité de la compensation harmonique est effectuée par le filtre passif.

3.4.2.4 Effet de l'impédance du réseau sur le filtre actif

L'effet de l'impédance du réseau est moindre que dans le cas du filtre passif. Le risque de résonance entre le filtre actif et l'impédance du réseau est inexistant. Ceci n'est pas un facteur aussi déterminant lors de la conception, mais l'efficacité de compensation

d'harmoniques du filtre actif est tout de même reliée à l'impédance du réseau et aussi par le type de charges génératrices d'harmoniques [7,14].

3.5 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif

Le tableau ci-dessous illustre les différents avantages et inconvénients majeurs des deux types de dispositif de filtrage :

Tableau 3.1 : Comparaisons entre le filtre passif et le filtre actif

| Caractéristiques | Filtre passif | Filtre actif |
|---|---|--|
| Adaptation à l'évolution de la charge et du réseau | Non | Oui, se fait automatique. |
| Limite de compensation de rang harmonique | -Le filtre résonant ne compense qu'un rang harmonique à la fois. -Le filtre amorti compense dans la limite de sa bande passante. | Compense dans la limite de sa bande passante qui est déterminée par la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs de son onduleur. |
| Risque de résonance entre le filtre et le réseau | Oui | Non |
| Compensation de puissance réactive | Oui | Oui, mais à coût plus élevé que pour le filtre passif. |
| Possibilité de surcharge lorsque le courant harmonique dépasse le dimensionnement du filtre | Oui | Non |
| Compensation dans les réseaux haute puissance | Oui | Oui, mais à coût très élevé |

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différents moyens de mitigation contre la pollution harmonique. Le surdimensionnement des éléments composant le réseau,

le transformateur de mise à la terre, les transformateurs déphaseurs, le filtrage passif et le filtrage actif sont toutes des méthodes qui sont utilisées pour minimiser les harmoniques et certaines de leurs conséquences. Le filtrage passif ainsi que le filtrage actif se sont clairement démarqués dans le monde industriel lors des dernières décennies. De par ses avantages sur le filtre passif, le filtre actif constitue la voie par excellence pour, non seulement compenser les harmoniques, mais pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique. Le chapitre suivant traitera de la structure des filtres actifs et de leurs commandes.

CHAPITRE 4

STRUCTURE DU FILTRE ACTIF PARALLÈLE ET STRATÉGIES DE COMMANDE

4.1 Introduction

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties, soit d'une partie puissance et d'une partie commande (figure 4.1). La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. La partie commande, sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur de la partie puissance. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique.

Les objectifs du présent chapitre sont de comprendre la structure du filtre actif parallèle ainsi que son fonctionnement général. Nous examinerons le rôle des multiples éléments le composant et aussi, nous ferons un survol des principaux types de commande qui ont été élaborés dans l'histoire du filtrage actif.

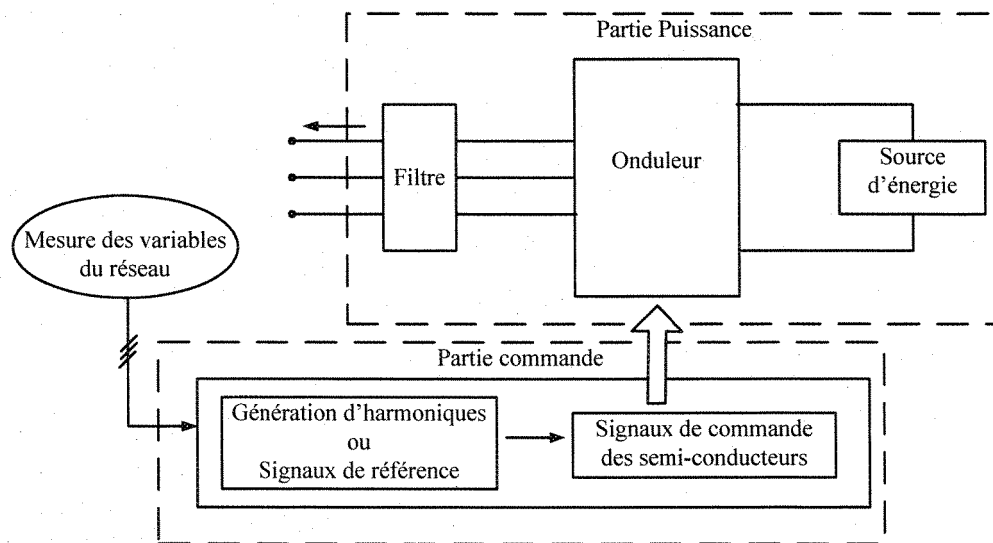


Figure 4.1 - Structure générale d'un filtre actif parallèle

4.2 Structure du filtre actif

L'onduleur est la partie essentielle du filtre actif. Dépendamment du type de filtre de couplage le reliant au réseau ainsi que de l'élément passif qui lui sert de source d'énergie, il s'agira d'un onduleur de tension ou de courant. L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. En pratique, suivant le type de correction à apporter au réseau, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur commande.

La source d'énergie composant le filtre peut être une source de tension ou de courant. Comme l'onduleur n'a pas à fournir de puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [12,18]. Cet élément de stockage d'énergie n'a pas besoin d'être lui-même alimenté par une source continue. La raison est que le filtre actif peut être contrôlé de manière à suppléer aux pertes de sa source d'énergie à partir du courant fondamental généré par la source du réseau auquel il est connecté [12,15,17-20].

4.2.1 Filtre actif parallèle à structure de tension

La figure 4.2 illustre le filtre actif parallèle à structure de tension. La capacité et l'inductance de couplage caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est la capacité C qui doit délivrer une tension à valeur quasi constante. La

fluctuation de cette tension doit être faible. Elle ne doit pas dépasser la limite de tension supportable par les semi-conducteurs. De plus, pour une inductance L_f donnée, cette tension ne doit pas être inférieure à une certaine limite, car cela affecterait les performances de compensation du filtre actif [17,18]. L'inductance par laquelle l'onduleur est relié au réseau sert à filtrer les courants harmoniques hautes fréquences. Ces courants harmoniques sont causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur.

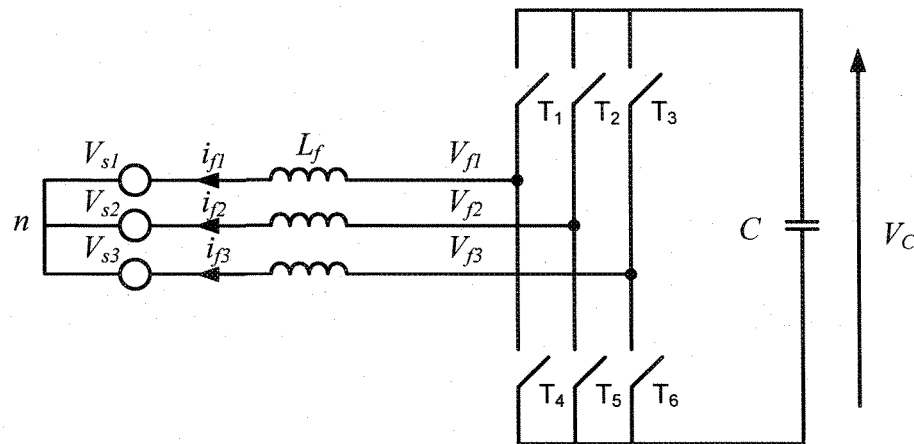


Figure 4.2 - Filtre actif parallèle à structure de tension

Pour la structure de tension, les interrupteurs sont unidirectionnels en tension et doivent être réversibles en courant. Pour y parvenir, les éléments semi-conducteurs composant l'onduleur doivent être associés en parallèle avec des diodes. Ces semi-conducteurs sont commandés à la fermeture et à l'ouverture.

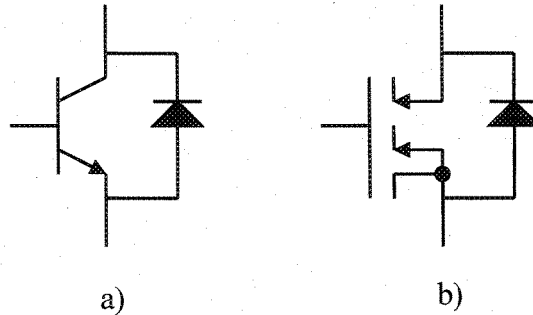


Figure 4.3 - Semi-conducteurs servant d'interrupteur au filtre actif en tension : a) transistor bipolaire, b) transistor IGBT

Cette structure ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur. Par contre, dans certains cas, ils peuvent être tous les deux ouverts (temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras. En pratique, on commande les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Les états des interrupteurs équivalents ne dépendent pas du sens des courants. Ils sont uniquement contrôlés par la commande. Le mode où les semi-conducteurs d'un même bras sont ouverts tous les deux n'existe que durant les commutations afin d'éviter les court-circuits. Le tableau 4.1 montre les combinaisons possibles des tensions V_{f1} , V_{f2} et V_{f3} .

Tableau 4.1 : Tensions générées par l'onduleur à structure de tension

| Numéro de l'état | Interrupteurs fermés | V_{f1} | V_{f2} | V_{f3} |
|------------------|--|-----------|-----------|-----------|
| 1 | T ₄ , T ₅ , T ₆ | 0 | 0 | 0 |
| 2 | T ₁ , T ₅ , T ₆ | $2V_c/3$ | $-V_c/3$ | $-V_c/3$ |
| 3 | T ₂ , T ₄ , T ₆ | $-V_c/3$ | $2V_c/3$ | $-V_c/3$ |
| 4 | T ₁ , T ₂ , T ₆ | $V_c/3$ | $V_c/3$ | $-2V_c/3$ |
| 5 | T ₃ , T ₄ , T ₅ | $-V_c/3$ | $-V_c/3$ | $2V_c/3$ |
| 6 | T ₁ , T ₃ , T ₅ | $V_c/3$ | $-2V_c/3$ | $V_c/3$ |
| 7 | T ₂ , T ₃ , T ₄ | $-2V_c/3$ | $V_c/3$ | $V_c/3$ |
| 8 | T ₁ , T ₂ , T ₃ | 0 | 0 | 0 |

4.2.2 Filtre actif parallèle à structure de courant

Sur la figure suivante est illustrée le filtre actif parallèle à structure de courant. L'inductance et le filtre passe-bas de deuxième ordre de sortie caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est l'inductance (L_{df}) qui doit délivrer un courant continu de valeur quasi constante. Tout comme le filtre à structure de tension, la présence du filtre de couplage sert à filtrer les tensions harmoniques générées par les courants de l'onduleur. Les harmoniques près de la fréquence de résonance du filtre passe-bas $L_f C_f$ sont amplifiés et peuvent causer de graves dommages au montage. Dans le but de prévenir ce phénomène indésirable, des résistances peuvent être insérées dans le filtre passe-bas ou un contrôle approprié du courant, qui tient en compte la dérivée du courant instantané du filtre actif, peut être adopté [17].

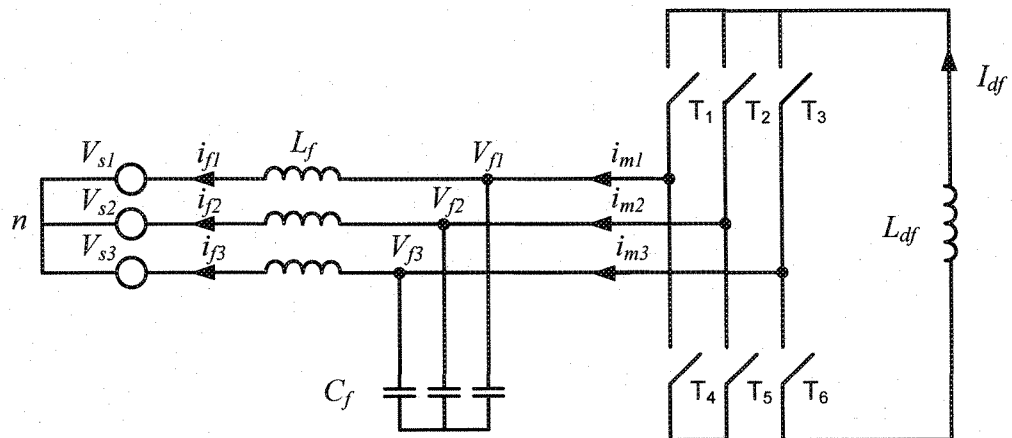


Figure 4.4 - Filtre actif parallèle à structure de courant

Les semi-conducteurs servant d'interrupteur à l'onduleur sont unidirectionnels en courant, mais bidirectionnels en tension. Ces semi-conducteurs se commandent en fermeture et en ouverture.

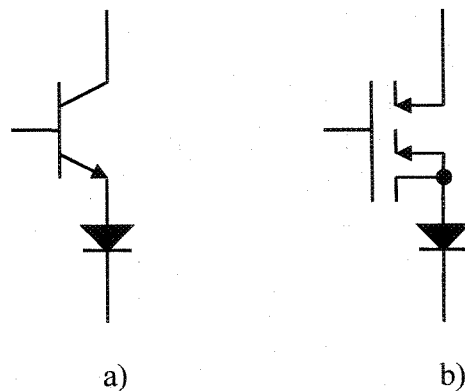


Figure 4.5 - Semi-conducteurs servant d'interrupteur au filtre actif en courant : a) transistor bipolaire, b) transistor IGBT

Pour que les états des interrupteurs ne dépendent que des signaux de contrôle, il faut commander un seul composant par demi-pont. Le mode où il y a deux composants d'un demi-pont simultanément conducteurs existe uniquement lors des passages de courant

d'une phase à l'autre. Des trois interrupteurs reliés à la même borne de la source de courant continu, il faut qu'il y en ait toujours un fermé pour que cette source de courant ne soit jamais en circuit ouvert [15]. Le tableau 4.2 montre les combinaisons possibles des courants i_{m1} , i_{m2} et i_{m3} .

Tableau 4.2 : Courants générés par l'onduleur à structure de courant

| Numéro de l'état | Interrupteurs fermés | i_{m1} | i_{m2} | i_{m3} |
|------------------|---------------------------------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | T ₁ , T ₅ | I_{df} | $-I_{df}$ | 0 |
| 2 | T ₁ , T ₆ | I_{df} | 0 | $-I_{df}$ |
| 3 | T ₂ , T ₆ | 0 | I_{df} | $-I_{df}$ |
| 4 | T ₂ , T ₄ | $-I_{df}$ | I_{df} | 0 |
| 5 | T ₃ , T ₄ | $-I_{df}$ | 0 | I_{df} |
| 6 | T ₃ , T ₅ | 0 | $-I_{df}$ | I_{df} |
| 7 | T ₁ , T ₄ | 0 | 0 | 0 |
| 8 | T ₂ , T ₅ | 0 | 0 | 0 |
| 9 | T ₃ , T ₆ | 0 | 0 | 0 |

4.2.3 Comparaison des structures de filtres actifs

a) Élément de stockage

La sélection de l'élément de stockage (C ou L_{df}) servant de source d'alimentation de l'onduleur en tension ou en courant est faite en fonction que le filtre actif soit capable de suivre sa référence. La source d'énergie doit être dimensionnée de manière à ce que la tension ou le courant qu'elle génère contient une fluctuation acceptable.

Dans le cas du filtre actif à structure de tension, pour assurer la continuité de courant à tout instant, la tension V_{Cmoy} doit être au moins égale à 3/2 de la valeur maximale

de la tension fondamentale du côté alternatif du réseau. Pour assurer la contrôlabilité du filtre durant les commutations du redresseur, V_{Cmoy} doit respecter la condition (4.1) pour un réseau triphasé avec un redresseur commandé six pulsations comme charge polluante [17,18] :

$$V_{Cmoy} \geq \sqrt{\sqrt{3}\pi V_{eff}} \sqrt{\cos(\alpha)^2 + [(k+1)\sin(\alpha) - \delta k]^2} \quad (4.1)$$

$$k = \frac{L_f}{L_s + L_c} \quad (4.2)$$

$$\delta = \sqrt{6} \frac{(L_s - L_c)}{\pi V_{eff}} \omega I_d \quad (4.3)$$

où : V_{eff} : Tension efficace du réseau.

ω : Fréquence angulaire du réseau.

α : Angle d'amorçage des thyristors du redresseur.

I_d : Courant moyen de charge redressé aux bornes du redresseur.

Une fois la tension V_{Cmoy} fixée, la dimension de la capacité peut être calculée en considérant une ondulation de tension ΔV_C acceptable :

$$C = \frac{\tilde{P}}{\omega V_{Cmoy} \Delta V_C} \quad (4.4)$$

où : \tilde{P} : Puissance harmonique générée par le filtre actif.

La puissance harmonique (\tilde{P}) du filtre actif est à l'origine de la fluctuation de l'énergie stockée dans le condensateur et par conséquent, de celle de la tension continue. Cette fluctuation est d'autant plus importante lorsque l'amplitude de la pulsation de

puissance est plus grande et que sa fréquence est plus faible. Pour cette raison, on peut l'estimer en ne tenant compte que des courants harmoniques des premiers rangs [18].

Tout comme le filtre actif à source de tension, les échanges d'énergie entre le réseau et le filtre actif à source de courant font varier la valeur du courant I_{df} de la source d'énergie. Pour assurer la continuité de courant à tout instant, le courant I_{dfmoy} doit être supérieur aux courants harmoniques générés par le filtre actif. Comme pour le cas précédent, la valeur de l'inductance L_{df} est déterminée par une ondulation de courant ΔI_{df} acceptable pour chaque cycle d'opération :

$$L_{df} = \frac{\tilde{p}}{\omega I_{dfmoy} \Delta I_{df}} \quad (4.5)$$

Les équations (4.4) et (4.5) nous montrent que pour avoir une faible oscillation de la tension ou du courant et également pour améliorer les performances du filtre actif, de larges capacités ou inductances doivent être utilisées. Ceci a pour conséquence d'augmenter le coût du filtre actif. Cependant, dans les applications de faibles et moyennes puissances, l'élément de stockage d'énergie capacitif s'avère plus efficace et moins coûteux que l'élément de stockage d'énergie inductif. De façon complémentaire, l'élément de stockage d'énergie inductif composé d'une bobine supraconductrice est plus fiable dans les applications de haute puissance.

b) Filtrage des harmoniques générées par le découpage de l'onduleur

Le filtre actif doit être connecté au réseau de distribution à travers un filtre passif de découplage. Le dimensionnement de ce filtre doit tenir compte de deux points importants :

- 1) Il doit fournir une atténuation suffisante des rebondissements causés par la commutation des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif.
- 2) Il doit préserver les performances du filtre actif.

Le filtre actif à structure de tension est couplé au réseau d'alimentation généralement par le biais d'un filtre passe-bas de premier ordre. Ce filtre est réalisé par une simple inductance de grande valeur. Cependant, une trop grande valeur d'inductance peut détériorer l'efficacité du filtrage si la tension du côté continu de l'onduleur n'est pas assez élevée. Afin de pallier à ce problème, un filtre passe-haut de troisième ordre servant à éliminer les harmoniques en haute fréquence peut être installé si nécessaire [17]. Il est à noter cependant qu'avec cette solution, le filtre produit deux fréquences de résonance, ce qui complique le contrôle du filtre actif.

Le filtre actif à structure de courant est couplé au réseau d'alimentation par le biais d'un filtre passe-bas du second ordre réalisé au moyen d'une inductance (L_f) et d'une capacité (C_f). Par la sélection d'une fréquence de coupure appropriée, ce montage permet un compromis raisonnable entre la bande passante du filtre actif et l'atténuation des courants harmoniques générés par l'onduleur.

c) Type de semi-conducteurs utilisés

Les semi-conducteurs utilisés par l'onduleur sont caractérisés par leur aptitude à supporter une tension et un courant maximal. Le dimensionnement de ces grandeurs dépend des circuits des deux côtés de l'onduleur (continu et alternatif), car ces derniers imposent les tensions et les courants des interrupteurs [15,17,18].

L'onduleur de tension utilise des semi-conducteurs réversibles en courant et unipolaires en tension. La tension que doivent supporter les semi-conducteurs composant l'onduleur de tension est limitée par la valeur cc de la tension V_c . L'intensité du courant qu'ils doivent supporter est imposée par le courant maximal généré par le filtre actif. Ils doivent être capables de supporter la valeur maximale du courant harmonique à compenser tout en tenant compte des courants harmoniques dus aux découpages. Le semi-conducteur le plus approprié dans la conception de l'onduleur est le transistor IGBT avec une diode antiparallèle.

