

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Ibn Khaldoun Tiaret
Faculté des Sciences et des Sciences de l'Ingénieur

Mémoire

Présenté au Département des sciences et de la technologie
en vue de l'obtention du titre de

Magister

Ecole doctorale de Génie électrique
Option : Commande des réseaux électriques

Par

Safa Ahmed

Ingénieur en Electrotechnique de l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret-

Thème

**Elaboration d'un filtre actif parallèle. Etude
expérimentale**

Soutenu devant le jury composé de :

Président :	Dr.Mimouni A	Maître de conférences à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret
Rapporteurs :	Dr.Meslem Y	Maître de conférence à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret
Examineurs :	Dr.Moudjahed M	Maître de conférences à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret
	Dr.Allaoui T	Maître de conférences à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret

REMERCIEMENTS

Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser mon mémoire de magister et que le salut et la paix soient sur son prophète Mohamed.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

-Monsieur Mimouni.A, Docteur à l'université de Tiaret, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

-Monsieur Meslem.Y, Docteur à l'université de Tiaret, qui a accepté d'être le rapporteur de mon travail.

-Monsieur Moudjahid.M, Docteur à l'université de Tiaret, qui a accepté d'être examinateur à mon jury de thèse.

-Monsieur Alaoui.T, Docteur à l'université de Tiaret, qui a accepté d'être examinateur à mon jury de thèse.

- Mes parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour me permettre d'accomplir mes études ; de même que mes frères et sœurs qui eux aussi ont contribué à leur manière dans cette réussite

- Les membres de laboratoire de LGEP, surtout Monsieur Ouared, Gouichiche, Kouadria, Mlle.Belkaoual et Mlle.Bekouche ainsi que Belabbas et Dieb pour les encouragements qu'ils n'ont cessé de m'adresser et pour l'aide et l'assistance qu'ils m'ont apportées pour accomplir ce travail. Je tiens à signaler particulièrement leurs disponibilités et leurs motivations pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce sujet

-Tout le personnel (enseignants de l'école doctorale) du département "Génie Electrique" pour m'avoir insufflé les connaissances que j'ai à ce jour acquises.

- Tous mes amis de Facebook pour leurs soutiens et leurs encouragements.

TABLE DE MATIERE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1	4
I. INTRODUCTION	4
II. DEFINITION D'HARMONIQUE	4
III. SOURCE HARMONIQUE	5
III.1. Transformateur	5
III.2. Les Fours à arc	6
III.3. Moteurs et générateurs	7
III.4. Eclairage fluorescent	7
III.5. Equipements d'électroniques et d'électroniques de puissance	8
III.6. Redresseur triphasé	9
IV. EFFETS DES HARMONIQUES	10
IV.1. Opérateur	10
IV.2. Consommateur	10
V. LES CARACTERISTIQUES DE PERTURBATION	10
V.1. Facteur de puissance	10
V.2. Taux de distorsion harmonique	11
V.3. Facteur de distorsion	11
VI. STANDARDS	11
VII. CONCLUSION	13
CHAPITRE II	14
I. INTRODUCTION	14
II. FILTRAGE PASSIF	14
II.1. Filtre résonant	14
II.2. Le filtre amorti	15
III. FILTRAGE ACTIF	17

III.1.Filtre actif série	18
III.2.Filtre actif parallèle	19
III.3.Filtre actif universel	19
III.4.Filtre Hybride	20
IV. TOPOLOGIES D'ONDULEUR MISES EN ŒUVRE POUR LE FILTRAGE ACTIF	21
IV.1.Filtre actif triphasé constitue d'un onduleur à trois bras	21
IV.2.Onduleur à deux bras avec condensateurs à point milieu	21
IV.3.Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu	22
IV.4.Onduleur triphasé à quatre bras	22
V. PRINCIPE DE COMMANDE DU FILTRE ACTIF	23
VI. GENERATION DES SIGNAUX HARMONIQUES DE REFERENCE	23
VI.1. Les méthodes fréquentielles	24
VI.2. Les méthodes temporelles	24
VII. GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE DE L'ONDULEUR	29
VII.1. Control par MLI	29
VII.2. Commande à hystérésis	31
VII.3. Commande par hystérésis modulé	31
VIII. CONCLUSION	32
<u>CHAPITRE III</u>	33
I. INTRODUCTION	33
II. FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE TENSION	33
III. LES COMMANDES MISE EN ŒUVRE POUR LA COMMANDE DU FILTRE	36
III.1. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées	36
III.1.1. La définition de puissance sous des conditions sinusoïdales	36
III.1.2. La définition de puissance sous des conditions non-sinusoïdales	37
III.1.3. utilisation de La théorie des puissances instantanées dans un system triphasé	38
III.1.4. Filtre passe-bas et passe-haut	40
III.1.5. Le filtre STF	41

III.1.6. Régulation de tension	42
III.2. La commande directe	44
III.2.1. Régulateur PI	44
III.2.2. Commande en mode glissant	48
IV. CONCLUSION	49
<u>CHAPITRE IV</u>	<u>50</u>
I.INTRODUCTION	50
II.PRESENTATION DU SYSTEME ETUDIE	50
III.SIMULATION DU SYSTEME SANS FILTRE	51
IV.SIMULATION DU FILTRE ACTIF	52
IV.1.Etude des performances statique sous un régime sinusoïdale	52
IV.2.Etude des performances dans le régime dynamique	58
IV.3.Etude des performances sous une tension perturbée	67
V.RESULTATS EXPERIMENTAUX	74
V.1.Schéma global	75
V.2.Présentation du matériel expérimental	76
V.3.Résultats expérimentaux de la partie numérique	79
VI.CONCLUSION	93
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	<u>95</u>

TABLE DES FIGURES

Figure I.1: Onde sinusoïdale avec quelques harmoniques	4
Figure I.2: Onde distorsionnée par les harmoniques 3,5 et 7	5
Figure I.3: Schéma du transformateur avec la courbe de magnétisation	6
Figure I.4: Un exemple d'un courant distorsionnée avec un transformateur avec son spectre	6
Figure I.5: Spectre d'harmonique du courant d'un four durant: (a) : phase de fusion, (b) : phase de raffinage	7
Figure I.6: Courant d'une lampe fluorescente compacte avec son spectre	8
Figure I.7: Forme d'onde d'un courant du pont de diode avec une capacité et son spectre	9
Figure I.8: Schéma démonstratif	12
Figure II.1: Filtre résonant	15
Figure II.2: Filtre résonant agissant sur plusieurs rangs d'harmonique	15
Figure II.3: Structure de filtre amorti	16
Figure II.4: Schéma général du compensateur	17
Figure II.5: Structure d'un filtre actif série	18
Figure II.6: Structure d'un filtre actif parallèle	19
Figure II.7: Schéma générale avec UPQC	19
Figure II.8 : Filtre hybride parallèle	20
Figure II.9 : Filtre hybride série	20
Figure II.10: Onduleur triphasé à deux bras	21
Figure II.11: Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur a point milieu	22
Figure II.12: Onduleur triphasé trois bras avec condensateur au point milieu	22
Figure II.13: Onduleur triphasé a quatre bras	23
Figure II.14: block diagramme de la méthode de référence synchrone	26
Figure II.15: Commande indirect du filtre actif	27
Figure II 16: Commande directe du filtre actif	28
Figure II.17: Contrôle par MLI	29
Figure II.18: Boucle de régulation du courant	30
Figure II.19: Boucle de régulation du courant simplifiée	30
Figure II.20: Réglage par hystérésis	31
Figure II.21: Réglage par hystérésis modulée	32
Figure III.1: Structure générale d'un filtre actif	33
Figure III.2: filtre actif parallèle à structure de tension	34
Figure III.3: circulation de puissance optimisée par un filtre actif	39

Figure III.4: le filtre passe-bas	40
Figure III.5: Détermination des courants de référence à l'aide de la méthode de puissance instantanée avec un filtre passe-bas	40
Figure III.6: Le filtre passe-haut	40
Figure III.7: Principe du FMV	41
Figure III.9: Implémentation du STF dans la boucle d'extraction des courants des références	42
Figure III.9: Schéma de la commande de Vdc	43
Figure III.10 : Commande linéaire direct du filtre actif	44
Figure III.11: Régulateur PI utilisé	45
Figure III.12: Commande non-linéaire directe	48
Figure IV.1: Schéma globale du système	50
Figure IV.2 : Forme d'onde de tension et de courant de charge	51
Figure IV.3 : Spectre de courant de source	51
Figure IV.4 : Courant de source avec la commande PI	53
Figure IV.5 : Courant de filtre avec la commande PI	53
Figure IV.6 : La tension Vdc avec la commande PI	53
Figure IV.7 : Spectre de courant de source la commande PI	54
Figure IV.8 : Courant de source avec la commande SMC	54
Figure IV.9 : Courant de filtre avec la commande SMC	54
Figure IV.10 : La tension Vdc avec la commande SMC	55
Figure IV.11 : Spectre de courant de source commande SMC	55
Figure IV.12 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	55
Figure IV.13 : Courant de filtre avec la Commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	56
Figure IV.14 : La tension Vdc avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	56
Figure IV.15 : Spectre de courant	56
Figure IV.16 : Courant de source avec la commande basée sur filtre STF	57
Figure IV.17 : Courant de filtre avec la commande basée sur filtre STF	57
Figure IV.18 : La tension Vdc avec la commande basée sur filtre STF	57
Figure IV.19 : Spectre de courant de source	58
Figure IV.20 : Courant de source avec la commande PI	59
Figure IV.21 : Courant de filtre avec la commande PI	59

Figure IV.22 : La tension Vdc avec la commande PI	59
Figure IV.23 : Spectre de courant de source	60
Figure IV.24 : La puissance réactive de la source et de la charge	60
Figure IV.25 : Courant de source avec la commande SMC	61
Figure IV.26 : Courant de filtre avec la commande SMC	61
Figure IV.27 : La tension Vdc avec la commande SMC	61
Figure IV.28 : Spectre de courant de source	62
Figure IV.29 : La puissance réactive de la source et de la charge avec la commande SMC.	62
Figure IV.30 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	63
Figure IV.31 : Courant de filtre avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	63
Figure IV.32 : La tension Vdc avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	63
Figure IV.33 : Le spectre de courant de source	64
Figure IV.34 : La puissance réactive de la source et de la charge avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	64
Figure IV.35 : Courant de source avec la commande basée sur le filtre STF	65
Figure IV.36 : Courant de filtre avec la commande basée sur le filtre STF	65
Figure IV.37 : La tension Vdc avec la commande basée sur le filtre STF	65
Figure IV.38 : Spectre de courant de source	66
Figure IV.39 : La puissance de la source et de la charge.	66
Figure IV.40 : La tension distorsionnée et le courant de charge	67
Figure IV.41 : Spectre de courant de charge	67
Figure IV.42 : Courant de source avec la commande PI	68
Figure IV.43 : Courant de filtre avec la commande PI	68
Figure IV.44 : La tension Vdc avec la commande PI	68
Figure IV.45 : Spectre de courant de source	69
Figure IV.46 : Courant de source avec la commande SMC	69
Figure IV.47 : Courant de filtre avec la commande SMC	70
Figure IV.48 : La tension Vdc avec la commande SMC	70
Figure IV.49 : Spectre de courant de source avec la commande SMC	70
Figure IV.50 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	71

Figure IV.51 : Courant de filtre avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	71
Figure IV.52 : La tension Vdc avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	71
Figure IV.53 : spectre du courant avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle	72
Figure IV.54 : Courant de source avec la commande basée sur filtre STF	72
Figure IV.55 : Courant de filtre avec la commande basée sur filtre STF	72
Figure IV.56 : La tension Vdc avec la commande basée sur filtre STF	73
Figure IV.57 : Spectre de courant de source avec la commande basée sur filtre STF	73
Figure IV.58 : Schéma global du système	75
Figure IV.59: Schéma descriptive de la carte DSPACE 1104	77
Figure IV.60 : la carte d'interface de dSPACE 1104	78
Figure IV.61: Courants de charges	80
Figure IV.62: Tension de source	80
Figure IV.63: Courant de référence de filtre	81
Figure IV.64: Schéma du premier essai	81
Figure IV.65 : Courant de la phase A avec sa reference	82
Figure IV.66: Courants de sortie de l'onduleur	82
Figure IV.67 : Schéma du deuxième essai	83
Figure IV.68: Courant de filtre et sa référence	84
Figure IV.69: Banc d'essai	84
Figure IV.70: Courant de charge	85
Figure IV.71: Courant de référence de filtre	86
Figure IV.72: Courant de filtre	86
Figure IV.73 : Courant de source	86
Figure IV.74: Spectre du courant de charge	87
Figure IV.75: Spectre du courant de source	87
Figure IV.76: La tension Continue	88
Figure IV.77: Courant de charge	88
Figure IV.78: Courant de filtre	89
Figure IV.79 : Courant de source	89
Figure IV.80: Spectre du courant de source	90
Figure IV.81: La tension Continue	90

Figure IV.82: Courant de charge	91
Figure IV.83: Courant de filtre	91
Figure IV.84: Courant de source	91
Figure IV.85: Spectre du courant de source	92
Figure IV.86: La tension Continue	92

Introduction
Générale

I.Introduction

Pour assurer une efficacité énergétique, les industries utilisent des dispositifs statiques de conversion d'énergie appelés : convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance. Ceux-ci sont considérés comme des charges non linéaires pour le réseau électrique et absorbent un courant dont la forme est non sinusoïdale. En plus de la composante fondamentale (à 50 Hz en Algérie), cette forme d'onde présente un contenu harmonique, qui dans certain cas, peut être très important. Ces harmoniques se propagent de la charge vers le réseau et engendrent des chutes de tension harmonique qui s'ajoutent à la composante fondamentale de la tension délivrée par le réseau. Ce qui résulte en une tension affectée d'un contenu harmonique et qui pourrait causer de sérieux problèmes de compatibilité électromagnétique.

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

II.Revue bibliographique :

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis que le principe de compensation est été proposé par H.Sasaki et T. Machida en 1971 [1]. La technologie des semi-conducteurs n'étant pas assez développée à cette époque, il a fallu attendre les années quatre-vingt-dix afin que la compensation d'harmoniques par le filtrage actif connaisse un regain d'intérêt au niveau de la recherche et du développement. Il a été démontré que ses performances de compensation d'harmoniques sont supérieures à celles du filtre passif *LC* classique [2–4].

De nos jours, les filtres actifs ont atteint une maturité technologique sans précédent. Ils peuvent faire la compensation d'harmoniques, de puissance réactive et/ou de courant de neutre. Ils ont évolué dans le dernier quart de siècle au niveau de la variété, de leur configuration, de leur stratégie de commande et de leurs semi-conducteurs de puissance qui les composent [2–6].

Il existe plusieurs topologies de filtres actifs selon les critères de performance recherchés. Les filtres actifs peuvent être en série [2], [3], [5], en parallèle [3], [7–9] ou hybride [10–13], c'est-à-dire, l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif. Il existe également l'association d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle qui se nomme : conditionneur universel de la

qualité d'onde [6], [14], [15]. Le filtre peut être à structure de courant ou à structure de tension selon le type d'élément lui servant de source d'énergie [3], [5], [7], [16]

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

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont en grande partie basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal. La transformée de Fourier discrète (*TFD*) est utilisée pour faire l'analyse de ces signaux. La majorité des autres algorithmes de contrôle dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la *TFD*. Nous parlons dans ce cas de la transformée de Fourier rapide (*TFR*) et de la transformée de Fourier discrète récursive (*TFDR*) [17], [18] qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la *TFD*. Le désavantage de l'application directe des méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel est une augmentation considérable de ressources au niveau informatique, ce qui résulte en des temps de réponse élevés pour la commande et par conséquent du filtre actif [3].

