

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ADEL BOUATIT

**CONCEPTION D'UN REDRESSEUR TRIPHASÉ À FAIBLE TAUX DE DISTORSION
HARMONIQUE ET À FACTEUR DE PUISSANCE ÉLEVÉ**

JANVIER 2012

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Avec l'utilisation de plus en plus croissante, dans l'industrie, des équipements de l'électronique de puissance, on observe sur les réseaux électriques une augmentation de charges non linéaires liées à ces équipements. Or, ces charges contribuent à la dégradation de la tension d'alimentation. Elles nuisent ainsi au fonctionnement optimal des équipements et matériels électrotechniques. Les alimentations continues de ces équipements sont généralement connectées au réseau électrique via un convertisseur alternatif-continu, ceci en monophasé pour les faibles et moyennes puissances et généralement en triphasé pour les grandes puissances. Cet étage alternatif continu est généralement constitué d'un redresseur à pont de diodes débitant sur une charge hautement capacitive. Or, dans de tels cas, le courant de ligne du secteur est pulsé et son amplitude est fonction du condensateur de sortie. Le courant de ligne est alors très riche en harmoniques.

Il en résulte un taux de distorsion harmonique (THD) du courant de ligne très élevé. Ces courants harmoniques en revanche créent, dans l'inductance du réseau, des chutes de tension qui viennent distorsionner la tension de ligne et perturbent ainsi les autres équipements qui sont branchés sur le réseau. Les normes du standard STD-519 de IEEE limitent l'amplitude des courants harmoniques à quatre pour cent (4%) du courant de la fondamentale. Par conséquent, des structures complexes de correction du facteur de puissance ou des filtres linéaires volumineux et dispendieux doivent être installées pour

compenser la contamination de ces harmoniques. Ces circuits réduisent passablement le THD du courant de ligne, mais ils ne répondent toujours pas aux standards IEEE.

Ce travail présente une nouvelle topologie de redresseur triphasé capable de réduire les harmoniques à des niveaux conformes aux normes du standard IEEE et qui corrige de façon inhérente le facteur de puissance. Cette topologie est constituée d'un redresseur à pont de Graëtz à diodes et d'un ensemble de hacheurs de puissance de type élévateur.

Les résultats obtenus prouvent bien la viabilité du redresseur proposé, il présente un faible taux de distorsion harmonique et un facteur de puissance élevé et répond parfaitement aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE.

Avant-propos

À l'issue de ce travail, je tiens à exprimer toute ma gratitude à l'ensemble des personnes qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de ce mémoire.

Je tiens d'abord à exprimer mes profonds remerciements à mon directeur de recherche, professeur à l'UQTR, Monsieur Ahmed Cheriti pour l'aide compétente qu'il m'a apportée, pour sa patience et son encouragement. Son œil critique m'a été très précieux pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes sections.

Je tiens à remercier également tous les professeurs de l'UQTR du département de génie électrique et spécialement les professeurs, qui ont accepté de corriger mon mémoire.

Je remercie également ma famille pour leur soutien moral, ainsi que mes amis qui de près comme de loin m'ont aidé et encouragé aux moments opportuns. D'autres personnes m'ont encouragé à la réalisation de ce mémoire par des gestes d'amitié dont je suis reconnaissant, je ne citerais pas de noms ici, pour ne pas en oublier certains.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce mémoire à ma mère, mon père un spécial dédicace à mon frère Rachid et à toute ma chère famille pour leur encouragement tout au long de mes études.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude à mes amis qui ont partagé au quotidien mes espoirs et mes inquiétudes, qui m'ont réconforté dans les moments difficiles et avec qui j'ai partagé d'inoubliables instants de détente et à ceux qui m'ont côtoyé quotidiennement pour une longue période pendant mes travaux.

Table des matières

Résumé.....	ii
Avant-propos.....	iv
Table des matières.....	vi
Liste des tableaux.....	xii
Liste des figures	xii
Liste des symboles	xv
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Mise en contexte.....	1
1.2 Problématique du projet de recherche	2
1.3 Objectif du projet de recherche	4
1.4 Méthodologie du projet de recherche	4
1.5 Structure du rapport.....	5
Chapitre 2 - Généralités sur les harmoniques	6
2.1 Introduction	6
2.2 Caractéristiques des perturbations électriques	7
2.2.1 Fluctuations de la fréquence à 50 Hz.....	7

2.2.2	Variations de l'amplitude.....	7
2.2.3	Modification de la forme d'onde de la tension	8
2.2.4	Dissymétrie du système triphasé, que l'on appelle déséquilibre	8
2.3	Charges industrielles génératrices d'harmoniques.....	9
2.3.1	Redresseur triphasé à diodes et filtre capacitif	9
2.3.2	Convertisseur de courant	9
2.4	Effets de la pollution harmonique	12
2.4.1	Effets différés.....	12
2.4.2	Risque d'excitation de résonance	12
2.4.3	Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques	16
2.4.4	Vibrations mécaniques.....	17
2.4.5	Effets sur le conducteur neutre	17
2.4.6	Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence.....	18
2.5	Normes de qualité.....	18
2.5.1	NORME IEEE STD 519-1992	18
2.6	Conclusion.....	20
	Chapitre 3 - Méthodes de réduction de la Pollution harmonique	21
3.1	Introduction	21

3.2 Surdimensionnement du neutre	21
3.3 Transformateurs spéciaux.....	21
3.3.1 Transformateur de mise à la terre	21
3.3.2 Transformateur de type K	22
3.3.3 Transformateurs déphaseurs	23
3.4 Filtrage d'harmoniques	24
3.4.1 Filtrage passif.....	24
3.4.2 Filtrage actif.....	31
3.5 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif.....	39
3.6 Conclusion.....	40
Chapitre 4 - Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé	41
4.1 Introduction	41
4.2 Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.....	41
4.3 Principe de fonctionnement.....	43
4.4 Circuit électrique de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.....	48
4.5 Redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes.....	49
4.6 Contribution en puissance des convertisseurs DC/DC	52

4.7 Stratégie de contrôle	56
4.8 Conclusion.....	58
Chapitre 5 - Simulation de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.....	59
5.1 Introduction	59
5.2 Montage de simulation	59
5.2.1 Modèle de simulation.....	59
5.2.2 Paramètres utilisés pour la simulation	61
5.3 Résultats de simulation.....	61
5.3.1 Formes d'ondes avant compensation.....	62
5.3.2 Les formes d'ondes après compensation	66
5.4 Conclusion.....	73
Chapitre 6 - Validation expérimentale.....	74
6.1 Introduction	74
6.2 Montage expérimental	75
6.2.1 Hacheur à base du circuit IRAMY20UP60B.....	75
6.2.1 Le circuit de commande de type dsPIC33FJ64MC706	77
6.3 Montage de puissance	78
6.4 Les Résultats expérimentaux.....	82
6.4.1 Forme d'onde du signal du courant dans un redresseur à diodes	82

6.4.2 Forme d'onde du signal du courant avec compensation.....	83
6.4.3 Comparaison du contenu harmonique avant et après compensation	87
6.5 Conclusion.....	89
Chapitre 7 - Conclusion générale.....	91
Bibliographie.....	93
Annexe A	97

Liste des tableaux

Tableau 2-1 : Spectres de courant harmonique émis par les équipements perturbateurs	11
Tableau 2-2 : Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs.....	19
Tableau 2-3 : Limites de distorsion de courant pour les systèmes de distribution	19
Tableau 3-1 : Comparaisons entre le filtre passif et le filtre actif.....	39
Tableau 4-1 : Valeurs de la tension de sortie en fonction des diodes	50
Tableau 5-1 : Paramètres utilisés pour la simulation	61
Tableau 5-2 : Intensités et le taux individuel harmonique.....	64
Tableau 5-3 : Les intensités et le taux individuel harmonique.	71
Tableau 6-1 : Comparaison entre les harmoniques avant et après compensation.....	87

Liste des figures

Figure 2-1 : Diagramme de Fresnel des puissances.....	15
Figure 2-2 : Résonance parallèle et résonance série.....	15
Figure 3-1 : Transformateur de mise à la terre.....	22
Figure 3-2 : Utilisation des transformateurs déphaseurs pour éliminer les 5eme et 7eme harmoniques.....	23
Figure 3-3 : Filtre série et Filtre parallèle.	25
Figure 3-4 : Filtre résonant.....	26
Figure 3-5 : Filtre amorti.....	27
Figure 3-6 : Types de filtre amorti.....	27
Figure 3-7 : Réseau avec deux filtres résonants et un filtre amorti.....	29
Figure 3-8 : Représentation du réseau côté ca.	31
Figure 3-9 : Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle.	32
Figure 3-10 : Filtre actif parallèle.	33
Figure 3-11 : Filtre actif série.	34
Figure 3-12 : Combinaison parallèle-série actifs (UPQC).	35
Figure 3-13 : Filtre actif série et filtre passif parallèle.....	36
Figure 3-14 : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.....	37
Figure 3-15 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.	38
Figure 4-1 : Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.....	42
Figure 4-2 : Formes d'onde d'un courant à 12 impulsions.....	44

Figure 4-3 : Forme d'onde du courant de ligne, courant de la charge et le courant harmonique.....	45
Figure 4-4 : Schéma du circuit électrique du redresseur proposé.	48
Figure 4-5 : Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes.	49
Figure 4-6 : Courbes des tensions d'entrée et de sortie d'un redresseur triphasé à diodes.....	50
Figure 4-7 : Courbes de la tension et du courant d'un redresseur triphasé double voie.	52
Figure 4-8 : Contribution des convertisseurs DC/DC [25].	52
Figure 4-9 : Représentation de la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC et du pont de Graëtz en fonction de la puissance totale de sortie [%].	56
Figure 4-10 : Forme d'onde du courant de ligne, courant de la charge	57
Figure 4-11 : Schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle en boucle fermée.	58
Figure 5-1 : Schéma global du système à simuler.	60
Figure 5-2 : Hacheur (A) et la stratégie de contrôle (B).	60
Figure 5-3 : Schéma du système à simuler avant compensation.....	62
Figure 5-4 : Tension Va Vb Vc	62
Figure 5-5 : Tension et courant de la phase A.	63
Figure 5-6 : Spectre des harmoniques du courant de ligne $i_{a(in)}$	63
Figure 5-7 : Amplitude des harmoniques par rapport à l'amplitude du courant fondamental.....	65
Figure 5-8 : Comparaison entre les harmoniques avant compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.	65
Figure 5-9 : Principe de la compensation.....	66
Figure 5-10 : Schéma électrique du système à simuler.....	67
Figure 5-11 : Courants d'entrée de bras du redresseur i_{a1}	68
Figure 5-12 : Courants d'entrée des convertisseurs DC/DC i_{a2}	68

Figure 5-13 : Courant de ligne $ia_{(in)}$	69
Figure 5-14 : Courants de ligne $ia_{(in)}$ $ib_{(in)}$ $ic_{(in)}$	69
Figure 5-15 : Spectre des harmoniques du courant $ia_{(in)}$ après compensation	70
Figure 5-16 : Amplitude des harmoniques par rapport à l'amplitude du	72
Figure 5-17 : Comparaison entre les harmoniques après compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.	72
Figure 6-1 : Montage expérimental.....	75
Figure 6-2 : Boîtier IRAMY20UP60B.....	76
Figure 6-3 : Module IRAMY20UP60B.	76
Figure 6-4 : Schéma bloc du dsPIC.	77
Figure 6-5 : Schéma du montage de puissance.....	78
Figure 6-6 : Schéma bloc du principe de commande.....	80
Figure 6-7 : Amplification et redressement du courant ia	80
Figure 6-8 : Algorithme implanté dans le dsPIC.	81
Figure 6-9 : Courant de la phase A (ia).....	82
Figure 6-10 : Spectre des harmoniques du Courant de la phase A (ia).	83
Figure 6-11 : Circuit pour la visualisation de $I_{ref\ hacheur}$	84
Figure 6-12 : Courant ia et le courant is	84
Figure 6-13 : Courant ia et courant de compensation.	85
Figure 6-14 : Courant ia après compensation.	86
Figure 6-15 : Tension et Courant ia du réseau après compensation.	86
Figure 6-16 : Spectre des harmoniques du Courant de la phase A après compensation.....	86
Figure 6-17 : Comparaison entre les harmoniques après compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.	88
Figure 6-18 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux	88

Liste des symboles

D : Puissance déformante ou de distorsion.

F.P : Facteur de puissance.

P : Puissance active (W).

Q : Puissance réactive (VAR).

S : Puissance apparente (VA).

I_h : Courant harmonique de rang h (A).

TH_h : Taux de distorsion de rang h.

THD : Taux global de distorsion harmonique.

IL : Demande maximale du courant de charge

Isc : Courant de court-circuit maximal.

TDD : Taux de distorsion global du courant

C_h : Composante harmonique de rang h.

C1 : Composante fondamentale,

f_h : Fréquence de la composante harmonique de rang h (Hz).

f_1 : Fréquence de la composante fondamentale (Hz).

V_h : Valeur efficace de la tension de l'harmonique de rang h (V).

V_1 : Valeur efficace de la tension du fondamental (V).

L : Inductance (H).

C : Capacité (F).

R : Résistance (Ω).

V_a : Tension de la phase A (V).

V_b : Tension de la phase B (V).

V_c : Tension de la phase C (V).

i_c : Courant de la charge (A).

P : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant (W).

R_f : Résistance du filtre de sortie (Ω).

L_f : Inductance du filtre de sortie (H).

P_0 : Puissance active totale de sortie.

P_{in} : Puissance active totale d'entrée.

V_P : Valeur crête de la tension de la ligne-neutre.

I_P : Valeur de crête du courant d'entrée ligne.

$i_{a(in)}(t)$: Courant de ligne phase A

$i_{b(in)}(t)$: Courant de ligne phase B

$i_{c(\text{in})}(t)$: Courant de ligne phase C

$i_{a1}(t)$: Courant d'entrée de bras du redresseur phase A

$i_{b1}(t)$: Courant d'entrée de bras du redresseur phase B

$i_{c1}(t)$: Courant d'entrée de bras du redresseur phase C

$i_{a2}(t)$: Courant d'entrée de convertisseur DC/DC phase A

$i_{b2}(t)$: Courant d'entrée de convertisseur DC/DC phase B

$i_{c2}(t)$: Courant d'entrée de convertisseur DC/DC phase C

I_{IP} : Valeur de crête du courant d'entrée d'un redresseur à pont diode à six pulses.

K : Constante.

ω : Pulsation du réseau = $2\pi f$ (rd/s)

Φ : Déphasage entre la fondamentale du courant de charge et sa tension.

IEEE : Institute of Electrical and Electronic Engineers

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Mise en contexte

Depuis plusieurs années, on observe sur les réseaux électriques une augmentation des équipements électriques qui utilisent des convertisseurs statiques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse,...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre). Les nombreux effets immédiats des harmoniques sur les installations et les équipements électriques sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, la dégradation du facteur de puissance, la réduction de la puissance des moteurs et l'augmentation du bruit dans les moteurs. Cette pollution harmonique contribue également à la dégradation à long terme des équipements et matériels électrotechniques. Cette dégradation se traduit par une réduction de la durée de vie des moteurs, la réduction de la durée de vie des transformateurs et le vieillissement accéléré des isolants et des diélectriques.

Afin de protéger les installations et les équipements électriques des effets immédiats et à long terme des contraintes destructives des harmoniques, différentes méthodes de réduction de la pollution harmonique ont été développées.

Dans ce rapport de mémoire on va étudier un nouveau convertisseur alternatif continu capable de réduire les harmoniques à des niveaux conformes aux normes du standard IEEE et qui corrige de façon inhérente le facteur de puissance.

1.2 Problématique du projet de recherche

Les redresseurs à pont de diodes triphasés alimentent bien souvent une charge hautement capacitive. Ces charges sont généralement non linéaires, qui absorbent un courant non sinusoïdal et se comportent comme des générateurs d'harmoniques. Le courant de ligne est alors très riche en harmoniques cinq et sept. 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. Il en résulte un THD du courant de ligne très élevé. Ces courants harmoniques en revanche créent, dans l'inductance du réseau des chutes de tension qui viennent distorsionner la tension de ligne, perturbent ainsi les autres équipements qui sont branchés sur le réseau, elles consomment parfois de l'énergie réactive, la forme d'onde du courant de la source perd sa forme sinusoïdale et obtient également une dégradation du facteur de puissance. Par ce fait, les distributeurs d'énergie électrique se voient donc obligés d'imposer des normes et de se protéger contre ces perturbations [1], [2].

Il existe aujourd'hui toute une panoplie de solutions pour l'élimination des courants harmoniques. Le matériel utilisé dans ces solutions pour l'atténuation des harmoniques présente cependant plusieurs inconvénients. Parmi ces solutions:

L'utilisation de transformateurs à couplage spécial : cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Cependant, cette solution n'a aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques (H5, H7, ...). Cette solution limite, au contraire, la puissance disponible de la source, et augmente l'impédance de ligne. Il en résulte une augmentation de la distorsion en tension due aux autres rangs harmoniques [3].

L'utilisation d'inductances série : cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. Le simple fait d'introduire des inductances séries sur les lignes du réseau avant le pont à diodes triphasé vient lisser le courant de ligne. Ces inductances réduisent passablement le THD du courant de ligne. L'inductance est peu onéreuse, mais son efficacité est limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

L'utilisation des filtres passifs : une des solutions utilisées pour réduire la pollution harmonique est le filtrage passif, il consiste à piéger les courants harmoniques dans des circuits LC, accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. Les rangs 5 et 7 sont les plus couramment filtrés. Cependant, cette solution, qui est techniquement simple et de faible investissement, est d'une efficacité moyenne. Les performances des filtres passifs sont limitées en termes de réduction de la pollution harmonique. Les inconvénients proviennent de la limitation en puissance, des pertes thermiques, de l'encombrement, du coût des composants passifs ainsi que du circuit résonant qu'ils forment [4], [5].

L'utilisation des filtres actifs : les progrès remarquables, réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs électroniques de puissance, ont permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques autoadaptables appelés compensateurs actifs

d'harmoniques, ou encore filtres actifs. Ces filtres actifs ont pour principal objectif de compenser les courants harmoniques injectés dans le réseau. L'utilisation des filtres actifs permet d'éviter les inconvénients majeurs des filtres passifs, qui sont le risque de résonance et la possibilité de surcharge. Les filtres actifs classiques qui sont composés d'onduleurs permettent de neutraliser les harmoniques, mais ils ne répondent toujours pas aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE [6-8].

Les solutions pour l'élimination des courants harmoniques réduisent passablement le THD du courant de ligne. Mais ils ne répondent toujours pas aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE qui limitent l'amplitude des courants harmoniques à quatre pour cent (4%) du courant de la fondamentale [1], [2].

1.3 Objectif du projet de recherche

Ce travail a pour but de développer un nouveau redresseur triphasé qui réduit les harmoniques à des niveaux conformes aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE et qui corrige de façon inhérente le facteur de puissance. Pour cela on a développé une topologie à base d'un redresseur à pont de Graëtz à diodes et d'un ensemble de hacheurs de puissance de type élévateur.

1.4 Méthodologie du projet de recherche

À la suite d'une recherche bibliographique sur les effets des perturbations harmoniques sur les réseaux électriques, ainsi que sur les différentes méthodes de réduction de la pollution harmonique, un redresseur triphasé à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé est proposé.

La conception de ce type de convertisseur est faite à base d'un ensemble de hacheurs de puissance de type élévateur, qui agissent comme des sources des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal.

Avant d'adopter cette topologie plusieurs types de filtres actifs ont été étudiés et décortiqués, ces types seront aussi détaillés ci-après.

1.5 Structure du rapport

Ce rapport de mémoire est constitué de six chapitres. Le premier sera consacré à expliciter la problématique de recherche, les objectifs ainsi que la méthodologie suivie tout au long de la réalisation de ce travail.

Le second chapitre décrit les différents effets des harmoniques sur les réseaux électriques. Le troisième chapitre portera sur les différentes méthodes de réduction de la pollution harmonique. Le quatrième chapitre est consacré à la conception d'un redresseur triphasé à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé. Le cinquième portera sur les résultats obtenus avec le circuit proposé par simulation à l'aide du logiciel PSIM. Enfin, le chapitre 6, donne quelques résultats d'expérimentation obtenus à l'aide de notre prototype fabriqué au laboratoire afin de valider le concept de compensation. Une conclusion générale viendra clore le rapport.

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 [4,5].

2.2 Caractéristiques des perturbations électriques

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

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

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

2.2.1 Fluctuations de la fréquence à 50 Hz

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport.

2.2.2 Variations de l'amplitude

Il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se

présentant souvent sous forme de coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non.

2.2.3 Modification de la forme d'onde de la tension

Cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque.

2.2.4 Dissymétrie du système triphasé, que l'on appelle déséquilibre

On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms.

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même, mais parfois également dans les charges.

Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

2.3 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 mentionnés 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.

2.3.1 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.

2.3.2 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 de commande des gâchettes des thyristors. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications telles :

2.3.2.1 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 faibles puissances que celles de grandes puissances telles les machines-outils, les procédés de commande dans l'industrie du papier et du textile ainsi que les laminoirs.

2.3.2.2 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.