Il est à noter que les thyristors classiques avec le circuit auxiliaire d'extinction ne sont plus très utilisés, on leur préfère ceux que l'on peut commander en ouverture et en fermeture comme les MOSFET, les IGBT et les GTO. Dépendamment de l'utilisation requise, le MOSFET est utilisé pour les faibles puissances, le transistor bipolaire ou IGBT pour les courants moyens et le thyristor GTO pour les grandes puissances.

De façon antagoniste, l'onduleur de courant utilise des semi-conducteurs réversibles en tension et unipolaires en courant. L'intensité du courant qu'ils doivent supporter est limitée par la valeur cc du courant I_{df} tandis que la tension qu'ils doivent supporter doit être au moins égale à celle de la ligne d'alimentation. Suivant ce mode de fonctionnement, le

semi-conducteur de prédilection sera le thyristor GTO ou le transistor IGBT avec une diode connectée en série à la cathode servant de protection contre les surtensions.

d) Commande et protection

Pour la structure en tension, le contrôle du courant de compensation généré par l'onduleur est réalisé par les tensions de ce même onduleur. La commande est par conséquent plus lente. Par mesure de protection, il convient d'insérer un temps mort lors du passage du courant entre deux interrupteurs d'un même bras.

Pour le filtre à structure de courant, la commande est rapide et précise. Cette structure ne nécessite pas, de façon générale, de protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs d'un demi-pont [15,17-19].

4.3 Commande des filtres actifs

Comme nous le voyons à la figure 4.1, la partie commande se divise généralement en deux parties. La première, qui est d'une grande importance pour les performances du filtre, est la génération des signaux harmoniques de référence. La seconde est la génération des signaux de contrôle servant à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs. Ces deux parties sont cruciales au niveau de la performance du filtre actif. Il est à noter que la partie commande peut être réalisée à l'aide de composants analogiques et numériques telles que les micro-ordinateurs, DSP et FPGA.

4.3.1 Génération des signaux de référence

La génération de signaux de référence servant au contrôle de l'ouverture et de la fermeture des semi-conducteurs de l'onduleur est réalisée à l'aide d'algorithmes de contrôle que l'on peut classer dans les domaines temporels, fréquentiels ou autres.

a) Algorithmes de contrôle dans le domaine fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal pour en extraire les harmoniques de compensation. En utilisant la transformée de Fourier discrète (TFD), le signal pollué est mesuré sur un cycle complet, puis est converti dans le domaine fréquentiel, ce qui permet l'élimination de la composante fondamentale par l'application d'un filtre. Par la suite, l'application de la TFD inverse reconvertit le signal dans le domaine temporel et sert de signaux de compensation. La majorité des autres méthodes de génération d'harmoniques dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD. Nous parlons ici de la transformée de Fourier rapide (TFR) et de la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) [21,22] qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la TFD. Le désavantage de l'application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel est une augmentation considérable de ressources au niveau informatique. Avec l'augmentation du nombre d'harmoniques de rang élevé à éliminer, le nombre de calculs augmente également, ce qui résulte en des temps de réponse élevés [10].

b) Algorithmes de contrôle dans le domaine temporel

Les méthodes de contrôle dans le domaine temporel sont basées sur la comparaison instantanée des signaux de compensation harmonique de référence, sous forme de tension ou de courant, aux signaux harmoniques réels. Le principe est de maintenir la tension ou le courant instantané de référence proche du signal réel avec une tolérance raisonnable. Le plus grand défi de cette approche est sans doute l'élimination de la composante fondamentale pour générer des signaux harmoniques de référence. La plus connue de ces stratégies qui a fait ses preuves, est sans doute la méthode des puissances instantanées [23-26]. D'autres méthodes sont aussi utilisées comme le référentiel synchrone $d-q$ [27], le contrôle par le flux de base [28], le filtre Notch [29], le contrôle P-I [30], le contrôle par mode de glissement [30] et bien d'autres encore [9]. Le grand avantage des méthodes temporelles est leur grande rapidité de correction de signal dans le réseau [10].

c) Autres algorithmes de contrôle

De nombreuses autres méthodes d'optimisation et d'estimation peuvent également être utilisées comme celle du filtre de Kalman [23]. Cependant, à l'heure actuelle, les principaux développements portent sur des méthodes non classiques basées sur la théorie des réseaux de neurones artificielles et de la logique floue. Ces méthodes permettent l'élaboration d'algorithmes de commande où l'équationnelle du système de commande n'est pas connue. Ces algorithmes de commande sont parfois utilisés en combinaison avec les méthodes déjà citées plus haut dans le but de les rendre plus performantes, alors que d'autres fois elles forment la partie commande en entier.

4.3.2 Génération des signaux de contrôle

Une autre étape importante est celle de la génération des signaux de contrôle des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif. Ces signaux de contrôle sont obtenus à partir des signaux de compensation des harmoniques que nous avons vus dans la section précédente. Une grande variété d'approches comme celle de l'hystérésis, la modulation en largeur d'impulsion (MLI), la modulation vectorielle dans l'espace, etc., sont des méthodes permettant le contrôle des semi-conducteurs du filtre actif [9-10]. La méthode de contrôle basée sur le principe de l'hystérésis est développée au chapitre suivant.

4.4 Conclusion

Le présent chapitre a montré les différentes structures du filtre actif parallèle ainsi que les différents éléments qui le caractérisent. Les critères de dimensionnement de ces éléments ont été vus. De plus, la revue littéraire a permis de constater la grande variété de types de commande existante. Selon le type de commande choisi, les performances du filtre actif s'en trouveront influencées ainsi que le type de compensation voulu. Dans le prochain chapitre, nous développerons et analyserons la théorie des différents algorithmes de commande choisis.

CHAPITRE 5

MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE DU FILTRE ACTIF À STRUCTURE DE TENSION

5.1 Introduction

Le présent chapitre vise plusieurs objectifs. Premièrement, faire l'étude des différents algorithmes de commande du filtre actif utilisés pour le présent projet ainsi que de la méthode utilisée pour générer les signaux de contrôle des semi-conducteurs de l'onduleur. Deuxièmement, présenter le réseau électrique utilisé. Pour terminer, comparer à l'aide de la simulation numérique les différents algorithmes de commande du filtre actif présentés dans le chapitre. La simulation de ces différents algorithmes de commande sera effectuée dans l'environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystems.

5.2 Génération de signaux de référence

Afin de générer les signaux de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour les algorithmes de commande suivants :

- 1 – Puissances instantanées
- 2 – Référentiel synchrone
- 3 – Filtre Notch
- 4 – Filtre de Kalman

5.2.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées

Dans [23-26], les auteurs ont proposé une toute nouvelle approche mathématique sur le sujet des puissances instantanées au début des années quatre-vingt. Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire.

Dans cet algorithme de contrôle (figure 5.2), les mesures des tensions et des courants exprimés sous forme triphasée ($a-b-c$) sont converties en système biphasé ($\alpha-\beta$) équivalent à l'aide de la transformée de Concordia qui laisse la puissance invariante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de façon équivalente en système biphasé par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Ce qui nous donne :

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad \text{Puissance réelle instantanée} \quad (5.4)$$

$$q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \quad \text{Puissance imaginaire instantanée} \quad (5.5)$$

La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être exprimées de la façon suivante :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (5.6)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (5.7)$$

Où \bar{p} et \bar{q} sont, de façon respective, les composantes des puissances moyennes actives et réactives correspondant au courant de charge fondamentale (60 Hz), alors que \tilde{p} et \tilde{q} correspondent aux composantes alternatives liées au courant harmonique. La compensation d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières :

$$p^* = \tilde{p}, \quad q^* = \tilde{q} \quad (5.8)$$

En conséquence, l'élimination de la composante fondamentale dans les équations 5.6 et 5.7 s'effectue à l'aide de deux filtres passe-bas de Butterworth (figure 5.1) d'ordre deux [26].

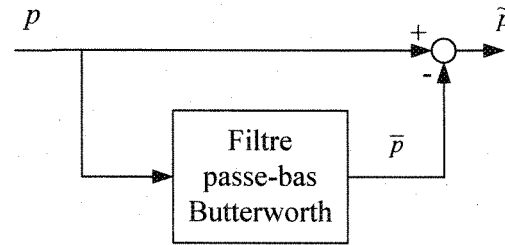


Figure 5.1 - Filtrage de la composante de la puissance continue

Les courants de compensation de référence se calculent par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

où :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

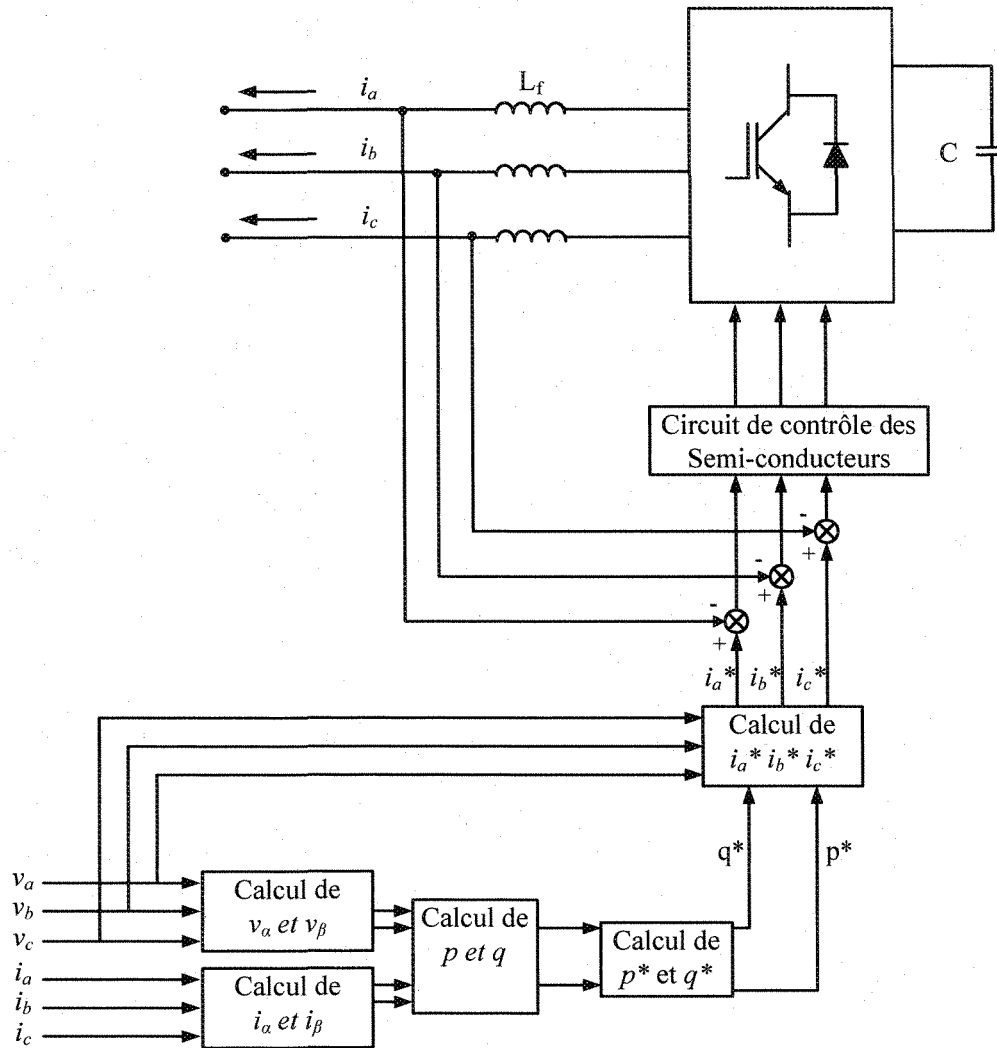


Figure 5.2 - Filtre actif commandé par la méthode des puissances instantanées

La méthode des puissances instantanées possède les quelques caractéristiques suivantes :

- Elle est une théorie inhérente aux systèmes triphasés.

- Elle peut être appliquée à tout type de systèmes triphasés (équilibré ou déséquilibré, avec ou sans harmonique).
- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple (elle n'est composée que d'expression algébrique et peut être implémentée à l'aide d'un processeur standard).

5.2.2 Algorithme de commande basé sur le référentiel synchrone

Dans [27], cette méthode appliquée pour le filtrage consiste à transformer les coordonnées $a-b-c$ du courant en coordonnées $d-q$ et ce, à l'aide de la transformée de Park (équation 5.11) en fixant la fréquence de celle-ci en synchronisme avec celle du réseau.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Le passage du courant dans la transformée de Park synchronisée avec la fréquence du réseau a pour effet de transformer la composante du courant fondamental en composante continue tandis que les composantes du courant harmonique subissent un décalage dans le spectre de fréquence. L'élimination de la composante continue est réalisée par l'ajout d'un filtre passe-haut (FPH). L'obtention du courant de référence s'obtient en effectuant la

transformée inverse de Park (équation 5.12) toujours en synchronisme avec la fréquence du réseau.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

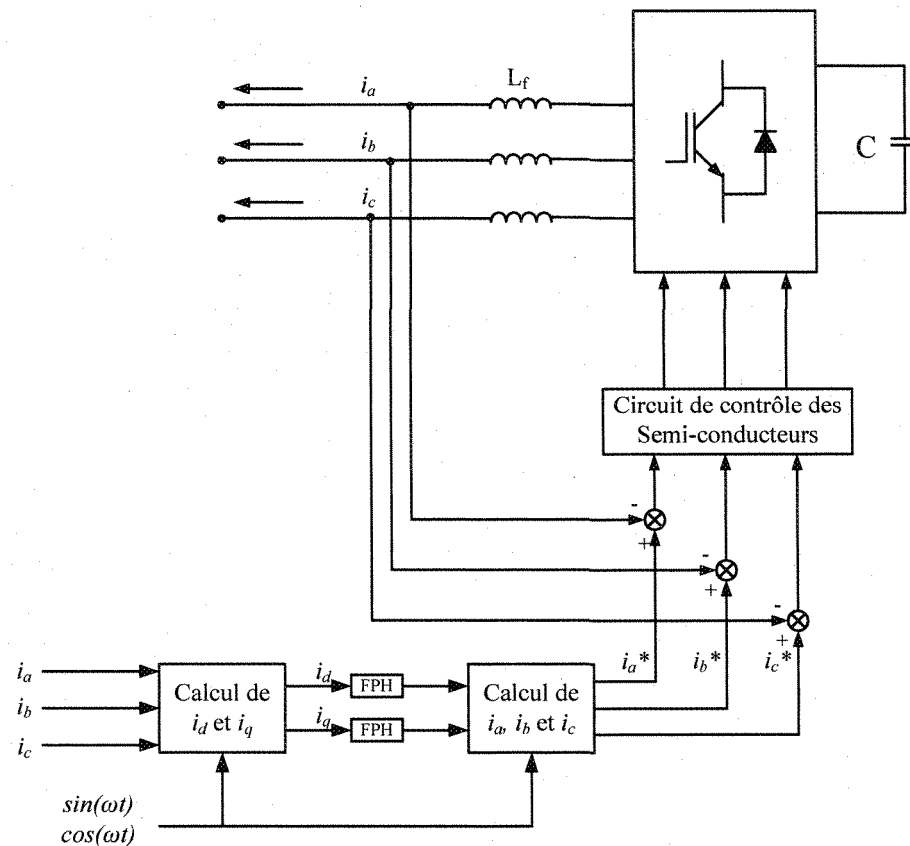


Figure 5.3 - Filtre actif commandé par la méthode du référentiel synchrone

Cet algorithme possède les quelques caractéristiques suivantes :

- Tout comme la méthode des puissances instantanées, cette méthode est inhérente aux systèmes triphasés.

- Elle peut être appliquée aussi bien aux systèmes triphasés équilibrés qu'aux systèmes triphasés avec neutre, déséquilibrés.
- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple.
- Découplage net entre le fondamental et les composantes harmoniques.

5.2.3 Algorithme de commande basé sur le filtre Notch

Dans ce type de commande le courant de charge est filtré par un filtre coupe-bande qui parfois est appelé filtre « notch » [29]. Ces filtres coupe-bande éliminent la composante fondamentale tout en laissant passer les composantes harmoniques. Ils ont, par conséquent, la même fréquence de coupure. Un simple filtre coupe-bande avec une bande passante de 40 Hz possède de bonnes caractéristiques isolantes. Le courant de référence ainsi créé permet la génération des signaux de commande des semi-conducteurs de l'onduleur. La fonction de transfert permettant la réalisation du filtre notch est la suivante :

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (5.13)$$

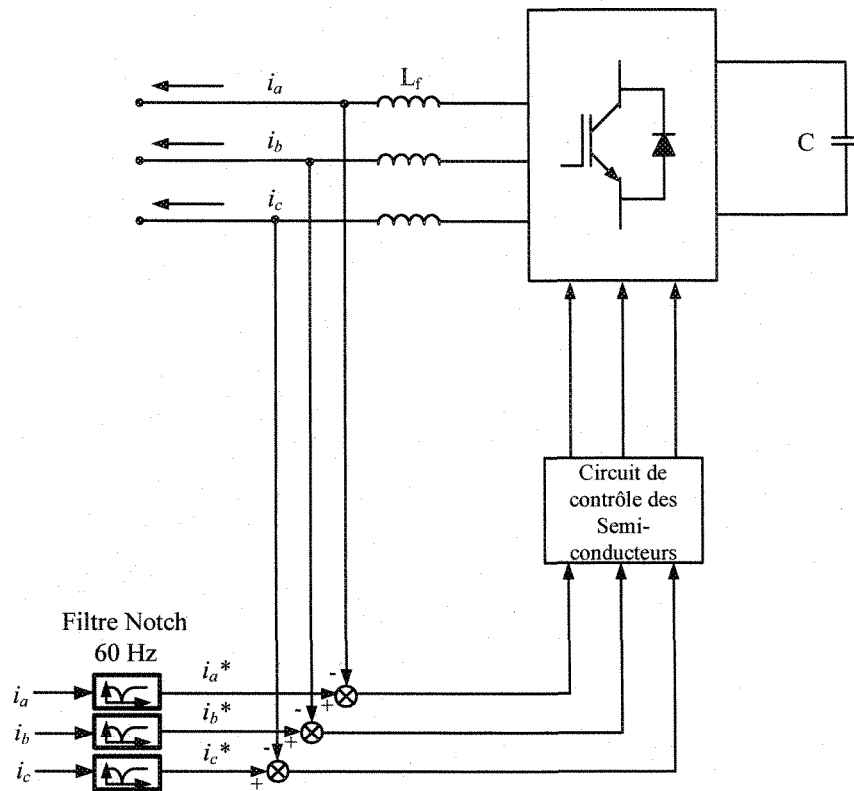


Figure 5.4 - Filtre actif commandé par la méthode du filtre Notch

Cette méthode possède les quelques caractéristiques suivantes :

- Elle s'applique sans problème aux systèmes monophasé, biphasé ou triphasé, équilibré ou non.
- Possède un bon temps de réponse lors de régime transitoire.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple.

- Découplage moins net entre le fondamental et les harmoniques. Risque d'atténuation des harmoniques de compensation du filtre actif.

5.2.4 Algorithme basé sur le filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état optimal récursif capable de produire un estimé des états qui ne sont pas, ou difficilement mesurable. Il utilise comme informations les entrées et les sorties du système qui sont bruitées. On suppose que ce bruit est blanc. Les matrices de covariance des bruits des mesures et du procédé servent d'ajustement pour la convergence. Cet algorithme convient donc très bien pour l'estimation d'harmoniques présents dans le courant appelé par des charges non linéaires [31].

5.2.4.1 Équations de base du filtre de Kalman

Dans notre système l'équation d'état est exprimée par :

$$x_{k+1} = \phi_k x_k + w_k \quad (5.14)$$

où : x_k est un vecteur d'état $n \times 1$ à l'étape k ;

ϕ_k est une matrice d'état de transition $n \times n$ à l'étape k ;

w_k représente le bruit du système (bruit blanc).

Le terme représentant le bruit blanc de l'équation d'état (5.14) peut être décrit par la matrice de covariance Q_k , où :

$$E[w_k w_i^T] = \begin{cases} Q_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (5.15)$$

L'équation d'observation du procédé est supposée se produire à des moments discrets dans le temps sous la forme :

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (5.16)$$

où : z_k est un vecteur d'état $m \times 1$ à l'étape k ;

H_k est une matrice $m \times n$ donnant une connexion idéale (sans bruit) entre la mesure et le vecteur d'état;

v_k est un vecteur de mesure $m \times 1$ du bruit supposé avoir une structure de covariance connue et non corrélée avec la séquence w_k .