Pour les méthodes de contrôle dans le domaine temporel, la plus connue de ces stratégies est sans doute la méthode des puissances instantanées [3], [19]. D'autres méthodes sont aussi utilisées comme le référentiel synchrone *d-q* [5], [7], [15], [20], le contrôle par le flux de base [5], le filtre *Notch* [5], le contrôle *PI*, le contrôle par mode de glissement [21], [22] et bien d'autres encore.

Le grand avantage des méthodes temporelles est leurs grandes rapidités de correction de signal dans le réseau [3], [5]

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

Une autre étape importante est celle de la génération des signaux de contrôle des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif. On trouve aussi une grande variété d'approches, comme celles de l'hystérésis, la modulation en largeur d'impulsion (*MLI*), la modulation vectorielle dans l'espace, etc., qui sont des méthodes permettant le contrôle des semi-conducteurs du filtre actif [10], [23]. La commande peut être réalisée à l'aide de composantes analogiques et numériques telles que les micro-ordinateurs, *DSP* et *FPGA* [10], [24], [25]

III. Objectif de l'étude

Notre travail de recherche propose trois approches pour contourner l'effet néfaste des harmoniques via l'utilisation du filtre actif de puissance. On propose une réduction de la distorsion harmonique du courant de source, qui en plus elle permet la compensation de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. L'algorithme proposé utilise une commande linéaire de type directe, et une commande non linéaire de type directe pour générer les courants de références du filtre actif. Un régulateur de type proportionnel intégral est utilisé pour maintenir la tension du bus *DC* constante. Dans un deuxième temps on force le courant du filtre à suivre le courant de référence généré par ces commandes. Les résultats de simulation et d'expérimentation qui seront présentés démontrent bien les performances statiques et dynamiques du système des commandes étudiées.

La validation des méthodes proposées par simulation à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink* Power System Blockset sont validées expérimentalement, en utilisant *dSPACE*, au laboratoire LGEP Tiaret.

IV. Méthodologie

Ce rapport de mémoire est composé de 4 chapitres distincts.

- I. Étude et définition de la problématique des harmoniques sur les réseaux de distribution et des différents moyens de mitigation pour l'enrayer.
- II. Examen des différentes structures et du fonctionnement des filtres actifs.
- III. Étude théorique des principaux algorithmes de commande du filtre actif.
- IV. Implémentation et simulation du réseau électrique, du filtre actif et sa commande dans l'environnement *MATLAB/Simulink/SimPowerSystems*. À cette étape, les différents algorithmes étudiés seront simulés et une comparaison entre certaines de leurs caractéristiques sera effectuée à l'aide de la simulation. Ensuite une implémentation du filtre est faite à l'aide du system *dSPACE*, et les résultats expérimentaux sont présentés.

Chapitre I :
Les
harmoniques
dans le réseau
électrique

I. Introduction :

Dans un réseau électrique, le fournisseur d'énergie doit assurer un courant et une tension sinusoïdale en respectant les normes, car la plupart des équipements électriques sont conçues pour fonctionner sous une tension sinusoïdale d'une amplitude et une fréquence fixe (50 ou 60 Hz).

Il arrive que cette tension se déforme à cause de plusieurs facteurs, de la sorte que les appareils ne se retrouvent plus au régime sinusoïdal, ce qui engendre des perturbations de fonctionnement, et même des dysfonctionnements et des échauffements de ces appareils. Ceux sont les phénomènes de pollutions d'harmoniques, on parle alors de qualité de l'énergie électrique.

II. Définition d'harmonique:

La première utilisation du terme harmonique est apparue dans le domaine de l'acoustique où elle a été attribuée à la vibration d'un fil ou d'une colonne d'air à une fréquence multiple d'une fréquence de base [26].

Dans le domaine de génie électrique une composante harmonique est une onde sinusoïdale (tension ou courant) dont la fréquence est un multiple entier d'une onde fondamentale. Un exemple est donné dans la figure I.1 qui représente une Onde sinusoïdale avec quelques harmoniques la somme de ces ondes donne un signal distorsionné qui est représenté sur la figure I.2

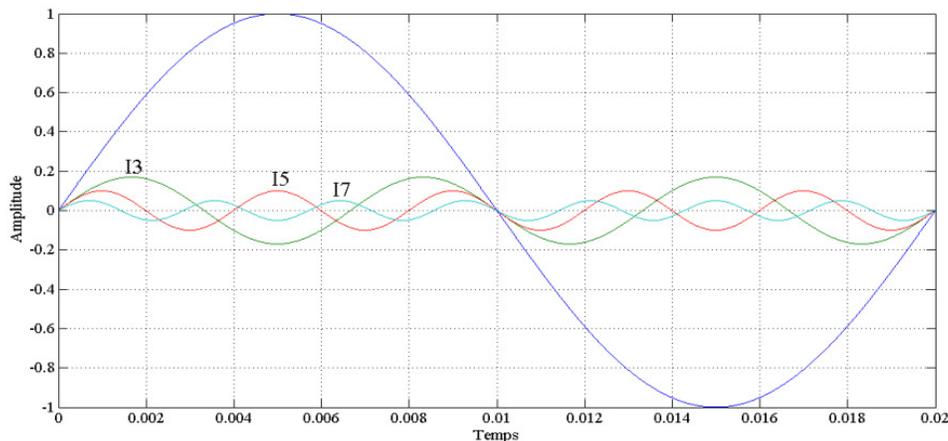


Figure I.1: Onde sinusoïdale avec quelques harmoniques

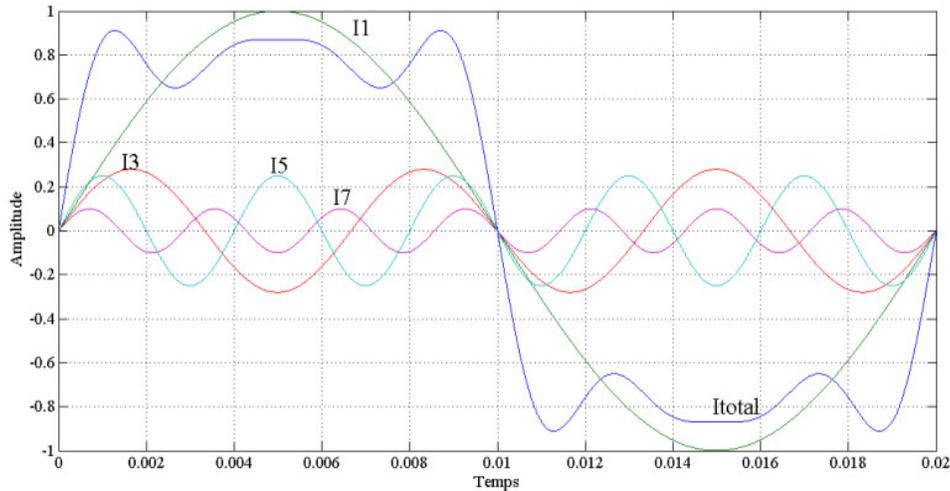


Figure I.2: Onde distorsionnée par les harmoniques 3,5 et 7

III.Source Harmonique:

Dans les réseaux électriques les harmoniques sont générées par les charges non linéaires.

Une charge non linéaire est une charge qui absorbe un courant non-sinusoïdal sous une tension sinusoïdale. On distingue trois sources d'harmoniques dans les réseaux électriques: [4]

- Les équipements avec noyaux magnétiques tels que: les transformateurs, les moteurs ...etc.
- Les fours à arc, les postes à souder avec arc et les lampes à décharge.
- Les équipements électroniques et de l'électronique de puissance.

III.1.Transformateur :

Le transformateur ne génère aucune harmonique dans la zone nominale (figure I.3) mais dès qu'il y aura une surcharge ou une surtension on entre dans la région de saturation, qui est fortement non linéaire, de ce fait les harmoniques commencent à apparaitre. On note surtout la présence des harmoniques 3 et 5, cela est évident sur le schéma de la figure I.4

Chapitre I : Les harmoniques dans le réseau électrique

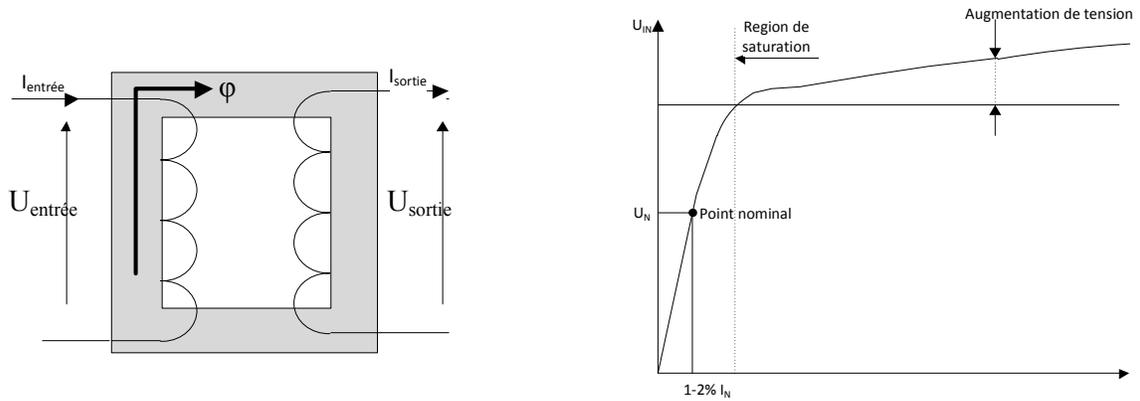


Figure I.3: Schéma du transformateur avec la courbe de magnétisation

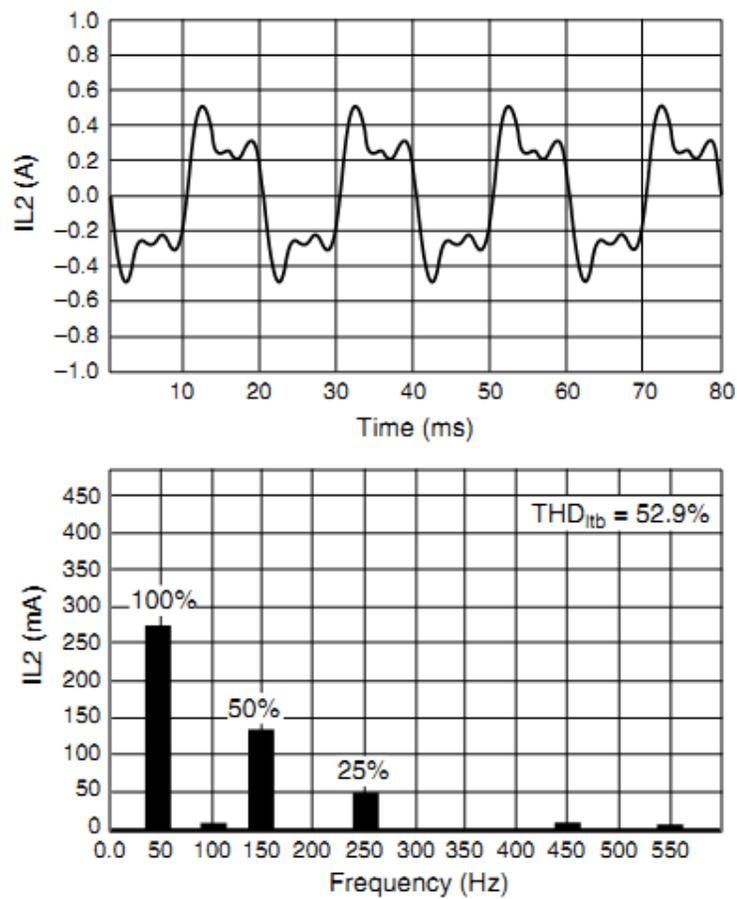


Figure I.4: Un exemple d'un courant distorsionnée avec un transformateur avec son spectre [4]

La connexion étoile/triangle nous permet d'éliminer l'harmonique 3.

Chapitre I : Les harmoniques dans le réseau électrique

III.2. Les Fours à arc :

Pour des raisons technologiques, les fours à Arc fonctionnent avec un facteur de puissance faible ce qui conduit à augmenter la puissance de batterie de compensation, ainsi il diminue la fréquence de résonance; vu que l'amplitude de haute harmonique est très significative dans cette gamme de spectre, une amplification des harmoniques de tension peut avoir lieu. Un exemple illustratif est montré sur la figure I.5 avec les valeurs des taux d'harmoniques sur le tableau I.1.

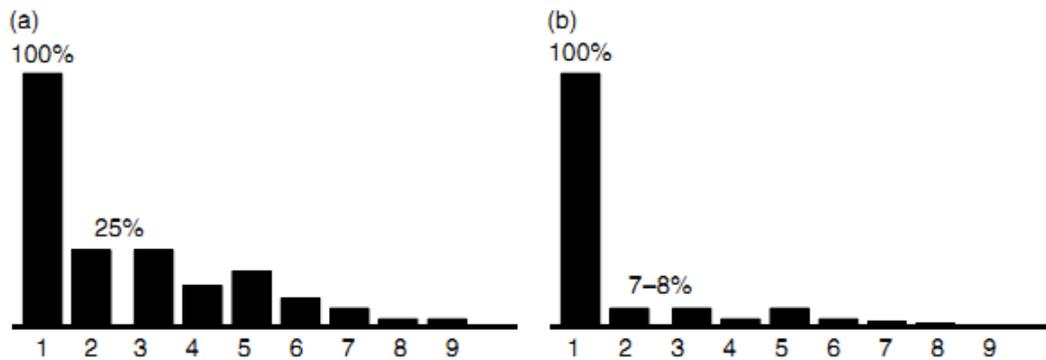


Figure I.5: Spectre d'harmonique du courant d'un four durant (a) : phase de fusion, (b) : phase de raffinage [4]

Puissance nominale MVA	Ordre d'harmonique								
	2	3	4	5	6	7	9	11	13-25
2.5	36	25	8	10	4	3	2	1	0
5	26	20	5	7	2	3	2	1	0
10	26	13	4	5	1	2	1	1	0
16	16	18	6	8	3	3	2	1	0
60	7	10	4	5	1	2	2	1	0

Tableau I.1: Exemple des valeurs du taux d'harmonique pour un four à arc.

III.3. Moteurs et générateurs :

Les moteurs peuvent aussi devenir une source d'harmonique, s'ils s'opèrent dans la région de saturation, néanmoins les moteurs sont plus linéaires que les transformateurs; due à la présence de l'entrefer.

On peut aussi noter la génération d'harmonique de tension à cause de la distribution spatiale des enroulements du stator qui n'est pas parfaitement sinusoïdal.

III.4. Eclairage fluorescent :

Les lampes fluorescentes sont largement utilisées à cause de leurs économies d'énergies, cependant à cause de leurs alimentations composées d'une électronique, ces lampes sont des grands générateurs d'harmoniques figure I.6.

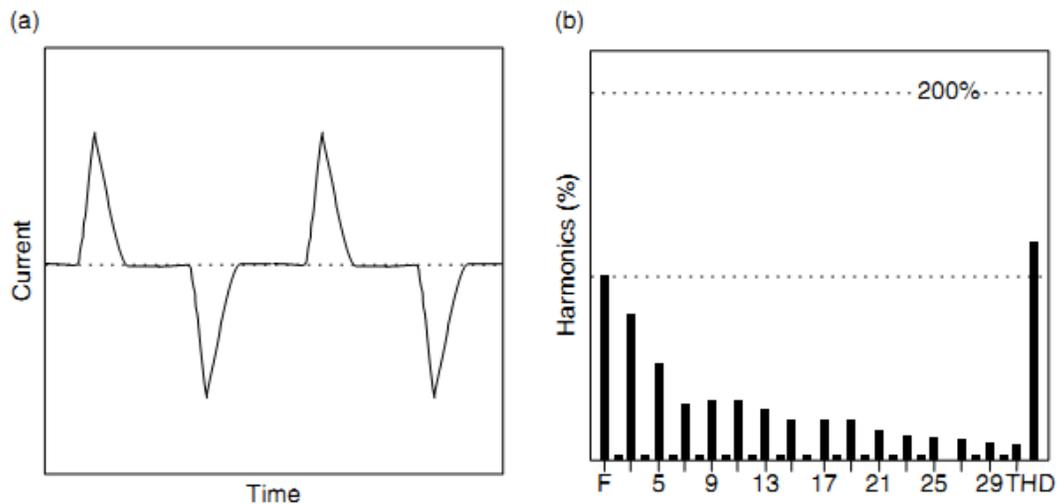


Figure I.6: Courant d'une lampe fluorescente compacte avec son spectre [4]

III.5. Equipements d'électronique et d'électronique de puissance :

C'est la source la plus importante ces dernières années, les semi-conducteurs sont omniprésents dans tous les équipements électroménagers, ces équipements sont contrôlés par des circuits numériques qui sont alimentés par des alimentations à découpage (Switch Mode Power Supply SMPS) avec un redresseur monophasé.