2.3.2.3 Électrolyseurs

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

2.3.2.4 Fours à induction régulés

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

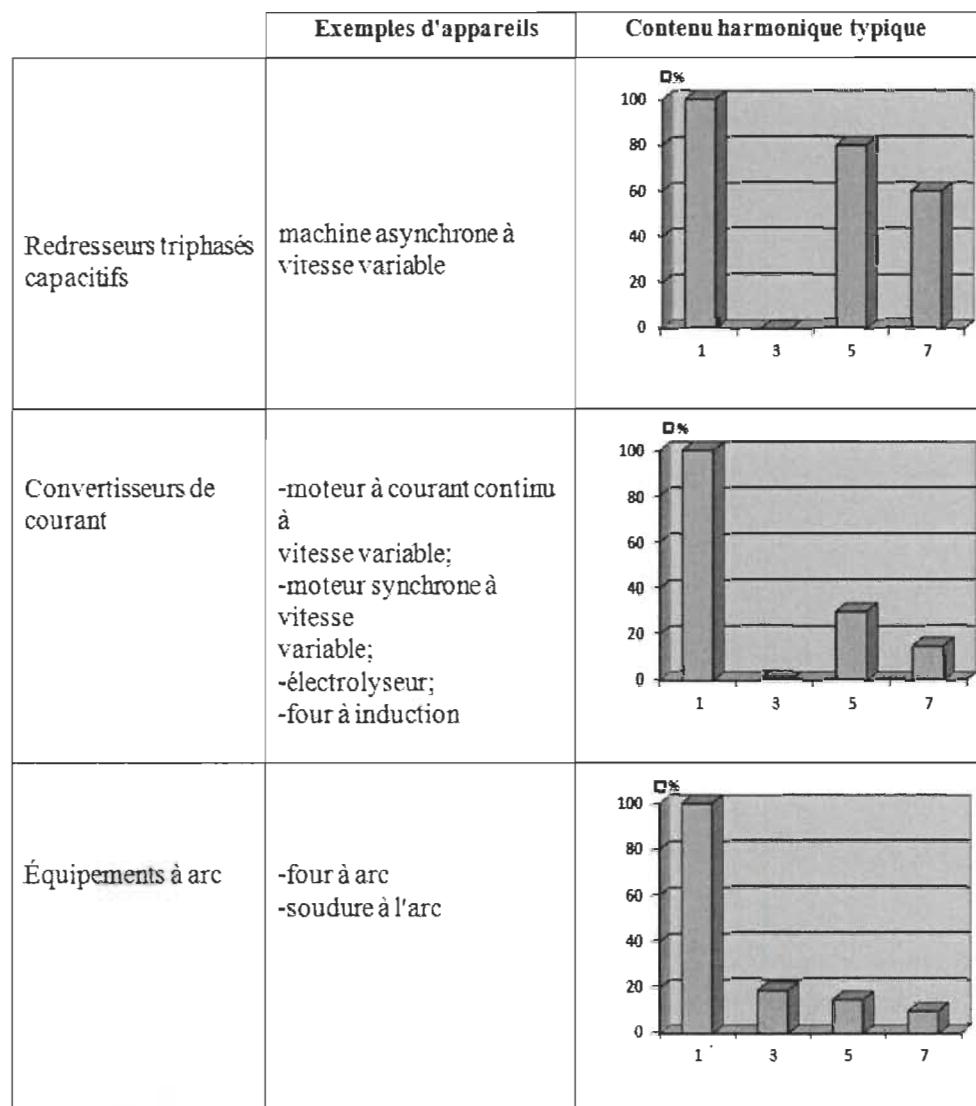
2.3.2.5 Appareils à arc électrique

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 métallurgique, ainsi que dans les secteurs de la mécanique et de l'électrique [11].

Le tableau suivant à l'aide d'Excel 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



2.4 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:

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.

2.4.1 *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 divers enroulements d'une machine en est un exemple.

2.4.2 *Risque d'excitation de résonance*

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

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

- **Taux harmonique de rang h :**

$$S_h = C_h / C_1 \quad (2.1)$$

Ou C_h représente la composante harmonique de rang h,

C_1 représente la composante fondamentale,

- **Taux global de distorsion harmonique :**

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_2^{\infty} \frac{c_h^2}{c_1^2}} \quad (2.2).$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquences plus élevées sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [9].

- **Taux global de distorsion à la demande maximale :**

Le TDD (Total demand distortion) représente la distorsion du courant par rapport à la demande maximale. Nous pouvons avoir un THD très élevé pour une faible charge d'un système. Dans ce cas, l'impact de la distorsion harmonique sur le système est également faible. Pour cela, on utilise le TDD pour obtenir un meilleur aperçu sur l'impact de la

distorsion harmonique dans un système électrique. En pleine charge TDD=THD. Le TDD est donné par :

$$TDD = \frac{I_L}{I_H} \quad (2.3)$$

I_L représente la demande maximale du courant de charge et I_H est donné par :

$$I_H = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=25} I_h^2} \quad (2.4)$$

- **Facteur de puissance :**

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

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (2.5), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure 2.1:

$$D = 3. V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} I_h^2} \quad (2.5)$$

Le facteur de puissance (F.P.) devient :

$$P.F. = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos \gamma \quad (2.6)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

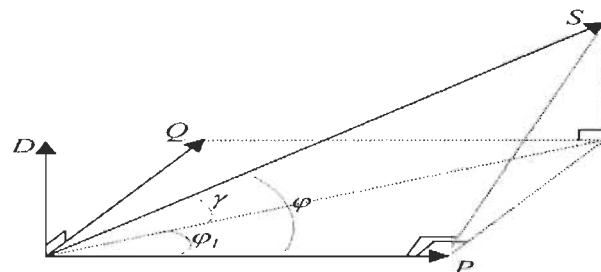


Figure 2-1 : Diagramme de Fresnel des puissances.

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 :

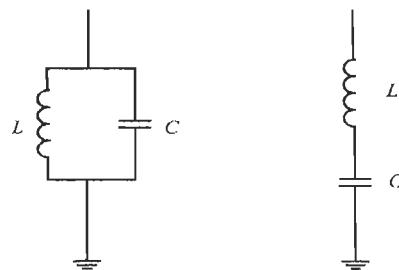


Figure 2-2 : Résonance parallèle et résonance série.

2.4.2.1 Résonance parallèle

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

$$Z_N = \frac{jL\omega}{1-LCn^2\omega^2} \quad (2.5)$$

Il y a résonance lorsque $XL = Xc$, 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 :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

2.4.2.2 Résonance série

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

$$Z_n = \frac{1-LCn^2\omega^2}{jC\omega} \quad (2.7)$$

Il y a résonance lorsque $XL = Xc$, 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 :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

2.4.3 Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques

Les courants harmoniques circulant dans les conducteurs provoquent réchauffement de ceux-ci par effet Joule ($R I_{eff}^2$). 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.

2.4.4 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 tournants 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 prématuée de cet équipement.

2.4.5 Effets sur le conducteur neutre

Dans un système équilibré, les composantes homopolières dans le neutre sont nulles. Ceci n'est pas le cas des systèmes comportant une charge non linéaire [10]. En effet, les courants homopolières 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.

2.4.6 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 [4-11].

2.5 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 IEEE. Les normes qu'ils ont établies sont, de façon respective, la série CEI 61000 et l'IEEE Standard 519 [1,2].

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 notre projet, la norme considérée est le standard STD 519-1992 de IEEE.

2.5.1 NORME IEEE STD 519-1992

La norme IEEE Std 519-1992 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 [1]. Les tableaux (2-2) et (2-3) donnent les limites de distorsion de tension pour les fournisseurs ainsi que les limites de distorsion de courant pour les systèmes de distribution.

Tableau 2-2 : Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs.

Niveau de tension	Taux de distorsion individuel de tension (%)	Taux de distorsion global de tension (%)
<= 69KV	3	5
>= 69.001KV et <= 161KV	1.5	2.5
>= 161.001KV	1	1.5

Tableau 2-3 : Limites de distorsion de courant pour les systèmes de distribution (120V à 69 000V).

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de IL						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs)						
IL/Isc	11	11<=n <17	17<=n <23	23<=n <35	35<=n	TDD
IL/Isc <20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20< IL/Isc<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50< IL/Isc<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100< IL/Isc<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
IL/Isc>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Notons que pour la suite de notre travail, la ligne 1 du tableau 2-3 correspondant à $IL/Isc < 20$ sera considérée pour déterminer les limites de distorsion de courant.

Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définis ci-dessus.

2.6 Conclusion

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

Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution harmonique est principalement causée par les 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 permisibles d'harmoniques sur les réseaux. Dans le prochain chapitre, nous examinerons les principaux moyens de mitigation contre les harmoniques.

Chapitre 3 - Méthodes de réduction de 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 2.4.6, les courants homopolaires des harmoniques s'additionnent dans le conducteur de neutre. Afin d'éviter l'usure prématuée 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 [12].

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.

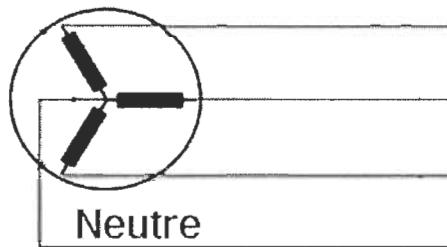


Figure 3-1 : Transformateur de mise à la terre.

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 :

$$K = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 n^2 \quad (3.1)$$

ou 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 5eme et 7eme 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 5eme et 7eme 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.

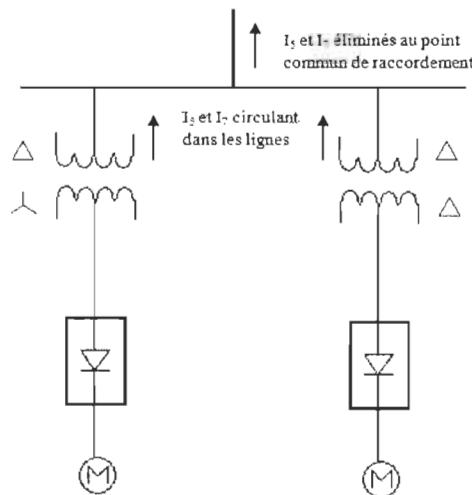


Figure 3-2 : Utilisation des transformateurs déphaseurs pour éliminer les 5eme et 7eme harmoniques.

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 [13].

3.4.1.2 Classification des filtres passifs

Il est possible de classifier 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.

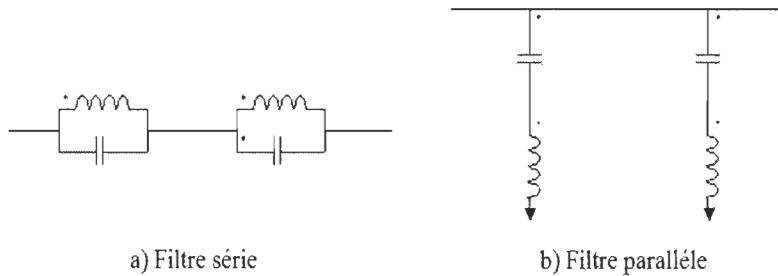


Figure 3-3 : Filtre série et Filtre parallèle.

3.4.1.3 Filtre passif parallèle

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

- Il porte uniquement le courant harmonique et est lié à la terre.
 - 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 [14].

3.4.1.4 Types de filtres parallèles

- *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.

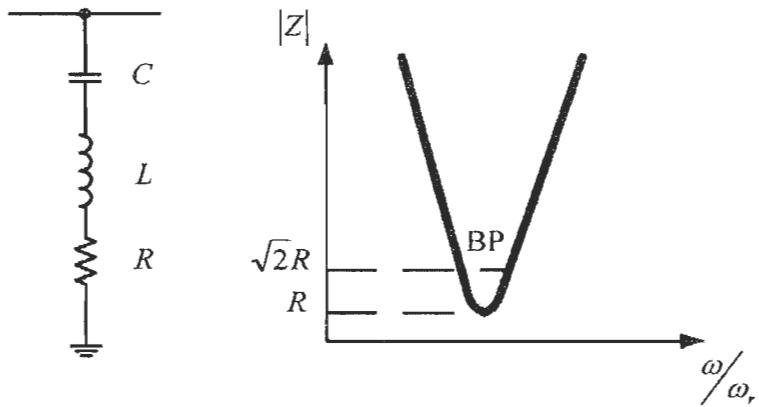


Figure 3-4 : Filtre résonant.

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.

- *Filtre amorti*

On distingue trois types de filtre amorti

- les filtres amortis de premier ordre.
- les filtres amortis de second ordre.
- les filtres de troisième ordre.

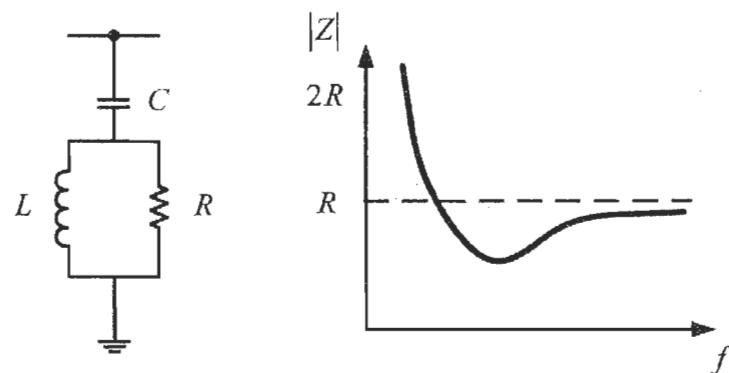


Figure 3-5 : Filtre amorti.

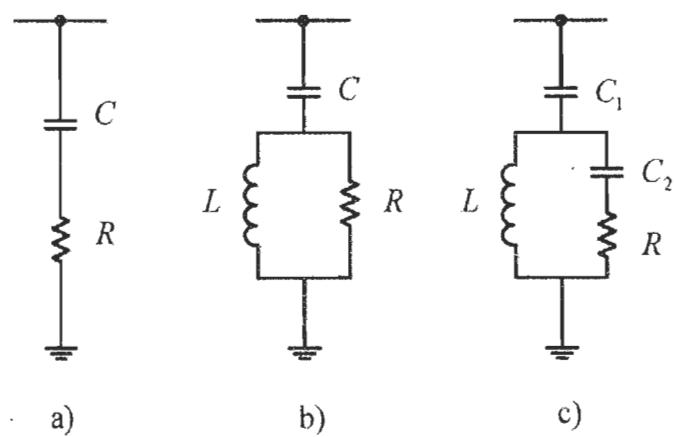


Figure 3-6 : Types de filtre amorti.

Avantages des filtres amortis :

- Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux tolérances des composantes, etc.
- Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.
- 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 désavantages du filtre amorti :

- 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.
- 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 Q . 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 ($\text{rangs} > 11$).

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

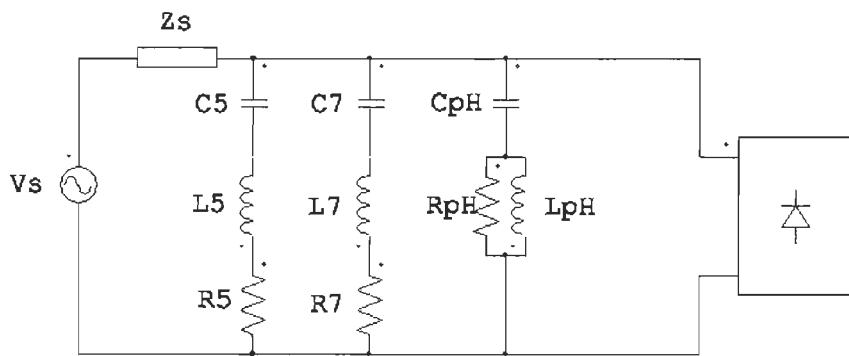


Figure 3-7 : Réseau avec deux filtres résonants et un filtre amorti.

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

Dans la représentation schématique du réseau de la figure 3.8, 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 /«/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 [5].

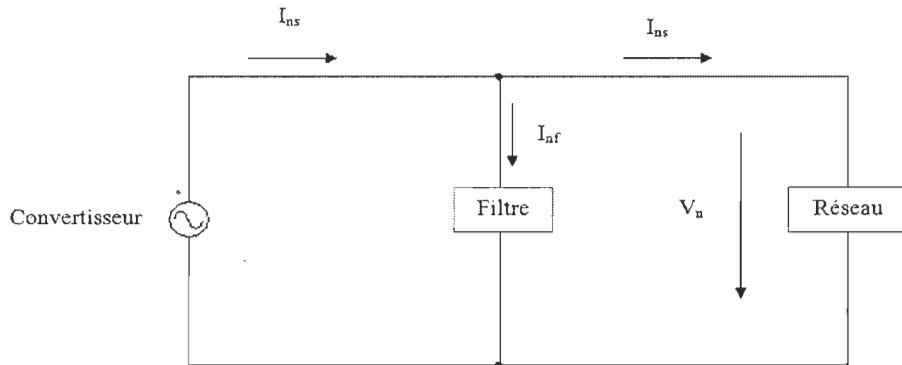


Figure 3-8 : Représentation du réseau côté ca.

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 en 1971 [15]. L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles, car auto-adaptatifs, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques.

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 [16]. 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. Nous allons introduire les principales structures, proposées dans la littérature, à savoir les filtres actifs parallèles, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif.

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.

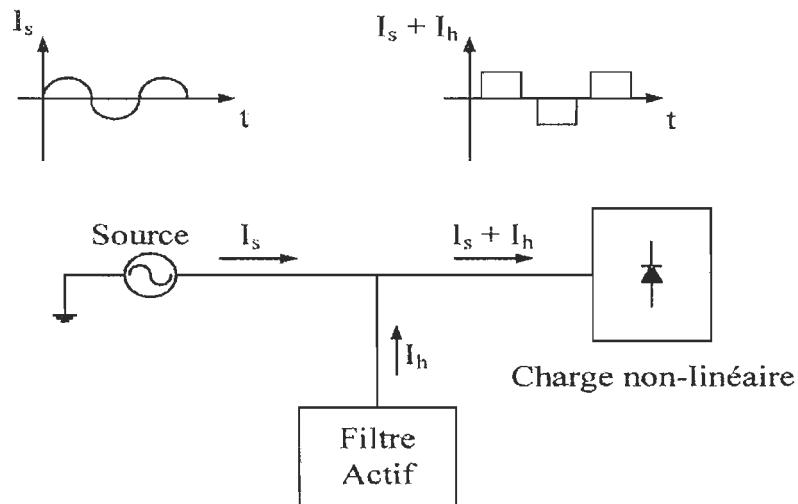


Figure 3-9 : Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle.

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

I_h : Courants harmoniques.

3.4.2.2 Classification des filtres actifs

3.4.2.2.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P)

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 parallèles ou séries 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 [17, 18, 19, 20].

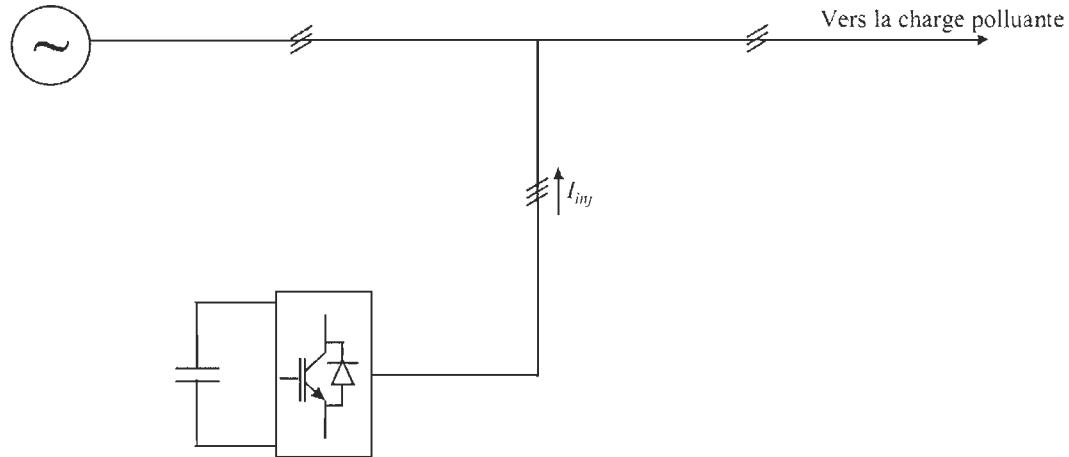


Figure 3-10 : Filtre actif parallèle.

3.4.2.2.2 Le filtre actif série (F.A.S)

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 [18, 19,20].

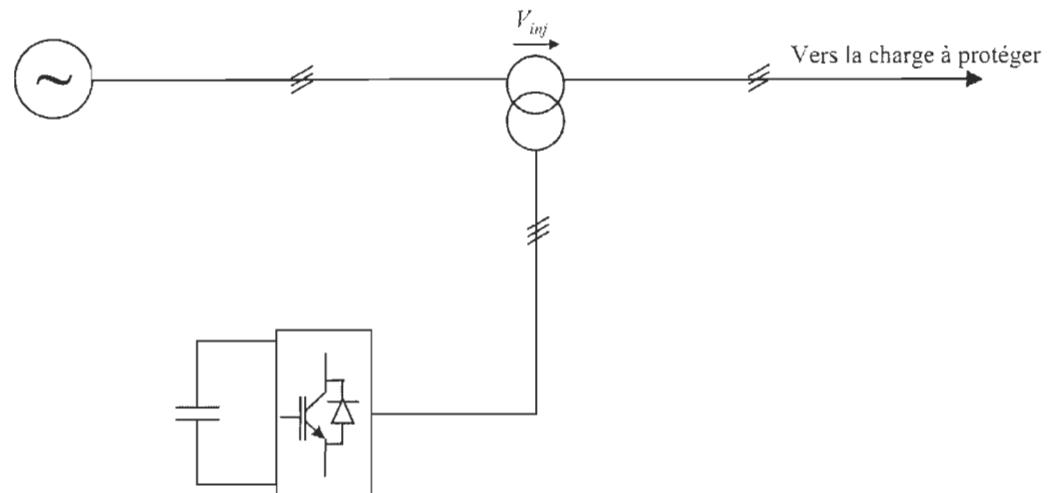


Figure 3-11 : Filtre actif série.