Le bruit de mesure est habituellement décrit par sa matrice de variance R_k , où :

$$E[v_k v_i^T] = \begin{cases} R_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (5.17)$$

Q et R sont donc, respectivement la covariance de l'erreur du modèle et la variance de l'erreur de mesure.

Dans la prochaine section, nous examinerons comment élaborer les équations d'état requises par l'algorithme de Kalman pour l'estimation d'harmoniques contenus dans un signal pollué.

5.2.4.2 Représentation des équations d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps en utilisant une référence fixe

Considérons que notre signal est le suivant :

$$s(t_k) = A(t_k) \cos(\omega t + \theta)$$

Soit : $x_{1k} = A(t_k) \cos(\omega t_k + \theta) \quad x_{2k} = A(t_k) \sin(\omega t_k + \theta)$ (5.18)

À $t_{k+1} = t_k + \Delta t$, le signal peut être exprimé comme suit :

$$s(t_{k+1}) = A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) = x_{1_{k+1}} \quad (5.19)$$

$$x_{1_{k+1}} = x_{1k} \cos(\omega \Delta t) - x_{2k} \sin(\omega \Delta t)$$

De même que :

$$x_{2_{k+1}} = A(t_{k+1}) \sin(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) \quad (5.20)$$

$$x_{2_{k+1}} = x_{1k} \sin(\omega \Delta t) + x_{2k} \cos(\omega \Delta t)$$

Les variables d'état sont exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \Delta t) & -\sin(\omega \Delta t) \\ \sin(\omega \Delta t) & \cos(\omega \Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k \quad (5.21)$$

Avec l'équation de mesure :

$$z_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (5.22)$$

Donc, lorsque le signal contient n fréquences, le fondamental plus $n-1$ harmoniques,

la représentation des variables d'état prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & M_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n} \end{bmatrix} w_k \quad (5.23)$$

Où la composition des sous-matrices M_i est :

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega \Delta t) & -\sin(i\omega \Delta t) \\ \sin(i\omega \Delta t) & \cos(i\omega \Delta t) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

L'équation de mesure est donnée par :

$$z_k = H_k x_k + v_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (5.25)$$

5.2.4.3 Principe de l'algorithme basé sur le filtre de Kalman

Les équations d'état décrites dans la section précédente nous permettent de les implanter dans l'algorithme basé sur le filtre de Kalman pour l'estimation d'harmoniques présents dans un signal.

Pour débiter l'estimation récursive du filtre de Kalman (figure 5.5), il est nécessaire d'avoir un vecteur \hat{x}_0^- du processus initial ainsi qu'une matrice de covariance initiale associée P_0^- . Ces valeurs initiales permettent le calcul des équations de prédiction. Par la suite, à l'aide de ces équations de prédiction, le calcul des équations de correction peut être effectué.

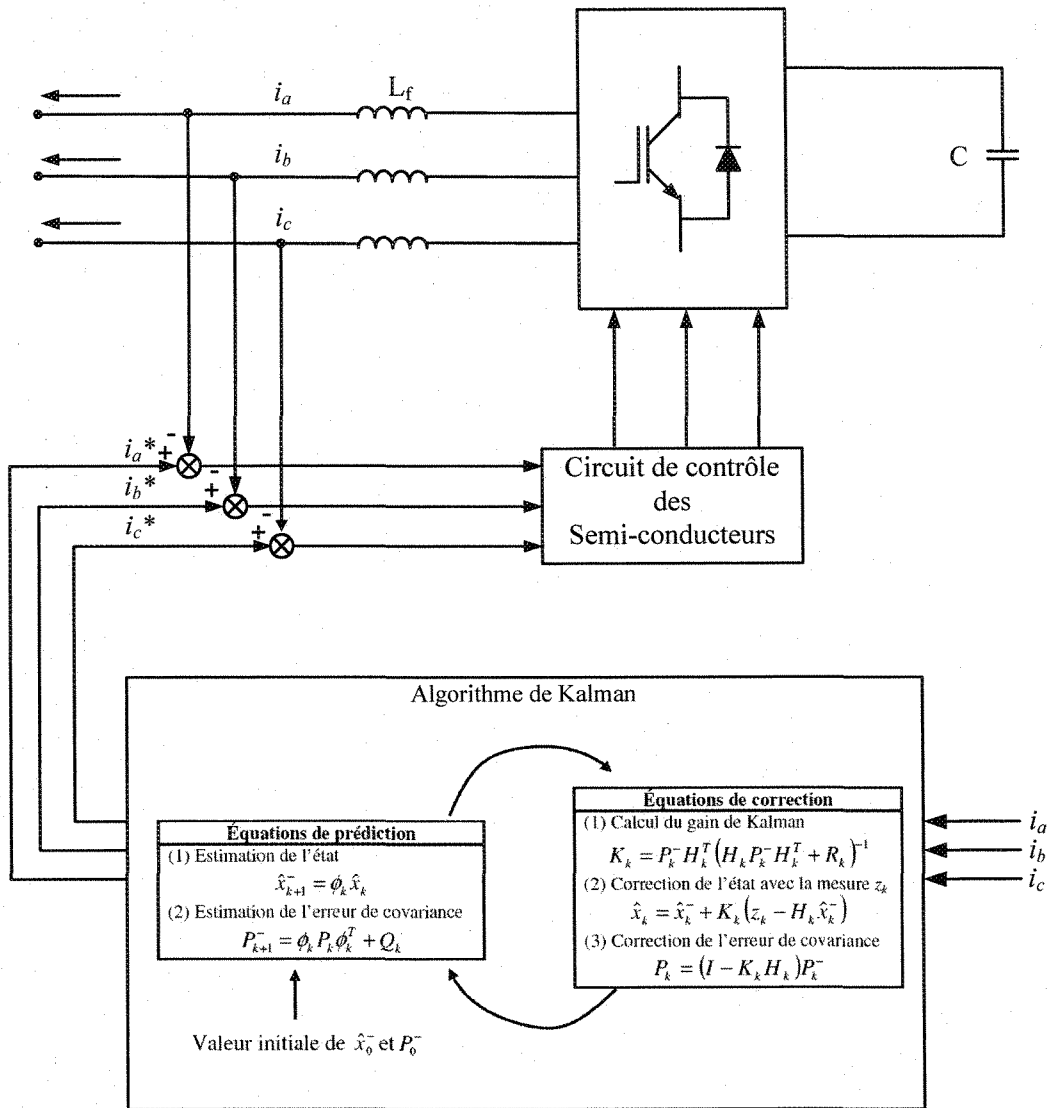


Figure 5.5 - Filtre actif commandé par l'algorithme de Kalman

La méthode de compensation d'harmoniques basée sur l'algorithme de Kalman possède les quelques caractéristiques suivantes :

- Elle s'applique sans problème aux systèmes monophasé, biphasé ou triphasé, équilibré ou non.

- L'algorithme de Kalman peut être utilisé, comme ici, pour l'estimation des harmoniques quand la fréquence fondamentale est fixe. Dans le cas contraire, le système est considéré comme non linéaire et la version étendue du filtre de Kalman (FKE) doit être utilisée afin de tenir compte des variations de fréquence du système.
- Possède un bon temps de réponse lors de régime transitoire.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la dimension des équations d'état.
- Méthode de calcul simple.
- Chaque nouvelle estimée d'état est calculée à partir de l'ancienne et d'une nouvelle donnée d'entrée. Seule l'ancienne estimée nécessite d'être stockée. L'algorithme est donc idéal pour une implantation sur ordinateur.
- Découplage net entre le fondamental et les harmoniques.

5.3 Génération des signaux de contrôle par hystérésis

Le principe de contrôle des courants par hystérésis est celui qui est utilisé dans le présent projet. Il consiste principalement à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation.

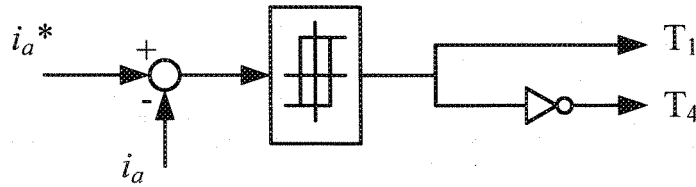


Figure 5.6 - Principe de contrôle du courant par hystérésis

Ce type de commande est robuste et facile à mettre en œuvre. Elle possède un bon temps de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité et une bonne précision. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les applications d'onduleurs contrôlés en courant dans les filtres actifs de puissance. Le principe de la commande des interrupteurs est illustré dans la figure ci-dessous :

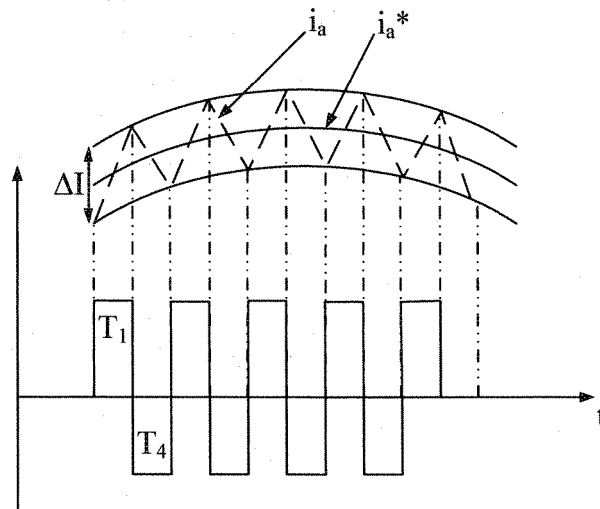


Figure 5.7 - Commande des interrupteurs par hystérésis

où ΔI est la largeur de bande hystérésis.

5.4 Comparaison des algorithmes de commande du filtre actif

Cette section est consacrée à la comparaison des différents algorithmes de commande du filtre actif qui ont été étudiés dans le présent projet. Comme illustré à la figure 5.8, les différents algorithmes de commande vus seront implantés sur le même réseau, dans l'environnement virtuel de MATLAB/Simulink/SimPowerSystems afin de comparer leur performance au niveau du temps de réponse en régime transitoire ainsi que de la qualité de compensation durant ce régime et en régime permanent.

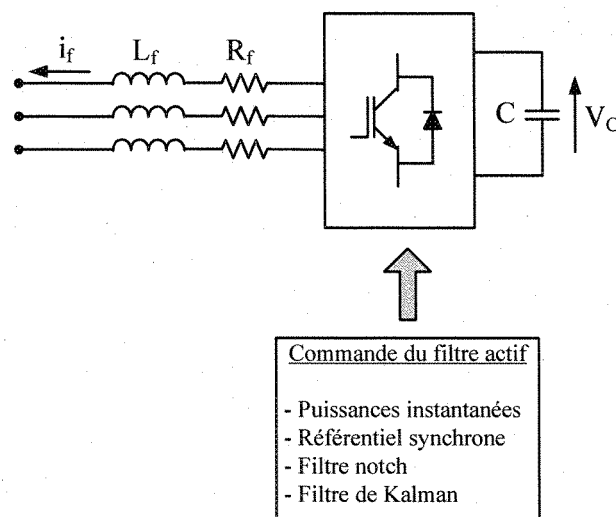


Figure 5.8 - Différents types de commande du filtre actif simulé

La figure 5.9 illustre le réseau utilisé dans le présent projet. Il s'agit d'un réseau standard triphasé composé d'une impédance d'entrée (Z_s), incluant l'impédance de source et de ligne. La charge non linéaire est représentée par le redresseur commandé à thyristors avec une charge RL série.

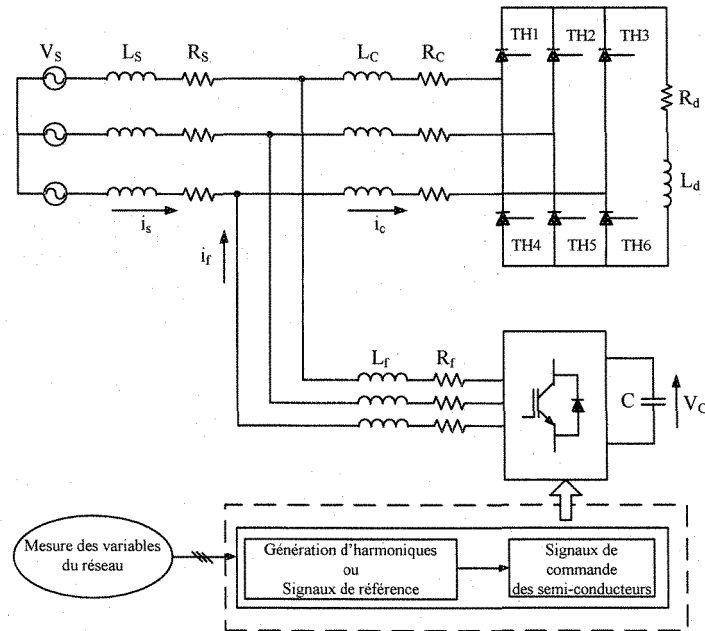


Figure 5.9 - Réseau utilisé pour la simulation

Les paramètres du réseau sont les suivants :

Réseau : $V_{S,eff(L-L)} = 480 \text{ V}$
 $f = 60 \text{ Hz}$
 $R_s = 0.5 \text{ m}\Omega$
 $L_s = 15 \text{ }\mu\text{H}$

Redresseur : $R_d = 25 \text{ }\Omega$
 $L_d = 50 \text{ mH}$
 $R_c = 1.2 \text{ m}\Omega$
 $L_c = 50 \text{ }\mu\text{H}$
 $\alpha = 0^\circ$ (initialement)

Filtre actif : $C = 310 \text{ }\mu\text{F}$
 $R_f = 1 \text{ m}\Omega$

$$L_f = 1500 \mu\text{H}$$

Commande par hystérésis : $\Delta I = 2 \text{ A}$

L'évaluation des performances du filtre actif concernant le temps de réponse en régime transitoire et de la qualité de compensation est réalisée en effectuant une brusque variation du courant de charge à un moment fixe. La variation du courant de charge est réalisée en faisant varier l'angle d'allumage des thyristors composant le redresseur (charge polluante) de 0° à 60° au temps $t = 0,15 \text{ s}$. Ci-dessous est affiché le courant de charge (i_c) subissant une brusque variation par le passage instantané à $t = 0,15 \text{ s}$ de l'angle d'allumage des thyristors de $\alpha = 0^\circ$ à 60° . Le taux de distorsion harmonique total (DHT) produit par la charge est de l'ordre de 30% en régime permanent. Il est supérieur lors du régime transitoire durant un court laps de temps.

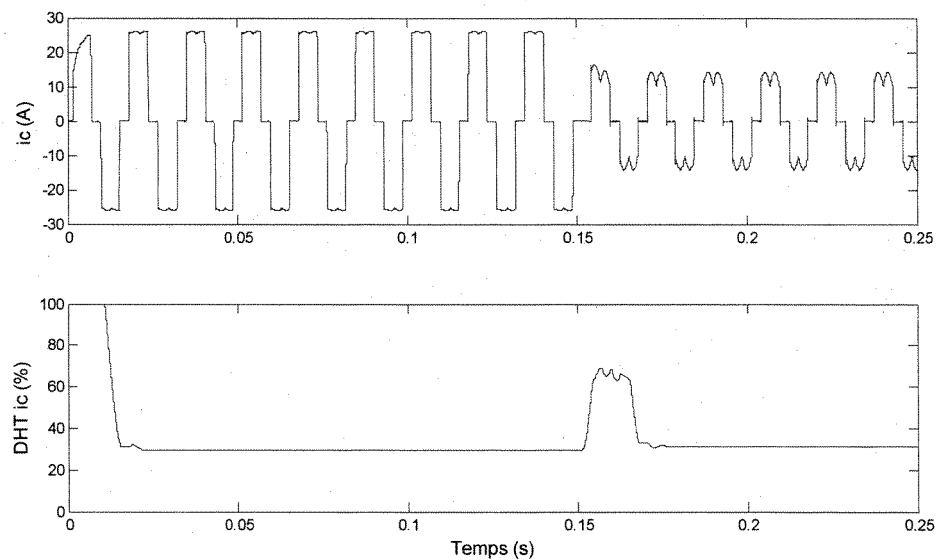


Figure 5.10 - Pollution harmonique générée par la charge non linéaire

5.4.1 Résultats des simulations

5.4.1.1 Commande basée sur l'algorithme des puissances instantanées

Le filtre actif commandé selon l'algorithme des puissances instantanées nécessite deux filtres passe-bas de Butterworth d'ordre deux (figure 5.1) afin d'éliminer les composantes de puissance moyenne des équations (5.6) et (5.7). La fréquence de coupure de ces filtres a été ajustée à 30 Hz.

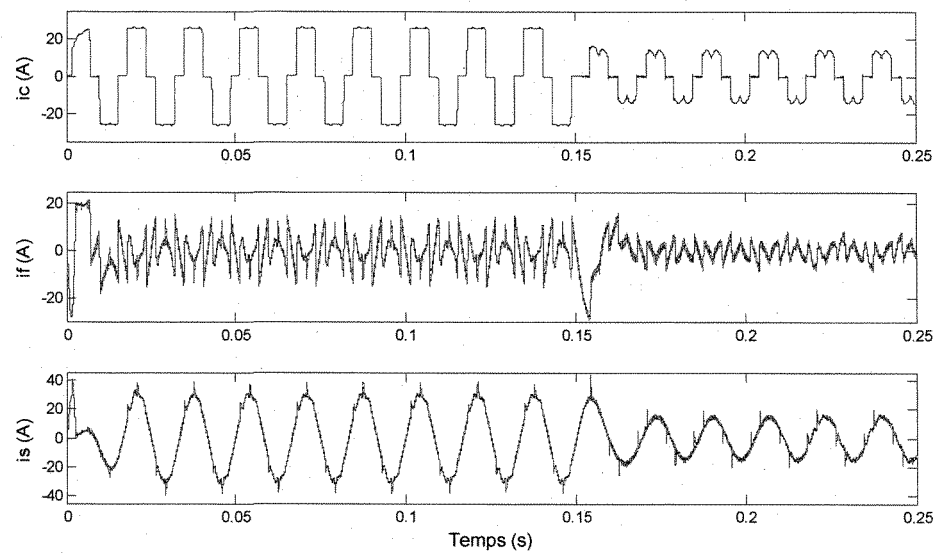


Figure 5.11 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur les puissances instantanées

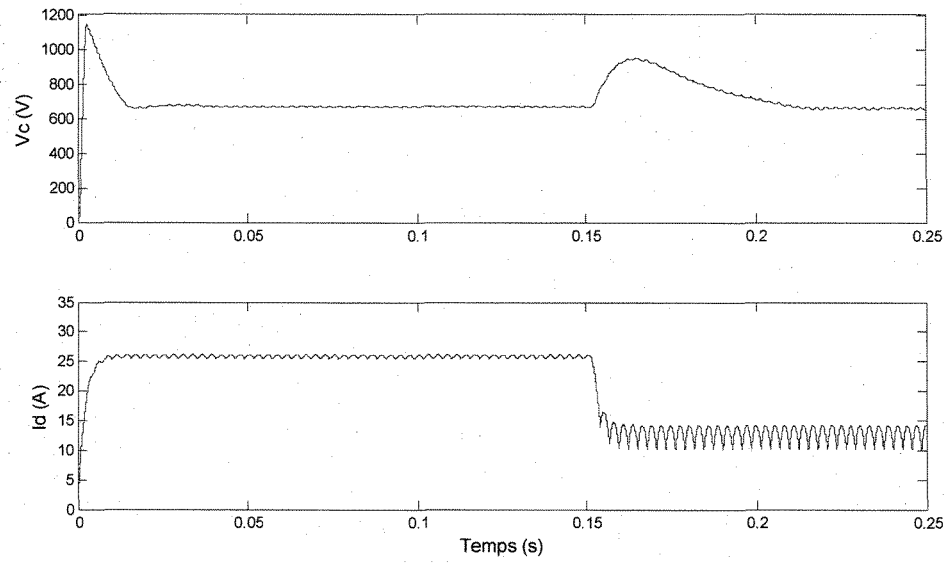


Figure 5.12 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur les puissances instantanées

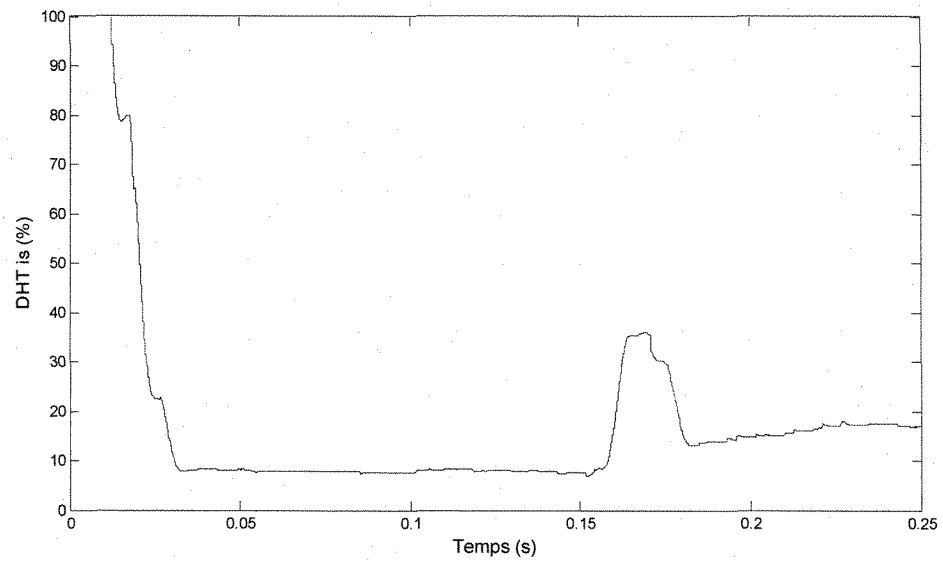


Figure 5.13 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur les puissances instantanées

5.4.1.2 Commande basée sur l'algorithme du référentiel synchrone

Contrairement à la commande basée sur les puissances instantanées, ce type de commande requiert deux filtres passe-haut (figure 5.3) afin d'éliminer la composante fondamentale des courants de référence. La fréquence de coupure de ces deux filtres a été ajustée à 12 Hz et leur coefficient d'amortissement δ à 0,7.