Les SMPS moderne remplacent le transformateur et le redresseur conventionnel, par un redresseur commandé direct, lequel charge un condensateur qui alimente la charge en courant continu, son spectre est représenté sur la figure I.7. Ainsi on gagne en coût, en poids et en volume, mais au lieu d'absorber un courant continu depuis la source (comme c'est le cas du redresseur conventionnel), le SMPS absorbe des impulsions de courant, ce qui produira des quantités importantes d'harmoniques.

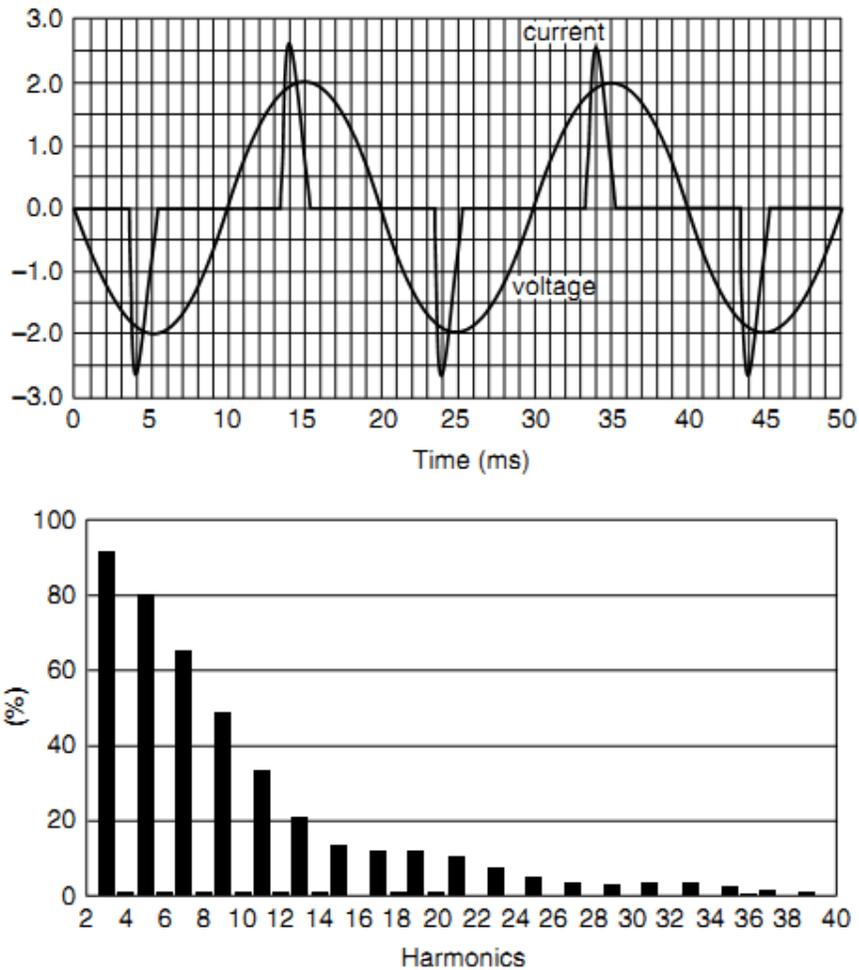


Figure I.7: Forme d'onde d'un courant du pont de diode avec une capacité et son spectre [4]

III.6.Redresseur triphasé:

Tous les équipements industriels qui sont à la base d'un convertisseur statique (Commande à vitesse variable, *UPS* (Uninterruptible Power Supply), convertisseur AC/DC, ...etc.) ont un redresseur triphasé à deux niveaux (6 impulsion) et à trois niveaux (12 impulsion).

Ces redresseurs génèrent des harmoniques d'ordre $6n \pm 1$ tableau I.2.

L'ordre d'harmoniques	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31
6 impulsions	6	0.132	0.073	0.057	0.035	0.027	0.02	0.016	0.014	0.012
12 impulsions	0.0192	0.0132	0.073	0.057	0.0035	0.0027	0.02	0.016	0.0014	0.0012

Tableau I.2: Exemple des valeurs d'harmoniques par unité par rapport au fondamental.

IV. Effets des harmoniques :

Les harmoniques ont des effets néfastes pour le consommateur comme pour l'opérateur du réseau.

IV.1. Opérateur

Les harmoniques peuvent conduire à:

- La circulation d'une puissance additionnelle,
- Augmenter la demande de la puissance apparente tout en diminuant le facteur de puissance réelle,
- Un courant harmonique élevé peut causer la surcharge des équipements des réseaux et mènent à des pertes additionnelles,
- Augmentation de la température des équipements qui peuvent menés à leurs vieillissements prématurés.
- Les courants harmoniques quand ils se combinent avec une haute impédance du réseau augmente les distorsions de la tension et dans certains cas peuvent déplacer le point zéro de l'onde de la tension
- Augmentation du bruit et d'interférence électromagnétique dans le réseau
- Déclenchement erroné des disjoncteurs à cause des excès du courant harmonique.

IV.2. Consommateur :

Les appareils électriques sont conçus pour être utilisés sous une tension sinusoïdale, toutefois sous une tension distorsionnée, ces appareils vont consommer un courant non-sinusoïdal qui peut mener à des problèmes techniques (surchauffe, vieillissement ...).

Certain appareil utilise le passage de l'onde de tension par le point zéro comme référencées; ces appareils vont être largement perturbés si ce point est déplacé.

V. Les caractéristiques de perturbation:

Auparavant, la théorie du réseau électrique était basé sur le fait que la tension et le courant ont une forme sinusoïdale, mais ce n'est plus valide ces dernières années, donc on a besoin de quantifier les harmoniques et leurs effets sur le réseau.

V.1. Facteur de puissance :

Une charge linéaire lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale consomme un courant sinusoïdal, il a été observé que le réseau est plus efficace si la tension et le courant sont en phase [3], donc on a introduit la notion de facteur de puissance qui est le $\cos(\varphi)$ pour décrire ce déphasage.

Une charge non linéaire consomme un courant non sinusoïdal sous une tension sinusoïdale, donc la notion de $\cos(\varphi)$ n'est plus valide, on parle d'un facteur de puissance « F_p » qui prend en compte la puissance déformante D : [2]

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.1)$$

Le déphasage (ou le $\cos(\varphi)$) n'est plus le facteur de puissance dans le cas des régimes non sinusoïdaux, pour enlever l'ambiguïté on introduit un nouveau terme, le DPF (Displacement Power Factor) pour désigner le $\cos(\varphi)$ en régime perturbé.

$$DPF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.2)$$

V.2. Taux de distorsion harmonique :

Le THD (Total harmonic distortion) est un indice très important et largement utilisé pour décrire les problèmes de qualité d'énergie dans les lignes de transmission et le réseau de distribution [26].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \quad (1.3)$$

C'est le rapport entre la somme des valeurs efficaces « RMS » de toutes les harmoniques sur le RMS du fondamental.

V.3. Facteur de distorsion :

Il est défini comme:

$$Fd = \frac{I_{h1}}{I_{eff}} \quad (1.4)$$

Il est égal à un, lorsque la forme d'onde est sinusoïdale et décroît lorsqu'elle est perturbée [2].

Chapitre I : Les harmoniques dans le réseau électrique

VI. Standards:

Le standard IEEE 519 (IEEE.std.519-1992) [27] qui est intitulé (« IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems ») repose sur deux thèmes essentiels:

- Le fournisseur a la responsabilité de produire une bonne qualité de tension.
- L'utilisateur final a la responsabilité de limiter les courants harmoniques qu'il injecte dans le réseau

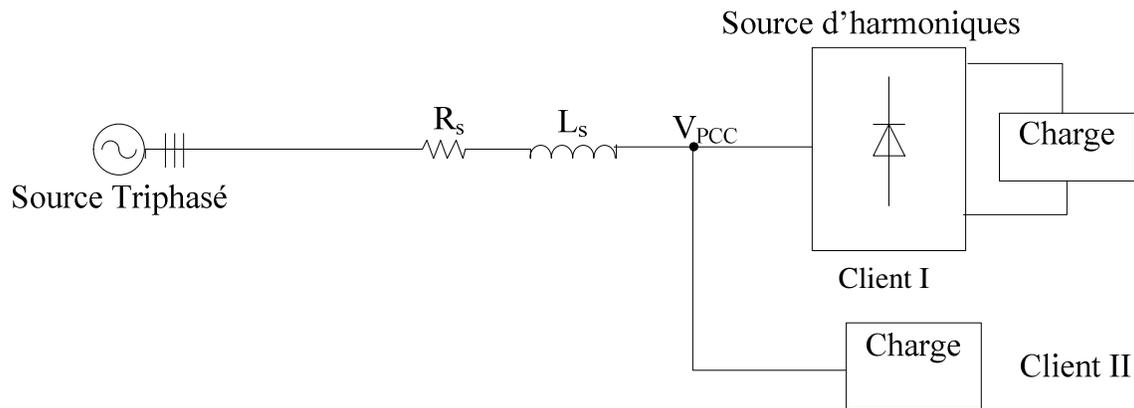


Figure I.8: Schéma démonstratif

Le système de fournisseur alimente deux clients figue I.8; le client 1 absorbe un courant harmonisé I_h ; la tension du client 2, vu par le service est la tension du point de couplage commun «Point of Common Coupling») PCC .

Les harmoniques absorbées par le client 1 causent une distorsion de la tension dans la PCC due à la chute de tension de la résistance et la réactance de la ligne à cause des harmoniques.

Tension de nœud au PCC	Distorsion individuel de tension	Distorsion totale de tension THD
Moins de 69 KV	3	5
Entre 69.001KV et 161 KV	1.5	2.5
161.001 KV et plus	1	1.5

Tableau I.3 : Limite de distorsion des tensions

Le tableau I.3 représente le taux de distorsion limité établie par IEEE 519 au PCC , il est de 3% pour les fréquences individuelles et 5% pour le THD , ceci pour un système avec une tension inférieur à 69 KV.

Chapitre I : Les harmoniques dans le réseau électrique

Courant d'harmonique de distorsion maximal par rapport au I_l						
L'ordre individuel d'harmonique (harmonique impaire)						
I_{sc}/I_l	<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<h	TDD
<20*	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20<50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50<100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100<1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Les harmoniques paires sont limitées à 25% de limite des harmoniques impaires
 La distorsion du courant issue d'une offset continue (ex. convertisseur avec demi-période) n'est pas autorisée.
 Tous les équipements de génération de puissance sont limité aux valeurs de courant de distorsion, quel que soit I_{sc}/I_l
 I_{sc} : Courant de court-circuit maximal au PCC
 I_l : Courant maximale demandé (la composante fondamentale) au PCC

Tableau I.4: Limite de distorsion du courant

Le tableau I.4 représente le *THD* établi par IEEE 519, pour les courants absorbés par la charge dans le PCC, on note que les taux diffèrent selon le I_{sc} et le I_l .

VII. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté la distorsion harmonique et les différentes sources de perturbation affectant la forme d'onde des tensions du réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques qui y sont connectés. Ces effets sont à l'origine d'échauffements et de dégradations du fonctionnement de ces équipements. La norme IEEE 519-1992 fixe les limites de la génération d'harmoniques et donne les recommandations en vue d'une meilleure qualité de l'énergie électrique.

Chapitre II :
Moyenne de
mitigation contre
les harmoniques

I.Introduction :

Afin de respecter les normes imposées sur la qualité d'énergie, les fournisseurs ont besoin de mettre en œuvre des moyens efficaces pour limiter la propagation de la pollution harmonique des réseaux de distribution d'énergie[10], parmi ces moyens on cite: le surdimensionnement des éléments composant le réseau, l'utilisation des transformateurs spéciaux, le filtrage passif et actif, les deux dernières méthodes sont les plus utilisées et les plus efficaces [28].

II.Filtrage passif :

Le principe du filtrage passif réside dans la modification locale de l'impédance du réseau, afin de faire dévier les courants harmoniques et en même temps éliminer les tensions harmoniques résultantes, ces filtres sont composés des éléments passifs, qui sont disposés de manière à obtenir une résonance en série sur une fréquence déterminée [28].

On peut distinguer deux types de filtres passifs parallèles :

- Filtre résonant
- Filtre amorti

II.1.Filtre résonant :

On choisit son inductance et sa capacité de tel façon que sa fréquence de résonance corresponde à la fréquence de l'harmonique à éliminer figure II.1, donc si on veut éliminer plusieurs harmoniques on a besoin de plusieurs filtres, chacun pour une harmonique bien déterminer [2], l'association de plusieurs filtres branchés entre phase présente une impédance minimale pour chaque rang d'harmonique à filtrer (car à la fréquence de résonance, la seule impédance vue par l'harmonique sera celle du réseau) figure II.2;

Il est à noter qu'un filtre passif parallèle efficace, en plus réalise la compensation de la puissance réactive à la fréquence industrielle (50 Hz). [2]

Les filtres passifs parallèles, sont caractérisés par un facteur de qualité Q ,

$Q = \frac{Z}{r}$ et puisque $r \ll X$ donc on aura alors

$$Q = \frac{X}{r} \quad (2.1)$$

L'ordre de grandeur de ce facteur est de 75.

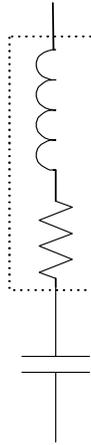


Figure II.1: Filtre résonant

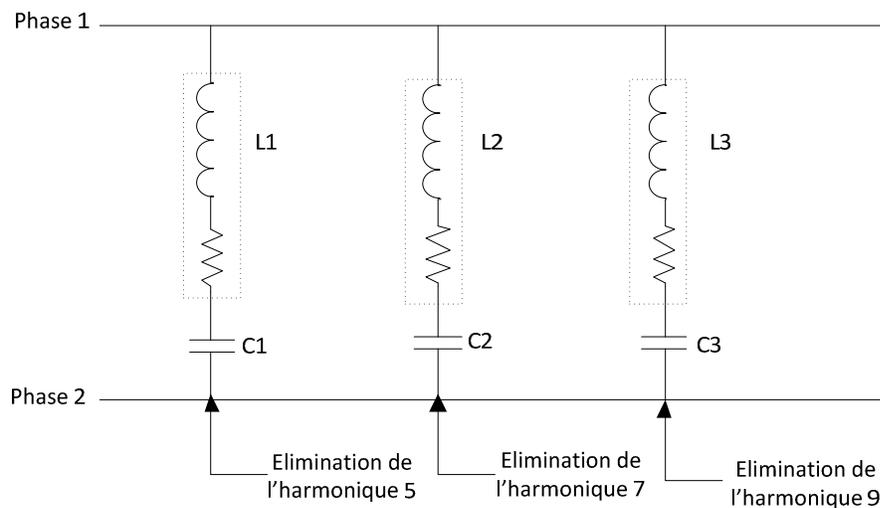


Figure II.2: Filtre résonant agissant sur plusieurs rangs d'harmonique

II.2. Le filtre amorti :

Il a une structure identique à celle de filtre résonant avec en supplément d'une résistance branchée en parallèle avec l'inductance, figure II.3

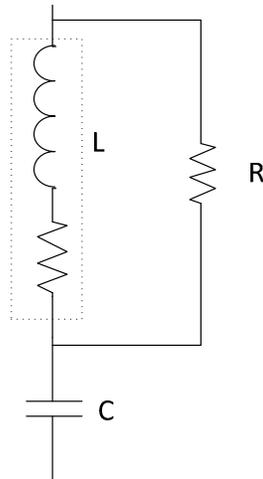


Figure II.3: Structure de filtre amorti

Il est utilisé pour des applications susceptibles de générer des courants harmoniques proches de l'anti résonance [2]

Le filtre amorti assure l'atténuation des harmoniques dans une plus large bande que le filtre résonant, mais sans l'élimination totale de ces harmoniques, donc il peut contribuer à la réduction de *THD*.