3.4.2.2.3 La combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

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 Conditioner ». 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 ca entre les deux filtres actifs [17,21].

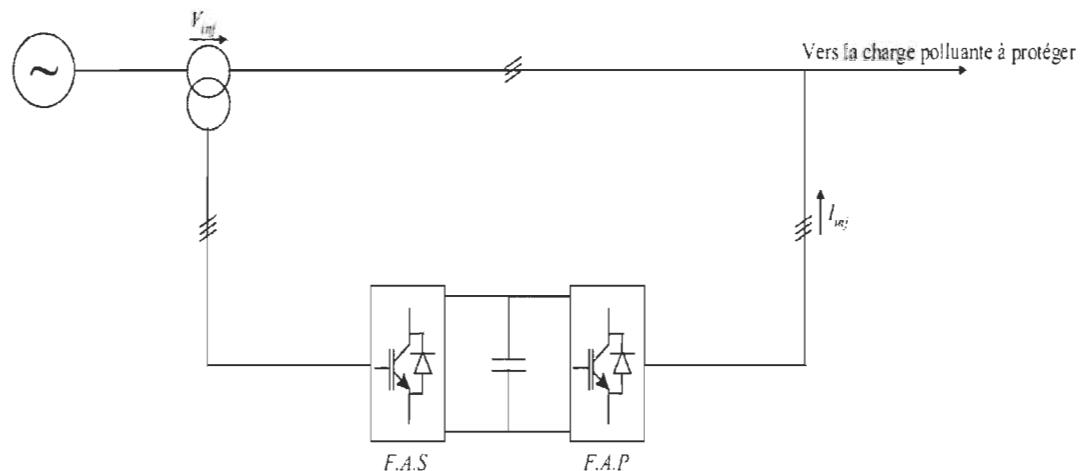


Figure 3-12 : Combinaison parallèle-série actifs (UPQC).

3.4.2.2.4 Combinaison hybride active et passive

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [22], les plus étudiées étant:

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

a) Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure 3-13, [22].

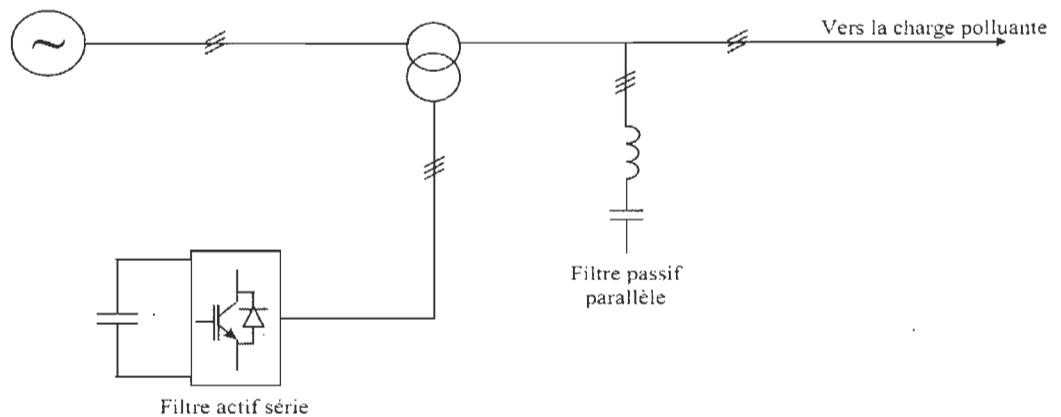


Figure 3-13 : Filtre actif série et filtre passif parallèle.

b) Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure 3-14, est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible [22]. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

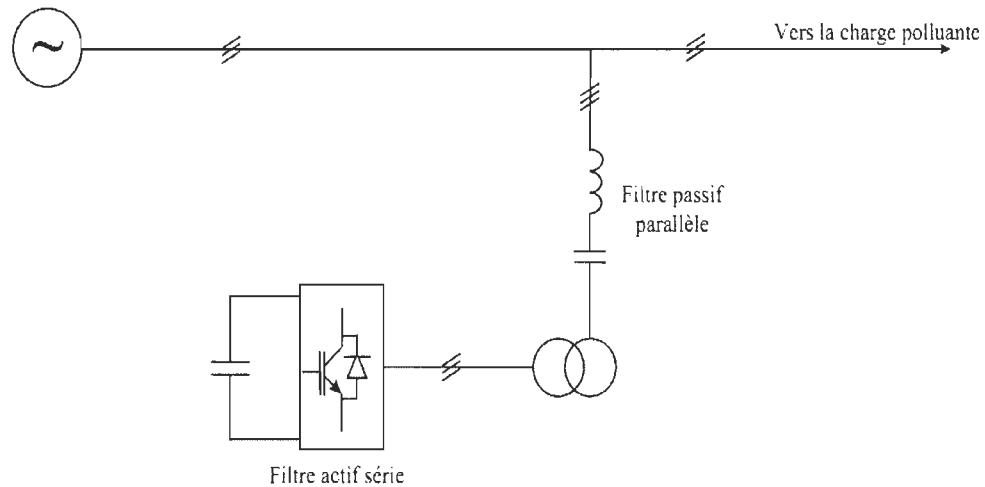


Figure 3-14 : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

c) Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure 3-15, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance [22].

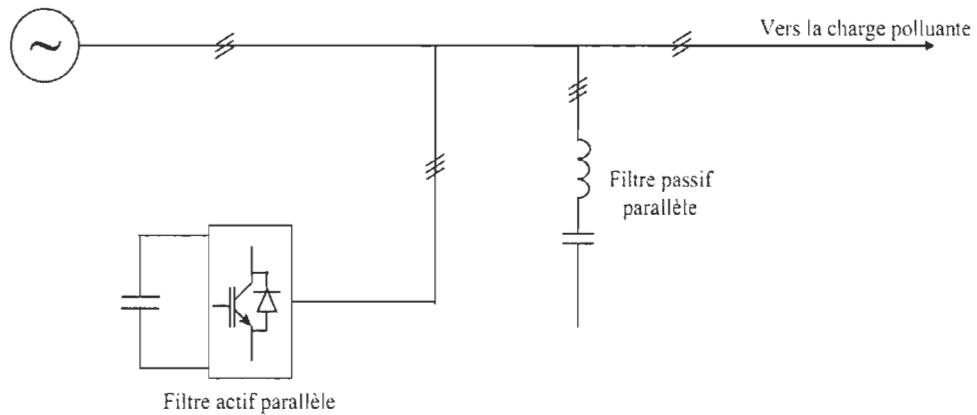


Figure 3-15 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

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.

3.5 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, ce 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 aussi pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique.

Le chapitre suivant traitera de la structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé et la stratégie de commande adoptée.

Chapitre 4 - Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé

4.1 Introduction

Avec l'implantation de plus en plus rapide des équipements d'informatique et de télécommunication, on observe une augmentation de pollution harmonique sur le réseau. Ces courants harmoniques nuisent ainsi au fonctionnement optimal des autres équipements qui sont branchés sur le réseau [20]. Pour cela les nouvelles normes du standard STD-519 de IEEE limitent l'amplitude des courants harmoniques à quatre pour cent (4%) du courant de la fondamentale. Les circuits existants pour éliminer les courants harmoniques sont volumineux et dispendieux et ils ne répondent toujours pas au standard STD-519 de IEEE.

Ce chapitre a pour but de présenter une nouvelle topologie de redresseurs à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé qui répond au standard STD-519 de IEEE. On s'intéresse ensuite à la stratégie de contrôle utilisée dans cette topologie pour compenser la contamination des harmoniques.

4.2 Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé

La structure de la nouvelle topologie du redresseur proposé est obtenue en associant un convertisseur DC/DC en parallèle avec chaque bras d'un redresseur à diodes triphasé à six

impulsions comme illustré par la figure 4.1. Cette structure est une approche novatrice qui permet de surmonter de nombreux inconvénients dans le domaine des redresseurs. Elle est capable de fournir la puissance ultra propre à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.

Le redresseur proposé combine la robustesse, la simplicité et la fiabilité du redresseur à diodes en pont à six impulsions avec le fonctionnement à haute fréquence convertisseurs DC/DC contrôlés, et par conséquent, le volume, le poids et la taille de la structure proposée sont très réduits avec une plus grande efficacité. Ainsi, la puissance nominale peut être atteindre jusqu'à 50 kW, ce qui ne peut être réalisé avec un redresseur triphasé à facteur de puissance unitaire commander par de la modulation de largeur d'impulsion (PWM) [23] - [24].

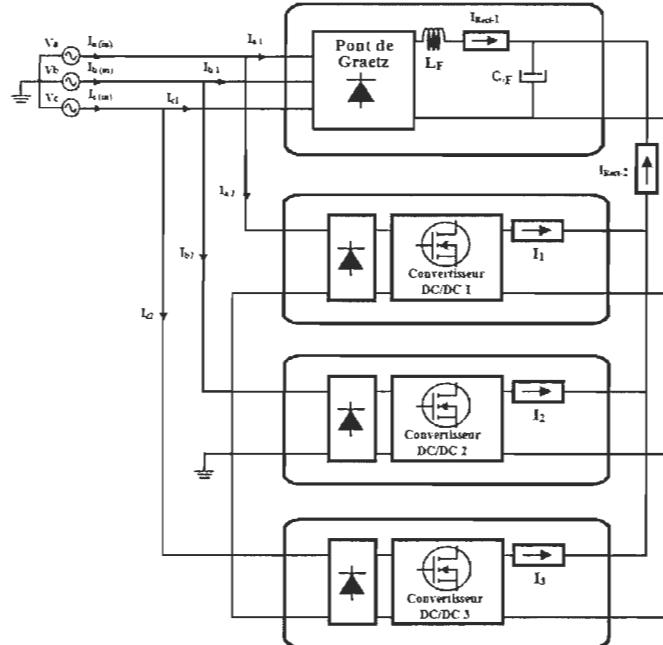


Figure 4-1 : Structure de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé.

4.3 Principe de fonctionnement

Les courants de lignes proposés sont obtenus par la combinaison des courants d'entrée du pont de Graëtz et des courants d'entrée des convertisseurs DC/DC. Ainsi :

$$\bullet \quad i_{a(\text{in})}(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t) \quad (1)$$

$$\bullet \quad i_{b(\text{in})}(t) = i_{b1}(t) + i_{b2}(t) \quad (2)$$

$$\bullet \quad i_{c(\text{in})}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) \quad (3)$$

où

- $i_{a(\text{in})}(t), i_{b(\text{in})}(t), i_{c(\text{in})}(t)$ représentent les courants de lignes;
- $i_{a1}(t), i_{b1}(t), i_{c1}(t)$ représentent les courants d'entrée des bras du redresseur;
- $i_{a2}(t), i_{b2}(t), i_{c2}(t)$ représentent les courants d'entrée des convertisseurs DC/DC.

La figure 4.2 montre le principe de construction du courant de ligne $i_{a(\text{in})}$ à travers deux composantes i_{a1} et i_{a2} qui sont obtenus lorsque le redresseur proposé fonctionne comme un redresseur triphasé conventionnel à 12 impulsions. On remarque que la forme d'onde du courant i_{a2} impose la caractéristique globale de la forme d'onde $i_{a(\text{in})}$ ce qui permet l'amélioration du taux de distorsion harmonique (THD) des courants de ligne à travers une technique très simple.

Afin d'atteindre les mêmes caractéristiques de fonctionnement d'un redresseur à 12 impulsions conventionnel, ce qui signifie de fournir des courants de ligne avec des composantes harmoniques d'ordre $(12n \pm 1)$, la valeur crête du courant i_{a2} (I2P) doit être proportionnelle à la valeur crête du courant i_{a1} (I1P). Dans ce cas, la contribution de la

puissance des convertisseurs DC/DC sera d'environ 20% de la puissance de sortie totale (6,67% pour chaque convertisseur DC/DC).

Concernant les caractéristiques du redresseur proposé, il est important de souligner que le courant imposé par le convertisseur DC/DC peut prendre n'importe quelle forme d'onde, selon la forme d'onde du courant de ligne qui est souhaité [24].

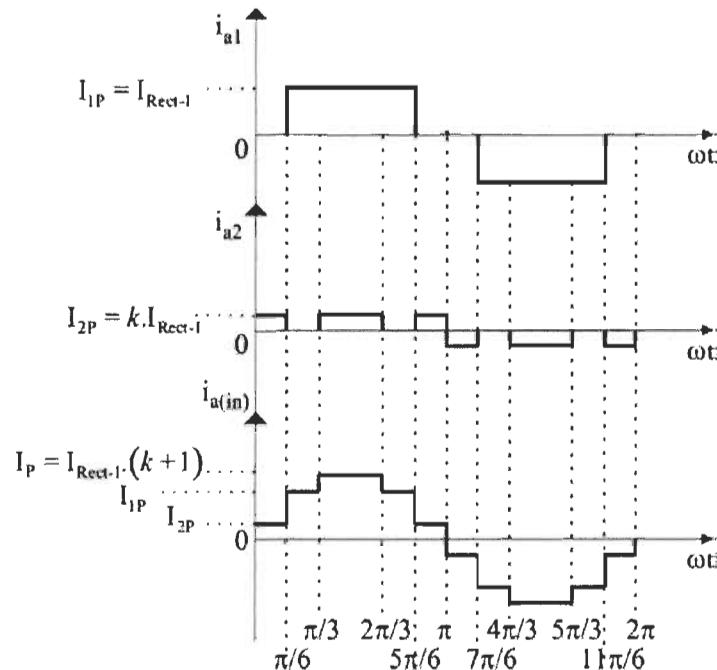


Figure 4-2 : Formes d'onde d'un courant à 12 impulsions.

Cette caractéristique assure une plus grande flexibilité, ce qui signifie qu'une forme d'onde sinusoïdale du courant de ligne [20] peut être atteinte, en fournissant un taux de distorsion harmonique de courant (THDI) aussi bas que cela peut être réalisé dans les redresseurs à 24 impulsions [26].

Dans ce contexte, le courant i_{a2} peut être imposé, comme indiqué dans la figure (4.3). Par conséquent, la combinaison des courants i_{a1} et i_{a2} donne un courant de ligne sinusoïdal

comme dans le cas des redresseurs triphasés à facteur de puissance unitaire commandé par modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui ont des stratégies de contrôle complexes et difficile à mettre en œuvre [23] - [24].

En conclusion, pour obtenir le plus faible THDI, la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC doit être plus élevée possible. Ainsi, la parfaite forme d'onde sinusoïdale du courant de ligne est obtenue lorsque la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC est d'environ 45% de la puissance totale à la sortie (15% pour chaque convertisseur DC/DC) [24] [25].

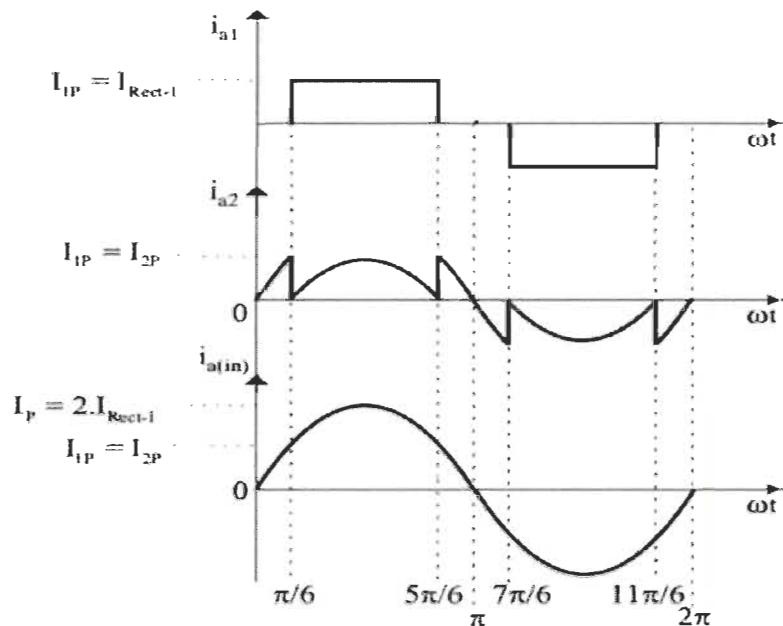


Figure 4-3 : Forme d'onde du courant de ligne, courant de la charge et le courant harmonique.

Afin de réduire le THDI, le redresseur proposé est capable de fonctionner avec 12 impulsions ou des courants alternatifs sinusoïdaux. Lors du fonctionnement avec des

courants de ligne sinusoïdaux, le redresseur proposé présente ses meilleures performances liées à la THDI, rencontrant toutes les restrictions imposées par la norme IEC61000-3-4, d'où une analyse harmonique de la forme d'onde des courants de ligne n'est pas nécessaire. Toutefois, lorsqu'il fonctionne comme un redresseur à 12 impulsions, ce genre d'analyse est nécessaire, car l'élimination de composantes harmoniques telles que le 5 ième, 7 ième, 17 ième, et 19 ième dépend de la valeur crête des courants de ligne des convertisseurs DC/DC ia2, ib2, et ic2.

Étant donné que les courants d'entrée du pont de Graëtz et des convertisseurs DC/DC sont des fonctions continues qui se répètent périodiquement, par conséquent, en utilisant le théorème de Fourier, il est possible de prouver que ces courants d'entrée présentent le même spectre harmonique qu'un redresseur conventionnel à 12 impulsions ($12n \pm 1$). Il est bien connu que la représentation dans le domaine fréquentiel du courant ia1 est donnée par :

$$i_{a1}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{1P} \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) \right. \\ \left. + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{17} \cos(17\omega t) + \frac{1}{19} \cos(19\omega t) - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) \right. \\ \left. + \frac{1}{25} \cos(25\omega t) + \dots \right] \quad (4)$$

La représentation du courant ia2 dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$\begin{aligned}
 i_{a2}(\omega t) = & \frac{4}{\pi} (kI_{1P}) \left[0.63 \sum_{n=1,13,25,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right. \\
 & + 3.36 \sum_{n=5,17,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) - 2.36 \sum_{n=7,19,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \\
 & \left. - 0.63 \sum_{n=11,23,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right] \quad (5)
 \end{aligned}$$

La représentation du courant ia(in) dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$\begin{aligned}
 i_{a(in)}(\omega t) = & \frac{4.3I_{1P}}{\pi} \left[\cos(\omega t) - \sum_{n=11,23,35,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right. \\
 & \left. + \sum_{n=35,25,37,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right] \quad (6)
 \end{aligned}$$

4.4 Circuit électrique de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé

La figure 4.4 donne le circuit électrique du redresseur proposé pour réduire le taux de distorsion harmonique et augmenter le facteur de puissance et ainsi répondre aux normes du nouveau standard STD-519- 1992 de IEEE. Ce circuit est composé d'un redresseur triphasé à six impulsions et de trois hacheurs élévateurs en parallèle. Chaque convertisseur DC/DC est connecté à la source triphasée par le biais d'un redresseur monophasé et un transformateur d'adaptation qui permet d'avoir une isolation galvanique. Les convertisseurs DC/DC se comportent comme des sources de courant et ils sont associés en parallèle avec chaque bras du pont de Graëtz. Les courants de ces sources sont combinés au courant d'entrée du pont de Graëtz ce qui permet de réduire les harmoniques dans des courants de lignes.

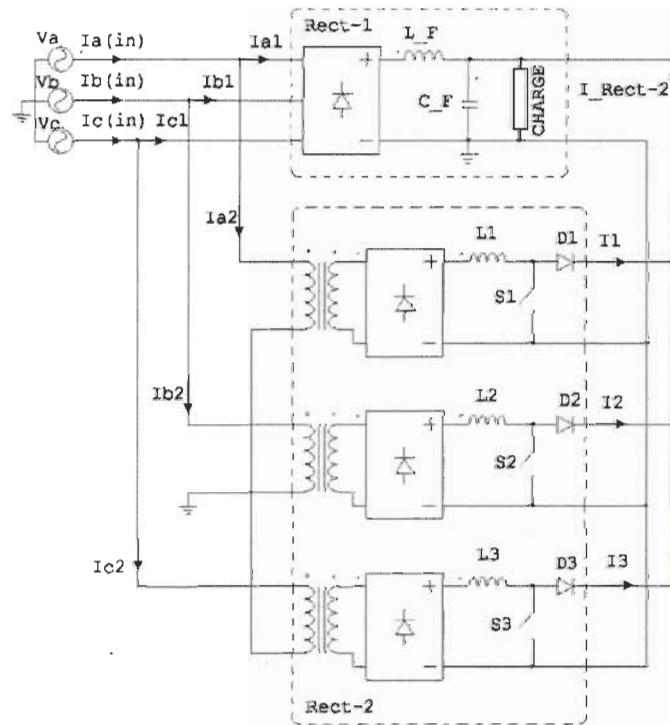


Figure 4-4 : Schéma du circuit électrique du redresseur proposé.