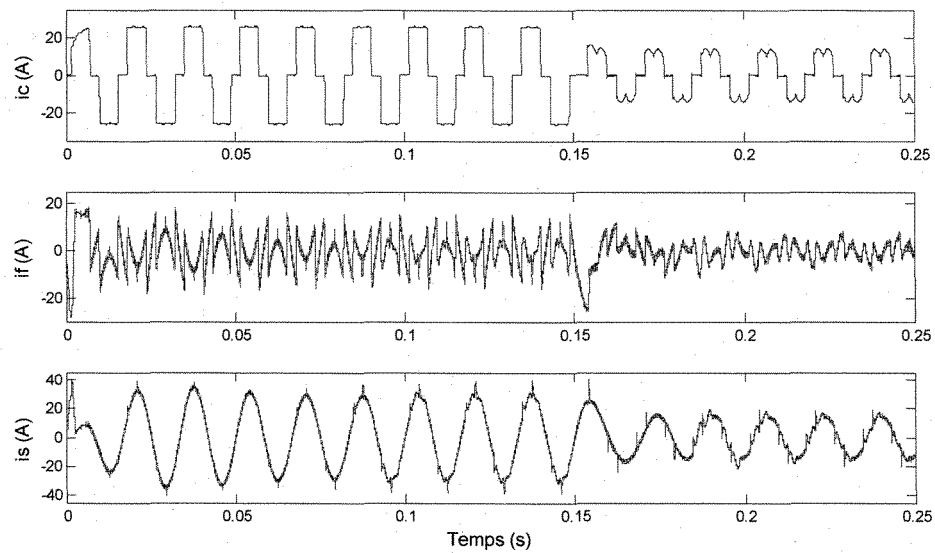


Figure 5.14 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le référentiel synchrone

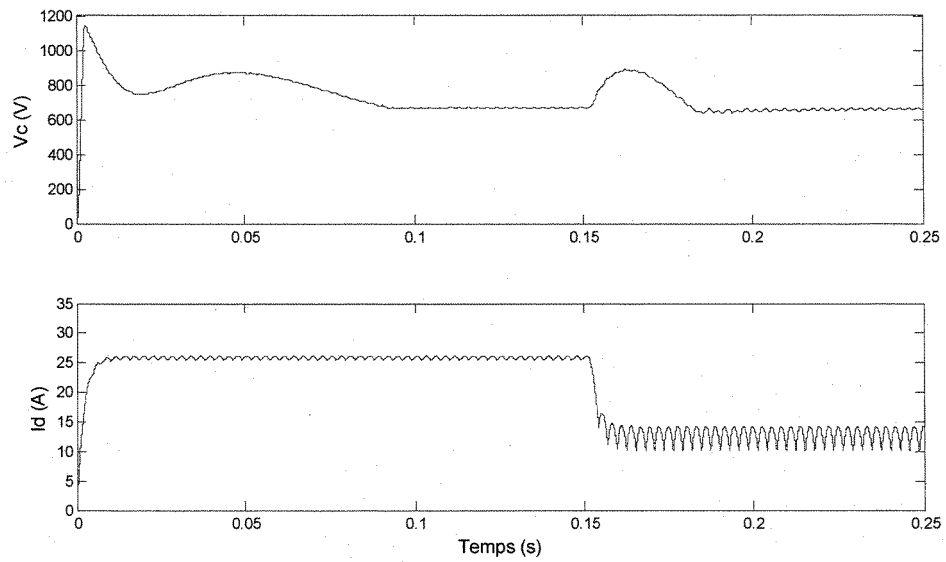


Figure 5.15 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le référentiel synchrone

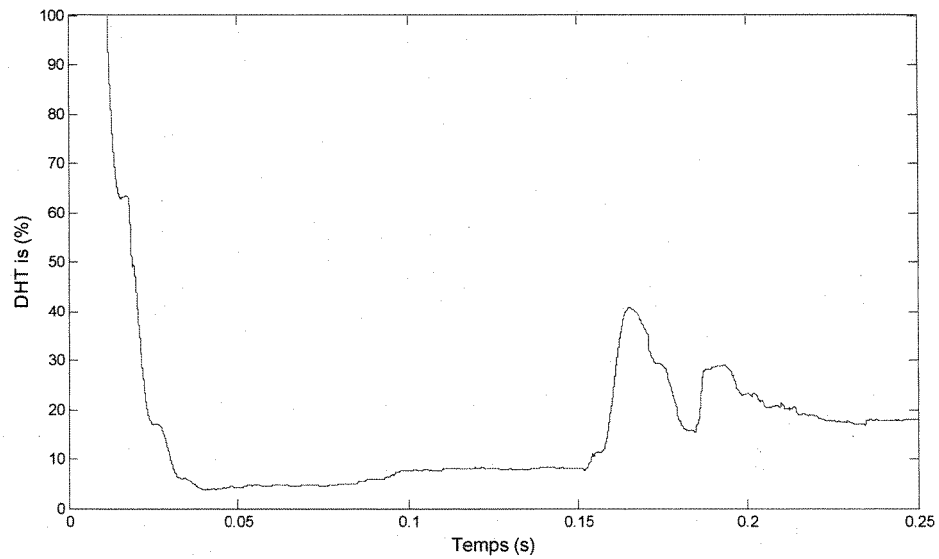


Figure 5.16 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le référentiel synchrone

5.4.1.3 Commande basée sur le filtre notch

La fréquence de coupure des trois filtres coupe-bande (figure 5.4) utilisés pour générer les courants de référence a été ajusté à 60 Hz ainsi que leur coefficient d'amortissement δ à 1.5.

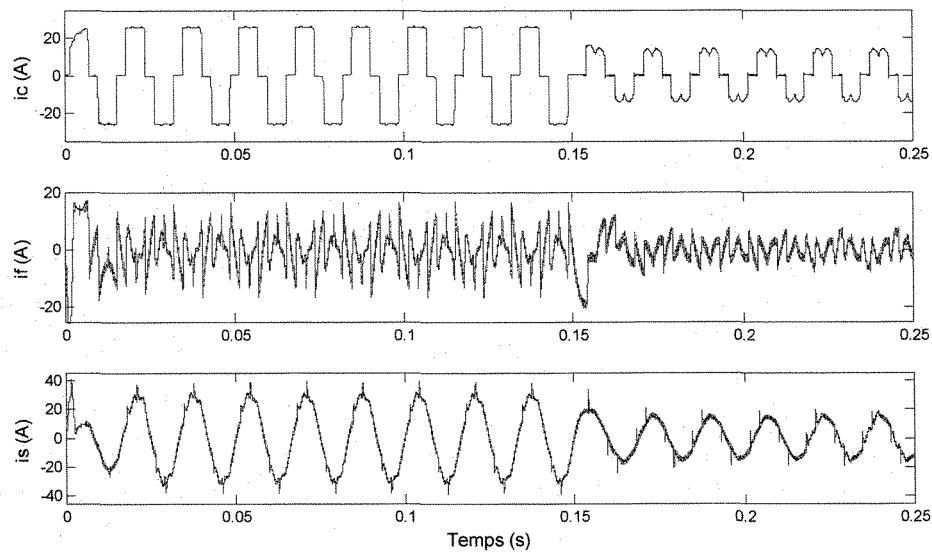


Figure 5.17 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le filtre notch

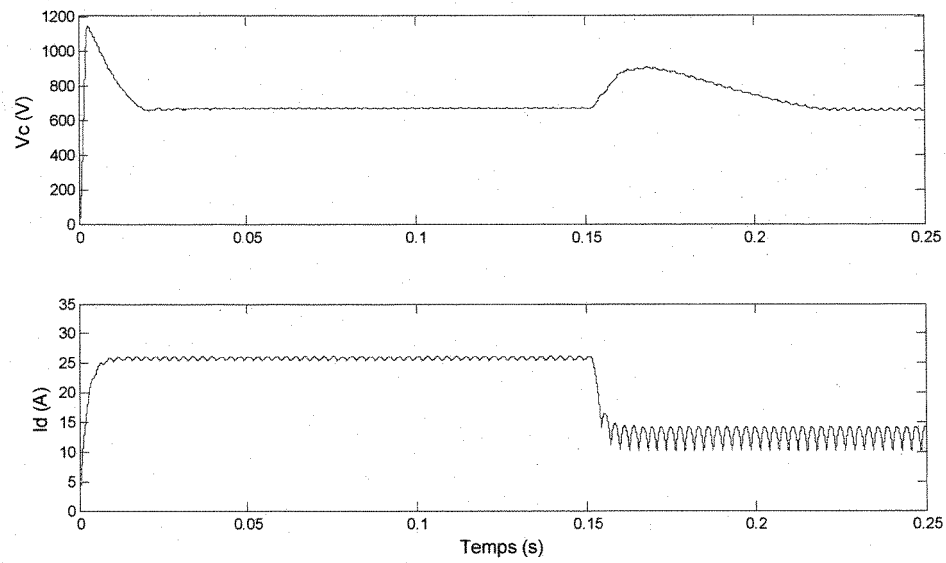


Figure 5.18 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le filtre notch

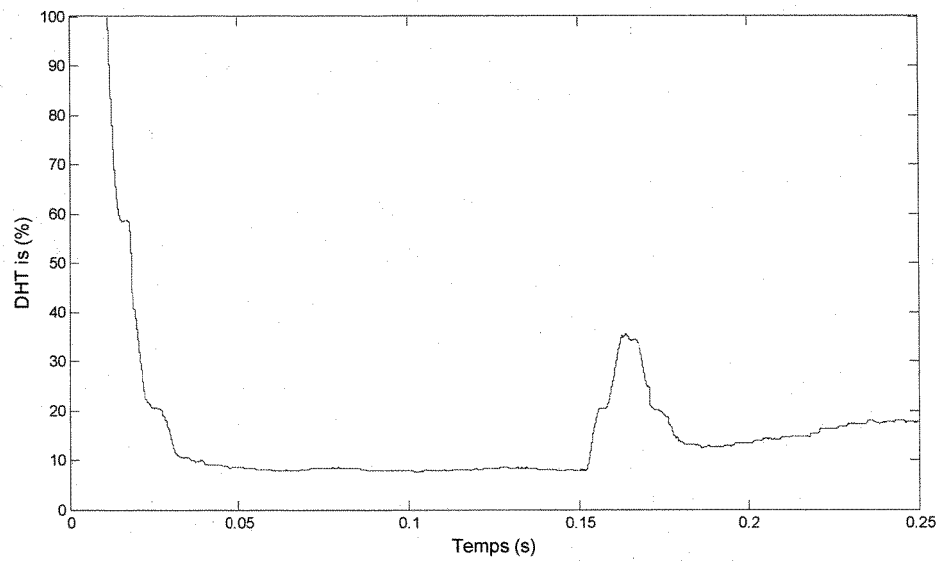


Figure 5.19 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le filtre notch

5.4.1.4 Commande basée sur l'algorithme du filtre de Kalman

Comme la figure 5.5 le montre, l'implantation du filtre de Kalman est relativement simple. Pour le bon fonctionnement de la commande, les équations d'état, les équations de mesure ainsi que les matrices de covariance doivent être correctement définies. Les données initiales nécessaires à l'algorithme ont été ajustées manuellement selon les valeurs suivantes :

$$\hat{x}_0^- = 0; \quad P_0^- = 10;$$

$$R = 0.05; \quad Q = 0.05;$$

Étant donné que le nombre d'harmoniques compensés par la commande est limité par la taille des matrices définissant les équations d'état, seulement les harmoniques 5, 7 et 11 sont compensés par le filtre actif.

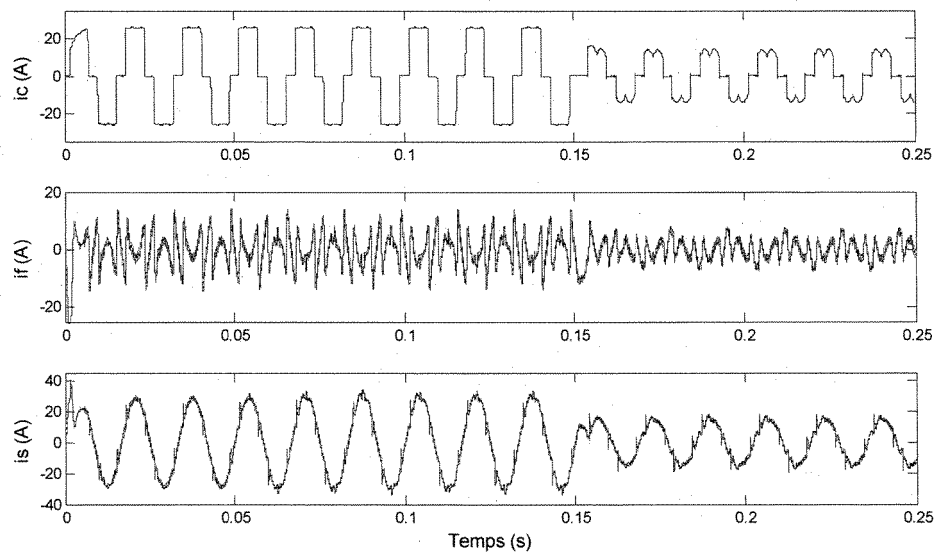


Figure 5.20 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s) pour la commande basée sur le filtre de Kalman

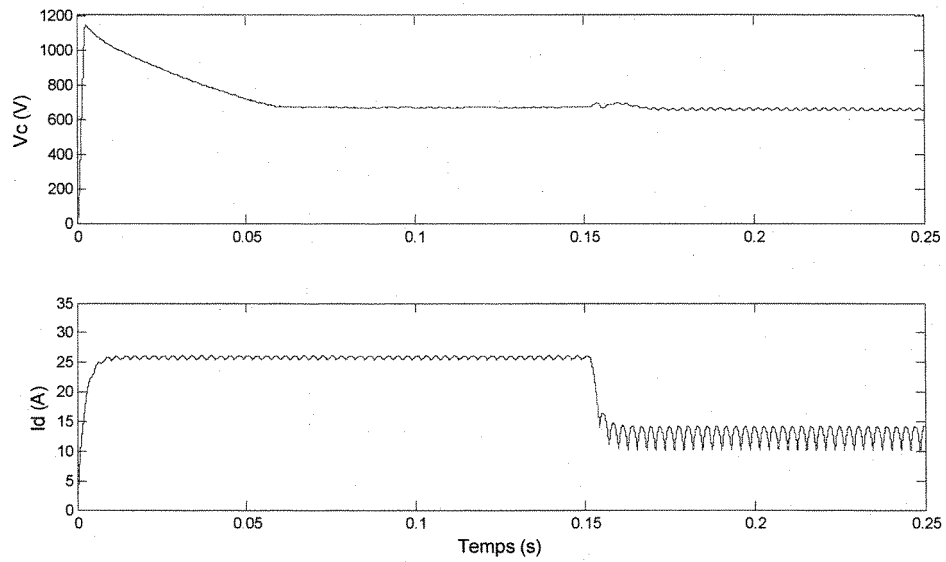


Figure 5.21 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d) pour la commande basée sur le filtre de Kalman

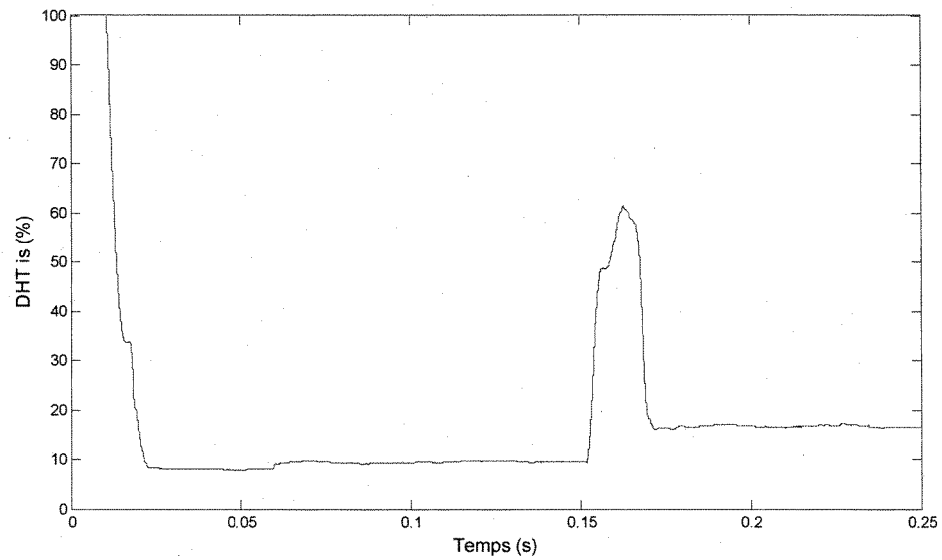


Figure 5.22 - Taux de distorsion harmonique total instantané du courant de source (i_s) pour la commande basée sur le filtre de Kalman

5.4.2 Discussion des résultats

La forme d'onde du courant de source (i_s) pour chacun des algorithmes de commande utilisé n'est pas parfaitement sinusoïdale. Les petits pics périodiques qui apparaissent sont dus au fait que durant les commutations des semi-conducteurs composant le redresseur, le courant de compensation (i_f) ne suit pas sa référence (i_f^*). Le filtre n'est donc pas capable d'éliminer les harmoniques complètement durant les commutations des thyristors du redresseur. [17,18,23].

Au niveau de la compensation des harmoniques en régime permanent avant la variation du courant de charge, les commandes basées sur les puissances instantanées, le référentiel synchrone ainsi que le filtre notch possèdent des performances de compensation similaires avec une DHT d'environ 8%. Le filtre basé sur l'algorithme du filtre de Kalman possède quand à lui une DHT d'environ 10%. Notons que la commande basée sur le référentiel synchrone prend un peu plus de temps avant d'arriver à cette valeur. En régime transitoire, les méthodes du référentiel synchrone, des puissances instantanées ainsi que celle basée sur le filtre notch offrent des performances de compensation qui sont, encore une fois similaires. Cependant, entre les trois méthodes, lors du régime transitoire, les commandes basées sur le filtre notch et les puissances instantanées sont supérieures au niveau du temps de réponse qui est plus court que celui du référentiel synchrone. Ce dernier est le moins performant au niveau du temps de réponse transitoire. Notons au passage le temps de réponse du filtre commandé par l'algorithme de Kalman qui est supérieur aux autres algorithmes de commande simulés. Les mauvaises performances de compensation pour chacun des algorithmes proposés en régime permanent, après la brusque variation de

charge, sont explicables par le fait que le filtre actif a été dimensionné pour les conditions qui prévalent avant cette variation de charge. Pour chacun des algorithmes de commande simulés, à l'exception du moment transitoire et après celui-ci, le taux de distorsion harmonique total du courant respecte le seuil fixé par le IEEE Standard 519 ($< 20\%$, voir annexe C). Le tableau suivant résume les points traités dans cette section ainsi que d'autres caractéristiques servant de comparaison.