Donc on peut installer des filtres passifs résonants pour les harmoniques 5, 7, 11 et un filtre amorti pour les rangs supérieur à 11.

Mais la simplicité des filtres passifs se paye par des inconvénients et des problèmes que pose la mise en œuvre de ces filtres.

On note que : [29]

- Il est nécessaire d'avoir une bonne connaissance de la configuration du réseau.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des antirésonances entre l'impédance de source et les filtres passifs.
- Ces filtres sont très sensibles à la variation de la fréquence du réseau, il devient peu pratique si la variation de fréquence est de $\pm 0.5Hz$.
- Toute modification (reconstruction, nouveaux clients ...etc.) peut rendre le filtre inadapté voir même perturbant (phénomène de résonance) ; si le réseau se modifie il faut redimensionner le filtre.

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

Avec l'évolution rapide du réseau moderne, le filtre passif n'est plus la meilleure solution à envisager, il y a une tendance à utiliser des filtres actifs qui est une solution avant-gardiste.

III. Filtrage actif :

Le concept du filtre actif a été introduit par Gyugyi et Strycula en 1976[3], Le principe de fonctionnement du filtre actif réside dans le fait que celui-ci produit des courants qui s'opposent aux courants harmoniques créés par les charges non linéaires, tendant ainsi à rétablir un courant appelé par la charge quasi sinusoïdal.

Ces filtres actifs, encore appelés compensateurs actifs, sont utilisés en parallèle ou en série au sein d'une installation nécessitant un traitement harmonique figure II.4. Le filtre actif est d'une utilisation plus large que le filtre passif puisqu'il peut compenser plusieurs rangs d'harmoniques à la fois.

Actuellement on a développé des techniques de commande de telle façon que les filtres moderne peuvent déterminer le courant harmonique à compenser en temps réel, donc ces filtres sont sélectifs et adaptatifs.

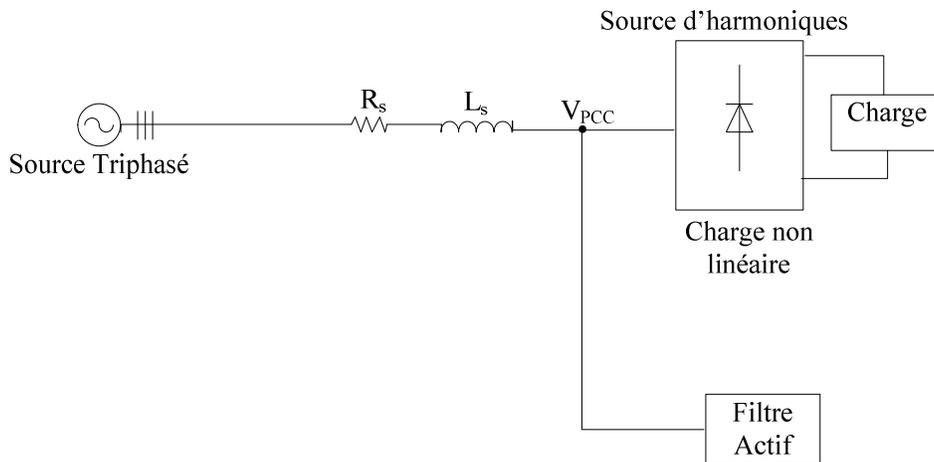


Figure II.4: Schéma général du compensateur

Les filtres actifs sont composés d'un VSI (Voltage Source Inverter) ou d'un CSI (Current Source Inverter). Les filtres VSI utilisent une capacité comme élément de stockage d'énergie; tandis que le CSI utilise une bobine comme élément de stockage[5], ces filtres agissent comme source de tension/courant harmonique qui est en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal [28].

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

Selon leur aptitude de compenser les harmoniques du courant ou de tension, les filtres actifs peuvent être classés selon leur topologie en :

III.1. Filtre actif série :

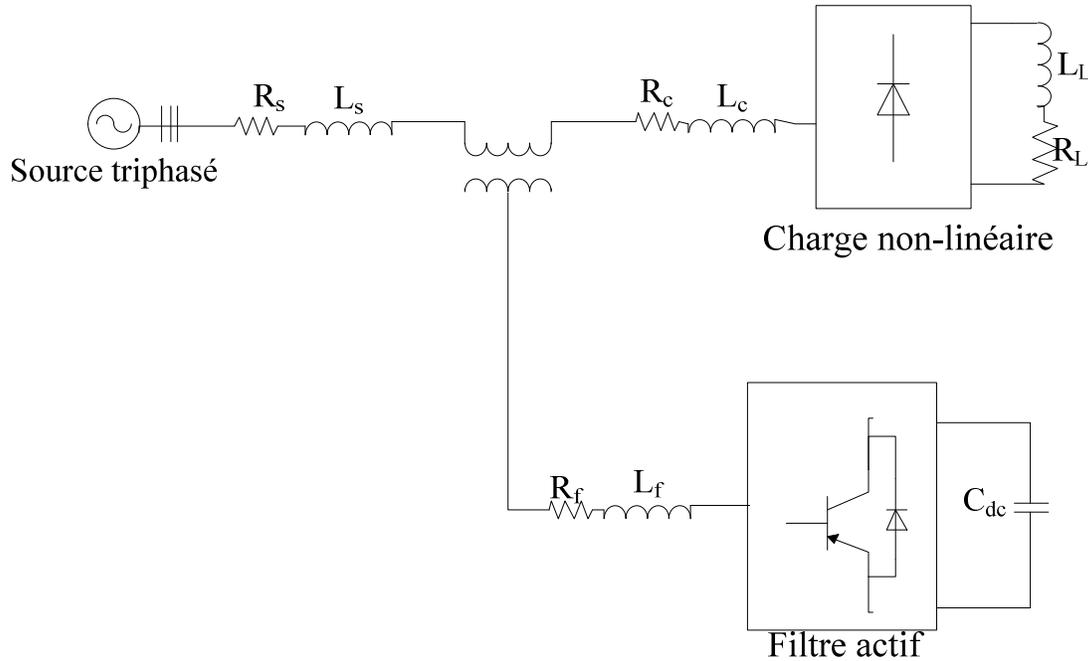


Figure II.5: Structure d'un filtre actif série

Le filtre actif série (FAS) se place entre la source et la charge figure II.5, il peut compenser les harmoniques de tension et de courant [5], il contrôle sa tension de sortie afin d'isoler les harmoniques, en présentant une impédance élevée au courant harmonique.

Les FAS sont généralement utilisés pour compenser les harmoniques générées par les charges de tensions harmoniques.

III.2. Filtre actif parallèle :

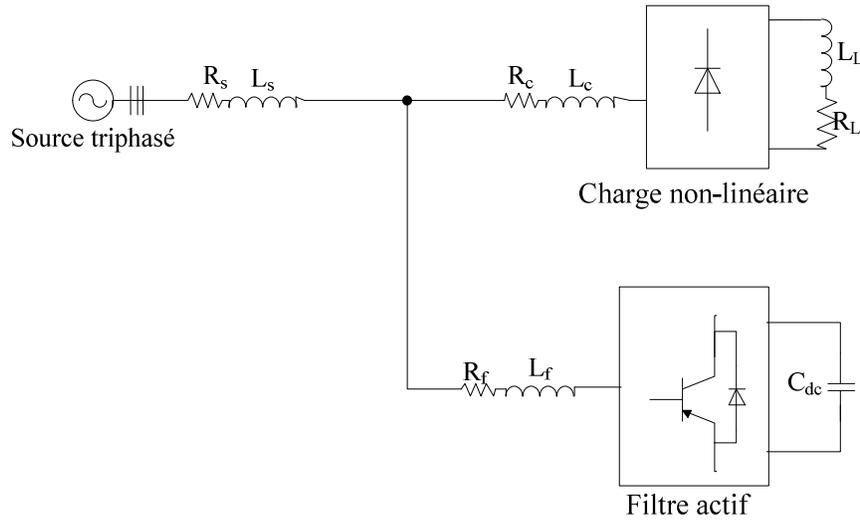


Figure II.6: Structure d'un filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP) figure II.6 est le filtre le plus utilisé, il peut compenser les courants et les tensions harmoniques[5–7], compenser la puissance réactive, amortir les résonances parallèles ou série dues à l'interaction entre la ligne et le filtre passif, et balancer les courants déséquilibrés.

III.3. Filtre actif universel :

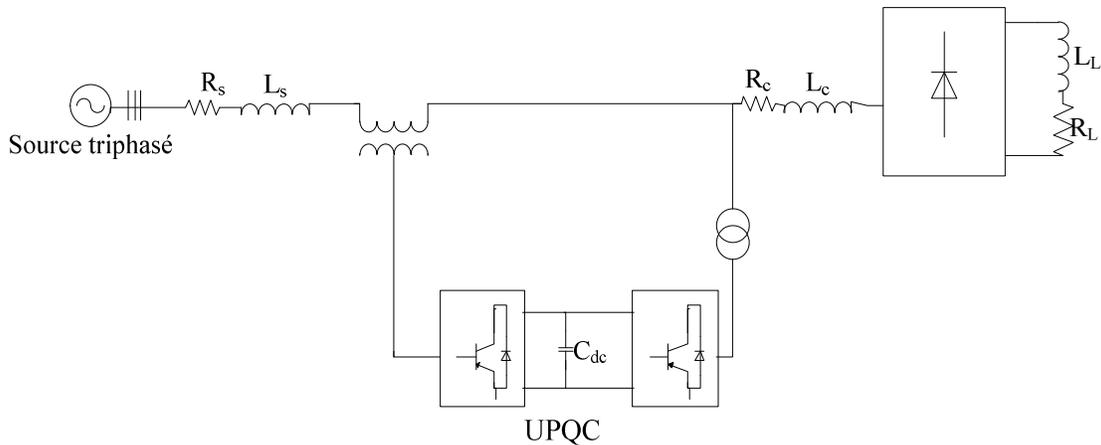


Figure II.7: Schéma générale avec UPQC

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

Appelé également (Unified Power Quality Conditionner UPQC), c'est la configuration idéale qui élimine les harmoniques de tension et de courant figure II.7; elle est capable de délivrer une puissance propre sous des pollutions harmoniques assez élevées[15], [14], mais son coût est très élevé, et sa commande est très complexe.

III.4. Filtre Hybride :

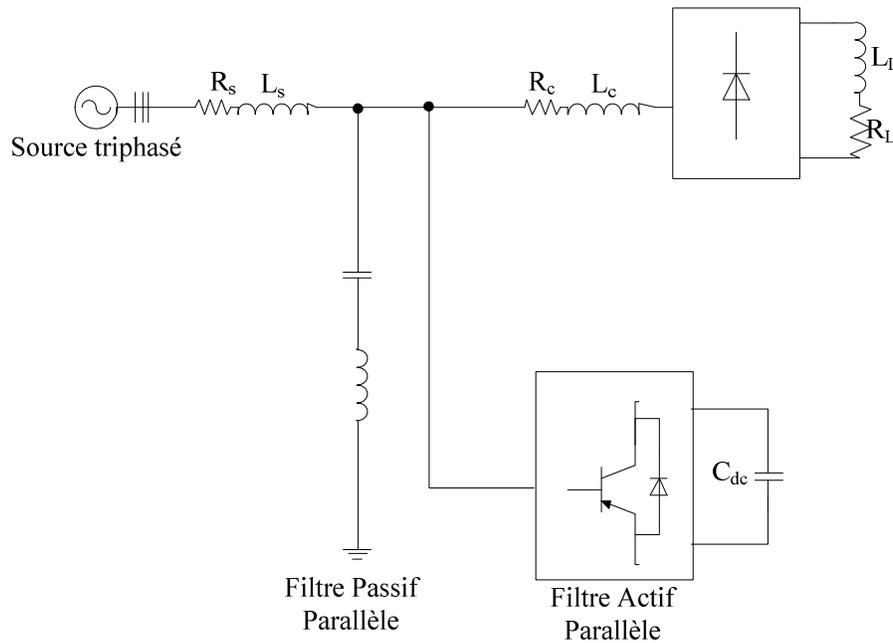


Figure II.8 : Filtre hybride parallèle

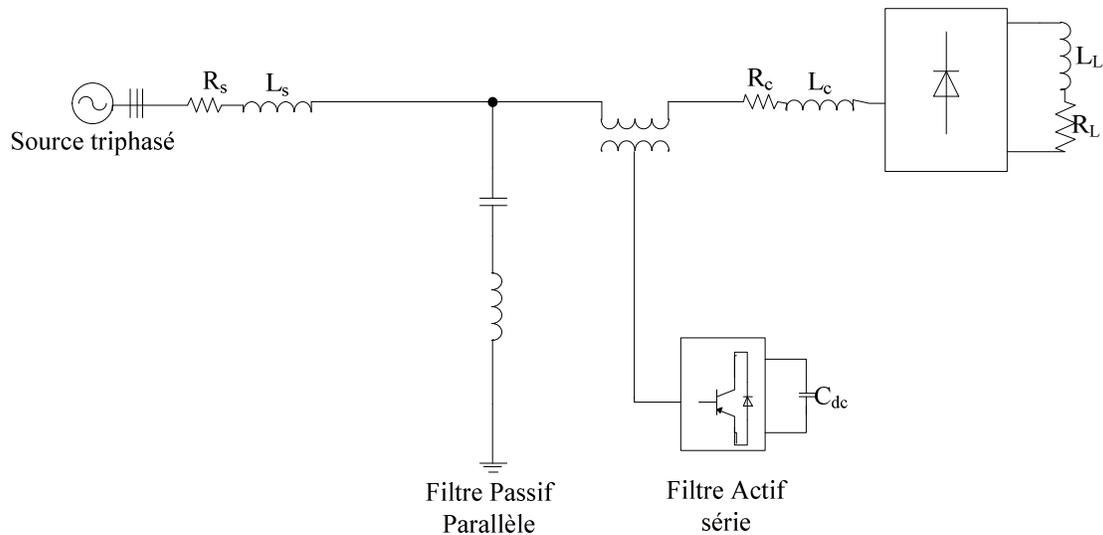


Figure II.9 : Filtre hybride série

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

Le filtre hybride combine les filtres actif et passif afin de réduire le coût du filtre actif en réduisant sa puissance nominale figure II.8 ; figure II.9. Donc on utilise le filtre passif pour éliminer les harmoniques qui ont une amplitude importante (généralement l'harmonique 5 et 7) et laisser le reste pour le filtre actif. [33][13]

IV. Topologies d'onduleur mises en œuvre pour le filtrage actif :

On propose plusieurs topologies pour le filtrage actif, selon les besoins et la configuration du réseau (trois ou quatre fils).

IV.1. Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur à trois bras :

C'est la configuration la plus répandue, l'onduleur est composé de trois bras comportant six interrupteurs statiques bidirectionnels en courant commandé à l'ouverture et à la fermeture avec une diode en antiparallèle, avec un élément de stockage connecté en parallèle avec les trois bras figure II.10.