4.5 Redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes

Ce type de redresseur est réalisé en utilisant un montage en pont de Graëtz avec des diodes comme le montre le schéma de la figure 4.5.

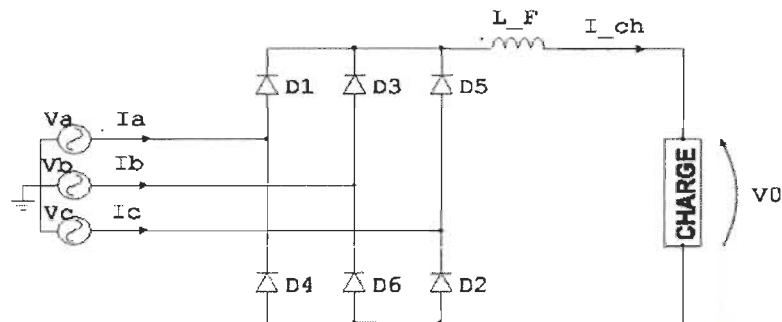


Figure 4-5 : Schéma du redresseur pont de Graëtz triphasé à diodes.

Les tensions V_a , V_b et V_c sont des tensions entre phases et neutre (tensions simples) de valeur efficace V . Si les enroulements sont montés en étoile, en utilisant le neutre ce sont alors les tensions simples qui sont utilisées ce qui fait perdre l'intérêt du triphasé. Quand les enroulements sont en triangle on ne dispose que des tensions composées.

Les fonctions Max et Min assurent que parmi les diodes D1, D3 et D5, celle qui a la tension sur son anode la plus positive conduit et parmi les diodes D2, D4 et D6, celle qui a la tension sur sa cathode la plus négative conduit.

Supposons que nous avons le système triphasé suivant :

$$\bullet \quad V_a = V\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (7)$$

$$\bullet \quad V_b = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (8)$$

$$\bullet \quad V_c = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (9)$$

Posons $T = \frac{2\pi}{\omega}$, la période de ces tensions.

Entre 0 et $\frac{T}{12}$ (fig.4.6), la tension V_c est maximale et la tension V_b est minimale. Par conséquent, les diodes D_5 et D_6 conduisent donc et la tension V_0 de sortie vaut la tension U_{cb} entre les phases c et b.

Entre $\frac{T}{12}$ et $\frac{T}{4}$ (fig.4.6), la tension V_a est maximale et la tension V_b est minimale. Par conséquent, les diodes D_1 et D_6 conduisent donc et la tension V_0 de sortie vaut la tension U_{ab} entre les phases a et b.

Entre $\frac{T}{4}$ et $\frac{5T}{12}$ (fig.4.6), la tension V_a est maximale et la tension V_c est minimale. Par conséquent, les diodes D_1 et D_2 conduisent donc et la tension V_0 de sortie vaut la tension U_{ac} entre les phases a et c.

Résumons les valeurs de la tension de sortie en fonction des diodes qui conduisent :

Tableau 4-1 : Valeurs de la tension de sortie en fonction des diodes

Couple de diodes	1,6	1,2	3,2	3,4	5,4	5,6
Tension de sortie V_0	U_{ab}	U_{ac}	U_{bc}	U_{ba}	U_{ca}	U_{cb}

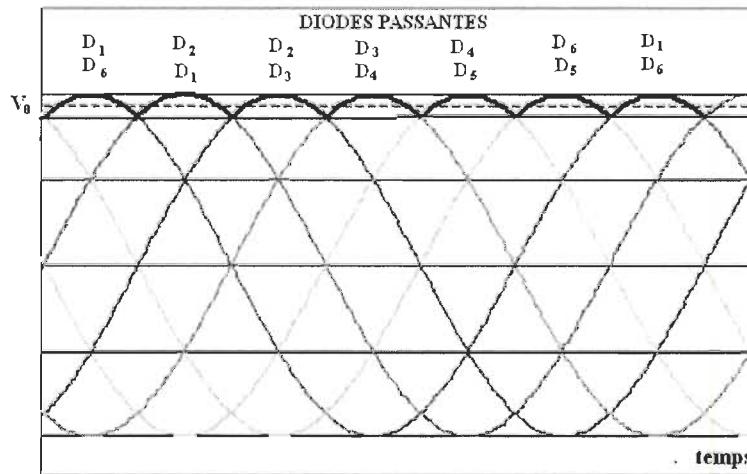


Figure 4-6 : Courbes des tensions d'entrée et de sortie d'un redresseur triphasé à diodes.

Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie

La figure 4.7 donne la tension et le courant d'un redresseur triphasé double voie dans le cas d'un système triphasé sinusoïdal équilibré. La tension de sortie est constituée de portions de sinusoïdes de valeur efficace $V\sqrt{3}$. La tension de sortie est périodique de période $\frac{T}{6}$. Calculons, par exemple, la valeur moyenne lorsque les diodes D_1 et D_2 conduisent.

La valeur moyenne de la tension de sortie est alors :

$$\begin{aligned} V_0(t) &= \frac{1}{\left(\frac{T}{6}\right)} \int_{-\frac{T}{12}}^{\frac{\pi}{12}} U_{ac}(t) dt \\ &= \frac{1}{\left(\frac{T}{6}\right)} \int_{-\frac{T}{12}}^{\frac{\pi}{12}} V\sqrt{3}\sqrt{2} \cos(\omega t) dt = \end{aligned} \quad (10)$$

$$\frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \int_{-\frac{T}{12}}^{\frac{T}{12}} \cos(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \cdot 2 \sin \frac{\pi}{6}$$

$$\langle V_0(t) \rangle = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \quad (11)$$

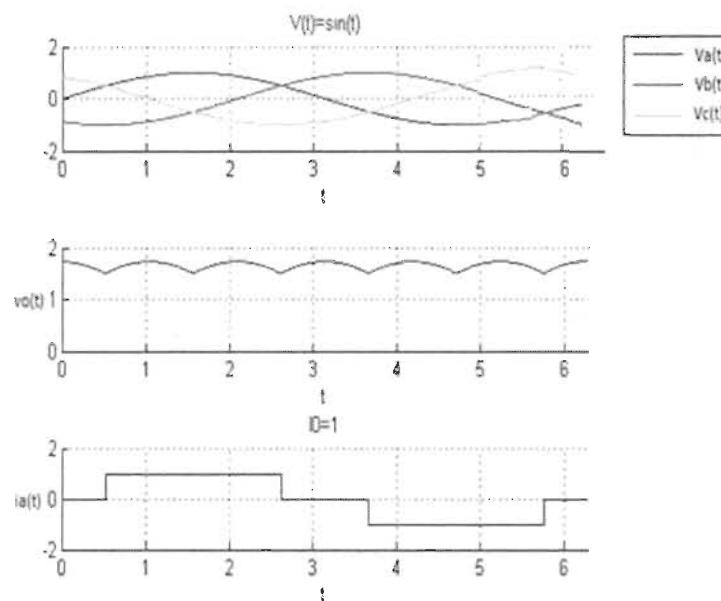


Figure 4-7 : Courbes de la tension et du courant d'un redresseur triphasé double voie.

4.6 Contribution en puissance des convertisseurs DC/DC

La figure 4.8 illustre les formes d'ondes théoriques de la tension et du courant d'entrée de chaque convertisseur DC-DC.

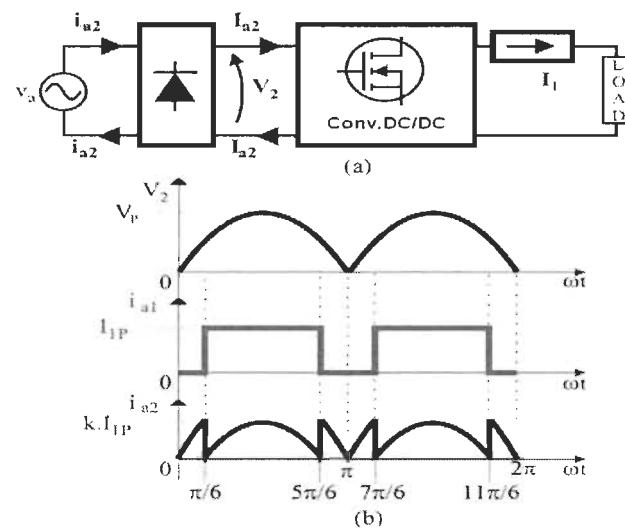


Figure 4-8 : Contribution des convertisseurs DC/DC [25].

La puissance nominale du pont de Graëtz et des convertisseurs DC/DC peut être déterminée en fonction de la valeur de crête des courants d'entrée ligne i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} , i_{a2} , i_{b2} et i_{c2} . Dans ce contexte, l'objectif est de quantifier la fraction de la puissance délivrée au pont de Graëtz et des convertisseurs DC/DC par rapport à la puissance de sortie totale. Le système va être considéré comme sans perte. Ainsi.

$$P_0 = P_{in} = \frac{3}{2} V_P I_P \quad (12)$$

P_0 puissance active totale de sortie;

P_{in} puissance active totale d'entrée;

V_P valeur crête de la tension de la ligne-neutre;

I_P valeur de crête du courant d'entrée ligne.

Lorsque le redresseur proposé fonctionne comme un redresseur à 12 impulsions, la puissance fournie peut être déterminée comme suit:

$$\begin{aligned} P_{DC-DC\ Conv.1} &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} V_P \sin(\omega t) I_{2P} d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_P \sin(\omega t) I_{2P} d\omega t + \int_{\pi/6}^{\pi} V_P \sin(\omega t) I_{2P} d\omega t \right] \quad (13) \end{aligned}$$

Où I_{2P} est la valeur crête du courant d'entrée du convertisseur DC/DC considéré.

Le courant imposé par le convertisseur DC/DC doit être proportionnelle au courant d'entrée d'un redresseur à pont diode à six pulses afin de réaliser le plus bas THDI. Ainsi, la valeur crête du courant d'entrée du convertisseur DC/DC considéré est exprimée par :

$$I_{2P} = k \cdot I_{1P} \quad (14)$$

I_{1P} : valeur de crête du courant d'entrée d'un redresseur à pont diode à six pulses;

K : constante.

Par conséquent, la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC est donnée par :

$$P_{Rect-2} = 3 \cdot V_P \cdot I_P \cdot \left(\frac{1.268}{\pi} \right) \quad (15)$$

La puissance des convertisseurs DC/DC par rapport à la puissance de sortie totale (P_0) peut être déterminée comme :

$$\frac{P_{Rect-2}}{P_0} = \frac{3 \cdot V_P I_P \left(\frac{1.268}{\pi} \right)}{3/2 \cdot V_P I_P} \quad (16)$$

Puisque la valeur de crête du courant de ligne est :

$$I_P = I_{1P} + I_{2P} = I_{1P}(k + 1). \quad (17)$$

La contribution en puissance des convertisseurs DC/DC peut être exprimée comme suit:

$$\frac{P_{Rect-2}}{P_0} = 2.5336 \left[\frac{k}{\pi \cdot (k + 1)} \right] \quad (18)$$

Pourvu que les convertisseurs DC/DC fonctionnent comme des sources de courant avec un courant imposé convenable et que la puissance nominale de chaque convertisseur est

déterminée en fonction de la valeur crête des courants d'entrées imposés (ia_2 , ib_2 , et ic_2), la puissance nominale du pont de Graetz est donnée par :

$$P_{\text{Rect-1}} = P_0 - P_{\text{Rect-2}} \quad (19)$$

La figure 4.9 représente la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC afin de prouver l'exactitude de (18) et (19). Ainsi, on peut observer que pour $0,33 \leq k \leq 0,36$, le redresseur proposé fonctionne comme un redresseur ordinaire à 12 impulsions et la contribution de l'énergie des convertisseurs DC/DC est d'environ 20% de la puissance de sortie totale (6,67% pour chaque convertisseur DC/DC).

On remarque aussi pour la région de fonctionnement $0,3 \leq k \leq 0,36$, qu'on maximise la contribution de l'énergie du pont redresseur à six impulsions et on minimise la contribution de puissance des convertisseurs DC/DC.

Les autres régions de fonctionnement doivent être évitées afin d'obtenir le plus bas THDI et ainsi la contribution minimale en puissance des convertisseurs DC/DC peut être assurée [24] [25].

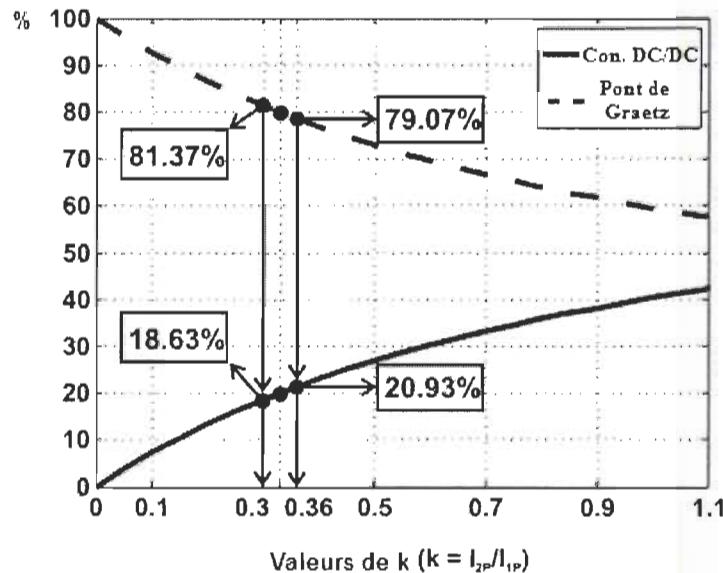


Figure 4-9 : Représentation de la contribution en puissance des convertisseurs DC/DC et du pont de Graëtz en fonction de la puissance totale de sortie [%].

4.7 Stratégie de contrôle

L'approche principale du contrôle est d'imposer un courant de ligne à faible THD et à haut facteur de puissance. La stratégie de contrôle doit se concentrer sur l'établissement des relations entre les courants d'entrées I_{A1} du redresseur pont de Graëtz et le courant d'entrée I_{A2} du convertisseur DC/DC, afin de parvenir à un THDI du courant de ligne raisonnable. Par exemple, si une période de douze impulsions du courant alternatif est souhaitée, la stratégie de contrôle du convertisseur DC/DC doit être établie comme indiqué dans la Figure 4.10.

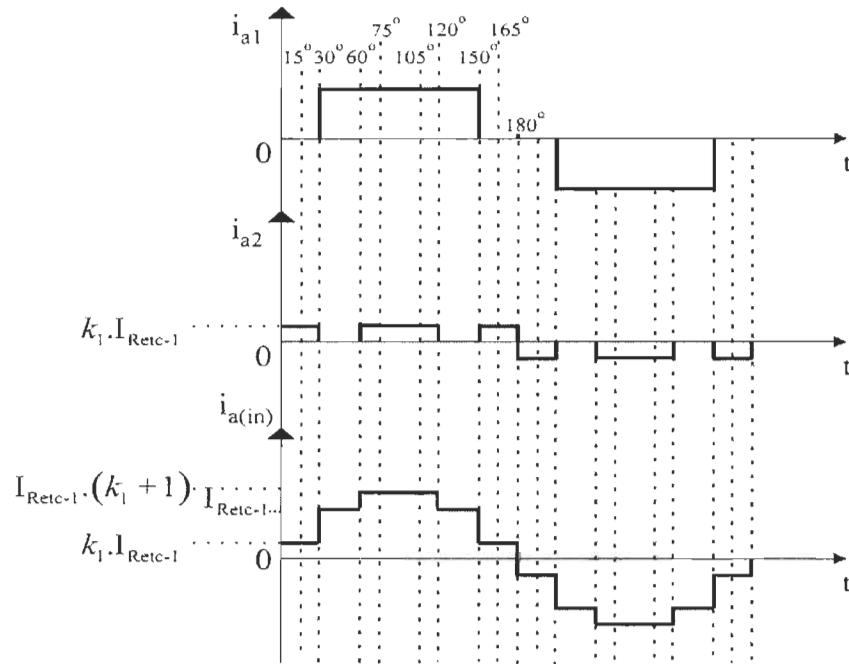


Figure 4-10 : Forme d'onde du courant de ligne, courant de la charge et le courant harmonique sur une période de douze impulsions [25].

La figure 4.11 donne le schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle des convertisseurs DC/DC. La tension V_{ref} est multipliée par une fraction du courant d'entrée i_{a1} du pont de Graetz et ajouté ensuite à une tension en dents de scie tension V_S afin d'être en rapport avec le courant qui traverse l'inductance L_1 du convertisseur DC/DC. Ainsi, le signal de commande pour le transistor de commutation du convertisseur DC/DC est obtenu et le courant traversant l'inductance L_1 suivra la référence imposée par une stratégie de contrôle [24][25].

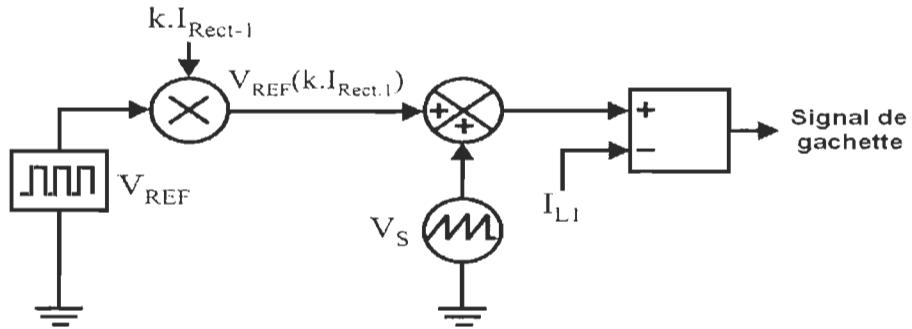


Figure 4-11 : Schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle en boucle fermée.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la nouvelle topologie de redresseur qui permet de surmonter de nombreux inconvénients dans le domaine des redresseurs tel que la complexité de la commande et le cout des filtres actifs. L'utilisation des convertisseurs DC/DC fonctionnant à haute fréquence pour compenser les courants harmoniques permet de réduire le volume, le poids et la taille de la structure proposée avec une plus grande efficacité.

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux de ce redresseur sont présentés aux chapitres 5 et 6.

Chapitre 5 - Simulation de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé

5.1 Introduction

Dans ce cinquième chapitre nous allons démontrer la faisabilité du système de compensation des harmoniques avec le circuit proposé de la nouvelle topologie de redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé, qui réduit les harmoniques à des niveaux conformes aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE et qui corrige de façon inhérente le facteur de puissance. Nous avons utilisé le logiciel PSIM pour vérifier la validité de l'approche proposée.

5.2 Montage de simulation

5.2.1 Modèle de simulation

Le système simulé est montré sur la figure 5.1. Il est composé d'un réseau d'alimentation, d'un pont redresseur et d'un filtre actif DC-DC. Le réseau est modélisé par un système triphasé de tensions sinusoïdales en série avec une inductance. Le redresseur débitant sur une charge R-L joue le rôle de la charge polluante. Le filtre actif est constitué d'un ensemble de hacheurs de puissance de type élévateur.

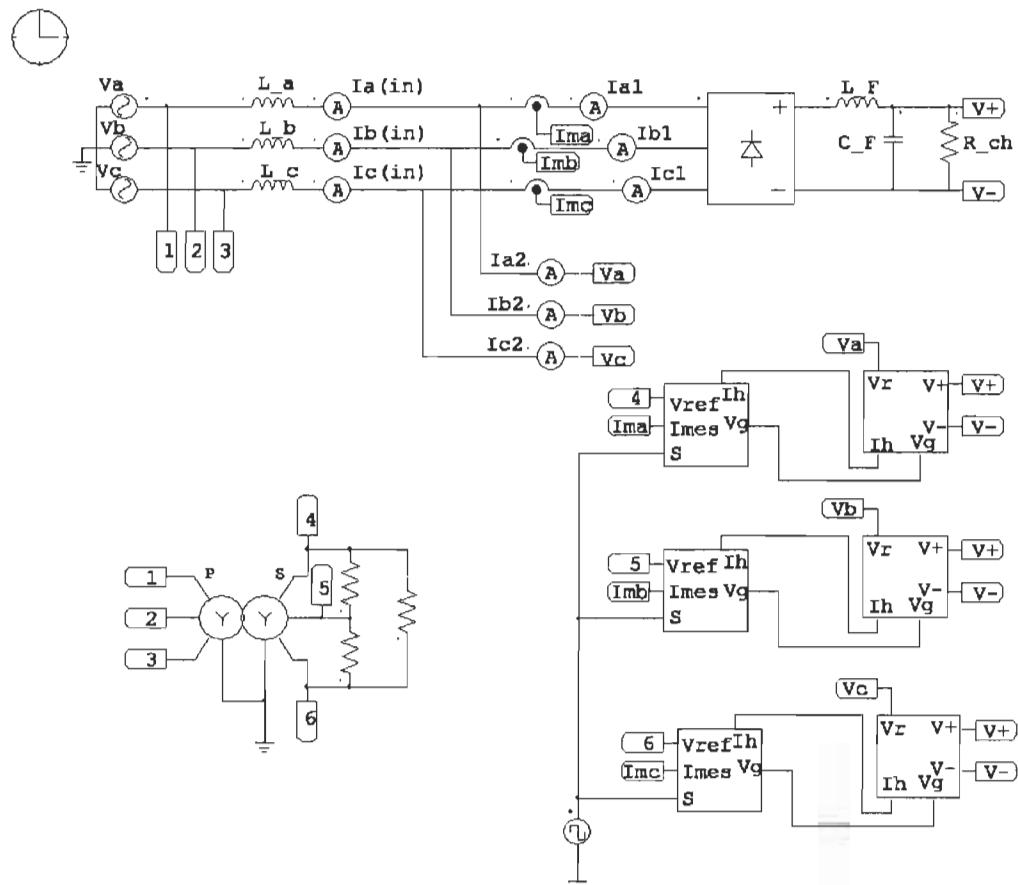


Figure 5-1 : Schéma global du système à simuler.