Tableau 5.1 – Résumé des caractéristiques pratiques des différents algorithmes de commande.

| | Puissances instantanées | Référentiel synchrone | Filtre notch | Filtre de Kalman |
|---|-------------------------|-----------------------|--------------|------------------|
| Qualité de compensation en régime permanent | Bonne | Bonne | Bonne | Bonne |
| Qualité de compensation en régime transitoire | Bonne | Bonne | Bonne | Mauvaise |
| Temps de réponse en régime transitoire | Bonne | Mauvaise | Bonne | Bonne |
| Mesure de la tension | Oui | Non | Non | Non |
| Nombre d'étages de filtre | 2 | 2 | 3 | 0 |

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait un survol des différents algorithmes étudiés dans le présent projet. Ceci nous a permis de voir les caractéristiques propres à chaque algorithme de commande ainsi que les subtilités qui existent entre eux. Trois de ces algorithmes sont élaborés dans le domaine temporel soit la méthode des puissances instantanées, du

référentiel synchrone et du filtre notch. Le dernier procède du domaine autre, le filtre de Kalman.

De plus, ce chapitre nous a permis de caractériser le réseau qui est utilisé ainsi que les conditions dans lesquelles les algorithmes de commande du filtre actif ont été utilisés. Nous pouvons retenir au niveau des résultats de simulation que les algorithmes de commande élaborés dans le domaine temporel soit les puissances instantanées, le référentiel synchrone ainsi que le filtre notch offrent des performances de compensation similaires.

CHAPITRE 6

MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE TEMPS RÉEL DE FILTRE ACTIF

6.1 Introduction

Le présent chapitre traite de la mise au point d'un modèle temps réel d'un filtre actif d'harmoniques. De par sa simplicité et ses bonnes performances de compensation, l'algorithme de commande basé sur le référentiel synchrone est celui qui a été utilisé pour la réalisation du modèle. De plus, cela nous permettra de faire la régulation de la tension de sa capacité, ce qui devrait améliorer son temps de réponse en régime transitoire. La réalisation du filtre actif temps réel est effectuée à l'aide de la plate-forme temps réel RT-LAB.

La mise en œuvre d'un tel modèle rendra possible l'étude, en temps réel, de divers types d'algorithmes de commande de filtre actif, de différentes topologies de filtre actif ainsi que l'efficacité de compensation de ceux-ci dans des réseaux plus élaborés. De plus, ce modèle pourra servir éventuellement de point de départ afin de réaliser le prototypage rapide de la carte de contrôle du filtre actif.

6.2 Système en temps réel

La simulation en temps réel est une technique, aujourd'hui, largement utilisée par les secteurs de l'industrie de haute technologie tels que l'automatique et l'aéronautique (avionique, satellite, commande haute performance, etc.). Pour ces industries, la simulation hybride (avec intégration de matériel dans la boucle) en temps réel permet de faire le

prototypage rapide des systèmes de contrôle de façon économique, sécuritaire et rapide. La simulation temps réel est un outil d'analyse puissant, permettant de prévoir le comportement d'un système sous l'action d'un événement particulier et de voir son évolution dans le temps réel. Cette méthode de conception permet de déceler les problèmes potentiels du système, de réduire le facteur d'erreur humaine et les risques d'interruption du système. L'utilisation du temps réel est donc un outil idéal pour concevoir des systèmes de toute sorte comparativement aux méthodes de conception traditionnelles.

Les systèmes informatiques temps réel sont différents des autres systèmes dans le sens où le respect de la contrainte temporelle est aussi important que l'exactitude des résultats. Le système ne doit pas seulement fournir des résultats exacts, mais doit aussi le faire dans les délais imposés. Le développement de systèmes temps réel nécessite donc que chacun des éléments du système permettent de prendre en compte des contraintes temporelles.

Dépendamment de l'importance accordée aux contraintes temporelles, nous parlerons de temps réel strict « hard real-time » ou de temps réel souple « soft real-time ». Le temps réel strict ne tolère aucun dépassement de ses contraintes alors que le temps réel souple peut s'en accommoder. Le pilote automatique d'avion, le système de surveillance de procédé industriel chimique, le lancement de missile sont des exemples de systèmes nécessitant un temps réel strict. La vidéoconférence, le jeu en réseau et la visualisation d'un procédé effectué par un automate sont des exemples de systèmes s'accommodant d'un temps réel souple. Le modèle du présent projet nécessite un temps réel strict et ne peut en aucun cas s'accommoder de l'autre alternative.

6.3 Introduction à la plate-forme temps réel RT-LAB

RT-LAB est un logiciel industriel qui permet de réaliser des simulations numériques entièrement virtuelle ou hybride en temps réel. Sa flexibilité et son architecture ouverte permettent de l'appliquer à tout problème de commande ou de simulation, que ce soit pour l'accélération marquée de l'exécution d'un modèle ou un système avec du matériel intégré dans la boucle de calcul. Cette dernière est une technique qui est mieux connue sous le vocable anglais « Hardware-in-the-Loop Simulation » ou HIL. Elle est principalement utilisée par les industries de haute technologie telles que l'industrie de l'automobile, l'aéronautique et l'aérospatial pour faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle ou pour réaliser des tests sur les systèmes embarqués.

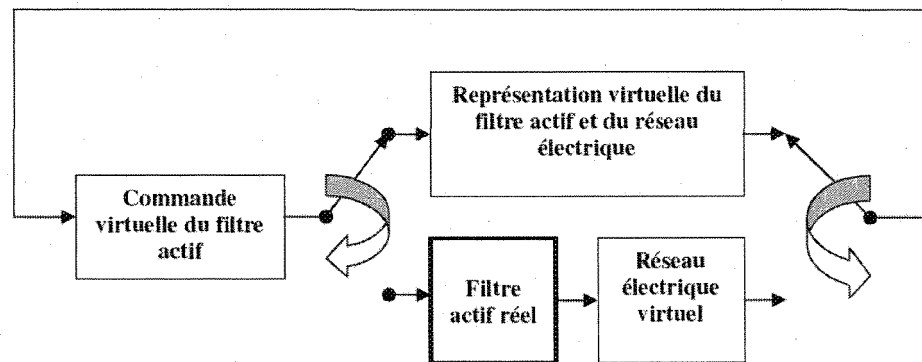


Figure 6.1 - Principe de la simulation en temps réel avec l'intégration de matériel dans la boucle

Le principe de la simulation HIL est représenté dans la figure ci-dessus. Dans le cas du filtrage actif d'harmoniques, il s'agit de passer de la simulation en temps réel entièrement virtuelle à la simulation en temps réel avec l'intégration d'un filtre actif réel

(onduleur et source d'énergie) qui est commandé virtuellement et raccordé à un réseau qui est lui aussi virtuel.

6.3.1 Principe de fonctionnement de RT-LAB

Le principe de fonctionnement du simulateur RT-LAB est très simple. Le modèle Simulink/SimPowerSystems est intégré à l'environnement de RT-LAB en seulement cinq étapes simples [32] :

- 1) *Calcul du pas de temps requis.* De façon à optimiser la communication entre les nœuds cibles, le pas de temps doit être calculé.
- 2) *Regrouper le modèle Simulink en sous-systèmes.* Dans cette étape, vous regroupez de façon schématique en sous-systèmes la charge de calcul qui sera exécutée par chaque processeur.
- 3) *Insertion des blocs de communication « OpComm ».* Ces blocs de communication font partis des bibliothèques fournies par RT-LAB qui sont intégrées à la bibliothèque Simulink. Ils sont utilisés par RT-LAB pour identifier les paramètres requis pour la communication entre les nœuds dans la configuration « hardware ».
- 4) *Identification des sorties qui sont des variables d'état.* Dans le but de permettre la synchronisation en temps réel et de maximiser le temps de calcul du système, toutes les données échangées entre les différents nœuds du réseau temps réel doivent être sous la forme de variable d'état. Les

variables d'état sont des variables qui ne dépendent pas des entrées pour un pas de temps donné, signifiant qu'elles peuvent être calculées et envoyées au tout début de l'étape donnée.

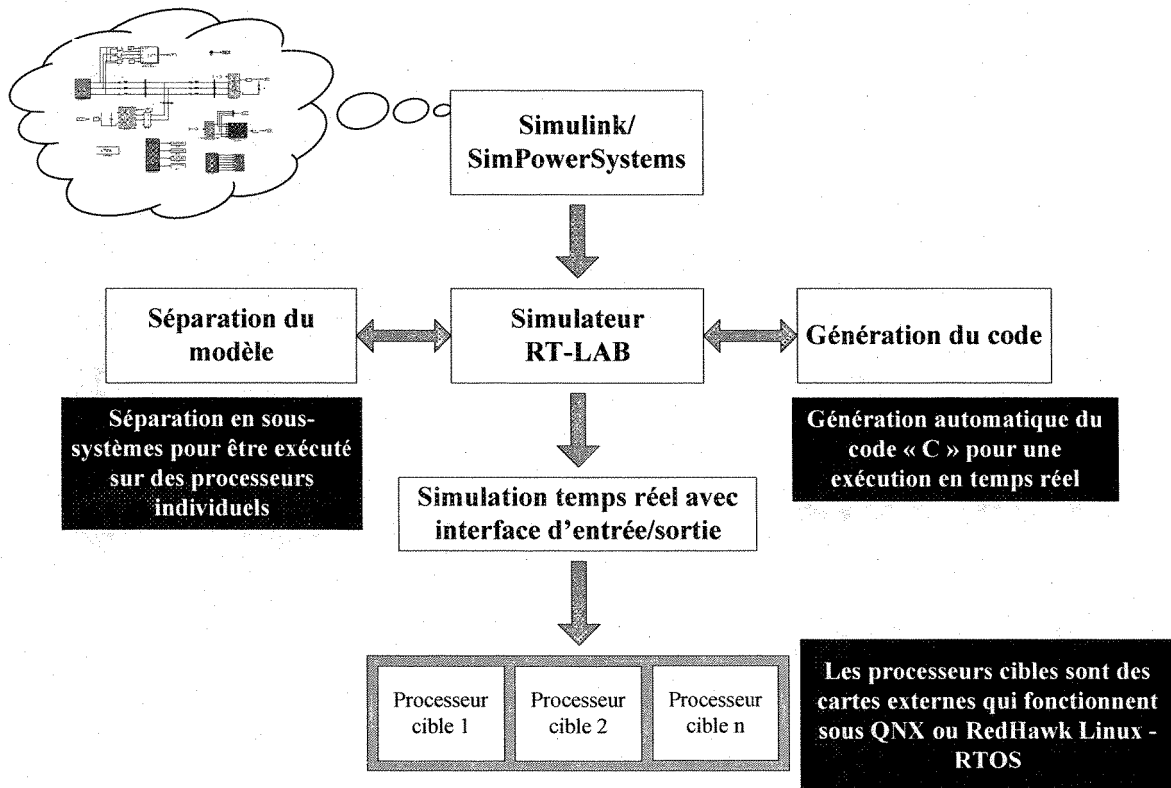


Figure 6.2 - Évolution du modèle Simulink jusqu'à la simulation en temps réel

À la suite de ces cinq étapes, le modèle Simulink peut être intégré au simulateur RT-LAB qui compile le modèle et génère le code « C » en vue de l'exécution en temps réel. À l'aide d'interfaces entrées/sorties, le simulateur distribue les sous-systèmes sur les cibles parallèles correspondantes et exécute la simulation en temps réel. La plate forme RT-LAB est offerte avec d'autres outils qui s'intègrent dans l'environnement Simulink. Deux

de ces bibliothèques qui sont utilisées pour la mise au point du présent modèle sont décrites dans les sections qui suivent.

6.3.2 ARTEMIS

ARTEMIS « Advanced Real Time ElectroMechanical Simulator » est un outil qui s'intègre au blockset SimPowerSystems de Simulink. Il fournit des algorithmes améliorés permettant la simulation en temps réel des systèmes utilisant les blocs de SimPowerSystems. À l'inverse de SimPowerSystems, ARTEMIS est conçu pour prendre en charge l'implémentation temps réel de simulations de systèmes électriques généraux contenant des redresseurs et des onduleurs, ce qui améliore considérablement la vitesse de simulation tout en préservant la précision. Il s'agit de l'unique façon d'obtenir des performances temps réel strictes de haute précision avec les modèles de SimPowerSystems. L'utilisation d'ARTEMIS est simple, il s'agit simplement d'ajouter le « ARTEMIS block » dans tout modèle Simulink contenant des blocs de SimPowerSystems et lors de son exécution, le modèle s'exécutera, par défaut, avec les algorithmes améliorés d'ARTEMIS [33].

6.3.3 RT-EVENTS

RT-EVENTS est un ensemble additionnel de blocs qui fonctionnent avec MATLAB et Simulink pour améliorer l'efficacité et la précision des simulations de systèmes à temps discrets dont la dynamique varie par la suite d'événements discrets. Il permet de compenser

les erreurs introduites lorsque des événements se produisent entre les pas de calcul. Cet aspect est très important lorsque le système simulé exige un pas de temps qui ne peut pas être utilisé pour la simulation en temps réel à cause des limitations « hardware » des processeurs commerciaux actuels. Rappelons que les processeurs commerciaux actuels combinés aux technologies d'entrée/sortie sont limités à un pas de temps minimum de 10 μ seconde. RT-EVENTS utilise un algorithme à pas fixe, il n'effectue pas d'itération ce qui améliore la vitesse de simulation des systèmes. Cette vitesse de simulation est supérieure au système utilisant des algorithmes à pas variable.

6.4 Modélisation du filtre actif en temps réel

Précédemment dans ce chapitre, il a été mentionné que le modèle Simulink doit subir quelques modifications avant d'être intégré dans le simulateur RT-LAB. Le modèle doit être divisé en sous-systèmes tel qu'illustré dans la figure 6.3. Le nombre de ces sous-systèmes est défini par le nombre de processeurs utilisés. Dans notre cas, le modèle sera distribué sur trois processeurs.

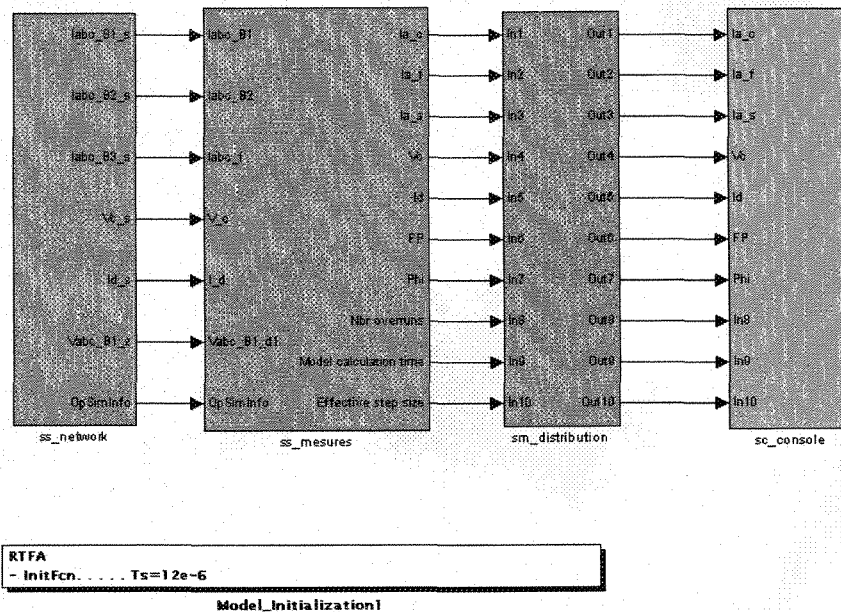


Figure 6.3 - Montage Simulink dans l'environnement RT-LAB

Le premier processeur agit comme étant le nœud # 1 : ss_network (figure 6.5), il calcule en temps réel l'ensemble réseau et commande. Le second processeur agit comme nœud # 2 : ss_mesures (figure 6.4) qui calcule également en temps réel certaines données et effectue la répartition des différents signaux qui sont utilisés par d'autres nœuds. Le troisième processeur agit comme maître : sm_distribution (figure 6.6), il est responsable du calcul en temps réel ainsi que de la synchronisation de l'ensemble du système à simuler. Il effectue également l'acquisition de données. Le sous-système sc_console (figure 6.7) est la console utilisée pour entrer les signaux de commande ainsi que les signaux de référence. Il

permet également la visualisation des résultats de la simulation. La représentation détaillée des sous-systèmes est donnée dans les figures ci-dessous.

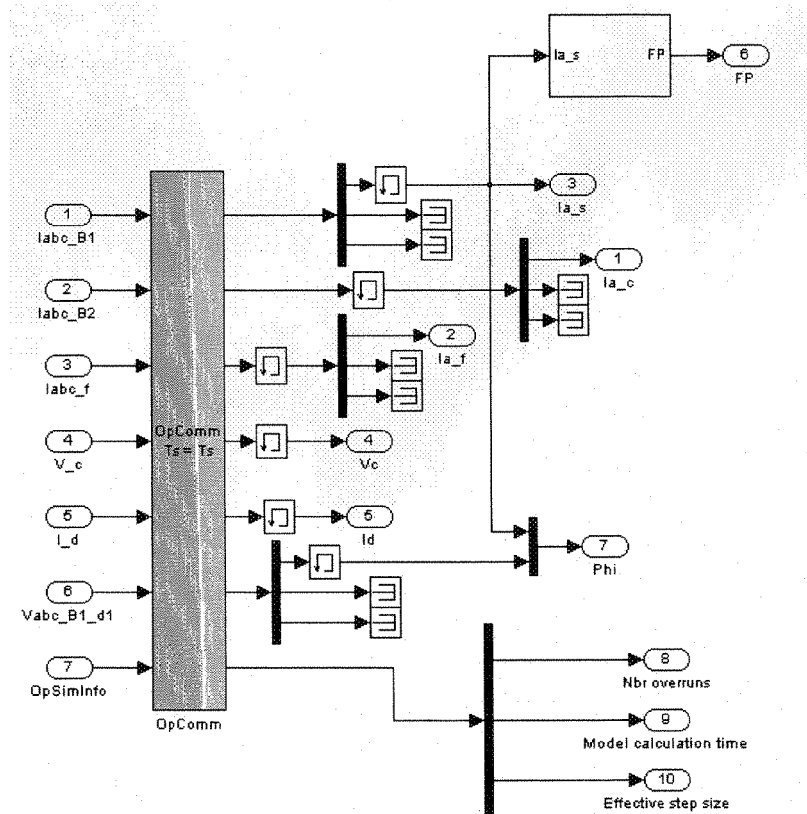


Figure 6.4 - Illustration du nœud # 2 : ss_mesures

Figure 6.5 - Illustration du nœud # 1 : ss_network

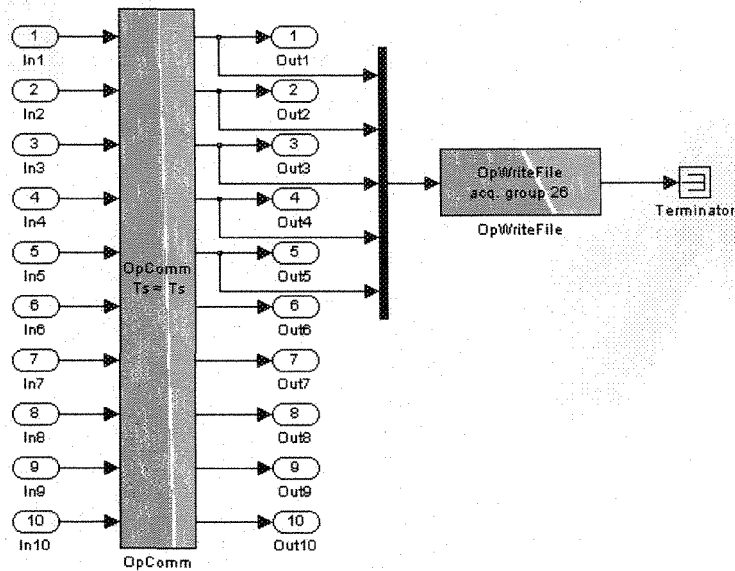


Figure 6.6 - Illustration du nœud # 3 : sm_distribution

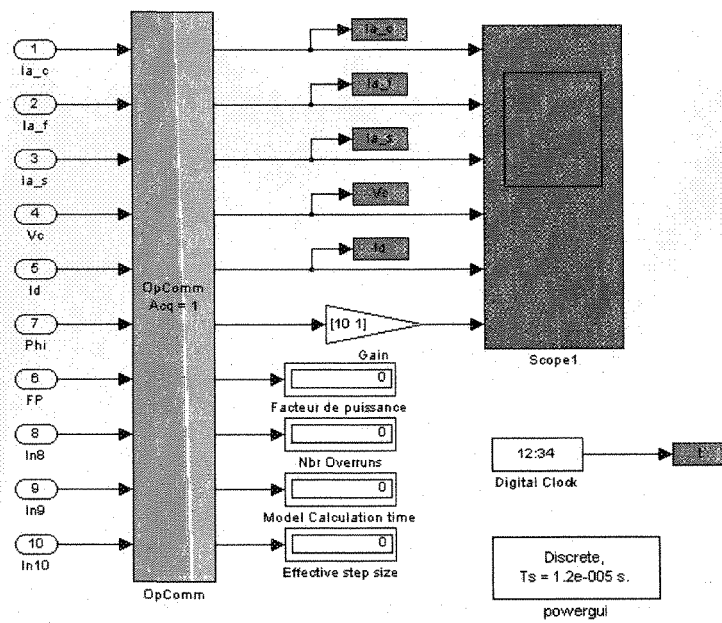


Figure 6.7 - Illustration du sous-système sc_console

Contrairement aux simulations effectuées dans le chapitre précédent où la régulation de la tension de la capacité n'était pas nécessaire, elle doit maintenant être faite. Un simple régulateur PI a été utilisé afin de faire la régulation de la tension.