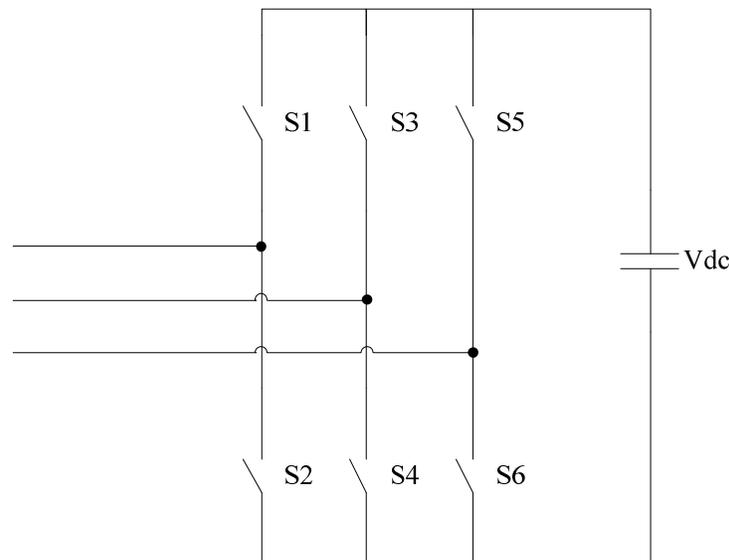


Figure II.10: Onduleur triphasé à deux bras

IV.2. Onduleur à deux bras avec condensateurs à point milieu :

En conservant la structure de l'onduleur à trois bras, et en remplaçant le troisième bras par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau, on obtient un onduleur à deux bras figure II.11 ; la tension des condensateurs $\frac{V_{dc}}{2}$ doit être maintenue constante.

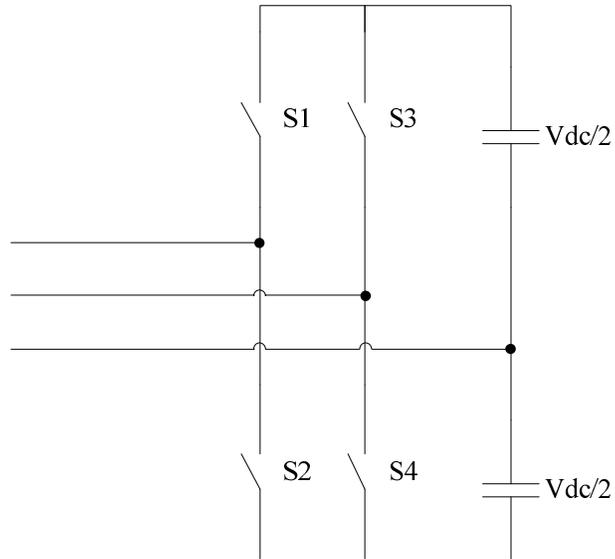


Figure II.11: Onduleur triphasé à deux bras avec condensateur a point milieu

IV.3. Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu :

On obtient cet onduleur on ajoutant un bras à l'onduleur, ce bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu et connecté au neutre du réseau figure II.12.

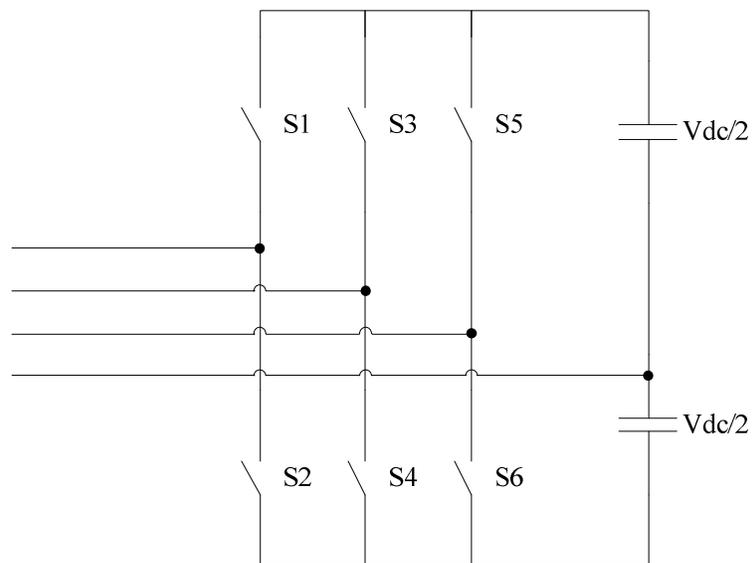


Figure II.12: Onduleur triphasé trois bras avec condensateur au point milieu

IV.4. Onduleur triphasé à quatre bras :

En remplaçant les condensateurs du quatrième bras, par des interrupteurs bidirectionnel en courant et commandable à l'ouverture et à la fermeture figure II.13.

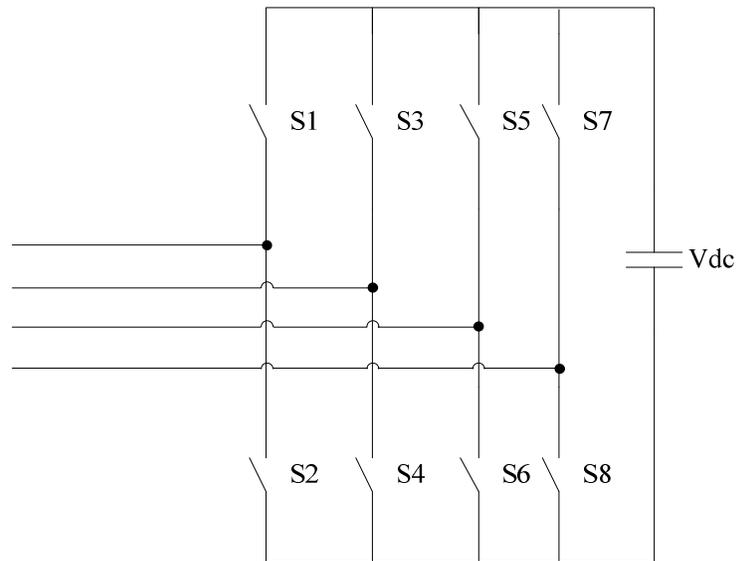


Figure II.13: Onduleur triphasé a quatre bras

V.Principe de commande du filtre actif :

Le circuit de commande d'un filtre actif parallèle doit être capable d'accomplir trois tâches cruciales :

- Générer les courants harmoniques en temps réel,
- Assurer que l'onduleur suit parfaitement ses références,
- Maintenir la tension V_{dc} à une valeur constante.

La commande du filtre se divise en deux parties : [28]

- Génération des signaux harmoniques de référence,
- Génération des signaux de contrôle servant à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs.

Dans la suite on va détailler chaque partie.

VI.Génération des signaux harmoniques de référence :

Plusieurs méthodes de générations des signaux de commande ont été élaborées, on peut les classer en deux groupes :

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

- Méthodes fréquentielles
- Méthodes temporelles

VI.1. Les méthodes fréquentielles :

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement. Elles permettent donc une compensation sélective. Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire, gourmand en temps de calcul et une allocation de mémoire très considérable. [3], [34], [35].

VI.2. Les méthodes temporelles :

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont décrites par la suite :

VI.2.1. Méthode du filtre passe-haut :

Dans cette méthode on filtre la composante fondamentale du courant de charge, donc il ne reste que les harmoniques qui sont les références du filtre ; cette méthode a un taux d'erreur très élevé dans la phase et l'amplitude, et en plus elle est très sensible à la perturbation de haute fréquence.

VI.2.2. Méthode du filtre passe-bas :

Dans cette méthode un filtre passe bas est utilisé pour filtrer les composantes à haute fréquences donc on obtient la fondamentale qui sera soustrait du signal original pour obtenir le signal de référence.

Cette méthode est aussi caractérisée par un taux d'erreur très élevé.

VI.2.3. Méthode des puissances instantanées :

Elle est Basée sur la théorie des puissances instantanées (détaillé au chapitre III). Après l'obtention des puissances p et q , on filtre la puissance p afin d'obtenir \tilde{p} , un filtre passe-bas ou passe-haut peut être utilisé.

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

VI.2.4.Méthode de puissance instantanée modifiée : [5]

Dans cette méthode les puissances p et q sont définies comme étant :

$$p = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (2.2)$$

$$q = v'_a \cdot i_a + v'_b \cdot i_b + v'_c \cdot i_c \quad (2.3)$$

Où : va' , vb' , vc' sont déphasé par 90° , par rapport à la tension de ligne, on a :

$$i_a + i_b + i_c = 0;$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_c & v_b - v_c \\ v'_a - v'_c & v'_b - v'_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

p et q ont une composante continue, et une autre alternative, où la partie alternative représente les harmoniques.

Les courants de références se calculent comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} v'_b - v'_c & v_b - v_c \\ -(v'_a - v'_c) & v_a - v_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Où : $\Delta = (v_a - v_c) \cdot (v'_b - v'_c) - (v_b - v_c) \cdot (v'_a - v'_c)$

VI.2.5.Méthode de référence synchrone : [5], [15]

Dans cette méthode, on calcule le $i_{L\alpha}$ et $i_{L\beta}$ en utilisant la méthode de puissance instantanée, puis à l'aide d'une transformation, on déplace la fréquence de $i_{L\alpha}$ et $i_{L\beta}$ 50 Hz en arrière ; ainsi la composante fondamentale sera continue et les autres harmoniques seront alternatives. Un schéma bloc descriptif est représenté sur la figure II.14

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Où $\theta = \omega t$ et ω est la fréquence angulaire obtenue à l'aide d'un PLL (Phase Locked Loop).

A l'aide d'un filtre passe-bas simple on peut supprimer la partie continue et il ne reste que les harmoniques, après on transforme i_{Ld} et i_{Lq} à leur fréquence originale à l'aide d'une transformation inverse ; ainsi le retard en temps et en fréquence n'ont aucune signification

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

pour la composante continue [3], donc on peut obtenir la partie oscillante de i_{Ld} et i_{Lq} sans erreur de phase ou d'amplitude :

$$\begin{bmatrix} i_{AF\alpha}^* \\ i_{AF\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Ld} \\ \tilde{i}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Les courants triphasés de référence peuvent être calculés à l'aide d'une transformation 2/3.

Cette méthode donne des bons résultats même sous un régime non-sinusoidal.

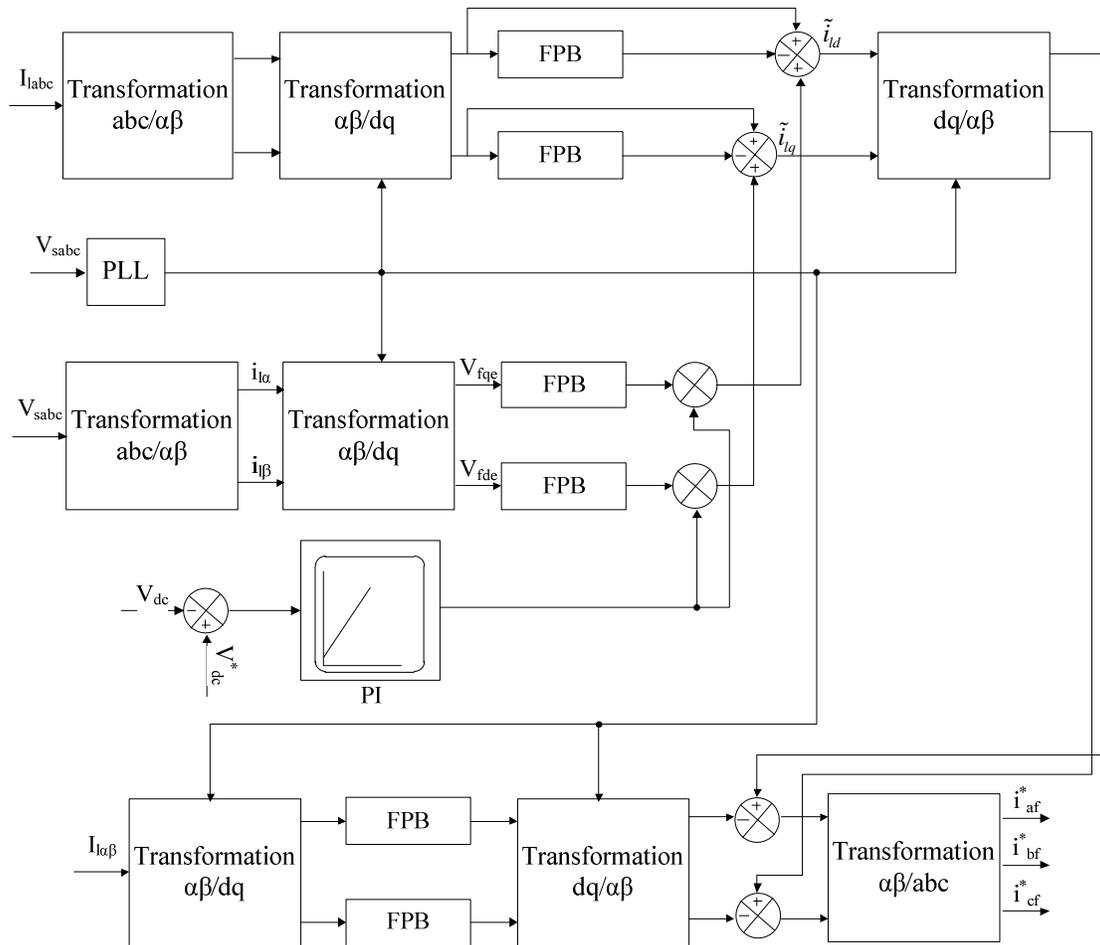


Figure II.14: bloc diagramme de la méthode de référence synchrone

VI.2.6.Méthode de référence synchrone modifiée : [5]

Dans cette méthode, on supprime le PLL et on obtient i_{ld} et i_{lq} à partir de :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Où $\cos(\theta) = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 - v_\beta^2}}$ et $\sin(\theta) = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 - v_\beta^2}}$

VI.2.7. Commande indirecte du filtre actif :

Dans cette méthode on mesure la tension continue du filtre ensuite on la compare avec une référence, l'erreur sera régulée à l'aide d'un régulateur (un *PI* par exemple) ; ce régulateur nous donne le courant maximum de la source qui prend en charge le courant actif pour la régulation de la tension du bus *DC* et pour la compensation des pertes engendrées dans l'onduleur.

Ensuite ce courant est multiplié par trois vecteurs unitaire de la tension de source, afin d'obtenir les références du courant de source ($i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$) suivant le schéma de la figure II.15.