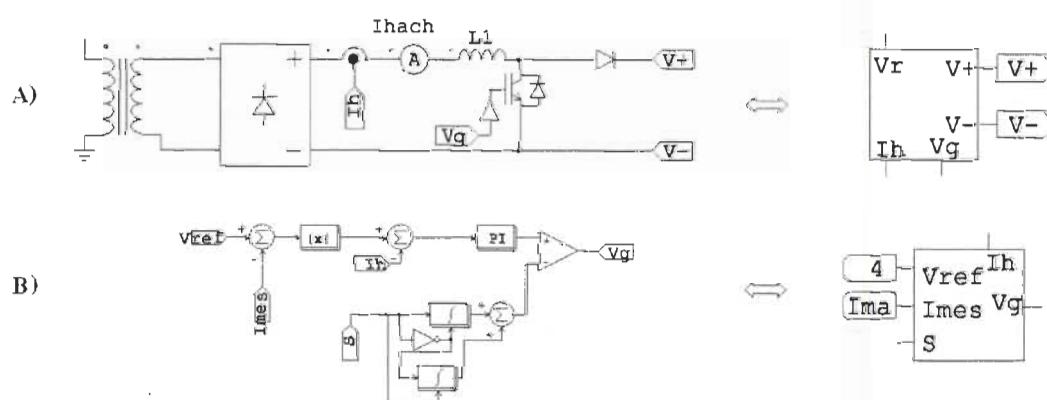


Figure 5-2 : Hacheur (A) et la stratégie de contrôle (B).

5.2.2 Paramètres utilisés pour la simulation

Les paramètres utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau 5.1.

Tableau 5-1 : Paramètres utilisés pour la simulation

Éléments de l'installation	Valeurs des paramètres du réseau
Réseau	Source triphasée sinusoïdale et équilibrée $V = 110V, f = 60Hz.$
Redresseur	$L_F = 90mH \quad C_F = 1mf$ $R_{ch} = 15\Omega.$
Filtre actif	$L_1 = L_2 = L_3 = 1mH$ S1-S3- IRFP460 transformateur fréquence de commutation 20Khz

5.3 Résultats de simulation

Ces simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel de simulation PSIM et nous ont permis d'analyser les performances et la faisabilité du système de compensation des harmoniques aussi bien dans le domaine temporel que spectral.

5.3.1 Formes d'ondes avant compensation

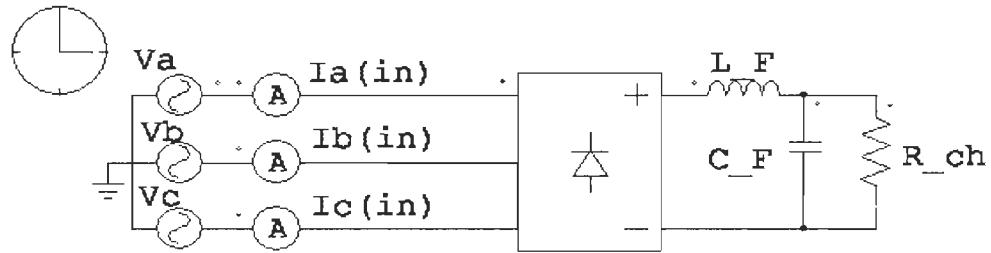


Figure 5-3 : Schéma du système à simuler avant compensation.

La charge est alimentée par un système triphasé et équilibré de tension efficace de 110V, représenté sur la figure 5-4 suivante :

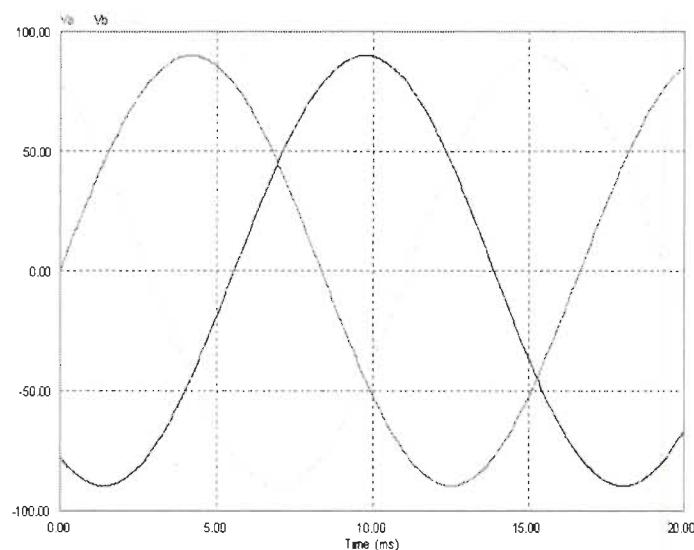


Figure 5-4 : Tension V_a V_b V_c .

Figure 5.5 représente la forme d'onde de tension et courant délivré par la phase A. On remarque bien que le produit courant tension est positif.

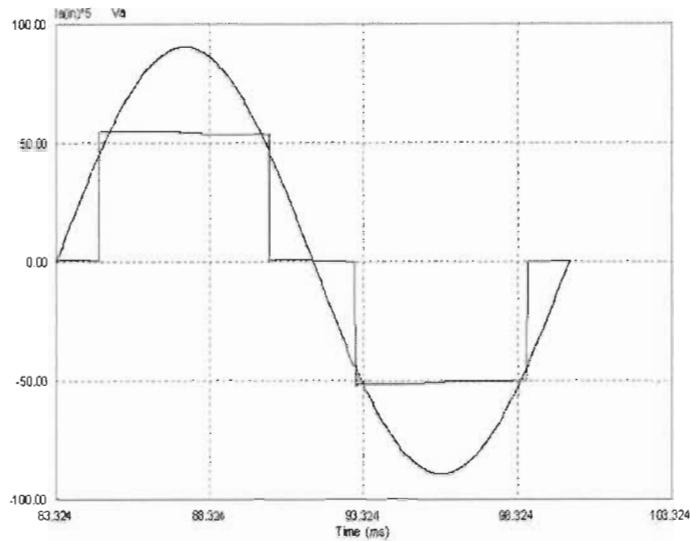


Figure 5-5 : Tension et courant de la phase A.

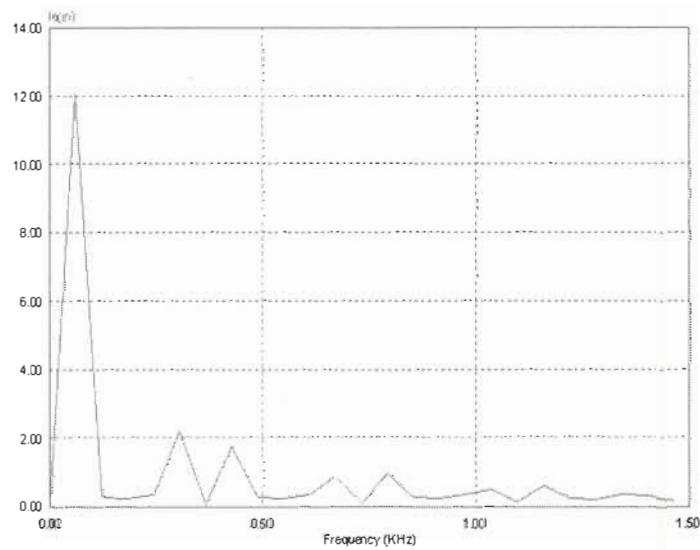


Figure 5-6 : Spectre des harmoniques du courant de ligne $ia_{(in)}$.

On a relevé dans le tableau 5-2, les intensités et le taux individuel harmonique pour chaque rang. On a choisi d'aller jusqu'au rang 25 car au-delà de cette amplitude, les harmoniques deviennent très faibles. De plus, les graphiques des harmoniques sont montrés dans les figures 5-7 et 5.8.

Tableau 5-2 : Intensités et le taux individuel harmonique.

Rang harmonique	Intensité	n A _n /A × 100
1 (fondamental)	I ₁ = 12.0452 = A ₁	100%
3	I _{h3} = 0.22794 A = A ₃	1.892%
5	I _{h5} = 2.23536A = A ₅	18.55%
7	I _{h7} = 1.77436A = A ₇	14.73%
9	I _{h9} = 0.236739 A = A ₉	1.96%
11	I _{h11} = 0.904192 = A ₁₁	7.506%
13	I _{h13} = 0.949429 A = A ₁₃	7.88%
15	I _{h15} = 0.224982 A = A ₁₅	1.8678%
17	I _{h17} = 0.496897 A = A ₁₇	4.1252%
19	I _{h19} = 0.60589 A = A ₁₉	5.03%
21	I _{h21} = 0.203219 A = A ₂₁	1.687%
23	I _{h23} = 0.315215A = A ₂₃	2.6169%
25	I _{h25} = 0.31441 A = A ₂₅	2.6102%
I _{eff} = 11.4885 A		
THD = 27.38 %		
P = 1.47KW		
S = 1.53 KVA		
FP = 0.956		

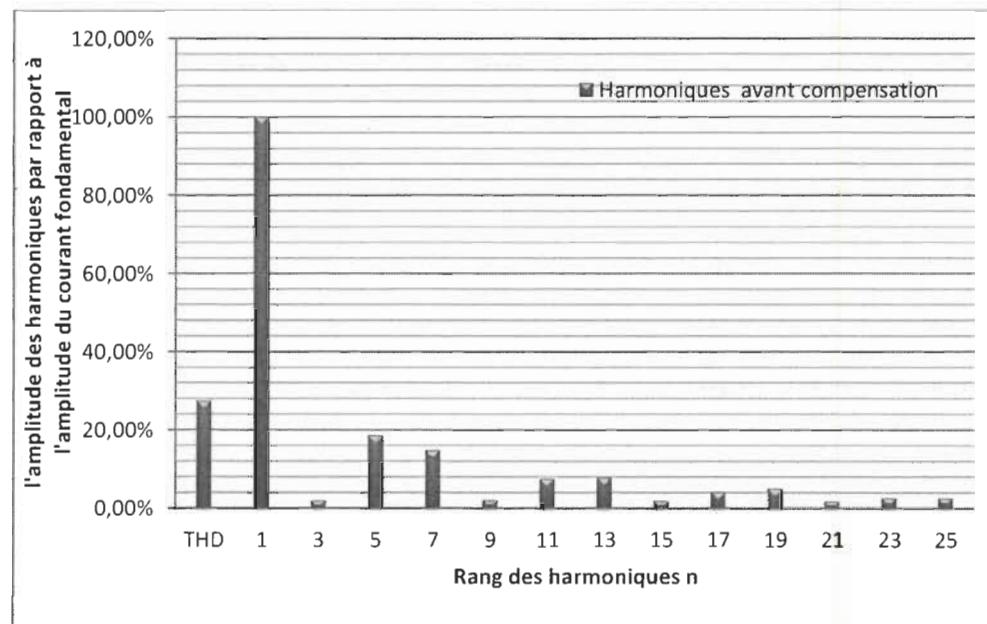


Figure 5-7 : Amplitude des harmoniques par rapport à l'amplitude du courant fondamental.

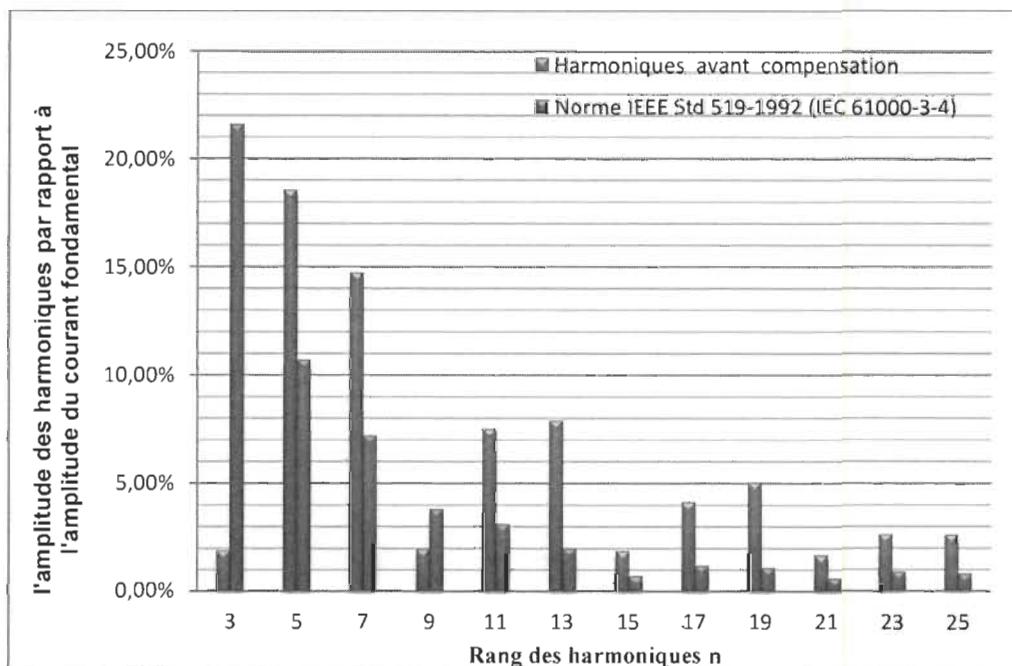


Figure 5-8 : Comparaison entre les harmoniques avant compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.

Les valeurs des harmoniques sont représentées sous forme d'un histogramme donné à la figure 5-8 pour faciliter la comparaison. Nous remarquons que l'harmonique du rang 3 est très faible et ceci était prévisible en raison du montage triphasé. Par contre, il est évident que les harmoniques en particulier de faibles rangs comme la 5^e, 7^e, 11^e et 13^e sont supérieurs aux valeurs spécifiées par les normes. D'où l'importance d'une compensation pour réduire ces harmoniques.

5.3.2 Les formes d'ondes après compensation

Le principe de la compensation est illustré selon le schéma bloc de la figure 5.9. Il y a d'abord une mesure du courant absorbé par le redresseur. Ensuite il faut déterminer le courant complémentaire afin que le réseau fournit le courant le plus sinusoïdal possible. Ce courant complémentaire est absorbé par un hacheur de type élévateur asservi en courant.

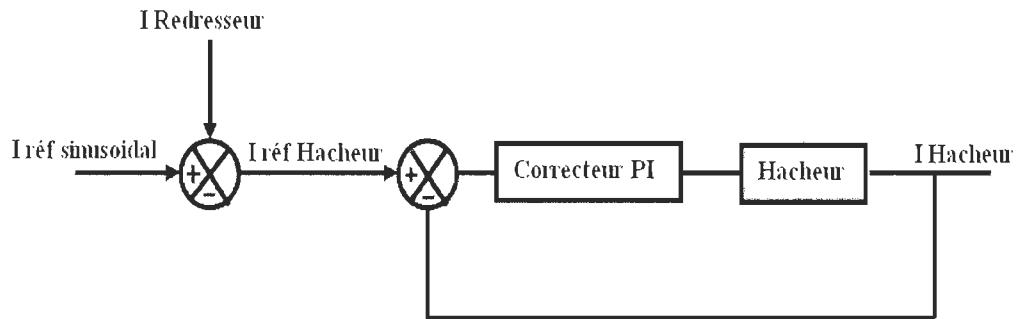


Figure 5-9 : Principe de la compensation.

Nous avons testé le redresseur dans les mêmes conditions de charge données dans le tableau 5-1. Les hacheurs fonctionnent à une fréquence de commutation de 20kHz.

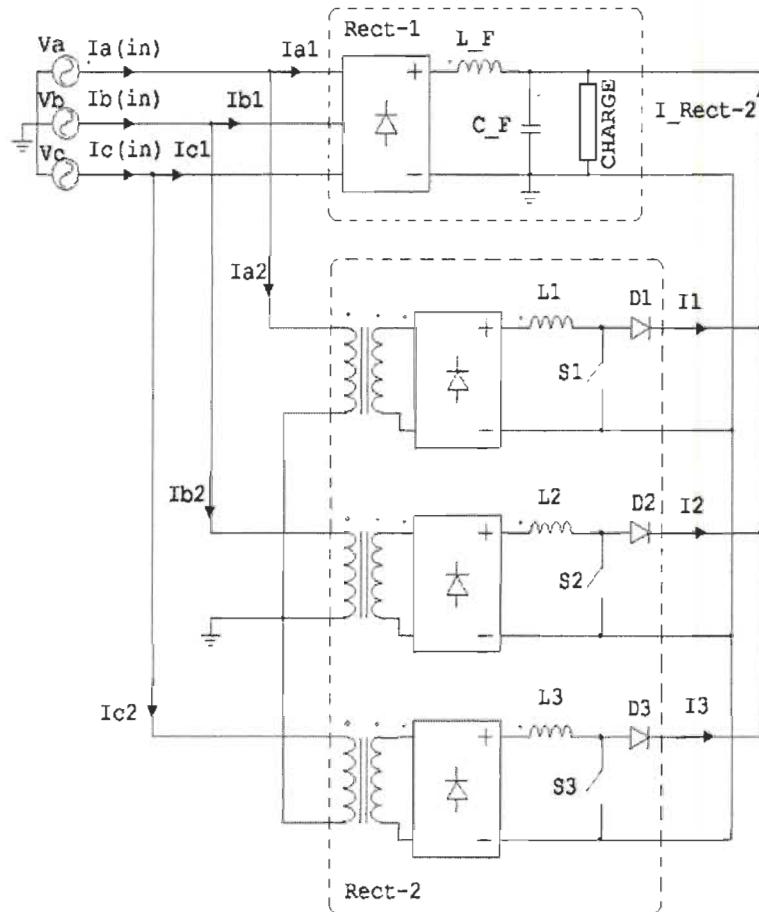


Figure 5-10 : Schéma électrique du système à simuler.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures 5-11, 5-12, 5-13 et 5-14. En effet, la figure 5-11 nous montre la forme d'onde typique d'un courant absorbé par un redresseur triphasé à diode. Dans la figure 5-12, est le courant représenté complémentaire que doit absorber le hacheur afin que le courant du réseau ressemble le plus possible à un sinus, il

s'agit du courant Iref hacheur de la figure 5.9. Les formes d'onde de courant de ligne sont données aux figures 5.13 (une phase) et 5.14 (triphasé).

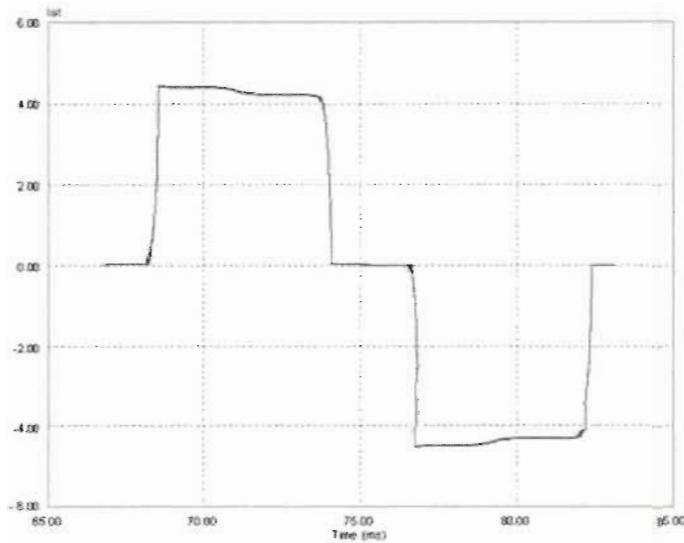


Figure 5-11 : Courants d'entrée de bras du redresseur i_{a1} .

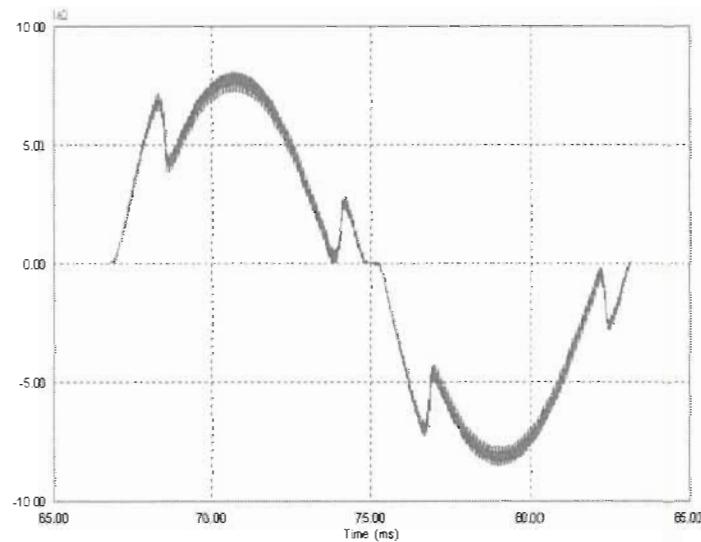


Figure 5-12 : Courants d'entrée des convertisseurs DC/DC i_{a2} .