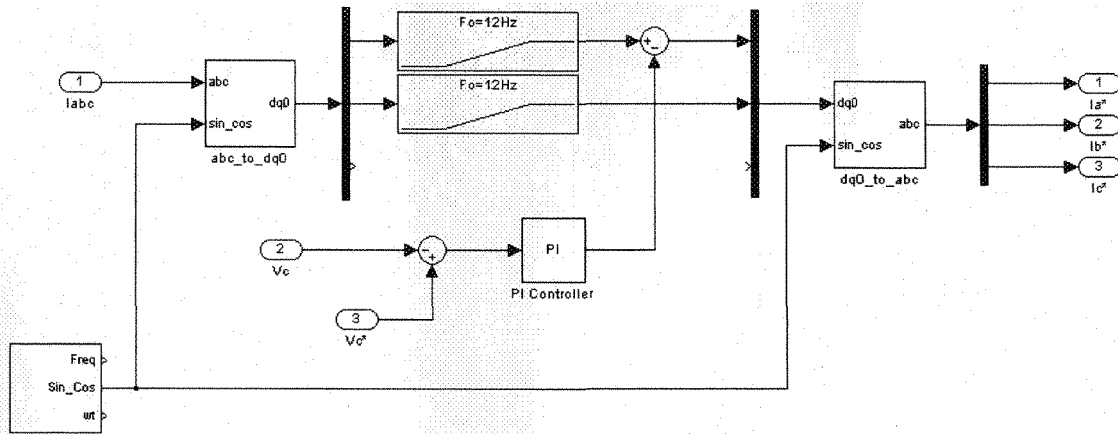


Figure 6.8 - Schéma de génération de signaux de référence basé sur l'algorithme du référentiel synchrone

La figure 6.9 illustre la commande des courants effectuée par bande hystérésis. Des blocs de la librairie RT-EVENTS ont dû être utilisés avec ce type de commande. Ils permettent de compenser les erreurs introduites lorsque des événements se produisent entre les pas de calcul.

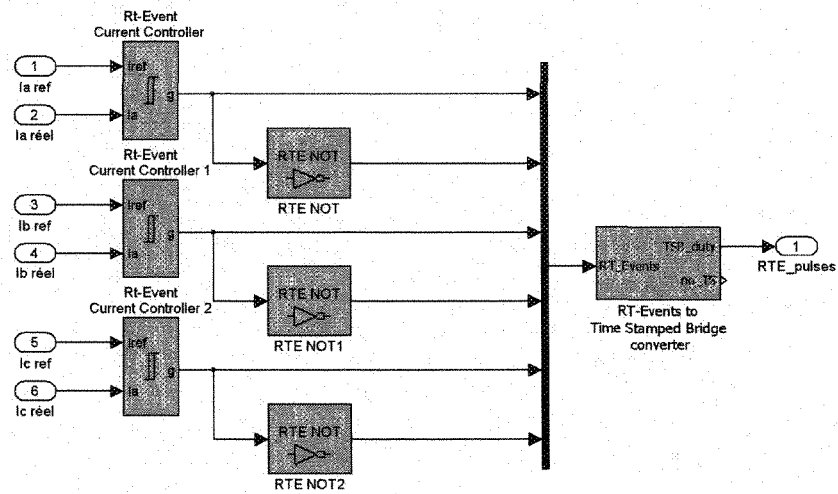


Figure 6.9 - Schéma de la régulation de courant par hystérésis

Le réseau utilisé pour la simulation en temps réel est le même qui a été utilisé au chapitre précédent (section 5.4).

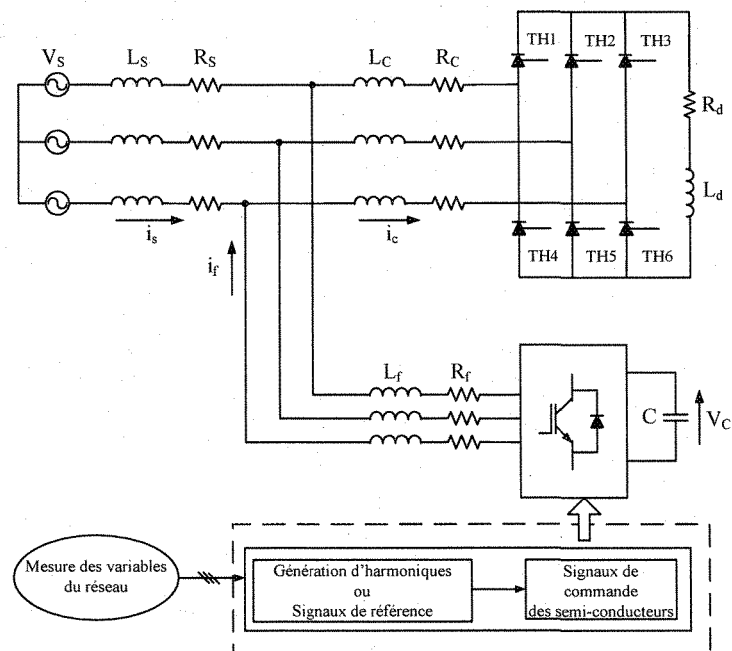


Figure 6.10 - Représentation du réseau pour la simulation en temps réel

Les paramètres suivants sont utilisés pour la simulation en temps réel :

Réseau : $V_{S,eff(L-L)} = 480 \text{ V}$
 $f = 60 \text{ Hz}$
 $R_S = 0.5 \text{ m}\Omega$
 $L_S = 15 \text{ }\mu\text{H}$

Redresseur : $R_d = 25 \text{ }\Omega$
 $L_d = 50 \text{ mH}$
 $R_c = 1.2 \text{ m}\Omega$
 $L_c = 50 \text{ }\mu\text{H}$
 $\alpha = 0^\circ$

Filtre actif : $C = 310 \text{ }\mu\text{F}$
 $R_f = 1.5 \text{ m}\Omega$
 $L_f = 1200 \text{ }\mu\text{H}$

Commande par hystérésis : $\Delta I = 2 \text{ A}$

Pas de temps : $\Delta t = 12 \text{ }\mu\text{s}$

Algorithme de commande basé sur le référentiel synchrone :

Filtre passe-haut : $f_c = 12 \text{ Hz}$
 $\delta = 0.7$

Régulateur PI : $K_p = 2$
 $K_i = 1.5$

Tension de référence : $V_c^* = 800 \text{ V}$

6.4.1 Montage expérimental utilisé pour les simulations en temps réel

La technologie des processeurs utilisée pour la simulation du filtre actif en temps réel est la plus avancée sur le marché actuellement. La plate-forme temps réel RT-LAB utilisée se compose de 2 processeurs AMD Opteron Dual Core de 2,2 GHz qui sont reliés par liens

« hardware ». Ces liens entre les deux processeurs assurent une plus grande rapidité qu'avec les liens « FireWire » conventionnels. RedHawk Linux 2.2 est le système d'exploitation utilisé par la plate-forme. Avec cette technologie, le filtre actif avec la commande basée sur le référentiel synchrone a pu être simulé avec un pas de temps de 12 μ s.

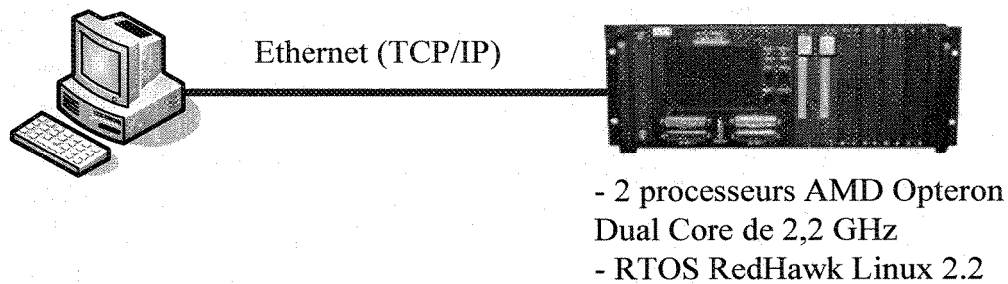


Figure 6.11 - Schéma du montage expérimental

6.5 Résultats de simulation

6.5.1 Simulation en régime permanent

Dans ce type d'essai, aucune perturbation ou contrainte n'est appliquée au réseau contenant le filtre actif. Ce dernier compense les harmoniques générés par la charge polluante en régime permanent. Ceci nous permettra de vérifier l'efficacité de compensation harmonique du filtre actif durant ce régime. Les résultats sont présentés ci-dessous :

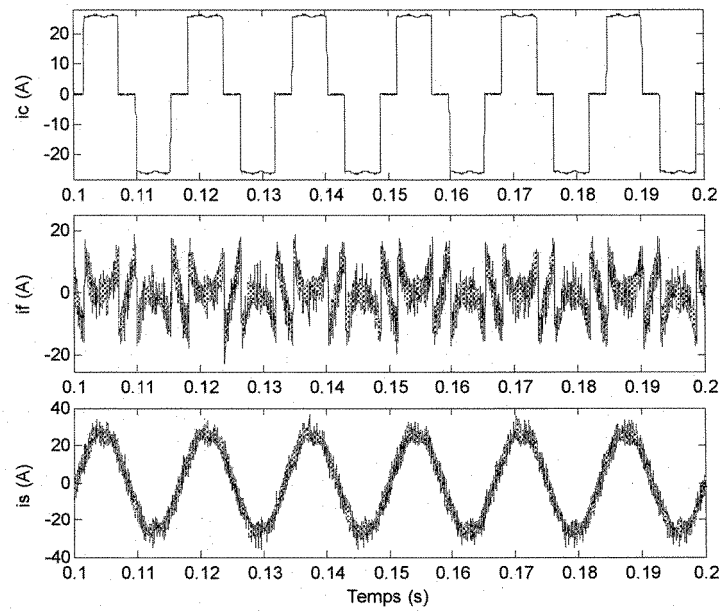


Figure 6.12 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s)

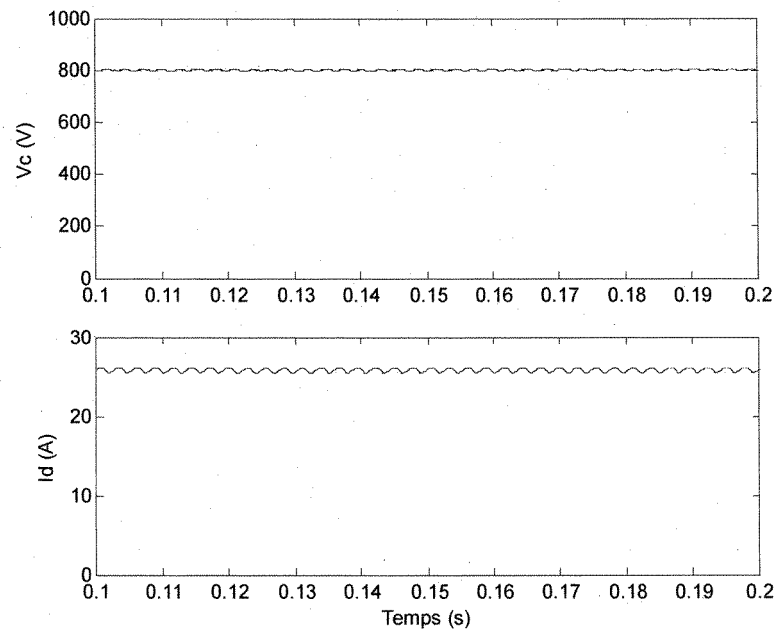


Figure 6.13 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d)

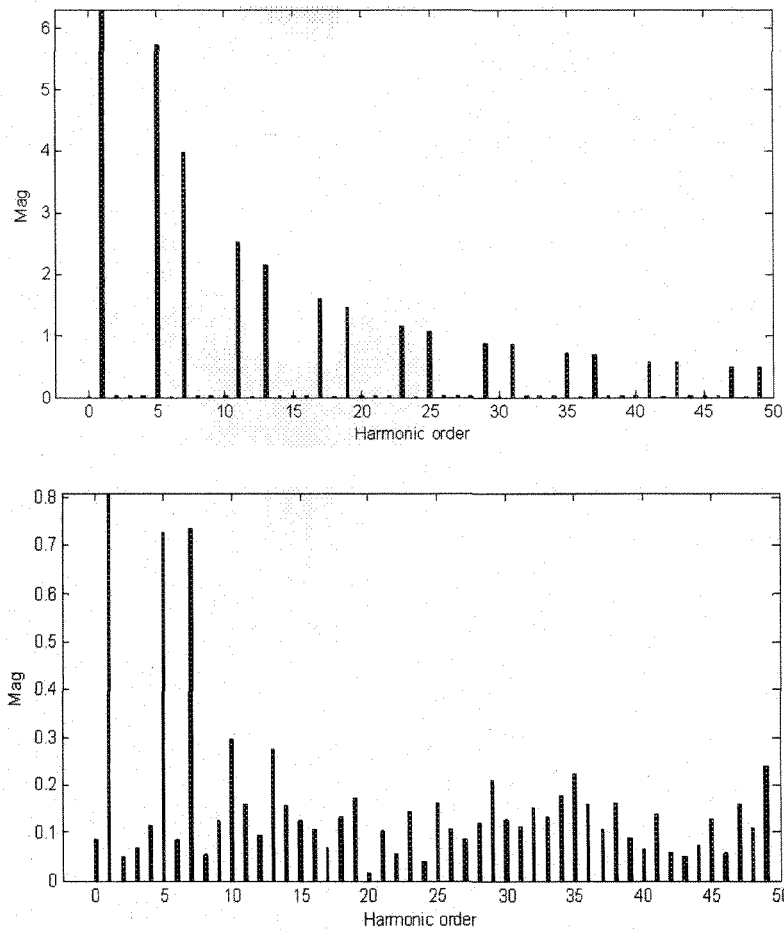


Figure 6.14 - Spectre du courant de source avant (haut) et après (bas) la compensation d'harmoniques

Initialement, les courants de charge (i_c) et de source (i_s) contiennent une DHT de l'ordre de 30%. Lors du filtrage, la DHT du courant de source est abaissée à 5.5%. Les formes d'onde des courants de la figure 6.12 sont bruitées. Ceci est causé par le pas de temps utilisé ($\Delta t = 12 \mu s$). Pour obtenir de meilleurs résultats, le pas de temps devrait être sous les $10 \mu s$, mais les contraintes technologiques actuelles ne nous permettent pas de diminuer davantage ce pas de temps. L'utilisation de la régulation de courant par hystérésis ne permet pas de contrôler le nombre d'événements à l'intérieur d'un pas de temps, ce qui

cause le bruit. Il serait intéressant de faire la régulation avec le principe de la modulation en largeur d'impulsion (MLI) et de voir si les résultats obtenus seraient meilleurs. Malgré ces quelques limitations au niveau « hardware », la compensation des courants harmoniques par le filtre actif est bien accomplie. Le taux de distorsion harmonique du courant est ramené à un niveau qui respecte la norme IEEE Std 519-1996 ($< 20\%$, voir annexe C).

6.5.2 Simulation en régime transitoire

Afin de vérifier l'efficacité de compensation du filtre actif en régime transitoire, une brusque variation de charge est appliquée au temps $t = 0.1$ s. Cette variation de charge est accomplie en faisant varier l'angle d'allumage (α) des thyristors de la charge polluante de 0° à 30° . Les résultats sont présentés ci-dessous :

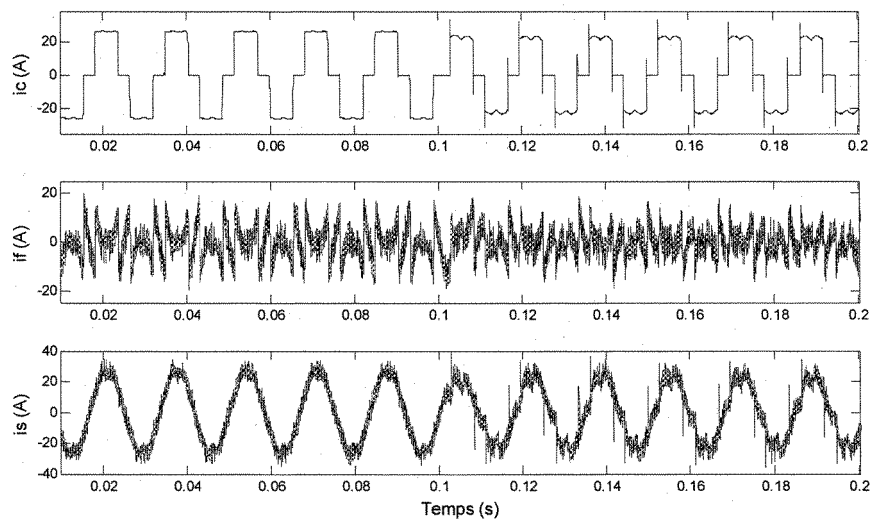


Figure 6.15 - Courant de charge (i_c), du filtre actif (i_f) et de la source (i_s)

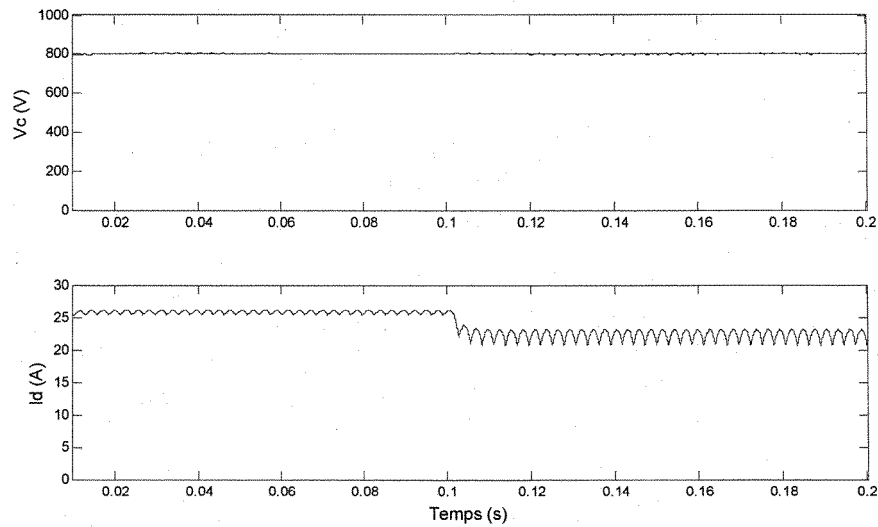


Figure 6.16 - Tension aux bornes de la capacité du filtre actif (V_c) et courant de charge du redresseur (I_d)

Sur la figure 6.16 est présentée l'allure de la tension aux bornes de la capacité servant de source d'énergie pour le filtre actif. La tension reste constante, malgré la variation de charge, comparativement aux mêmes figures de la section 5.4.1. Ceci nous permet de constater que le temps de réponse du filtre actif en régime transitoire est amélioré par la régulation de tension de la capacité. Ce qui permet d'améliorer son efficacité de compensation par rapport au temps de réponse obtenu précédemment sans la régulation. La compensation d'harmoniques s'effectue très bien lors du régime permanent et ce, avant la variation de charge. Le taux de distorsion harmonique est de l'ordre de 5.5% durant ce moment, le même que pour la simulation en régime permanent. Les spectres du courant de source avant la variation de charge sont les mêmes que pour la simulation en régime permanent (figure 6.14). Lors de la variation de charge et après, la compensation d'harmoniques est moins efficace. Le TDH est de l'ordre de 15% à ce moment. Le même

raisonnement expliqué à la section précédente s'applique à la figure 6.15 concernant le bruit présent.