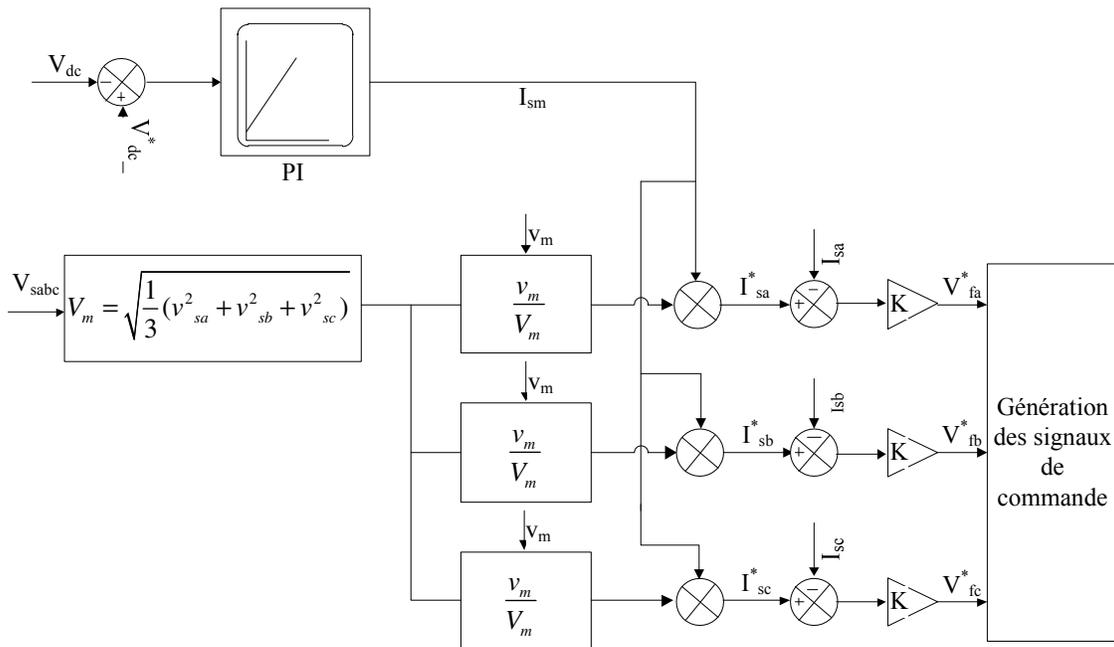


Figure II.15: Commande indirect du filtre actif

VI.2.8. Commande directe du courant de filtre triphasé : [29]

On obtient les trois courants ($i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$) de la même manière que celle de la commande indirecte, ensuite on obtient les courants harmoniques en soustrayant les courants

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

de charge au courant référence de source, les courants obtenus sont les références de l'onduleur suivant le schéma de la figure II.16.

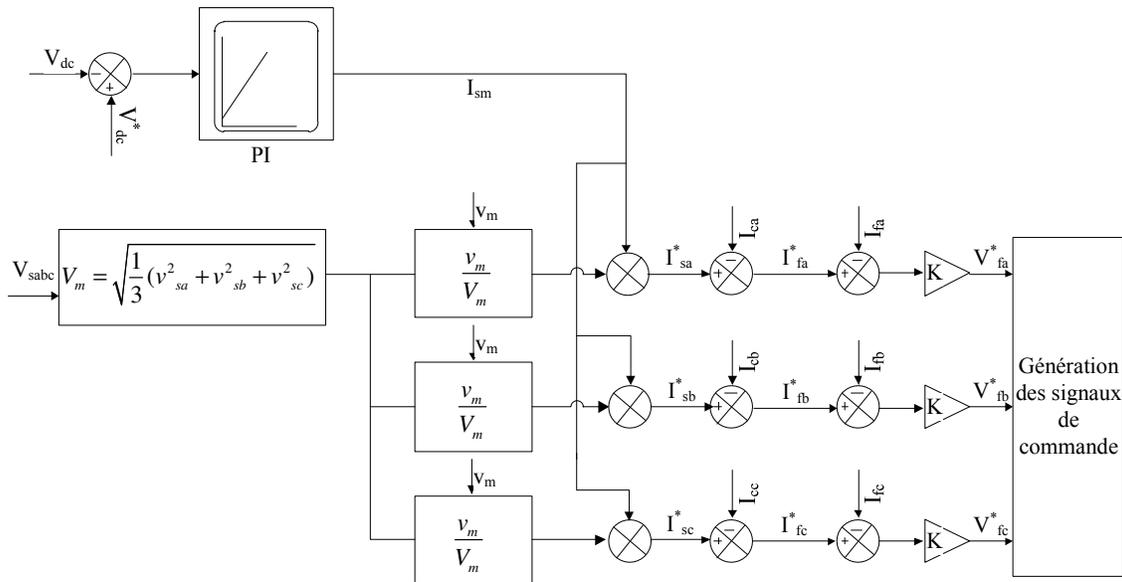


Figure II 16: Commande directe du filtre actif

VI.2.9. Commande en mode glissant :

L'apparition de cette commande se situe aux environs des années 1930 [36], la première application était dans le contrôle du chemin des navires et les générateurs à courant continu, le développement de la théorie de cette commande a été initié par les ingénieurs Russes [36], [37].

Dans les années 1950, les bases théoriques de la commande ont été rapportées dans la littérature russe, ce qui facilite la généralisation de cette théorie.

Le monde extérieur a découvert cette théorie grâce à la publication en anglais de Itkis (1976) et Utkin (1977) [36], dès lors la théorie de la *SMC* (Sliding mode Control) a attiré l'attention des théoriciens et des ingénieurs autour du monde.

La *SMC* est une commande non-linéaire développée principalement pour la commande des systèmes à structure variable. Techniquement elle consiste en une loi de contrôle de retour d'état à temps variable, qui commuté à une grande fréquence d'une structure continue à un autre selon la position réelle de la variable d'état dans l'espace d'état [36], le but est de forcer la dynamique de système sous commande, à suivre exactement sa référence .

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

L'avantage principal de la *SMC* est sa stabilité et sa robustesse contre l'incertitude des paramètres ; En plus de sa flexibilité dans les choix de conception, cette méthode est facile à implémenter par rapport aux autres méthodes non-linéaires.

Plusieurs approches d'implémentation de cette commande dans le filtre actif ont été établies, [21], [22], [38].

VII.Génération des signaux de commande de l'onduleur :

Les performances du filtre actif sont fortement liées à la capacité de l'onduleur à poursuivre les courants de référence.

Plusieurs techniques de génération des signaux de commande ont été élaborées, dans ce paragraphe nous présentons quatre méthodes à savoir :

- *MLI* à échantillonnage naturel
- *MLI* à hystérésis conventionnelle,
- *MLI* à hystérésis modulé.

VII.1.Control par *MLI* :

Cette technique compare une tension de référence appelée modulatrice à un signal triangulaire (porteuse) d'une fréquence F_c (fréquence de commutation) ; les intersections entre ces deux signaux définissent le signal de commande figure II.17.

La tension de référence est obtenue à partir d'un régulateur qui prend l'écart entre les courants de référence et les courants de sortie de l'onduleur comme entrée.

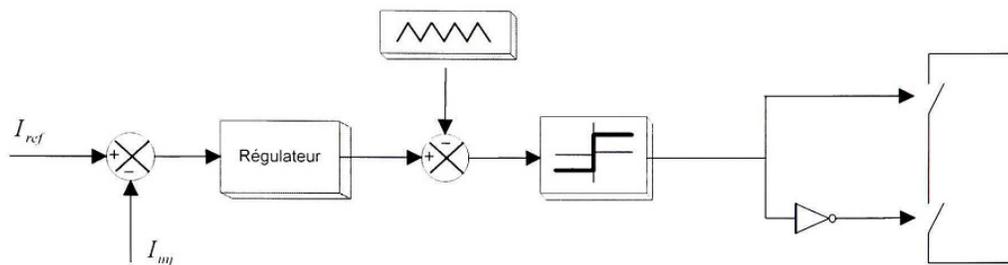


Figure II.17: Contrôle par MLI

Le bloc de régulation des courants est donné par la figure II.18

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

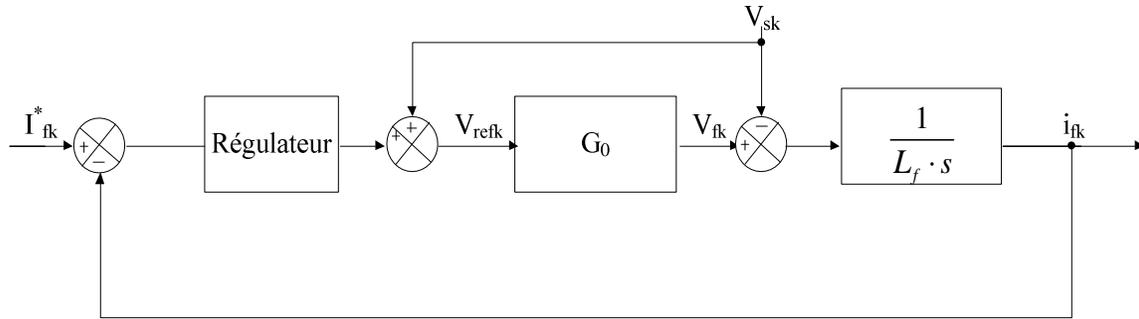


Figure II.18: Boucle de régulation du courant

Où :

v_{sk} : tension de réseau

G_o : gain de l'onduleur $G_o = \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_p}$ (en négligeant le retard causé par l'onduleur)

V_{dc} : tension moyenne coté continue

V_p : L'amplitude de la porteuse triangulaire.

Pour que la tension de sortie de l'onduleur v_{fk} soit égale à la référence v_{refk} , l'amplitude de la porteuse V_p est choisie égale à $\frac{V_{dc}}{2}$ donc G_o égale à 1, ainsi le schéma se simplifie figure II.19.

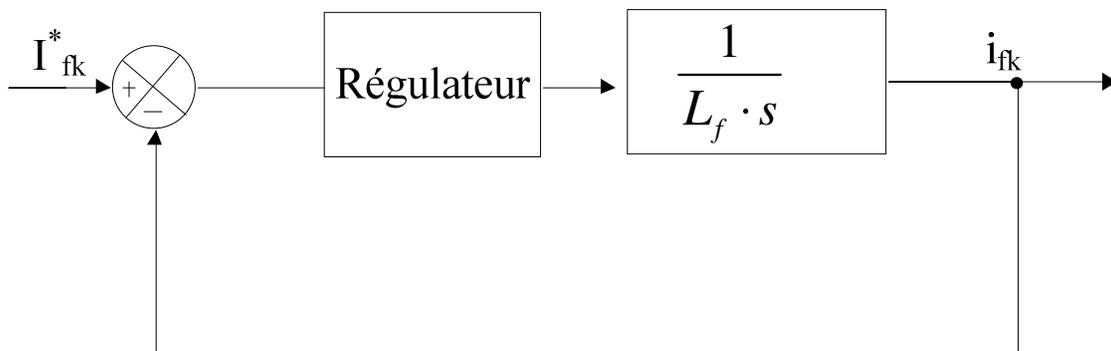


Figure II.19: Boucle de régulation du courant simplifiée

Plusieurs types de régulateurs ont été utilisés, mais le régulateur le plus utilisés est le régulateur proportionnel intégral (*PI*).

L'avantage de ce régulateur est sa simplicité, et la disponibilité de plusieurs méthodes pour calculer ses gains, mais son inconvénient majeur est sa dépendance au paramètre du

Chapitre II : Moyenne de mitigation contre les harmoniques

système à réguler, or on ne dispose pas toujours d'un modèle de système et dans le meilleur cas, ces paramètres ne sont pas aussi précis, dans le cas où la charge est variable (qui est souvent le cas) il faudrait ajouter une commande adaptative complexe.

Le deuxième problème est le déphasage entre l'entrée et la sortie (pour une référence sinusoïdale), ce déphasage augmente avec la fréquence et génère une erreur de poursuite en régime permanent.

VII.2. Commande à hystérésis :

La commande à hystérésis, appelée aussi commande tout ou rien, est une commande non-linéaire robuste à une fréquence variable permettant de fixer les ondulations de courant, cette commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres.

Cette commande enfonce l'erreur entre la référence et le courant de sortie dans un gabarit appelé bande d'hystérésis, dès que cette erreur dépasse une des limites, un ordre de commande est envoyé au convertisseur afin de maintenir cette erreur dans la bande.

La simplicité de la mise en œuvre est le principe avantage de cette technique.

Mais l'inconvénient majeur est l'incapacité de maîtriser la fréquence de commutation qui évolue librement à l'intérieur de cette bande, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés figure II.20.

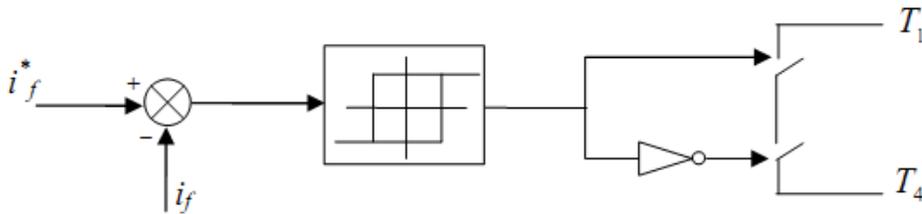


Figure II.20: Réglage par hystérésis

VII.3. Commande par hystérésis modulé :

Cette commande n'est qu'une amélioration de la commande par hystérésis, cette amélioration nous permettra de remédier au problème majeur de cette commande, qui est la variation de fréquence, cette amélioration consiste à ajouter un signal triangulaire à une fréquence égale aux fréquences de commutation que l'on veut imposer au semi-conducteurs figure II.21, l'erreur entre la référence et le courant mesuré, le signal obtenu attaque l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande $2B_h$.

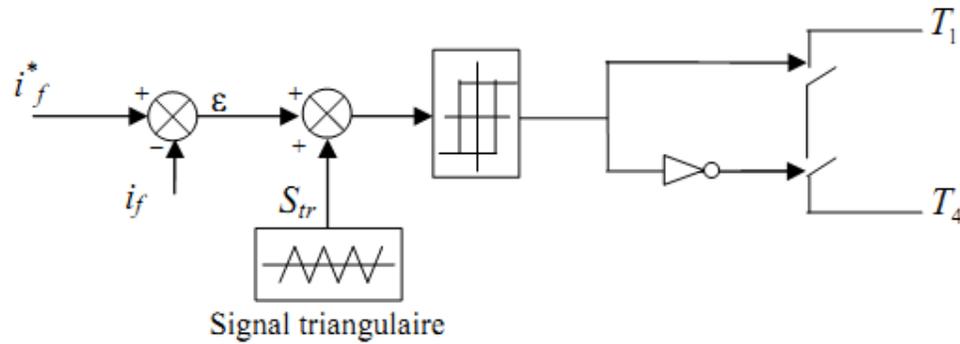


Figure II.21: Réglage par hystérésis modulée

Dans le cas du contrôle par hystérésis module, il est important de bien dimensionner les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir l'amplitude du signal triangulaire A_{tr} et la largeur de bande B_h .

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir de l'équation suivante : [10]

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} < \frac{2(A_{tr} + B_h)}{\left(\frac{T}{2}\right)} = \frac{4(A_{tr} + B_h)}{T}$$

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\min} > \frac{2B_h}{T}$$

$$\text{Où : } \frac{di_f}{dt} = \frac{V_f - V_s}{L_f}$$

VIII. Conclusion :

Le présent chapitre a montré les différentes structures du filtre actif parallèle ainsi que les différents éléments qui le caractérisent. De plus, la revue littéraire a permis de constater la grande variété de types de commande existants. Selon le type de commande choisi, les performances du filtre actif s'en trouveront influencées ainsi que le type de compensation voulu. Nous avons opté pour une topologie à trois bras et six interrupteurs par rapport au matériel disponible au laboratoire, commande basée sur la théorie des puissances instantanées ainsi que la commande directe avec régulateur *PI* et *SMC*. Dans le prochain chapitre, nous développerons et analyserons la théorie des différents algorithmes de commande choisis.

Chapitre III :
La commande
du filtre actif

I.Introduction :

Les filtres actifs font l'objet de développement continu, amélioration et commercialisation dans les dernières quatre décennies, ils sont utilisés principalement pour compenser les harmoniques du courant et de tension. Tous les filtres actifs parallèles triphasés ont une structure générale commune. (Figure III 1.)