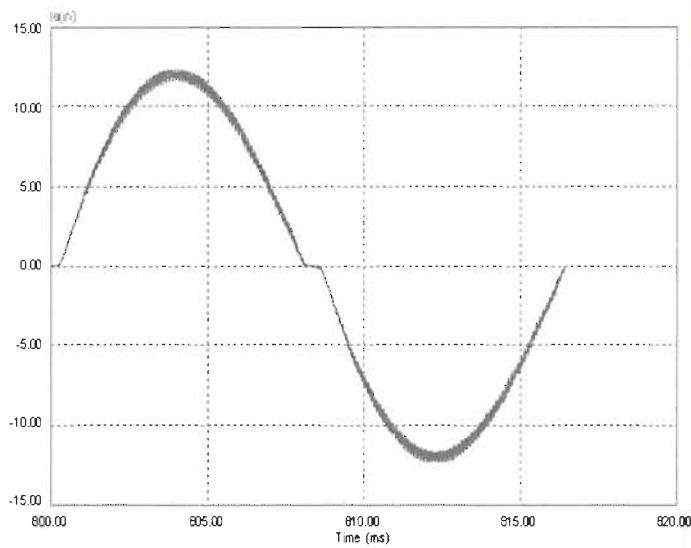


Figure 5-13 : Courant de ligne $ia_{(in)}$.

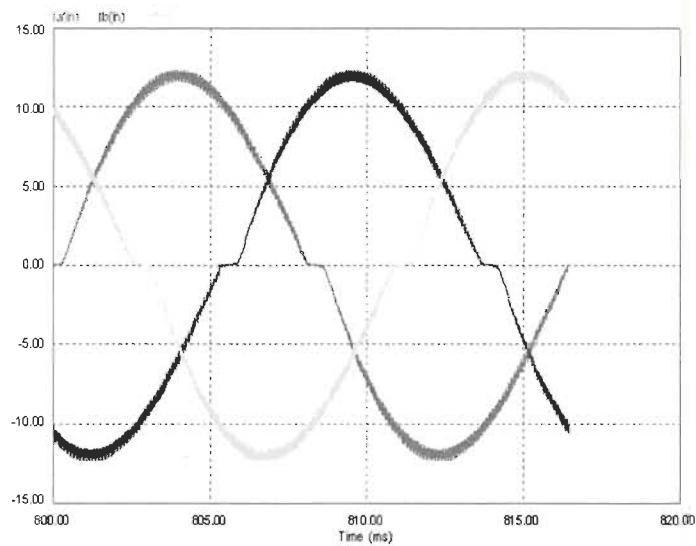


Figure 5-14 : Courants de ligne $ia_{(in)}$ $ib_{(in)}$ $ic_{(in)}$.

On remarque d'après cette figure que l'allure du courant du réseau après filtrage prend la forme d'une sinusoïde. Ce courant est masqué par les composantes dues à la fréquence de commutation que le filtre de sortie, du premier ordre, n'a pas pu empêcher de se propager sur le réseau électrique.

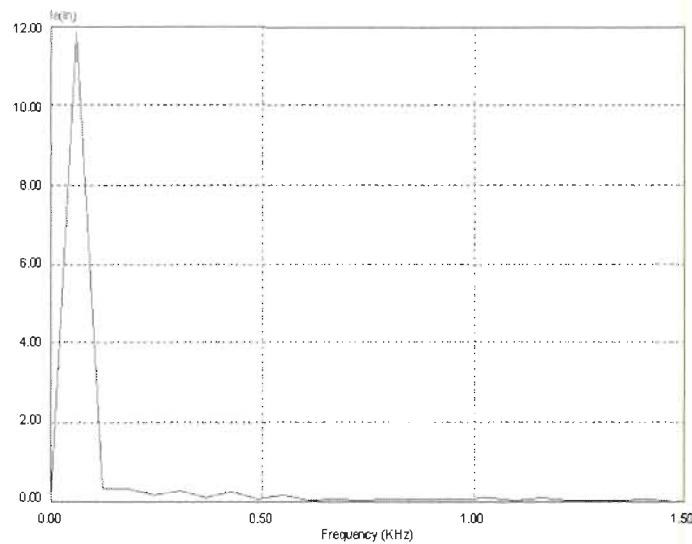


Figure 5-15 : Spectre des harmoniques du courant $i_a(i_n)$ après compensation.

La Figure 5-7 présente l'analyse spectrale, phase A, du courant de la charge non linéaire et de celui du réseau après filtrage. Le THD du courant côté charge est de 27,38%, il est de 4,8% côté réseau sans compter les harmoniques dus à la fréquence de commutation.

On a relevé dans le tableau 5-3 les intensités et le taux individuel harmonique pour chaque rang.

Tableau 5-3 : Les intensités et le taux individuel harmonique.

Rang harmonique	Intensité efficace	n A _n /A × 100
1 (fondamental)	I _{h1} = 11.8255 A = A ₁	100%
3	I _{h3} = 0.34211 A = A ₃	2,89%
5	I _{h5} = 0.251015 A = A ₅	2,12%
7	I _{h7} = 0.202953 A = A ₇	1,72%
9	I _{h9} = 0.122564 A = A ₉	1,04%
11	I _{h11} = 0.045101 A = A ₁₁	0,38%
13	I _{h13} = 0.037234 A = A ₁₃	0,31%
15	I _{h15} = 0.052297 A = A ₁₅	0,44%
17	I _{h17} = 0.060021 A = A ₁₇	0,51%
19	I _{h19} = 0.0450279 A = A ₁₉	0,38%
21	I _{h21} = 0.021160 A = A ₂₁	0,18%
23	I _{h23} = 0.030886 A = A ₂₃	0,26%
25	I _{h25} = 0.030990 A = A ₂₅	0,26%
I _{eff} = 11.84 A		
THD = 4.23 %		
P = 1.58 KW		
S = 1.58 KVA		
FP = 0.99		

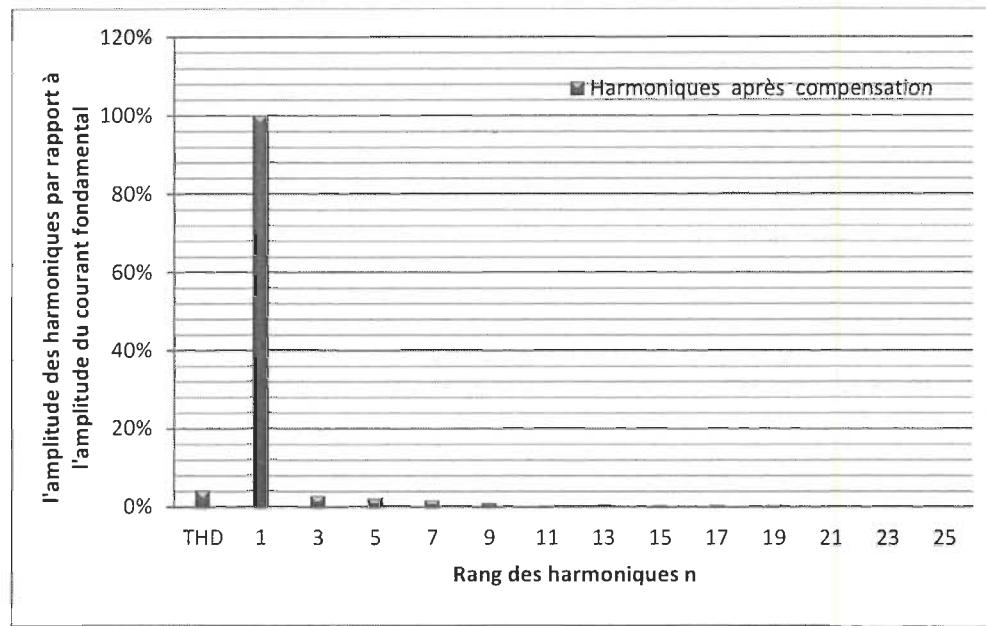


Figure 5-16 : Amplitude des harmoniques par rapport à l'amplitude du courant fondamental $i_a(i_n)$ après compensation.

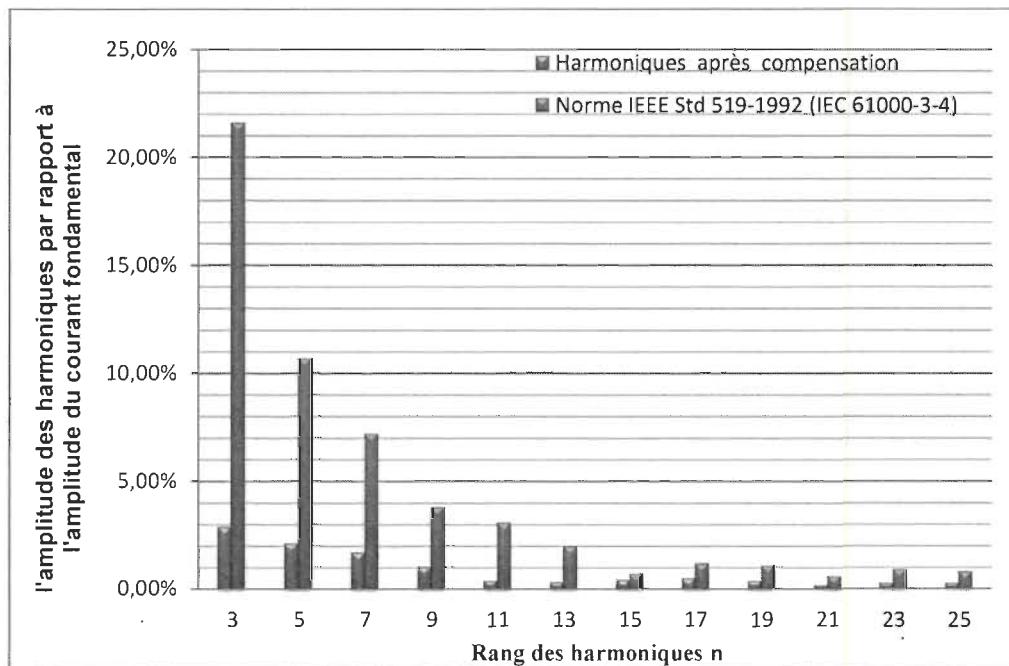


Figure 5-17 : Comparaison entre les harmoniques après compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.

La compensation corrige de façon très efficace la forme de courant de ligne. A priori le signal de la figure 5-13 n'est pas un sinus parfait mais c'est l'analyse harmonique qui nous donnera l'information sur son degré d'approche d'un vrai signal sinusoïdal. Les harmoniques ont été réduits de façon importante comme montrée aux figures des histogrammes 5-16 et 5-17. En effet, l'harmonique de faible rang comme la 5^e qui est passée de 18,55% à 2,12%, la 7^e de 14,73% à 1,72% et enfin la 11^e de 7,5% à 0,38%. Ceci a donc pour effet d'améliorer le THD global de l'installation qui est devenu égal à 4,23% (il était de 27.38% avant compensation).

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le système de compensation des harmoniques.

Les résultats obtenus dans ce chapitre montrent les formes d'onde et l'analyse spectrale du courant de la ligne. Ils donnent également les courants de référence des trois phases identifiées ainsi que les courants injectés au réseau. Un facteur de puissance quasi-unitaire témoigne de la bonne compensation de la puissance réactive. Le courant de ligne après compensation est un courant équilibré sinusoïdal presque dépourvu des harmoniques (THD= 4.23%), et le facteur de puissance de (FP = 0.99).

Finalement, l'étude du système de compensation des harmoniques, que nous avons abordée dans ce chapitre, nous a permis d'atteindre de très bonnes performances de compensation des harmoniques, réactif et perturbations en courant qui réduit les harmoniques à des niveaux conformes aux normes du nouveau standard STD-519-1992 de IEEE et qui corrige de façon inhérente le facteur de puissance. Le prochain chapitre qui réservé à la partie expérimentale approuvera bien les résultats de simulation obtenus.

Chapitre 6 - Validation expérimentale

6.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale de la nouvelle topologie de redresseur proposé. Le but de ces essais est d'une part de valider les résultats de simulation précédente et d'autre part de développer des compétences dans l'implantation pratique de systèmes de commande de l'électronique de puissance.

La stratégie de commande de compensation du courant du réseau implantée dans un microcontrôleur dsPIC33F de Microchip qui fait l'acquisition des différents courants et qui génère des signaux de commande du hacheur synchronisé avec les séquences du réseau alternatif.

Les réalisations pratiques ont été effectuées en se servant du matériel disponible dans le laboratoire de recherche en électronique de puissance du département Génie électrique. Vu la complexité du système qui normalement requiert 6 capteurs de courants pour planter une compensation pour les 3 phases, une seule phase a été implantée en utilisant un seul hacheur.

6.2 Montage expérimental

Le montage expérimental est principalement constitué d'un redresseur à pont de Graëtz à diodes, d'un ensemble de hacheur de puissance de type élévateur et d'un circuit de commande de type DSP de la famille de Microchip, soit le dsPIC33FJ64MC706.

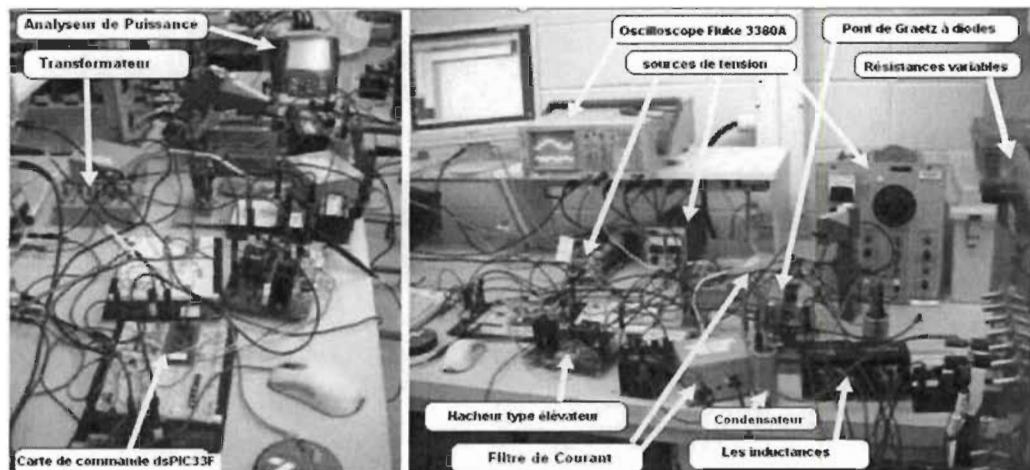


Figure 6-1 : Montage expérimental.

6.2.1 Hacheur à base du circuit IRAMY20UP60B

L'IRAMY20UP60B est un module d'IGBT intégré (boîtier de type SiP3 figure 6.2) ayant une tenue en courant de $20A$ et une tenue en tension de $600V$. Il est particulièrement adapté aux différentes applications industrielles et particulièrement pour les applications d'entraînements de moteur d'appareils telles les dispositifs de climatisation et les compresseurs.

C'est un module compact (utilisant un minimum d'espace) et très performant qui simplifie la conception de hacheurs car il intègre tous les circuits d'isolation nécessaires à la commande des interrupteurs IGBT.

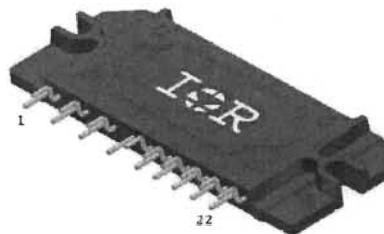


Figure 6-2 : Boîtier IRAMY20UP60B.

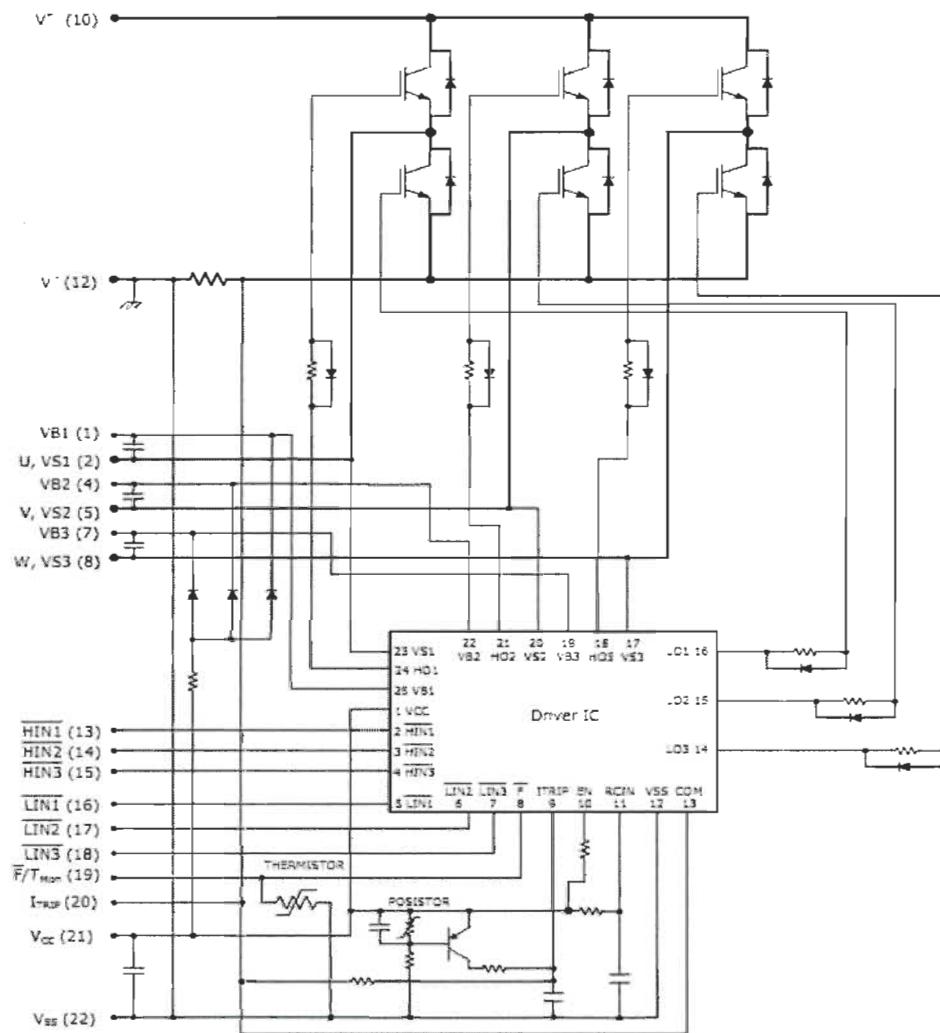


Figure 6-3 : Module IRAMY20UP60B.

De plus, le module est doté d'un moniteur interne de fonctionnement et des protections de surintensité, de température excessive et de court-circuit, voir figure 6.3. Ce montage est constitué de 6 IGBT et nous envisagions d'utiliser les 3 du bas pour nos hacheurs. Dans notre cas, nous ne sommes servis que d'un seul IGBT.

6.2.1 Le circuit de commande de type dsPIC33FJ64MC706

Les signaux de commande ont été générés par un circuit de type processeur numérique de la famille Microchip. Ce circuit, qui est une machine de 16 bits de largeur du bus de données, est très puissant. En effet, il fonctionne à une fréquence de 80MHz et il est donc en mesure d'effectuer 40 millions d'instructions par seconde. Le schéma bloc de ce circuit est donné à la figure 6.4.

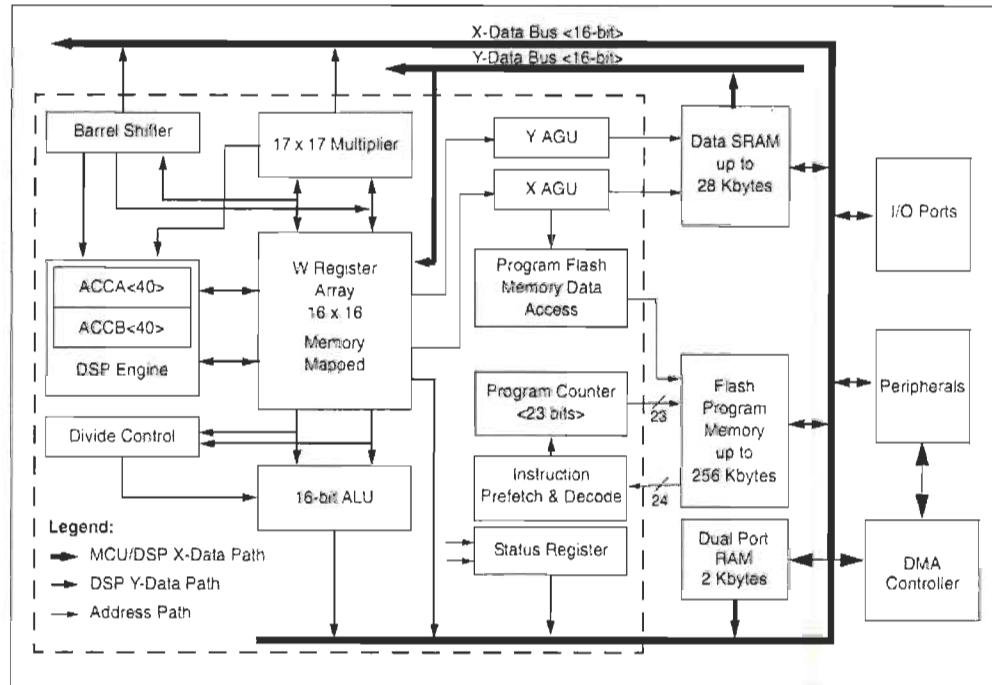


Figure 6-4 : Schéma bloc du dsPIC.