6.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'exposer le modèle temps réel du filtre actif réalisé. La souplesse du modèle réalisé permet facilement l'implantation d'autres algorithmes de commande ou de diverses topologies de filtre actif. Il peut éventuellement servir comme point de départ afin de réaliser le prototypage rapide de sa carte de contrôle.

Les simulations réalisées démontrent les bonnes performances de compensation en régime permanent du filtre. La DHT du courant durant ce régime est conforme à la norme IEEE Std 519-1996 [5].

CHAPITRE 7

CONCLUSION

De nos jours, la qualité de l'énergie est un domaine de la plus haute importance. À l'heure où l'économie des pays industrialisés repose sur leurs capacités à produire ou à acheter l'énergie, l'utilisation adéquate et sans perte inutile est capitale. Ce projet, bien que ne touchant qu'un de ces domaines de la qualité de l'énergie pourtant si vaste, a permis de faire un bref survol de la problématique liée à la pollution harmonique sur les réseaux de distribution électrique ainsi que des différents moyens de mitigation utilisés. Une bonne compréhension de la problématique des harmoniques, de leurs influences sur le réseau électrique, ainsi que des moyens de mitigation existant pour les minimiser est maintenant devenue essentielle pour tout ingénieur travaillant dans le domaine de l'électrotechnique.

Dans le cadre de ce projet, nous avons fait un survol des causes de la pollution harmonique sur les réseaux, des effets ainsi que des moyens existants qui permettent de minimiser ces effets. Différentes topologies de filtre actif ont été examinées. Une attention particulière a été portée sur les différents algorithmes de commande du filtre actif de puissance. Par le biais des outils de simulation MATLAB/Simulink/SimPowerSystems, il a été possible de comparer les performances de compensation de ces différents algorithmes. À l'aide du logiciel RT-LAB, un modèle temps réel de filtre actif a été réalisé, ce qui constitue la contribution majeure de ce projet.

Les filtres actifs de puissance ont de meilleures performances de compensation que les filtres passifs conventionnels. En effet, ils sont beaucoup moins influencés par les variations de fréquence des harmoniques ainsi que de l'impédance de ligne. Il existe une grande variété de configuration pour le filtre actif. Dans ce travail, le filtre actif parallèle à structure de tension a été étudié. Différentes stratégies de commande ont été étudiées et

simulées afin d'examiner quelques-unes de leurs caractéristiques. Les algorithmes de commande utilisés ont été basés respectivement sur la méthode des puissances instantanées, le référentiel synchrone, le filtre notch et le filtre de Kalman. Une comparaison entre les performances de compensation en régime transitoire et permanent, ainsi que le temps de réponse en régime transitoire a été effectuée.

L'utilisation d'outils permettant la simulation en temps réel de système sous l'influence d'harmoniques s'avère fort utile tant pour la compréhension et l'analyse de ces systèmes. La simulation en temps réel est également très importante dans le domaine de la conception de moyens de mitigation pour ces harmoniques. La mise en œuvre d'un modèle temps réel de filtre actif rendra possible l'étude de divers types d'algorithmes de commande, de différentes topologies ainsi que l'évaluation de l'efficacité de compensation de ceux-ci dans des réseaux plus élaborés. De plus, ce modèle pourra servir éventuellement de point de départ afin de réaliser le prototypage rapide de la carte de contrôle du filtre actif. La commande basée sur le référentiel synchrone a été utilisée pour réaliser les simulations en temps réel du filtre. Malgré quelques contraintes au niveau technologique, soit la limitation du pas de temps à 12 μ s, la réalisation du filtre a été un succès et les performances de compensation en régime permanent respectent la norme IEEE Std 519-1996. Le taux de distorsion harmonique total pour le courant de source est passé de 30% à 5.5% lors de la simulation en régime permanent. La conception du filtre actif dans RT-LAB ouvre la porte à de nombreux autres champs de recherche et développement.

7.1 Travaux futurs

Il serait très intéressant, dans les prochains projets, d'effectuer le prototypage rapide de la carte de contrôle du filtre actif en lui faisant piloter un onduleur réel qui serait bouclé à un réseau virtuel. Les comparaisons d'algorithmes de commande ouvrent la voie à un autre domaine intéressant soit celui des réseaux de neurones et de la logique floue. La conception de nouvelles stratégies de commande basées sur ces méthodes ainsi qu'une implémentation HIL pourrait être très profitable. Intégrer une de ces méthodes de contrôle à un filtre hybride ou à un conditionneur universel de la qualité d'onde pourrait s'avérer fort innovateur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] E. Félice, « Perturbations harmoniques », Paris : Dunod, 2000.
- [2] J. Arrillaga & N.R. Watson, POWER SYSTEM HARMONICS, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [3] Thierry Deflandre, Philippe Murras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques », Paris – Eyrolles, France 1998.
- [4] W.M. Grady, S. Santoso, « Understanding Power System Harmonics », IEEE Power Engineering Review, November 2001.
- [5] IEEE Std 519-1992, « IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems », IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society, New York – IEEE, United States, 1993.
- [6] J.S. Subjak Jr. and J.S. Mcquilkin, “Harmonic-causes, effects, measurements, analysis: An update”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, pp. 1034-1042, Nov./Dec. 1990.
- [7] F.Z. Peng, G.J. Su, and G. Farquaharson, « A series LC filter for harmonic compensation of ac drives », Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th annual IEEE, Vol. 1, pp. 213-218, 1999.
- [8] H. Sasaki and T. Machida, « A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation-Consideration on Basic Design », IEEE Trans. PAS, vol. 90, pp. 2009, no. 5, 1971.
- [9] B. Singh, K. Al-Haddad and A.C. Chandra, « A Review of Active Filters for Power Quality Improvement », IEEE Trans. Industrial Electronics., Vol. 46, pp. 960-971, October 1999.
- [10] D. Chen, S. Xie, « Review of the control strategies applied to active power filters », IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies., pp. 666-670, April 2004.
- [11] H. Akagi, « New Trends in active Filters for Power Conditioning », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, pp. 1312-1322, Nov/Déc 1996.
- [12] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, « Les Convertisseurs de l'Électronique de puissance », Paris : Technique et Documentation-Lavoisier, 1995.
- [13] F.Z. Peng and D.J. Adams, “Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters”, Conference Record of the thirty-Fourth IAS IEEE Annual Meeting., Vol. 1, pp. 448-455. 1999.

- [14] F.Z. Peng, « Application issues of active power filter », IEEE Industry Applications Magazine., Vol. 4, pp. 21-30, Sept.-Oct. 1998.
- [15] S. Mouttou, « Nouvelles approches de commande d'un filtre actif parallèle à source de courant », Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Octobre 2002.
- [16] H. Fujita and H. Akagi, « The Unified Power Quality Conditioner : The Integration of Series -and Shunt- Active Filter », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 2, March 1998.
- [17] L. Benchaita, S. Saadate et A. Salem Nia, « A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation », IEEE trans. Power Systems., Vol. 14, pp. 642-647, Mai 1999.
- [18] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1994.
- [19] H.I. Yunus, R.M. Bass, « Comparison of VSI and CSI topologies for single-phase active power filters », Proc. 1996 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference., Vol. 2, pp. 1892-1898, 1996.
- [20] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, « POWER ELECTRONICS, Converters, Applications, and Design », John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [21] S. Rechka, « Étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution ». Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Avril 2002.
- [22] Timothy A. George and David Bones, « Harmonic power flow determination using the fast Fourier transform », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 2, pp. 530-535, April 1991.
- [23] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, « Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, January/February 1990.
- [24] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, « Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3, May/June 1984.

- [25] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, « Control Strategy of Active Power Filter Using Multiple Voltage-Source PWM Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 3, May/June 1986.
- [26] F.Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, « A Study of Active Power Filter Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 1, January 1990.
- [27] S. Bhattacharya, D.M. Divan, and B. Banerjee, « Synchronous Frame Harmonic Isolator using Active Series Filter », EPE 1991, 1991, p. 3-030 – 3-035.
- [28] S. Bhattacharya, A. Veltman, D. M. Divan, and R. D. Lorenz, « Flux based active filter controller », in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 2483-2491.
- [29] Conor A. Quinn, Ned Mohan and Harshad Mehta, « A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase, Four-Wire Systems », APEC'93, 1993, pp. 841-846.
- [30] D. A. Torrey and A. M. A. M. Al-Zamel, Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 10, pp. 263-272, May 1995.
- [31] Adly A. Girgis, W. Bin Chang, and Elham B. Makram, « A Digital Recursive Measurement Scheme For On-Line Tracking of Power System Harmonics », IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, pp. 1153-1160, July 1991.
- [32] Opal-RT Technologies Inc., « RT-LAB v7.0 User's Manual », April 2004.
- [33] Opal-RT Technologies Inc., « ARTEMIS v1.2 User's Manual », May 2001.

ANNEXE A

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

A.1 Liste des symboles

| | |
|-------------------------|---|
| δ | Coefficient d'amortissement |
| ω | Pulsation fondamentale du réseau (rad/s) |
| ϕ, θ, φ | Angle de phase (rad) |
| α | Angle d'allumage des thyristors du redresseur (deg) |
| π | 3.14159 |
| a, b | Coefficients de la série de Fourier |
| C | Capacité (F) |
| D | Puissance de distorsion (VA) |
| DHT | Distorsion harmonique totale |
| DSP | Digital signal processor |
| FAP | Filtre actif parallèle |
| FAS | Filtre actif série |
| f_c | Fréquence de coupure |
| F_{dis} | Facteur de distorsion |
| $F_{dépl}$ | Facteur de déplacement |
| FPGA | Field-programmable gate array |
| FPH | Filtre passe-haut |
| FPP | Filtre passif parallèle |
| F_p | Facteur de puissance |

| | |
|-----------|---|
| f | Fréquence fondamentale du réseau (Hz) |
| f_r | Fréquence de résonance (Hz) |
| HIL | Hardware-in-the-loop |
| I | Courant maximal (A) |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| $i(t), i$ | Courant instantané (A) |
| j | $\sqrt{-1}$ |
| k | Nombre entier positif |
| K_p | Gain du proportionnel |
| K_i | Gain de l'intégrateur |
| L | Inductance (H) |
| n | Rang harmonique |
| P | Puissance active (W) |
| p | Puissance instantanée (W) |
| Q | Puissance réactive (var) |
| q | Puissance réactive instantanée (var) |
| R | Résistance (Ω) |
| S | Puissance apparente (VA) |
| T | Période (s) |
| t | Temps (s) |
| V | Tension maximale (V) |
| $v(t), v$ | Tension instantanée (V) |

| | |
|-------------------------|--|
| $x(t)$ | Variable fonction du temps |
| Z | Impédance (Ω) |
| Q_k, ϕ_k, H_k, P_k | Matrices à l'itération k |
| x_k, z_k, w_k, v_k | Variables vectorielles à l'itération k |
| ΔI | Largeur de la bande hystérésis (A) |
| Δt | Pas de temps (s) |
| Δ | Variation d'une valeur |

A.2 Liste des indices

| | |
|------------------|---------------------------------|
| $\alpha - \beta$ | Coordonnées orthogonales |
| * | Signal de référence |
| — | Composante continue |
| \sim | Composante harmonique |
| $a-b-c$ | Coordonnées de système triphasé |
| c | Charge |
| d | Indice de charge |
| eff | Valeur efficace |
| f | Filtre |
| h | Harmonique |
| I | Indice indiquant le courant |

| | |
|--------|-----------------------------|
| L-L | Valeur ligne à ligne |
| n | Rang harmonique |
| PH | Passe-haut |
| S, s | source |
| V | Indice indiquant la tension |

ANNEXE B

FORMULES DE MESURE QUANTITATIVE DES HARMONIQUES

B.1 Série de Fourier

Sur le plan mathématique, on peut décomposer tout signal périodique en une somme de sinusoïdes dont leurs fréquences sont multiples de la fréquence fondamentale du signal. Cette série se nomme série de Fourier, d'après le mathématicien français du XIX^e siècle.

Soit un signal $x(t)$, pouvant représenter un courant ou une tension, périodique de période T , donc de fréquence $f = \frac{1}{T}$ et de pulsation $\omega = 2\pi f$. Ce signal peut se décomposer en série de Fourier de la façon suivante :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (\text{B.1})$$

avec :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) dt \quad (\text{B.2})$$

et pour $n \geq 1$,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{B.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{B.4})$$

Ou encore sous la forme équivalente suivante :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [c_n \sin(n\omega t + \theta_n)] \quad (\text{B.5})$$

avec :

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{et} \quad \theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$$

Les fréquences harmoniques f_n sont définies comme les fréquences multiples de la fréquence dite fondamentale f . Leur rang n est tel que : $f_n = n \times f$. Le terme $[a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)]$ est l'harmonique de rang n . La grandeur $c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ est l'amplitude de l'harmonique de rang n .

Nous pouvons donc affirmer qu'un signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme de sinusoïdes superposées. On représente souvent ce signal sous la forme d'un spectre. À chaque fréquence harmonique f_n , on fait correspondre la valeur de c_n .

L'intérêt de la décomposition harmonique est de faciliter les calculs des réseaux, car on se trouve à dissocier la fréquence fondamentale de celles relatives aux fréquences harmoniques.

B.2 Expression des variables aux bornes et des variables aux travers

Les expressions de tension et de courant instantanés sont données par :

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{n,eff} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (\text{B.6})$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{n,eff} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (\text{B.7})$$

où : $V_{n,eff}$: Valeur efficace de la tension harmonique de rang n

$I_{n,eff}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang n

a) *Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé*

$$p(t) = v(t)i(t)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,eff} I_{n,eff} \cos(\theta_n - \phi_n) = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \quad (B.8)$$

b) *Valeurs efficaces du courant et de la tension*

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{n,eff}^2} \quad (B.9)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n,eff}^2} \quad (B.10)$$

c) *Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion*

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

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (B.11)$$

Nous voyons dans cette expression (2.15) un nouveau terme qui apparaît, il s'agit de la puissance de distorsion D . La figure suivante illustre vectoriellement ces puissances :

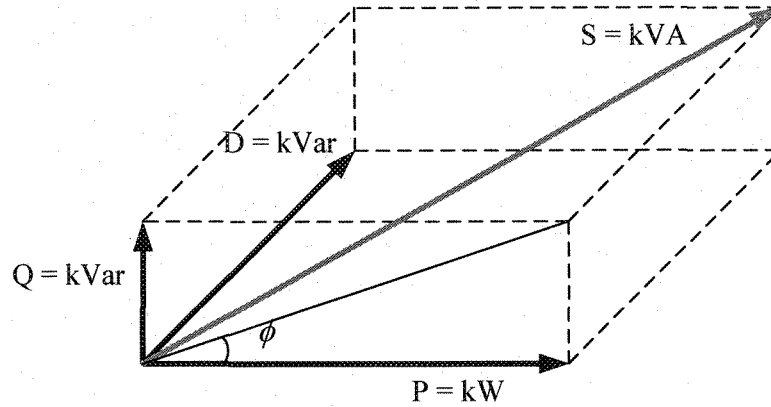


Figure B.1 - Représentation vectorielle de la puissance apparente

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

$$v(t) = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{n,eff} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

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

$$P = VI_1 \cos(\phi_1)$$

$$Q = V_{eff} I_{1,eff} \sin(\phi_1)$$

$$S = V_{eff} I_{eff}$$

$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2}$$

$$D = V \sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots + I_{n,eff}^2}$$

d) *Facteur de puissance*

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

$$Fp = \frac{P}{S} \neq \cos \phi$$

$$Fp = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} I_{1,eff} \cos \phi_1}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos \phi_1 \quad (B.12)$$

$$F_{dis} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad (B.13)$$

$$F_{dép} = \cos \phi_1 \quad (B.14)$$

$$Fp = F_{dis} \cdot F_{dép} \quad (B.15)$$

où : F_{dis} = Facteur de distorsion.

$F_{dép}$ = Facteur de déplacement.

En régime déformé, le facteur de puissance devient le produit du facteur de déplacement et du facteur de distorsion. Les définitions précédentes s'appliquent tout aussi bien en régime monophasé qu'en régime triphasé équilibré.

e) *Distorsion harmonique individuelle*

$$\frac{I_{n,eff}}{I_{1,eff}} \quad \text{ou} \quad \frac{V_{n,eff}}{V_{1,eff}}$$

f) *Distorsion harmonique totale*

$$DHT_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n,eff}^2}}{V_{1,eff}} \quad (\text{B.16})$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,eff}^2}}{I_{1,eff}} \quad (\text{B.17})$$

ANNEXE C

NORME IEEE STD 519-1992

La norme IEEE Std 519-1992 [5] contient des recommandations qui ont pour but de contrôler le taux de pollution harmonique présent sur les réseaux électriques. Ces normes spécifient les limites de distorsion en tension que les fournisseurs doivent respecter ainsi que les limites de distorsion en courant que les usagers, avec leurs charges polluantes, doivent respecter.

Tableau C.1 : Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs

| Niveau de tension | Taux de distorsion individuel de tension (%) | Taux de distorsion global de tension (%) |
|--|--|--|
| $\leq 69 \text{ kV}$ | 3.0 | 5.0 |
| $\geq 69.001 \text{ kV et } \leq 161 \text{ kV}$ | 1.5 | 2.5 |
| $\geq 161.001 \text{ kV}$ | 1.0 | 1.5 |

Tableau C.2 : Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 000 V)

| Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_L | | | | | | |
|--|------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs) | | | | | | |
| I_{sc}/I_L | 11 | $11 \leq n < 17$ | $17 \leq n < 23$ | $23 \leq n < 35$ | $35 \leq n$ | TDD |
| < 20 | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |
| $20 < 50$ | 7.0 | 3.5 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 8.0 |
| $50 < 100$ | 10.0 | 4.5 | 4.0 | 1.5 | 0.7 | 12.0 |
| $100 < 1000$ | 12.0 | 5.5 | 5.0 | 2.0 | 1.0 | 15.0 |
| > 1000 | 15.0 | 7.0 | 6.0 | 2.5 | 1.4 | 20.0 |
| Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définis ci-dessus | | | | | | |
| I_L : Demande maximale du courant de charge. | | | | | | |
| I_{sc} : Courant de court-circuit maximal. | | | | | | |
| TDD : Taux de distorsion global du courant. | | | | | | |

ANNEXE D

ARTICLE DE CONFÉRENCE

**IASTED International Conference on Power and Energy Systems
PES 2007, Clearwater, Florida, U.S.A.**

REAL-TIME MODELLING AND SIMULATION OF AN ACTIVE POWER FILTER

Steeve Beaulieu, Mohand Ouhrouché

University of Quebec at Chicoutimi - EMICLab
555 Blvd de l'Université, Chicoutimi (Qc) Canada
G7H 2B1

Steve_Beaulieu@uqac.ca
Mohand_Ouhrouc@uqac.ca

Christian Dufour, Pierre-François Allaire

Opal-RT Technologies, Inc.
1751 Richardson, Suite 2525, Montréal (Qc) Canada
H3K 1G6

christian.dufour@opal-rt.com
pierre-francois.allaire@opal-rt.com

ABSTRACT

In this paper, a real-time model of an active power filter (APF) is achieved using RT-LABTM software package running on a simple off-the-shell PC, and real-time simulations are carried out to verify the effectiveness of the proposed model. This tool is now adopted by many high-tech industries as a real-time laboratory package for rapid control prototyping and for Hardware-in-the-Loop applications. The active power filter is used for harmonics compensation in electrical networks. The hysteresis band current controller determines the switching signals of the APF, and the algorithm based on synchronous reference frame is used to determine the suitable current reference signals. Real-time simulation results show that IEEE Std 519-1992 requirements are satisfied.