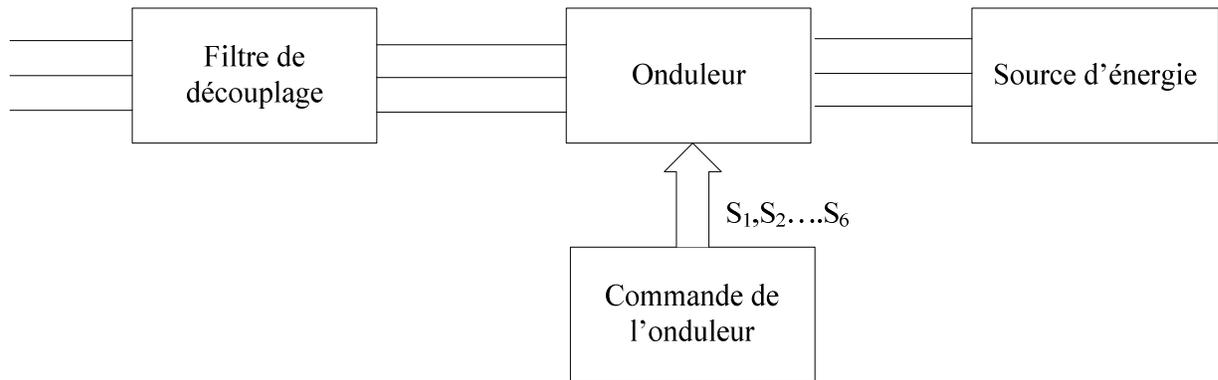


Figure III.1: Structure générale d'un filtre actif

Le filtre peut être décomposé en deux parties: partie puissance et partie commande.

La partie puissance comporte: un onduleur, un filtre de découplage et une source de stockage, ces deux derniers éléments déterminant la nature du filtre actif (structure tension ou courant); suivant qu'il est réalisé à l'aide d'un onduleur de tension ou de courant [10], [16].

La partie commande sert au contrôle de la commutation des interrupteurs statiques, à l'aide d'une stratégie de commande appropriée, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser les courants présents sur le réseau électrique [28].

Dans cette étude on s'intéresse exclusivement au filtre actif parallèle à structure de tension.

II.Filtre actif parallèle à structure de tension:

La figure III.2 représente le filtre actif parallèle à structure de tension caractérisé principalement par son condensateur, qui représente l'élément de stockage et l'inductance de découplage L_f ,

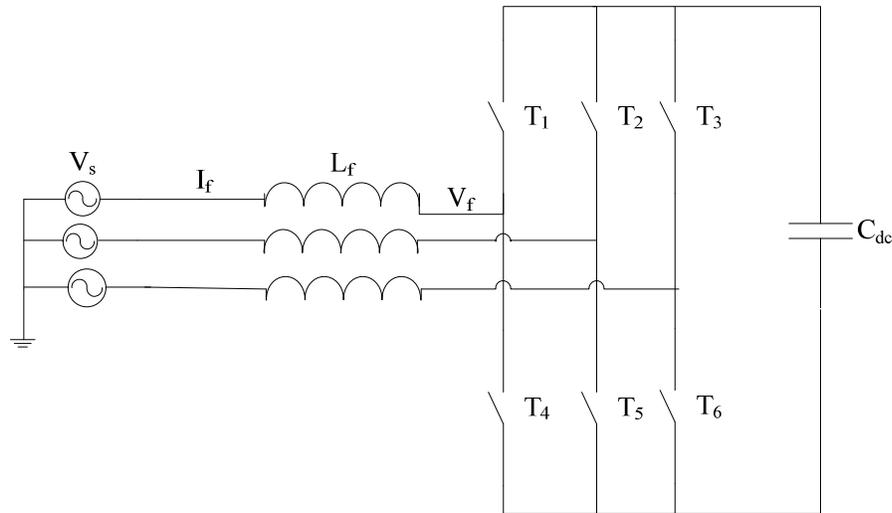


Figure III.2: filtre actif parallèle à structure de tension

La structure de l'onduleur a été déjà présentée; dans cette structure le filtre est composé d'un onduleur à trois bras avec un condensateur en parallèle qui sert comme élément de stockage d'énergie, il est connecté au réseau via un filtre de découplage qui élimine les harmoniques hautes fréquences engendrées par la commutation.

La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande; ses fluctuations doivent être faible et ne dépasse pas la limite des tensions des semi-conducteurs pour ne pas dégrader les performances du filtre.

Chaque bras est composé de deux interrupteurs réversibles et commandable à l'ouverture et à la fermeture (généralement des IGBT). Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes:

- Interrupteur ne doit pas être fermé pour les mêmes bras, afin d'éviter de court-circuiter une source de tension.
- Le courant doit toujours avoir un chemin pour circuler, d'où l'ajout des diodes en antiparallèle avec chaque IGBT.

Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire; donc, on a trois signaux de commande:

Chapitre III : La commande du filtre actif

$$T_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouverte} \\ 0 & S_2 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouverte} \end{cases}$$

$$T_3 = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouverte} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouverte} \end{cases}$$

$$T_5 = \begin{cases} 1 & S_5 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouverte} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouverte} \end{cases}$$

Pratiquement on ajoute un temps entre la commande à l'amorçage d'un semi-conducteur, et la commande de blocage de l'autre du même bras, afin d'éviter tout court-circuit possible, (appelé Temps Mort).

A partir des trois signaux de commande; huit cas possible pour les trois tensions de sortie de l'onduleur peuvent être distinguées (référéncé par rapport au $\frac{V_{dc}}{2}$) tableau III.1.

Cas	T_5	T_3	T_1	$V_{\beta 5}$	$V_{\beta 3}$	$V_{\beta 1}$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\frac{V_{dc}}{3}$
2	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$2\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
3	0	1	1	$-2\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
4	1	0	0	$2\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
5	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-2\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
6	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-2\frac{V_{dc}}{3}$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau III.1 : Tension en sortie de l'onduleur

Pour une inductance L_f donnée, la tension V_{dc} ne doit pas être inférieure à une certaine limite, car cela affecterait les performances de compensation du filtre actif [28].

Le filtre actif est connecté au réseau via un filtre de découplage; ce filtre a comme inconvénient la limitation de la dynamique du courant, mais réduit la propagation sur le réseau électrique des composantes dues aux commutations [10].

III. Les commandes mise en œuvre pour la commande du filtre :

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique, ...) [3], [7], [9]. Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre une variante de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées. Elle utilise des filtres STF (Self Tuning Filter) au lieu des filtres classiques passe bas et passe haut (FPB et FPH)[9]. La méthode classique des puissances instantanées est devenue aujourd'hui très courante dans les applications comme le filtrage actif car elle réalise le meilleur compromis entre performances statique et dynamique.

III.1. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées :

La rapidité de la réponse des convertisseurs statiques, et la manière dont ils génèrent la puissance réactive et les harmoniques, rend les méthodes basées sur le calcul des valeurs moyennes et efficace *RMS* inefficaces.

Les méthodes basées sur l'analyse temporelle ont rapidement évolués. Il y a deux aspects d'analyses de puissance instantanée ; une basé sur les systèmes triphasé et l'autre sur la transformation 2/3 (Park ou Concordia).

III.1.1. La définition de puissance sous des conditions sinusoïdales :

Un système monophasé idéal avec une tension sinusoïdale, et une charge linéaire a une tension, et un courant qui sont donnés par :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.2)$$

La puissance instantanée est donnée par :

$$p(t) = v(t)i(t) = 2 \cdot V \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\omega t) \quad (3.3)$$

$$p(t) = V \cdot I \cdot \cos(\varphi) - V \cdot I \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \quad (3.4)$$

Chapitre III : La commande du filtre actif

Cette équation montre que cette puissance n'est pas constante, il y a une composante continue $V \cdot I \cdot \cos(\varphi)$; et une composante oscillatoire $V \cdot I \cdot \cos(2\omega t - \varphi)$ qui a une fréquence double à celle du réseau.

En décomposant la partie oscillatoire et réarrangeant $v(t)i(t)$ nous obtenons :

$$p(t) = V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Cette équation a deux parties :

- **Partie I :**

Cette partie a une valeur moyenne de $VI \cos(\varphi)$ et une composante oscillatoire avec une fréquence double de celle du réseau, cette partie ne devient jamais négative vu que $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$, donc elle représente une circulation unidirectionnelle depuis la source vers le réseau.

- **Partie II :**

Elle est purement oscillatoire, avec une fréquence double au celle de réseau et un maximum au $V \cdot I \cdot \sin(\varphi)$; et une valeur moyenne nulle.

Par convention la puissance instantanée donnée par $v(i)i(t)$ est représenté par trois puissances constantes: active, réactive et apparente.

- **Puissance active :**

La valeur moyenne de la partie I de l'équation (3.5) est définie comme étant la puissance active :

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\varphi)[W] \quad (3.6)$$

- **Puissance réactive :**

La puissance réactive est la valeur moyenne de la partie II

$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\varphi)[VAR] \quad (3.7)$$

- **Puissance apparente :**

$$S = V \cdot I[VA] \quad (3.8)$$

III.1.2. La définition de puissance sous des conditions non-sinusoïdales :

Sous des conditions non-sinusoïdale, le calcul des variables du réseau (tension, courant, facteur de puissance ...etc.), n'est plus le même que celle d'un régime sinusoïdal ; donc les définitions des puissances changent aussi.

Chapitre III : La commande du filtre actif

Au départ, deux approches de la définition de puissance sous des conditions non-sinusoïdaux étaient introduites soit celle de Budeau 1927 et Fryze en 1932[3].

En 1983 H.Akagi a introduit le concept de la théorie des puissances instantanées ou «*pq theory*» qui est basé sur la définition des puissances dans le domaine temporelle ; par rapport aux théories classiques, cette théorie a plusieurs avantages :

- elle est applicable aux systèmes triphasé avec ou sans neutre,
- elle est valide dans les régimes permanant et transitoire,
- elle n'a pas de restriction sur la forme d'onde de tension et de courant

Ces avantages les rendent parfaite pour les systèmes de conditionnement de puissances.

La théorie des puissances instantanées utilise la transformation de Concordia, donc elle considère le système triphasé comme une unité et pas comme une superposition de trois unités, on note qu'on utilise une transformation invariante pour la puissance.

Selon cette théorie les puissances sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ v_\alpha & v_\beta & 0 \\ v_\beta & -v_\alpha & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Où :

p_0 : puissance instantanée a composante zéro

p : puissance instantanée réelle

q : puissance instantanée imaginaire

Dans les systèmes triphasé a trois fils (sans neutre) il n'y a pas la composante zéro, donc il y a que la puissance réelle et imaginaire.

La puissance réelle p représente l'énergie totale qui circule dans une unité de temps, tandis que la puissance imaginaire q a une signification physique non traditionnelle.

III.1.3.Utilisation de La théorie des puissances instantanées dans un system triphasé :

Dans un système non-sinusoïdal les deux puissances p et q ont deux composantes, une continue et l'autre alternative :

$$p = \tilde{p} + \bar{p}$$

Chapitre III : La commande du filtre actif

$$q = \tilde{q} + \bar{q}$$

\bar{p} : correspond à la puissance active triphasé $P = V \cdot I \cdot \cos(\varphi)$

\bar{q} : correspond à la puissance réactive triphasé $Q = V \cdot I \cdot \sin(\varphi)$

\tilde{p}, \tilde{q} : correspond aux harmoniques

Donc le filtre actif doit compenser les puissances \tilde{p}, \tilde{q} (ou même q pour compenser la puissance réactive). Figure III.3

Autrement dit le filtre doit fournir les deux courants $i_{\alpha\tilde{p}}, i_{\beta\tilde{p}}$:

$$i_{\alpha\tilde{p}} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (-\tilde{p}) \quad (3.10)$$

$$i_{\beta\tilde{p}} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (-\tilde{p}) \quad (3.11)$$

Le filtre actif peut être optimisé encore, en le forçant à compensé les courants réactifs $i_{\alpha q}, i_{\beta q}$:

$$i_{\alpha q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (-q) \quad (3.12)$$

$$i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (-q) \quad (3.13)$$

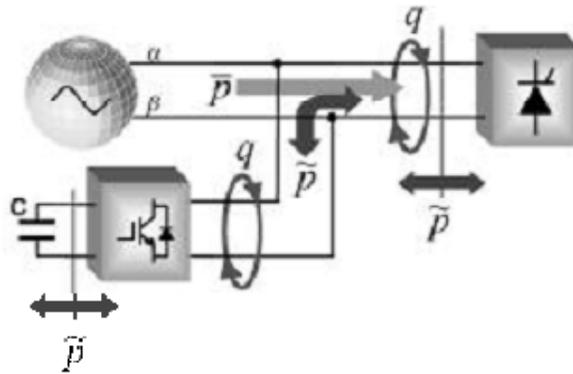


Figure III.3: circulation de puissance optimisée par un filtre actif

Afin d'isoler la puissance oscillante \tilde{p} qui nous permet de calculer les courants à compenser (courant harmonique), on a besoin de filtrer la puissance réelle p .

III.1.4. Filtre passe-bas et passe-haut

Chapitre III : La commande du filtre actif

Le filtre passe-bas ne laisse passé que la composante fondamentale, et après on soustrait cette composante à la puissance totale pour obtenir la partie oscillante figure III.4:

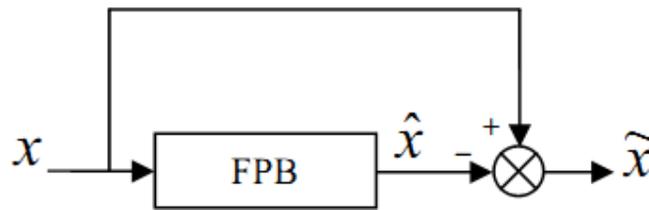


Figure III.4: le filtre passe-bas

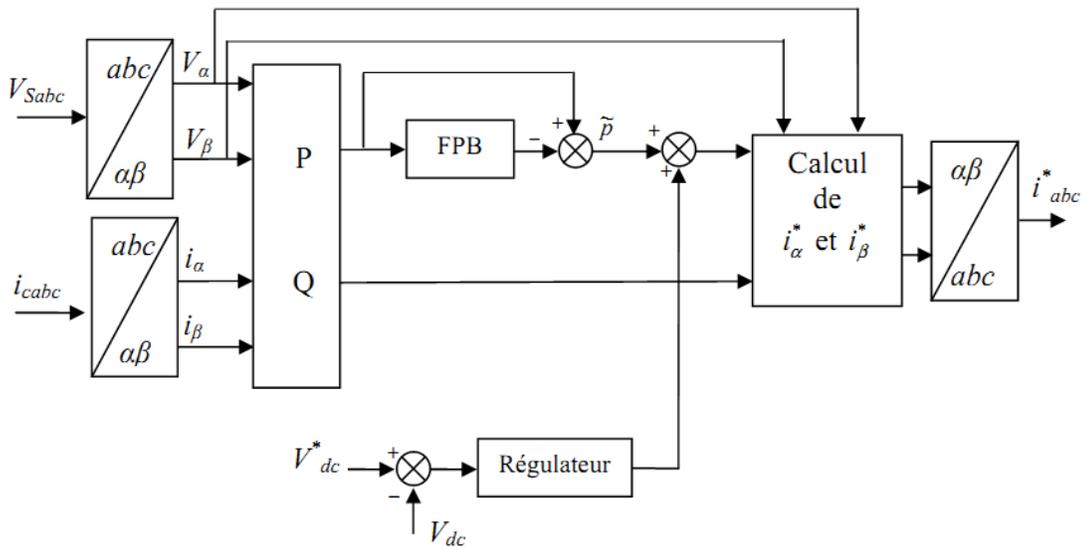


Figure III.5: Détermination des courants de référence à l'aide de la méthode de puissance instantanée avec un filtre passe-bas

Dans le cas du filtre passe-haut, le filtre ne laisse passer que les harmoniques figure III.6

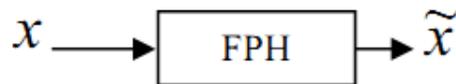


Figure III.6: Le filtre passe-haut

Ces filtres permettent d'obtenir une amélioration plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes, mais ces filtres ont des inconvénients [10] :

Chapitre III : La commande du filtre actif

- pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent, en général la fréquence de coupure est choisie assez basse entre 5 Hz et 35 Hz ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de la variation rapide de la charge
- Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

III.1.5. Le filtre STF (Self Tuning Filter) :

Afin d'améliorer l'algorithme d'extraction, on développe un nouveau filtre, le filtre STF [10], [9], [30], il est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux directement suivant les axes α et β figure III.7.