6.3 Montage de puissance

Le montage réalisé au laboratoire apparaît à la figure 6-5. Ce montage est constitué principalement d'un redresseur triphasé et d'un hacheur à courant continu de type élévateur. Les essais expérimentaux ont été réduits à une seule phase pour tester la compensation du courant (insuffisance de matériel au laboratoire).

L'ensemble redresseur-hacheur est commandé à l'aide d'un circuit de type processeur de signaux numériques. Rappelons que le principe de fonctionnement de ce montage doit faire en sorte que le courant i_a fourni par la source ait la forme la plus sinusoïdale possible.

Le redresseur utilise des diodes de redressements conventionnels. Alors que le hacheur est basé sur un interrupteur de puissance de type IGBT. Le circuit de commande fait l'acquisition et la détermination du signal de courant qui doit circuler dans le hacheur pour atteindre la forme sinusoïdale tant recherchée.

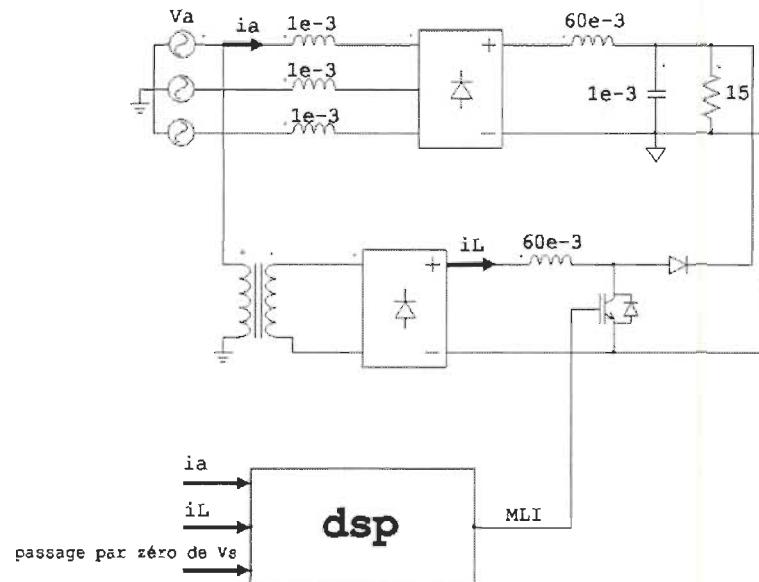


Figure 6-5 : Schéma du montage de puissance.

Le principe de commande de l'ensemble et plus particulièrement du hacheur (il n'y a aucune commande qui est envoyée au redresseur à diodes car sa commutation est naturelle) est illustré à la figure 6-6. Dans cette figure, on y trouve les principales fonctions et qui se résument à :

- La détection (à l'aide d'un capteur à effet Hall) et l'acquisition du courant i_a . Il faut d'abord redresser ce courant avant de le connecter à une entrée analogique du dsp. En effet, ce courant est alternatif mais le circuit numérique n'accepte que les valeurs positives comprises entre 0 et 3.3V. De plus, on a procédé à une amplification du courant car le capteur LEM sort un signal faible qui n'est que de 200mV/A. L'amplification et le redressement ont été faits à l'aide du circuit analogique de la figure 6.6.
- La détection (à l'aide d'un capteur à effet Hall) et l'acquisition du courant i_L . Ce courant doit être également préalablement amplifié pour avoir une bonne plage de mesure où l'effet du bruit est amoindri.
- La détection du passage par zéro du signal de tension du réseau. Le dsp a besoin de ce signal pour synchroniser ses opérations. Cette détection est obtenue à l'aide du circuit LM311 de la figure 6-7.
- Le dsp : le processeur de signaux numériques dans lequel l'algorithme de commande de la figure 6.8 est implanté.

Dans le dsPIC, l'algorithme de la figure 6.8 est implanté selon les schémas des figures 5.9 et 6.6. Le recours à la logique numérique nous facilite énormément la mise en pratique et nous épargne aux problèmes reliés au bruit et à la synchronisation avec le réseau. Par programmation, on fait le calcul de $I_{ref_hacheur}$ (fig. 5.9) ainsi que le correcteur

proportionnel-intégral du courant du hacheur. Ce correcteur fonctionne à une fréquence de 20 kHz qui est la même de la fréquence de commutation. Le dsPIC est en mesure de faire l'acquisition et de compléter tous les calculs pour déduire le rapport cyclique du hacheur en dedans de 10 μ s. Le programme complet implanté dans le dsPIC est donné à l'annexe A.

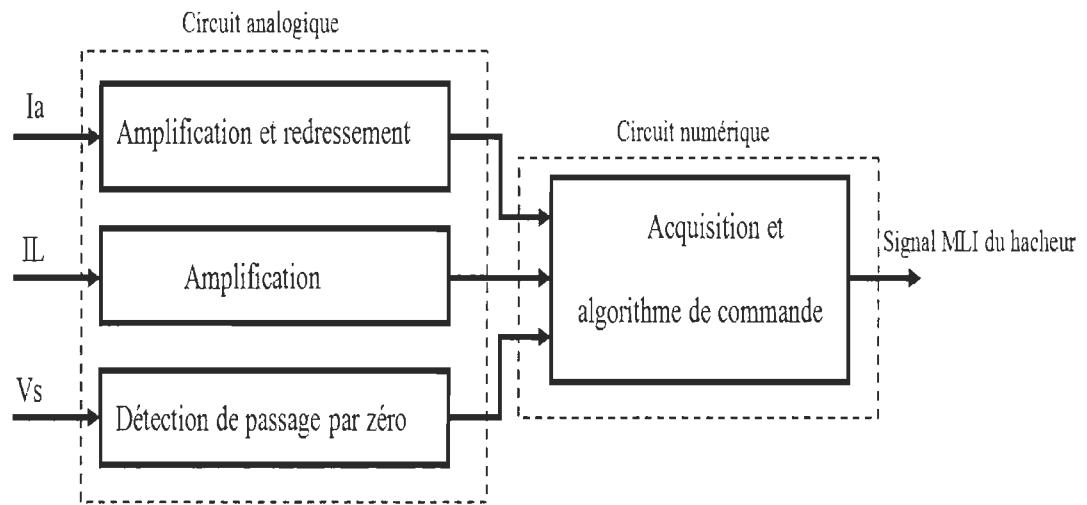


Figure 6-6 : Schéma bloc du principe de commande.

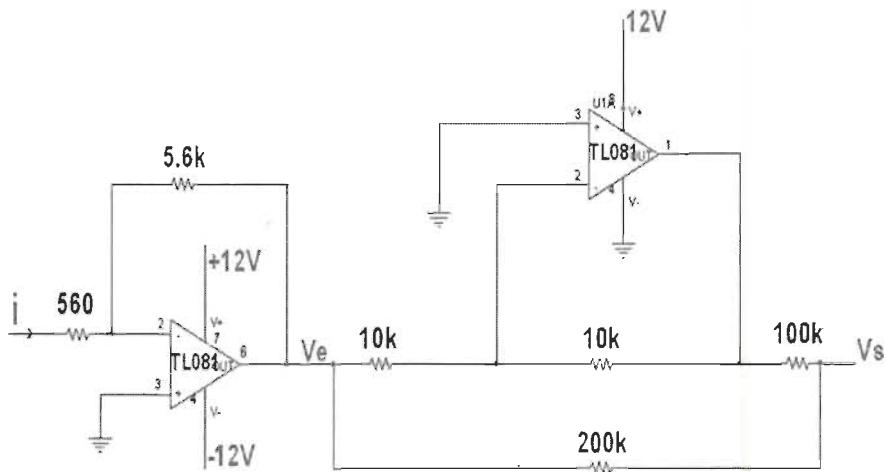


Figure 6-7 : Amplification et redressement du courant i_a .

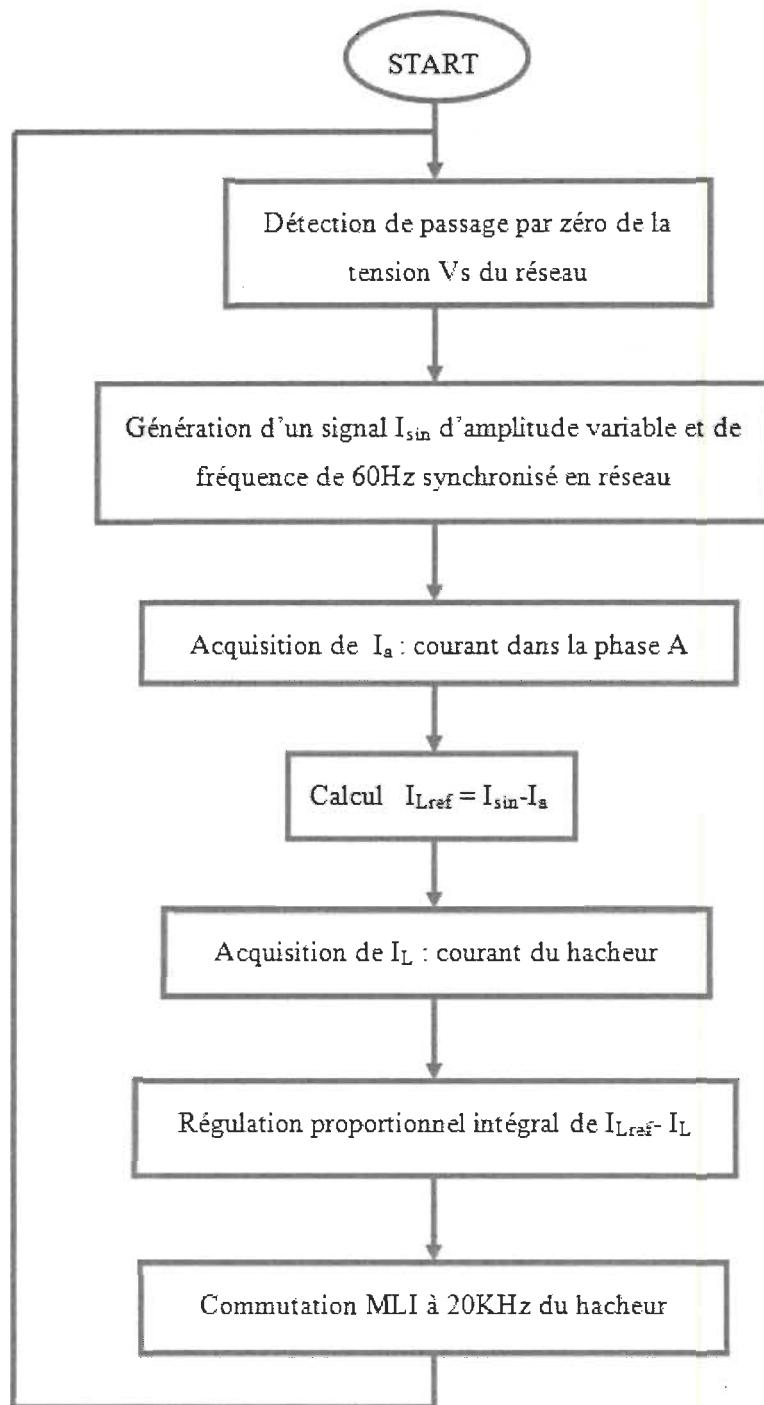


Figure 6-8 : Algorithme implanté dans le dsPIC.

6.4 Les Résultats expérimentaux

6.4.1 Forme d'onde du signal du courant dans un redresseur à diodes

La figure 6-9 montre le courant de la phase A (ia) tirée du réseau dans le cas où le redresseur fonctionne tout seul et alimentant une charge résistive. La tension du redresseur est filtrée à l'aide d'un circuit LC avant d'être appliquée à la charge.

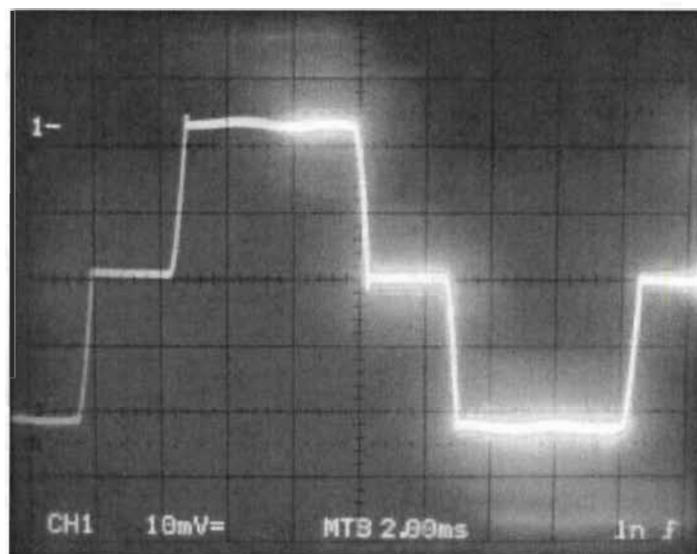


Figure 6-9 : Courant de la phase A (ia).

L'analyse harmonique de ce courant présenté à la figure 6-10, nous renseigne que ce signal contient les harmoniques qui y sont montrées et a un THD = 26,8%. Ce résultat est conforme aux valeurs obtenues par simulation et qui sont présentés aux figures 5-7.

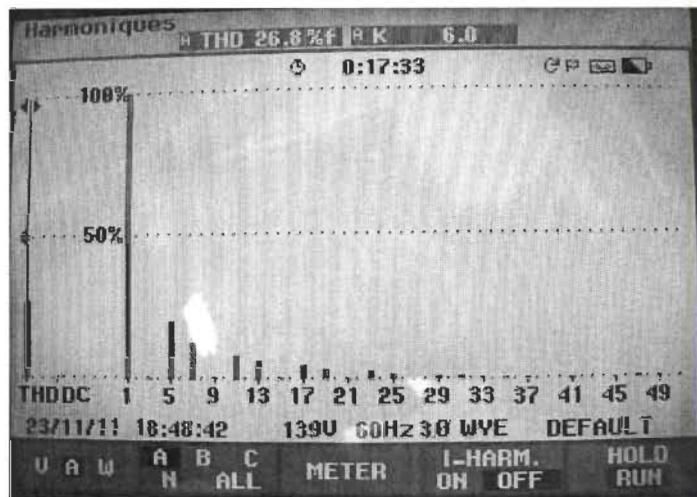


Figure 6-10 : Spectre des harmoniques du Courant de la phase A (ia).

6.4.2 Forme d'onde du signal du courant avec compensation

Tout d'abord, Observons la forme du courant à plusieurs points d'intérêt. La figure 6.12, nous montre le courant ia ainsi que le courant is recueilli à l'aide d'un capteur à effet Hall, amplifié et redressé (à l'aide du circuit 6.7). Le signal du bas de cette figure nous montre la forme d'onde du courant ia qui sera envoyé au dsp pour la compensation. Nous remarquons qu'il y a un certain filtrage de courant qui est dû au capteur à effet Hall que nous avons utilisé.

La figure 6.13, nous montre le courant ia ainsi que le courant de compensation que le dsp a calculé. Le courant calculé par le dsp a été envoyé dans un convertisseur analogique à numérique pour vérification (Figure.6-11). Ce courant va servir comme courant de référence au hacheur. Autrement dit, le courant dans la bobine du hacheur doit avoir une forme identique à ce signal pour que le courant de la source ia ait une forme sinusoïdale.

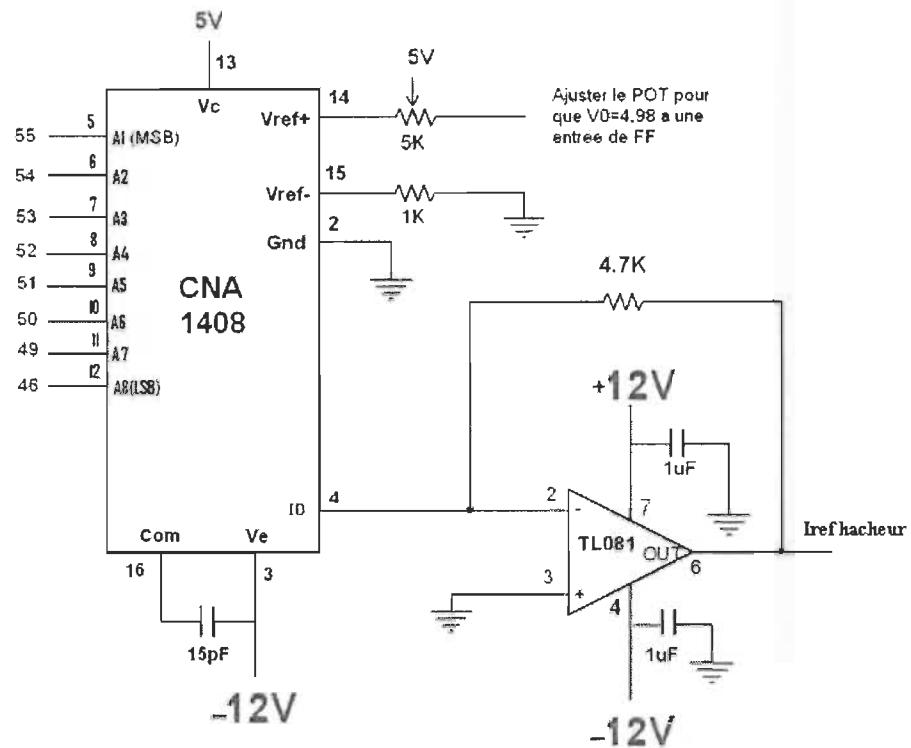


Figure 6-11 : Circuit pour la visualisation de $I_{ref\ hacheur}$.

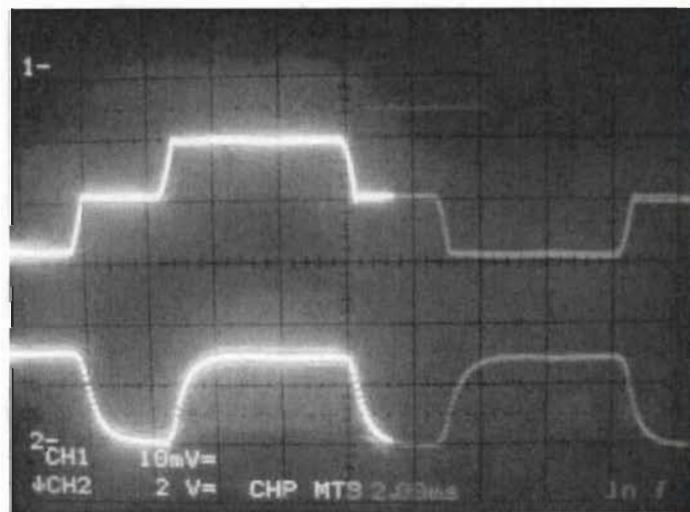


Figure 6-12 : Courant ia et le courant is.

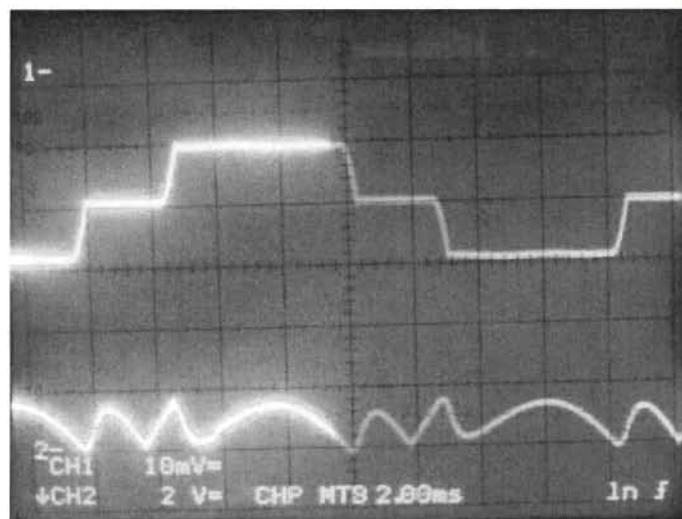


Figure 6-13 : Courant ia et courant de compensation.

Les figures 6-14 et 6.15 (mesuré à l'aide d'un analyseur de puissance) nous montrent le courant ia après compensation. Nous remarquons qu'il y a eu une bonne amélioration du contenu harmonique comparativement au signal du redresseur original. Ces valeurs de comparaison sont résumées dans le tableau 6-1.