KEY WORDS

APF, real-time simulation and power quality.

1. Introduction

Power electronics converters are now widely used in many industries. These equipments behave like nonlinear loads, generating harmonics and cause electromagnetic compatibility problems. For the devices with an alternative input such as: rectifiers, ac voltage controllers, indirect frequency converters..., the wave shape of the absorptive current of the network is non-sinusoidal. In addition to the fundamental component, this waveform presents harmonic contents which are, in certain cases, very important. These harmonics are propagated from the load towards the network and generate harmonic voltage drops which are added to the fundamental component of the voltage delivered by the network. The result is a form of affected wave, which contains also of harmonic contents; this affected wave can, as mentioned before, cause serious problems of electromagnetic compatibility. The power active filters have been studied for the compensation of harmonic in industrial power networks

since the principle of compensation proposed by H. Sasaki and T. Machida in 1971 [1]. At that time, the active filtering progress was only at the theoretical stage because, the power electronic technology was not well developed for the practical design of the compensation principle. A few years later, the technology of the power semiconductors has known a great advancement. This advancement has increased the research interest in the active filtering area for the harmonics compensation. The APF technology is now mature for providing harmonics compensation, reactive power, and/or neutral current in ac networks [2].

Consequently with the advances realized in computer technology proposing faster processors, real-time simulation is adopted by many high tech industries as an attractive and a powerful tool for rapid control prototyping and for hardware-in-the-Loop applications. Real-time simulation provides an environment that is effective for training, assistance and verification the designed systems. It's a powerful analytical tool that allows for prediction of system behaviour in response to operator actions and events via the use of real-time and archived data. Virtual testing of operator actions prior to implementation can reveal potential problems, hence reducing human errors and the risk of service power interruptions.

This paper aims to present a contribution in the design of a shunt active power filter for harmonics compensation in real-time simulation in RT-LABTM environment.

2. Active filter structure

Fig.1 shows the shunt active filter and the network with the non-sinusoidal load. It is a three-phase system composed of a nonlinear load represented by a rectifier ac/dc. The harmonics generated by this load type are of odd rank except for the harmonic multiples of three. The active filter is used to compensate the harmonic currents generated by the load. It is a parallel filter with voltage

TM Trademark of Opal-RT Technologies

structure. The active filters structure can be divided in two parts, which are the power part and the control part.

2.1 Power part of active filter

The power part is composed of an inverter, a filter of coupling $R_f L_f$ and a capacitive element used as source of energy for APF. This element must provide a voltage of quasi-constant value. The fluctuation of this voltage must be weak.

2.2 Control part of active filter

The other part is used for commutation control of the semiconductor elements of the inverter in power part. By means of control strategies well adapted, it is possible to generate harmonic signals in the output of the inverter, which are used to compensate those present in the distribution network.

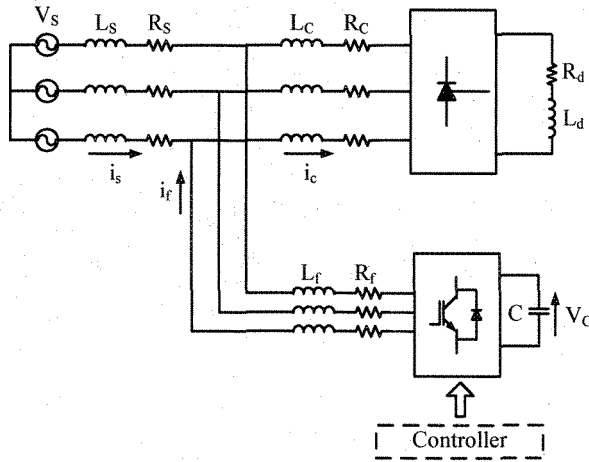


Fig.1 – Network and shunt active filter presentation

2.3 Control schemes and filtering algorithm

Fig.2 shows the algorithm based control for the APF proposed by Bhattacharya and al. [3]. It consists in transforming the coordinates abc , of the current in coordinates $d-q$ using the Park transformation (eq.1) by fixing the frequency of this one in synchronism with that of the network. The synchronous frequency is carried out by the using of a virtual phase-locked loop (PLL).

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

The transformation of the current in Park coordinates has as effect to transform the fundamental component of the

current into dc component while the harmonic components of the current are shifted in the spectrum frequency, which is the major advantage of this method. A high pass filter (HPF) is used to extract the dc component representing the fundamental frequency of the currents. The reference current is obtained by carrying out the inverse transformation of Park (eq.2) synchronized with the frequency of the network.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

The dc side voltage of active power filter should be controlled and kept at a constant value to maintain the normal operation of the inverter [4,5].

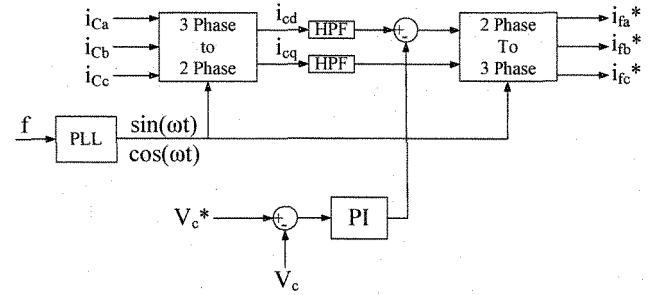


Fig.2 – Synchronous reference frame based compensator

In order to compensate the losses of the capacity caused by the conduction and the semiconductors commutation of the APF, a PI controller is used to regulate the voltage V_c .

The control signals needed in semiconductors commutation are carried out from the technique of hysteresis band current control, which is the most suitable for all the applications of current controlled voltage source inverter in active power filters. This method has the advantages of good stability, fast response time and good precision [6,7,8]. Fig.3 shows the principle of the hysteresis band current controller for three phase system. The hysteresis band current controller decides the switching pattern of APF. Each violation of this band gives an order of commutation. This control system is also characterized by a variable frequency of commutation. The hysteresis techniques have also a few undesirable features such as uneven switching frequency that causes acoustic noise and difficulty in designing input filter [6].

3. PC-Cluster based real-time simulation

PC-Cluster based real-time simulation is now widely used by high-tech industries, particularly automotive and aeronautics industries as the main tool for rapid prototyping of complex engineering systems in a cost-effective and secure manner, while reducing the time-to-market.

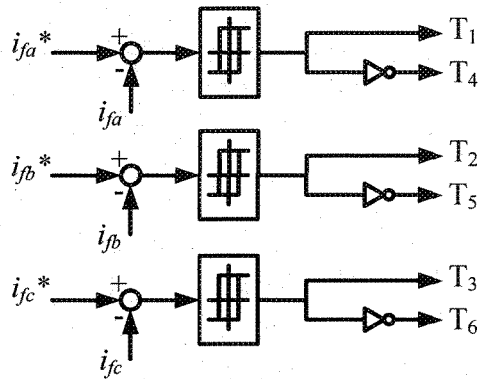


Fig.3 – Hysteresis band current controller

A PC-Cluster is a parallel multiprocessor computer system capable of meeting the real-time performance requirements of the simulation. Fig.4 shows the concept of digital real-time simulation on a power active filter. Real-time simulation is achieved by running on separate processors (targets) and in parallel each part of the drive system. Each part is actually C-code (numerical modules) obtained by an automatic code generator for real-time execution.

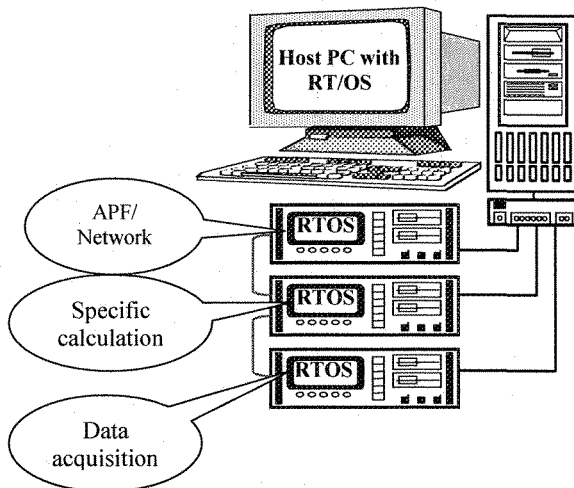


Fig.4 - Real-time simulation of a APF

In this paper, a PC-Based digital real-time simulation using RT-Lab Software Package is carried out to analyze the performance and the effectiveness of the proposed

power active filter. As shown in Fig.5, RT-Lab uses Matlab/Simulink/SimPowerSystems as a front-end interface for editing graphic models in block-diagram format, which are afterwards used by this real-time simulator to generate the necessary C-code for real-time simulation on a single or more target processors running RedHawk.

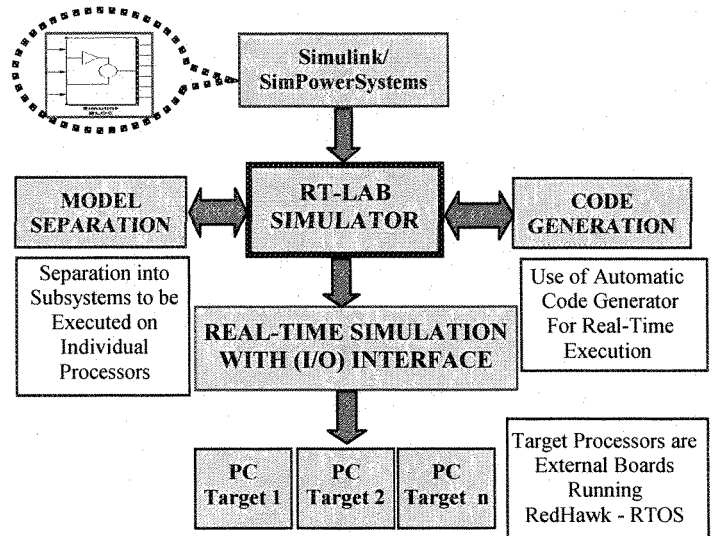


Fig.5 - Real-time simulation using RT-Lab platform.

Fig.6 shows the real-time model of the proposed scheme as implemented in RT-Lab environment. This model is divided into several modules and distributed over three target CPU motherboards. The two first targets are installed on a dual CPU with shared memory. The third one is connected to the others dual CPU through a hardware real-time link [9,10].

The real-time platform RT-LAB™ provides also special libraries which allow the improvement of the system performance using Simulink/SimPowerSystems blocks for real-time simulation. ARTEMIS (Advanced Real-Time ElectroMechanical Simulator) is a tool integrated into the blockset SimPowerSystems of Simulink. It provides improved algorithms allowing simulation in real-time. RT-EVENTS Blockset is an add-on that works with MATLAB/Simulink to improve the efficiency and accuracy of continuous-time and discrete-time systems simulations whose dynamics are affected by discrete events. One of these functions is to compensate for the introduced errors when events occur between the steps of calculation.

The first CPU, which is acting as Slave1, computes in real-time the proposed network, active filter and this control algorithm based on the synchronous reference frame. The second CPU, which is acting as Slave2, computes in real-time other particular calculation of the active filter command and network. The third processor, which is acting as Master, is dedicated to data acquisition.

The user interface module is used for input and command signal and for signal visualization.

The processor for slaves is AMD Opteron DP 275 Dual Core 2.2Ghz [2200Mhz]. The master is implemented in other processor with the same characteristics as the first one.

4. Simulation results

The network parameters used in the simulation are shown in Table 1. Fig.7 and Fig.8 give the results for the real-time simulation of the active filter. Initially, the source and the load currents (i_s), (i_c) respectively contain a THD of about 30%. During filtering, the THD of the current of source is approximately 5%. In Fig.9 are compared the spectrums of the nonlinear load current and the source current. The wave's shapes of the currents in fig.7 are affected by noises. This is due to the time step used in this simulation ($\Delta t = 12 \mu s$). To obtain better results, the time step should be less than $10 \mu s$, which is not allowed by our system mentioned above although, it is considered among the high-performance systems in the same area. The use of current control by hysteresis does not allow controlling the number of events inside a time step, which causes the noise. Although RT-EVENTS makes a correction for these errors which occur inside the time step, it seems that is insufficient.

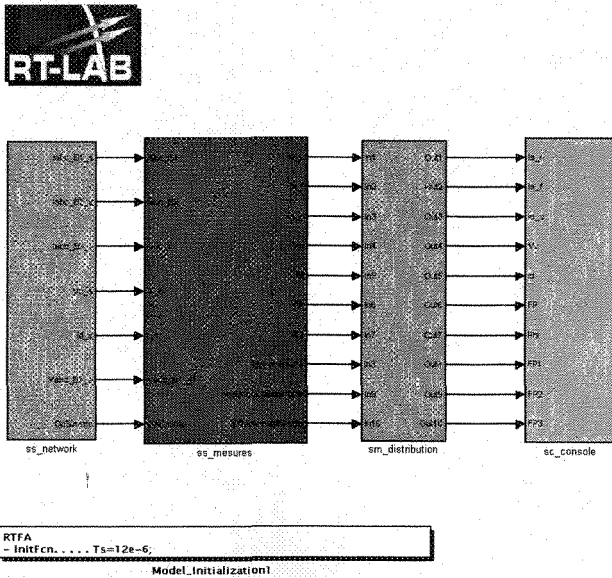


Fig.6 - Power active filter implementation using RT-Lab

In spite of these some limitations on the hardware level, the compensation of the harmonic currents by the active filter is achieved. The harmonic rate of distortion of the current is brought back to an acceptable level compared to the IEEE standards [11].

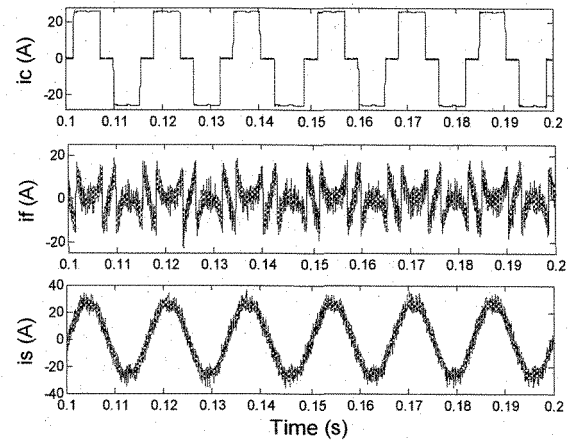


Fig.7 – Load (i_c), filter (i_f) and source current (i_s) waves

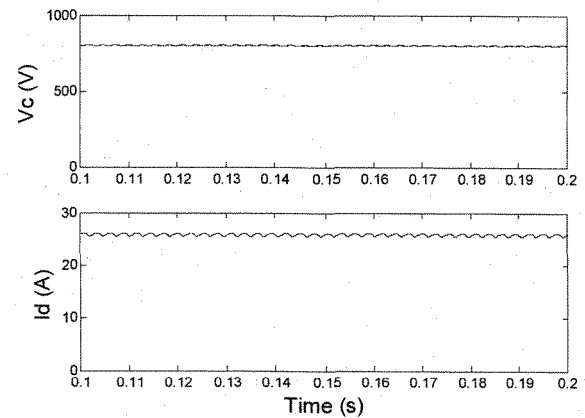


Fig.8 – DC source control behavior

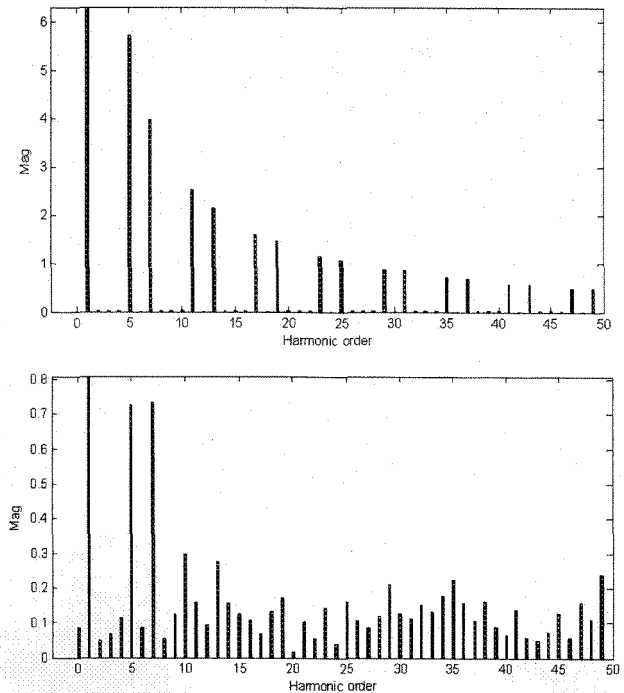


Fig9. – Load and source current spectrums from top to bottom

Table 1 : Design specifications and circuit parameters

| | |
|--------------|----------------|
| $V_{S(L-L)}$ | 480 V |
| f | 60 Hz |
| R_s | 0.5 m Ω |
| L_s | 15 μ H |
| R_d | 25 Ω |
| L_d | 50 mH |
| R_c | 1.2 m Ω |
| L_c | 50 μ H |
| α | 0° |
| C | 310 μ F |
| R_f | 1,5 m Ω |
| L_f | 1200 μ H |
| ΔI | 2 A |
| Δt | 12 μ s |
| f_c | 11 Hz |
| δ | 0.7 |
| K_p | 2 |
| K_i | 1,5 |
| V_c^* | 800 V |

3. Conclusion

In this paper, a real-time model of an active power filter is achieved using RT-LAB™ platform. The APF is used for harmonics compensation, and its control is based on the hysteresis band current controller and the algorithm of the synchronous reference frame.

Real-time simulations are carried out and the results show that good performances of harmonics compensation are obtained, which satisfy the requirements of IEEE Std 519-1992. The rate of total harmonic distortion for the source current decreased from 30% to 5%.

Appendix

Nomenclature:

| | |
|--------------|----------------------------------|
| $V_{S(L-L)}$ | Line to line voltage source |
| f | Network frequency |
| R_s | AC source resistance |
| L_s | AC source inductance |
| R_d | Load resistance |
| L_d | Load inductance |
| R_c | AC load resistance |
| L_c | AC load inductance |
| α | Thyristor firing angle |
| C | Capacitance |
| R_f | Resistance passive filter |
| L_f | Inductance passive filter |
| ΔI | Hysteresis band |
| Δt | Time step |
| f_c | Cutoff frequency of HPF |
| δ | Damping factor |
| K_p | PI controller proportionnal gain |
| K_i | PI controller integral gain |
| V_c^* | Capacitance reference voltage |

References

- [1] H. Sasaki and T. Machida, A New Methode to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation-Considerations on Basic Design. IEEE Trans. Power App. Syst., Vol 90, No. 5, 1971, pp. 2009-2019.
- [2] B. Singh, K. Al-Haddad and A.C. Chandra, A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, October 1999, 960-971.
- [3] S. Bhattacharya, D.M. Divan, and B. Banerjee, Synchronous Frame Harmonic Isolator using Active Series Filter, EPE 1991, Firenze, 1991, pp. 3-030 – 3-035.
- [4] L. Benchaita, S. Saadate and A. Salem Nia, A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 14, Mai 1999, pp. 642-647.
- [5] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, January/February 1990, pp. 93-98.
- [6] M. Kale, E. Ozdemir, An adaptative hyteresis band current controller for shunt active power filter. ELSEVIER, Electric Power Systems Research 73, 2005, pp. 113-119.
- [7] J. Holtz, Pulse width modulation – a survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, December 1992, pp.410-420.
- [8] J.Holtz, Pulsewidth modulation forelectronicpower conversion. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, August 1994, pp.1194-1214.
- [9] M. Ouhrouche, R. Beguenane and M. Dube Dallaire, Real-Time Simulations: A New Powerful Tool for Rapid Prototyping of High Performance Induction Motor Controllers. Proceedings of the IASTED International Conference AMS'2004, Rhodes, Greece, pp.220–225.
- [10] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A., Trzynadlowski, J.S. Thongam and M., Dube-Dallaire, PC-Cluster Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor. International Journal of Applied Simulation and Modelling, Under Press, 2005.
- [11] IEEE Std 519-1992, IEEE recommended pratics and requirements for harmonic control in electrical power systems. IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society, New York – IEEE, United States, 1997.
- [12] Opal-RT Technologies Inc., RT-LAB v7.0 User's Manual, April 2004.