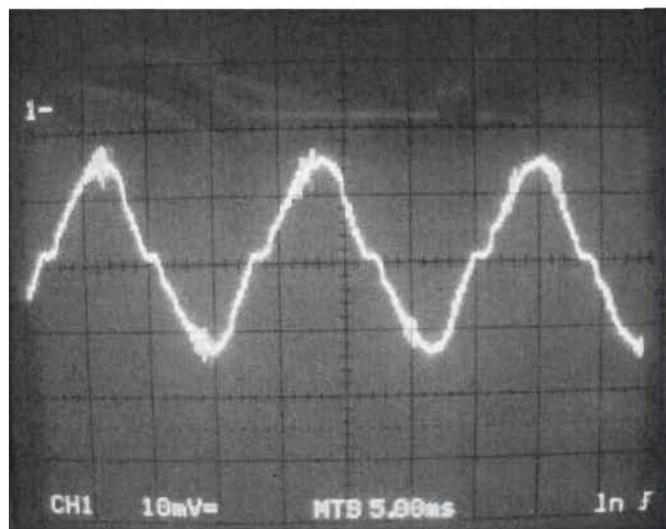


Figure 6-14 : Courant ia après compensation.

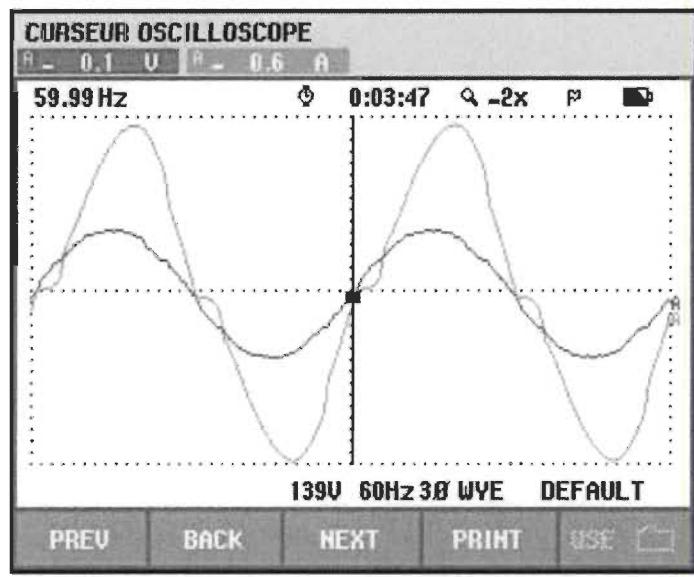


Figure 6-15 : Tension et Courant ia du réseau après compensation.

L'analyse harmonique de ce signal est donnée à la figure 6-16 et il est évident qu'il ya une bonne amélioration comparativement à la figure 6.10.

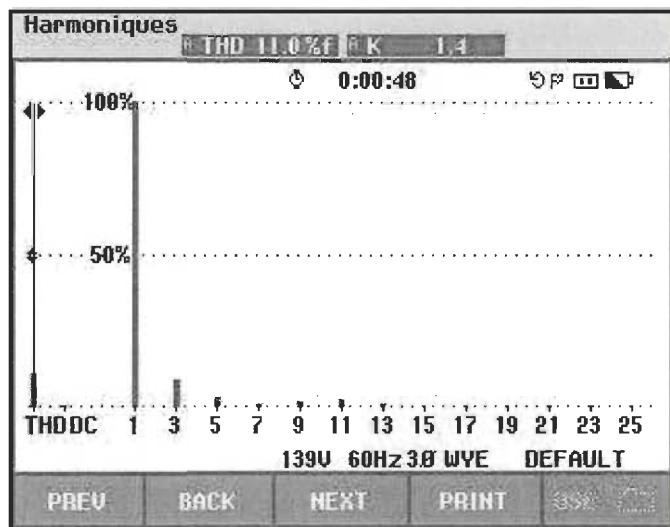


Figure 6-16 : Spectre des harmoniques du Courant de la phase A après compensation.

6.4.3 Comparaison du contenu harmonique avant et après compensation

Le tableau 6-1, résume la comparaison en termes de contenu harmonique du montage avant et après compensation. Nous remarquons une bonne amélioration du contenu harmonique et nous allons également comparer ces résultats avec ceux qu'on a obtenus en simulation. Les résultats complets de simulation et d'expérimentation ainsi qu'une comparaison avec les normes apparaissent aux figures 6-17 et 6-18.

Tableau 6-1 : Comparaison entre les harmoniques avant et après compensation.

Rang harmonique	n A _n /A ×100 Avant Compensation	n A _n /A ×100 Après Compensation
1 (fondamental)	100%	100%
3	0.5%	9.5%
5	19.9%	3.5%
7	12.9%	1.5%
9	0.6%	2.3%
11	8.2%	2.5%
13	6.2%	1.6%
15	0.5%	0.2%
17	4.6%	0.5%
19	3.4%	0.3%
21	0.4%	0.4%
23	2.7%	0.4%
25	2%	0.1%
THD%	26.8%	11%
FP	97.6%	97.8%

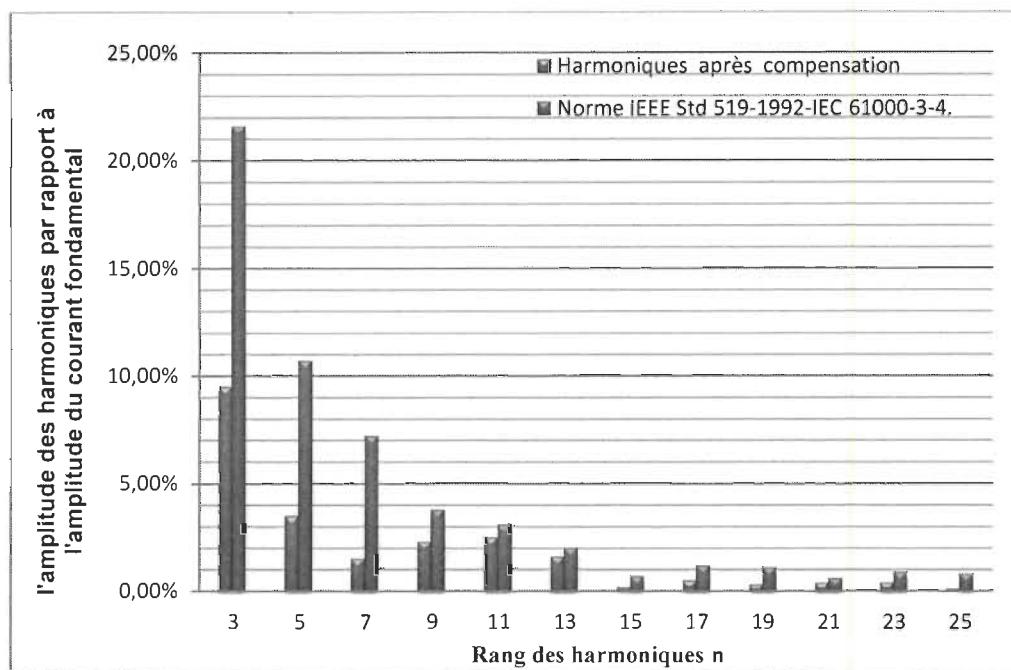


Figure 6-17 : Comparaison entre les harmoniques après compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.

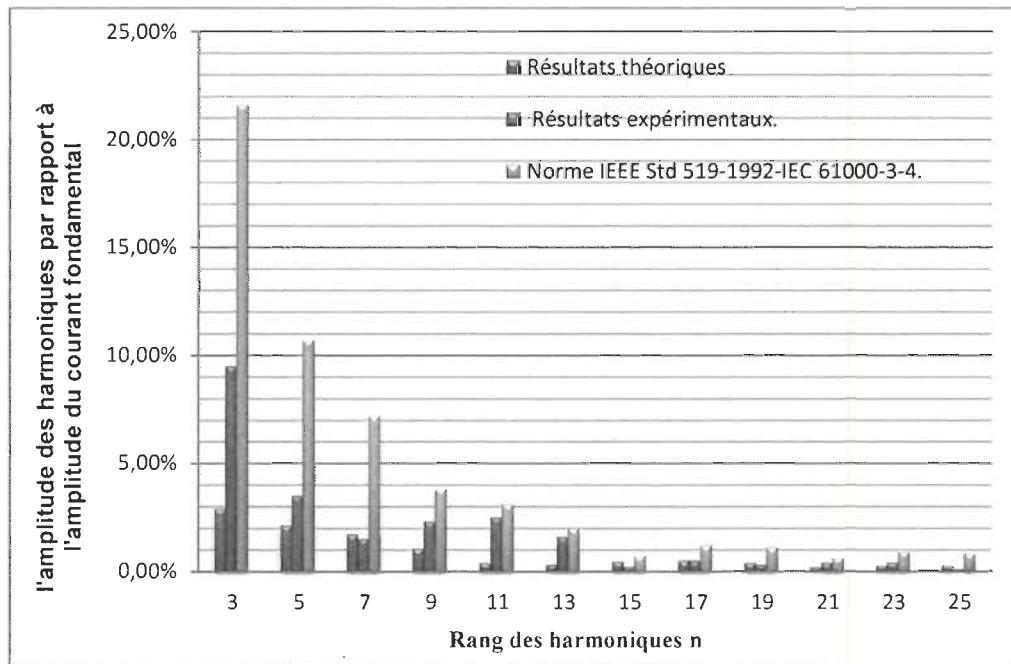


Figure 6-18 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux des harmoniques après compensation avec les normes IEEE Std 519-1992 -IEC 61000-3-4.

Dans l'histogramme de la figure 6-17, on donne la comparaison entre les résultats de compensation et les valeurs autorisées par les normes. Un histogramme identique a été donné à la figure 5-8 du chapitre précédent. Dans ce dernier histogramme, nous remarquions un non-respect de l'amplitude des harmoniques à l'exception de la 3^e et la 9^e. Dans le cas de notre compensation, le contrôle des harmoniques a été réussi. L'histogramme de la figure 6-17, confirme une réduction des harmoniques qui ne respectaient pas les normes, à savoir, la 5^e, la 7^e, la 11^e, la 13^e, la 15^e, la 17^e, la 19^e, la 21^e et enfin la 25^e. L'histogramme complet représenté à la figure 6-7 regroupe tous les résultats pour mettre en évidence la comparaison.

De plus, la compensation nous donne une amélioration du THD et du facteur de puissance. Ces deux valeurs sont passées de 26.8% pour le THD et 0.976 du facteur de puissance (tableau 6-1) à un THD de 11% et un facteur de puissance de 0.978 (tableau 6-1).

Pour avoir une bonne amélioration du THD et du facteur de puissance, la contribution de l'énergie des convertisseurs DC/DC doit être d'environ 20% de la puissance de sortie totale. Dans notre cas, nous n'avons compensé qu'une seule phase, donc la contribution de l'énergie du convertisseur DC/DC est de 6,67% de la puissance de sortie totale.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le circuit de test expérimental. Les résultats pratiques nous permettent de conclure que la compensation est bel et bien effective. Cependant, les résultats théoriques sont légèrement meilleurs que ceux obtenus par pratique. Ceci est dû à plusieurs facteurs, entre autres, le fait que nous n'avons compensé qu'une seule phase. De plus, plusieurs erreurs sont introduites dans les phases de traitement

et de calcul pour la détermination du rapport cyclique de commande du hacheur. Ces erreurs viennent du fait que :

- Le capteur de courant déforme le signal en introduisant un certain filtrage.
- Le signal du courant est amplifié et redressé et ceci introduit également de la distorsion dans ce signal.
- La détection du passage par zéro n'est pas précise à cause du déphasage introduit par le circuit de détection du passage par zéro.

Malgré ces imperfections, le signal compensé a un contenu harmonique qui respecte les normes.

Ce montage, nous l'avons réalisé à partir du matériel disponible au laboratoire de puissance dans le but de valider les travaux théoriques et de simulation. Cette démarche expérimentale nous a aussi permis de nous initier aux circuits de puissance ainsi qu'à leur commande et implantation d'algorithme numérique sur une machine de type DSP (digital signal processor). Les essais pratiques nous ont aussi permis de se servir d'un appareil de type analyseur de puissance qui est un module très important. Ce fut une expérience très enrichissante malgré toutes les difficultés rencontrées.

Chapitre 7 - Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent les redresseurs triphasés à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé. Ces redresseurs sont amenés à connaître des développements importants dans l'industrie.

Le dispositif d'élimination d'harmoniques qu'on a proposé permet de compenser en temps réel les courants harmoniques injectés dans le réseau de façon à réduire la pollution harmonique à des niveaux conformes aux normes du standard IEEE.

Un nouveau concept a été mis en œuvre. Il envisage de placer un convertisseur DC/DC en parallèle avec chaque bras du redresseur triphasé, générant ainsi des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal.

Cette nouvelle topologie de redresseur triphasé est moins encombrante et contient peu d'éléments. En plus, elle offre une certaine économie si on tient compte du nombre de composants électroniques et magnétique qu'on peut éliminer.

Les résultats de simulation montrent que le redresseur conçu apporte une amélioration majeure au taux de distorsion harmonique du courant de ligne ($THD=4.23\%$) et au facteur de puissance ($FP=0.99$). Les résultats de l'expérimentation sont encourageants malgré que la compensation ait été faite que pour une seule phase.

Suite des travaux : réalisation d'un montage triphasé avec compensation de toutes les phases. Comme ce montage requiert beaucoup d'espace, en particulier pour intégrer les capteurs de courants (il y'en a 6 au total), un circuit imprimé doit être réalisé pour éviter les problèmes de bruits et d'interférences.

Bibliographie

- [1] 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.
- [2] Recognized as an American National Standard (ANSI), « IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems», IEEE Industry Applications Society, Approved June 18,1992.
- [3] Thierry Deflandre, Philippe Mauras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques », Paris - Eyrolles, France 1998.
- [4] E. Félice, « Perturbations harmoniques », Paris : Dunod, 2000.
- [5] J. Arrillaga& N.R. Watson, POWER SYSTEM HARMONICS, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [6] M. Labben-Ben Braiek, F.Fnaiech ,K. Al Haddad, and Loubna Yacoubi, "Commande d'un filtre actif shunt par mode de glissement ", JTEA 2002 – Sousse,Tunisie.
- [7] M. Labben Ben Braiek, K. Al Haddad, F.Fnaiech and L. Yacoubi “ Comparaison of direct current control techniques for a three-phase shunt active power filter” International Symposium on Industrial Electronics: IEEE-ISIE 2002, pp. 1217-1221, 2002 Italy.
- [8] L.C. Gomes de Freitas; M.G. Simões; C.A. Canesin and L.C. de Freitas, A Novel Programmable PFC Based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no 4, july 2006, pp. 959-966

- [9] T. Deflandre, P. Maura, « Les harmoniques sur les réseaux électriques » Edition Eyrolles, 1998.
- [10] W.M. Grady, S. Santoso, « Understanding Power System Harmonics », IEEE Power Engineering Review, November 2001
- [11]. 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.
- [12] V. B. Bhavaraju, P. Enjeti, « A fast active power filter to correct line voltage sags », IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.41, NO. 3, P. 333-338, June 1994
- [13] J. Arrillaga & N.R. Watson, POWER SYSTEM HARMONICS, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [14] F.Z. Peng, G.J. Su, and G. Farquharson, « 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.
- [15] 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.
- [16] F. Labrique, G. Seguier et R. Bausiere, « Les Convertisseurs de l'Électronique de puissance », Paris : Technique et Documentation-Lavoisier, 1995.
- [17] 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.

[18] F.Z. Peng and D.J. Adams, "Harmonie 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.

[19] F.Z. Peng, « Application issues of active power filter », IEEE Industry Applications Magazine., Vol. 4, pp. 21-30, Sept.-Oct. 1998.

[20] 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.

[21] 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.

[22] Miao-Xin Wang,« Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.

[23] G. Spiazzi and F. C. Lee, “Implementation of single-phase boost powerfactor-correction circuits in three-phase applications,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 3, pp. 365–371, Jun. 1997.

- [24] B. Lin, T. Yang, and Y. Lee, "Three-phase high power factor rectifier with unidirectional power flow," in Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Syst., 2003, pp. 1375–1379
- [25] L. C. G. de Freitas, F. Vincenzi, M. A. A. Freitas, E. R. Fernandes, R. G. Mendonça, and L. C. de Freitas, "Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier with sinusoidal input line current imposed by digital controller," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., 2007, pp. 1356–1361.
- [26] F. J. Chivite-Zabalza, A. J. Forsyth, and D. R. Trainer, "A simple, passive 24-pulse AC–DC converter with inherent load balancing," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 2, pp. 430–439, Mar. 2006.

Annexe A

Programme du microcontrôleur:

```
#include "p33FJ128MC706.h"
#include "adc.h"
#include "timer.h"
#include "dma.h"
#include "math.h"

#define INT_ACQ      2 // Nombre d'acquisition avant de générer DMA interrupt
#define SIZE          1
#define PERIODE       0xFF
#define DMA_ADC1     0xFF8D
#define DMA0_AUTOMATIC 0x7FFF

#define DeuxPi      2.0*3.1415926
#define Delta_Angle DeuxPi/300.0
#define Nbre_point   380
#define Gain         10

float DTeta,Teta1=0;
float Angle;

unsigned int Amp[Nbre_point];
unsigned int i;
unsigned int zero=43;// was 44
float amplitude=250.0:// maximum 255
unsigned char compteur=1;
unsigned int moyenne,Iref_hacheur;
int Err,commande, commande_p;
void ProcessADCSamples(unsigned int *AdcBuffer);
struct
{
    unsigned int Reference[SIZE];
    unsigned int Mesure[SIZE];
};

}BufferA __attribute__((space(dma)));

void __attribute__((__interrupt__)) _T1Interrupt(void)
{
    _T1IF=0;

    Iref_hacheur=Amp[i++]-BufferA.Reference[0]>>2;
    Err= Iref_hacheur-BufferA.Mesure[0];
    commande=Err*Gain;
    commande=commande+ commande_p;

    PDC1=commande;
    commande_p=commande;

}
```

```

void __attribute__((__interrupt__)) _INT0Interrupt(void)
{
    _INT0IF = 0;
    i=zero;
}

void Adc_Init(void)
{
unsigned int Adcon1,Adcon2,Adcon3,Adcon4,configport_l,configport_h,configscan_h,configscan_l;

    Adcon1=ADC_MODULE_OFF & ADC_IDLE_CONTINUE & ADC_ADDMABM_SCATTR &
    ADC_AD12B_10BIT &
    ADC_FORMAT_INTG & ADC_CLK_TMR & ADC_MULTIPLE & ADC_AUTO_SAMPLING_ON;
    Adcon2=ADC_VREF_AVDD_AVSS & ADC_SCAN_ON & ADC_SELECT_CHAN_0 &
    ADC_DMA_ADD_INC_2 &
    ADC_ALT_BUF_OFF & ADC_ALT_INPUT_OFF;
    Adcon3=ADC_CONV_CLK_SYSTEM & ADC_SAMPLE_TIME_31 & ADC_CONV_CLK_32Tcy;
    Adcon4=ADC_DMA_BUF_LOC_1;// taille du buffer DMA
    configport_h=0;
    configscan_h=0;
    configscan_l=SKIP_SCAN_AN2 & SKIP_SCAN_AN3 & SKIP_SCAN_AN4 & SKIP_SCAN_AN5 &
    SKIP_SCAN_AN6 & SKIP_SCAN_AN7
        & SKIP_SCAN_AN8 & SKIP_SCAN_AN9 & SKIP_SCAN_AN10 & SKIP_SCAN_AN11 &
    SKIP_SCAN_AN12
        & SKIP_SCAN_AN13 & SKIP_SCAN_AN14 & SKIP_SCAN_AN15;

    OpenADC1(Adcon1,Adcon2,Adcon3,Adcon4,configport_l,configport_h,configscan_h,configscan_l);

    ADICHS123=ADC_CH123_NEG_SAMPLEB_VREFN & ADC_CH123_POS_SAMPLEB_0_1_2 &
    ADC_CH123_NEG_SAMPLEA_VREFN &
        ADC_CH123_POS_SAMPLEA_0_1_2;
    ADICHS0=0;
    ADICON1bits.ADON = 1;
}

void Timer3_Init(void)
{
WriteTimer3(0);
OpenTimer3(T3_ON & T1_GATE_OFF & T3_SOURCE_INT & T3_PS_1_1, PERIODE);
DisableIntT3;
}

void DMA_Init(void)
{
unsigned int Dmacon,Dmareq,Dmasta,Dmastb,Dmapad,Dmacnt;

Dmacon=DMA0_MODULE_ON & DMA0_SIZE_WORD & PERIPHERAL_TO_DMA0 &
DMA0_INTERRUPT_BLOCK &
    DMA0_NORMAL & DMA0_PERIPHERAL_INDIRECT & DMA0_CONTINUOUS;

Dmreq=DMA0_AUTOMATIC & DMA_ADC1;
Dmasta=__builtin_dmaoffset(&BufferA);
Dmapad=(int)&ADC1BUF0;
Dmacnt=INT_ACQ-1;

OpenDMA0(Dmacon,Dmreq,Dmasta,Dmastb,Dmapad,Dmacnt);
}

```

```
}
```

```
main()
{
    for (i=0;i<Nbre_point;i++)
        { Amp[i]=abs((int)(amplitude*(sin(Angle))));
```

```
            Angle+=Delta_Angle;
        }
    i=0;
    TRISB =0xF;
    VisualInitialization();

    Adc_Init();
    DMA_Init();
    Timer3_Init();
    while(1);
}
```