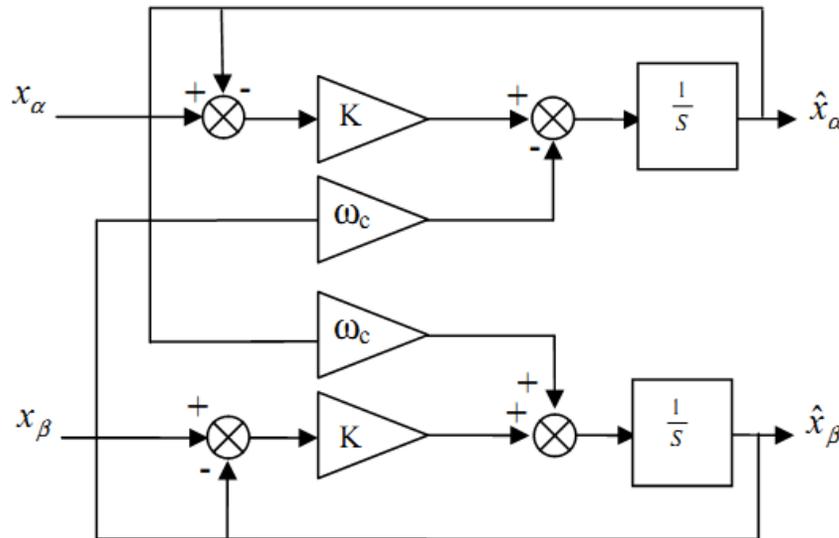


Figure III.7: Principe du STF

Suivant les axes α - β , les expressions liant les composants α - β , sont les suivants :

$$\hat{x}_\alpha = \left(\frac{K}{s}[x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_\beta(s)\right) \quad (3.14)$$

$$\hat{x}_\beta = \left(\frac{K}{s}[x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_\alpha(s)\right) \quad (3.15)$$

Où:

x_α, x_β : Le signal d'entrée suivant les axes α - β

$\hat{x}_\alpha, \hat{x}_\beta$: Les composantes fondamentales de x_α, x_β

K: constant à fixer

$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f$: Pulsation fondamentale du réseau

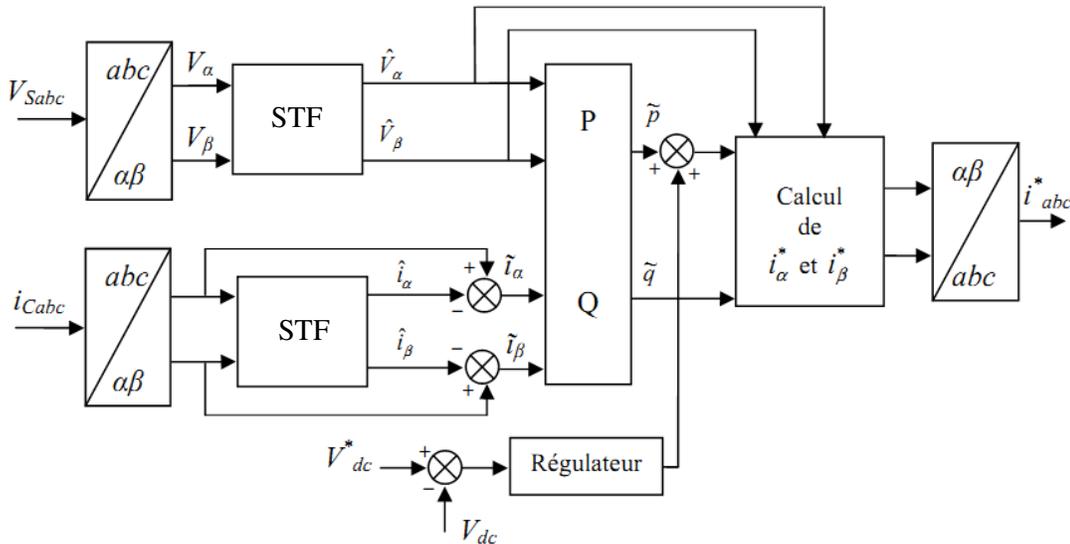


Figure III.8: Implémentation du STF dans la boucle d'extraction des courants des références

Après l'extraction des courants harmoniques $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ et la composante fondamentale, on peut calculer maintenant les puissances harmoniques

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha & \hat{V}_\beta \\ -\hat{V}_\beta & \hat{V}_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Les courants de référence sont calculés de la même manière comme à la section précédente.

III.1.6. Régulation de tension:

La variation de la tension V_{dc} influe d'une manière importante sur les performances du filtre; donc cette tension doit être maintenue constante, cette constante est généralement perturbée par trois facteurs: [23]

- Les pertes statique et dynamique dans les semi-conducteurs
- Les pertes dans les inductances de découplage L_f

Chapitre III : La commande du filtre actif

- La variation des courants fondamentaux pendant des régimes transitoires de la charge polluante.

Pour maintenir cette tension constante et réduire ses fluctuations, on a utilisé un régulateur proportionnel avec un filtre passe-bas pour filtrer les fluctuations de la tension à 300 Hz.

L'écart entre la référence et la tension V_{dc} va servir comme une entrée à notre régulateur, la sortie est la puissance de compensation P_c qui va s'ajouter à la puissance \tilde{p} qui sert pour le calcul des courants harmoniques.

En négligeant les pertes du filtre (onduleur et filtre de découplage); la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur devient:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (3.17)$$

En linéarisant cette équation pour des faibles variations de tension autour de sa référence on obtient:

$$P_c = C \cdot V_{dc}^* \frac{d}{dt} V_{dc} \quad (3.18)$$

La boucle de régulation de tension est donnée par la figure III.9:

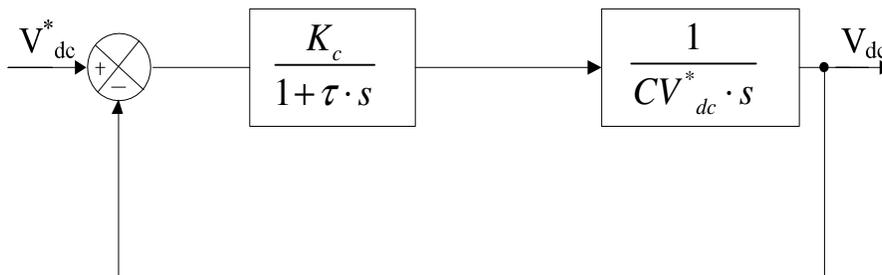


Figure III.9: Schéma de la commande de V_{dc}

III.2. La commande directe :

III.2.1. Régulateur PI :

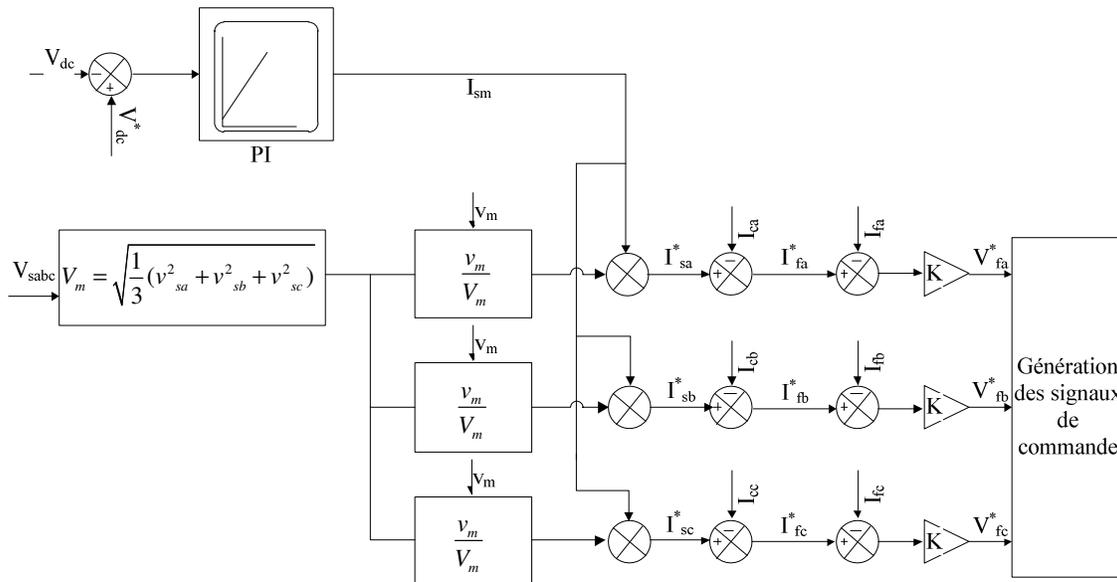


Figure III.10 : Commande linéaire directe du filtre actif

La Figure III.10, montre la commande indirecte du filtre shunt active [7], [38]. La tension du filtre actif v_{dc} est mesurée et comparée avec une tension de référence V_{dc}^* , l'erreur entre les deux tensions sert comme une entrée pour le régulateur (PI), la sortie du régulateur devient une référence du courant maximum du courant de source I_{sm} ce courant prend soin de la puissance active demandée par le filtre et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de références instantanés de la source (i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^*) sont évalués en multipliant le courant maximal I_{sm} par trois sinusoïdes unitaires de tension source, après on utilise la relation $I_f = I_s - I_l$ pour obtenir les courant de référence de l'onduleur.

La tension v_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine de la variation de cette tension sont les suivants :

- les pertes statique et dynamique dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur.
- Les pertes dans les inductances de découplage L_f .
- La variation des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

Pour maintenir la tension v_{dc} constante et compenser les pertes dans l'onduleur, on doit injecter un courant actif à travers la boucle de régulation de la tension. Un simple

Chapitre III : La commande du filtre actif

proportionnel-intégrale (PI) montré à la Figure III.11 est suffisant pour régler la tension v_{dc} et la maintenir fixe.

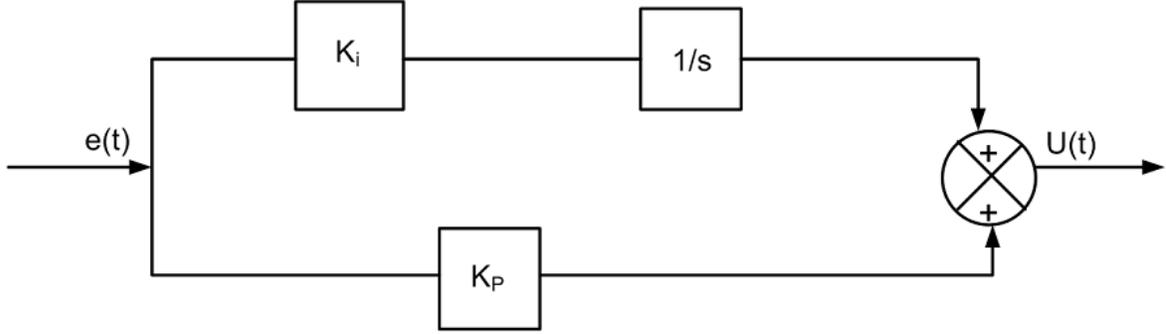


Figure III.11: Régulateur PI utilisé

Pour déterminer la relation entre les courants de sources de référence et maximum estimé i_s^* et I_{sm} , Le courant de source de référence est donné par la relation suivante :

$$i_s^* = I_{sm} u_s \quad (3.19)$$

Le courant de source maximum estime est donné par la relation suivante :

$$I_{sm} = (V_{dc}^* - v_{dc}) \left(\frac{2 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) \quad (3.20)$$

On suppose que le courant de charge est nul ($I_c=0$), de ce fait la puissance instantanée à l'entrée du filtre est donnée par :

$$P_f = 3v_f i_1 = 3v_1 i_{sa1} \quad (3.21)$$

Le vecteur unitaire de tension égal :

$$u_{sa} = \frac{v_1}{V_m} \quad (3.22)$$

Nous remplaçons (3.19) et (3.22) dans (3.21), on obtient :

$$P_f = 3v_1 i_{sa1} = 3v_1 I_{sm} u_{sa} = 3v_1 \frac{v_1}{V_m} = 3 \frac{v_1^2}{V_m} I_{sm} \quad (3.23)$$

Donc la puissance instantanée à l'entrée du filtre peut s'exprimée par :

$$P_f = 3 \frac{v_1^2}{V_m} I_{sm} \quad (3.24)$$

Chapitre III : La commande du filtre actif

La puissance côté bus DC est donnée par :

$$P_{cap} = \frac{dw}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (3.25)$$

Pour des valeurs de v_{dc} proches de la tension de référence :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.26)$$

En négligeant les pertes dans l'onduleur, on aura :

$$P_f = P_{cap} \quad (3.27)$$

$$3 \frac{v_1^2}{V_m} = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.28)$$

On remplace le courant I_{sm} par son équation (3.20) dans (3.28), on obtient :

$$3(V_{dc}^* - v_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) \frac{v_1^2}{V_m} = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.29)$$

$$3(V_{dc}^* - v_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) v_1^2 = V_m C_{dc} V_{dc}^* \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.30)$$

En appliquant la transformée de la place à l'équation (3.30), on obtient :

$$\frac{dv_{dc}}{v_{dc}^*} = \frac{3v_1^2 (1 + sT_{nv})}{s^2 V_m C_{dc} V_{dc}^* T_{iv} + 3v_1^2 sT_{nv} + 3v_1^2} = \frac{3v_1^2 (1 + sT_{nv})}{s^2 + 2\omega_c \xi s + \omega_c^2} \quad (3.31)$$

En arrangeant la relation (3.31), on obtient :

$$\frac{dv_{dc}^*}{V_{dc}^*} = \frac{\omega_c^2 + 2\omega_c \xi T_{nv} s}{s^2 + 2\omega_c \xi s + \omega_c^2} \quad (3.32)$$

Par identification, on obtient :

$$\omega_c^2 = \frac{3v_1^2}{V_m C_{dc}} \quad (3.33)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{3v_1^2}{V_m C_{dc} V_{dc}^* T_{iv}}} \quad (3.34)$$

$$\omega_c \xi = \frac{3v_1^2 T_{nv}}{V_m C_{dc} V_{dc}^* T_{iv}} \quad (3.35)$$

$$\xi = \frac{3V_1^2 T_{nv}}{V_m C_{dc} V_{dc}^* T_{iv} \sqrt{\frac{3V_1^2}{V_m C_{dc} V_{dc}^* T_{iv}}}} \quad (3.36)$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamiques et statiques nous choisirons une valeur pour l'amortissement optimal ξ entre 0.4 et 0.8 soit 0.7 et une fréquence de coupure $F_c = 70 \text{ Hz}$ [23].

La pulsation de coupure $\omega_c = 439.82 \text{ rad/s}$, on calcule les constantes du temps T_{nv} , T_{iv} du régulateur *PI* à partir de (3.34) et (3.36). On obtient

$$T_{iv} = \frac{3V_1^2}{V_m C_{dc} V_{dc}^* \omega_c^2} \quad (3.37)$$

$$T_{nv} = \frac{T_{iv} V_m C_{dc} V_{dc}^* \omega_c \xi}{3V_1^2} \quad (3.38)$$

À partir de la Figure III.11, on déduit La fonction de transfert d'un régulateur *PI* :

$$G = K_p + \frac{1}{s} K_i = \frac{1 + s \frac{K_p}{K_i}}{\frac{s}{K_i}} = \frac{1 + s T_{nv}}{s T_{iv}} \quad (3.39)$$

$$K_i = \frac{1}{T_{iv}} \quad (3.40)$$

$$K_p = T_{nv} K_i \quad (3.41)$$

III.2.2. Commande en mode glissant :

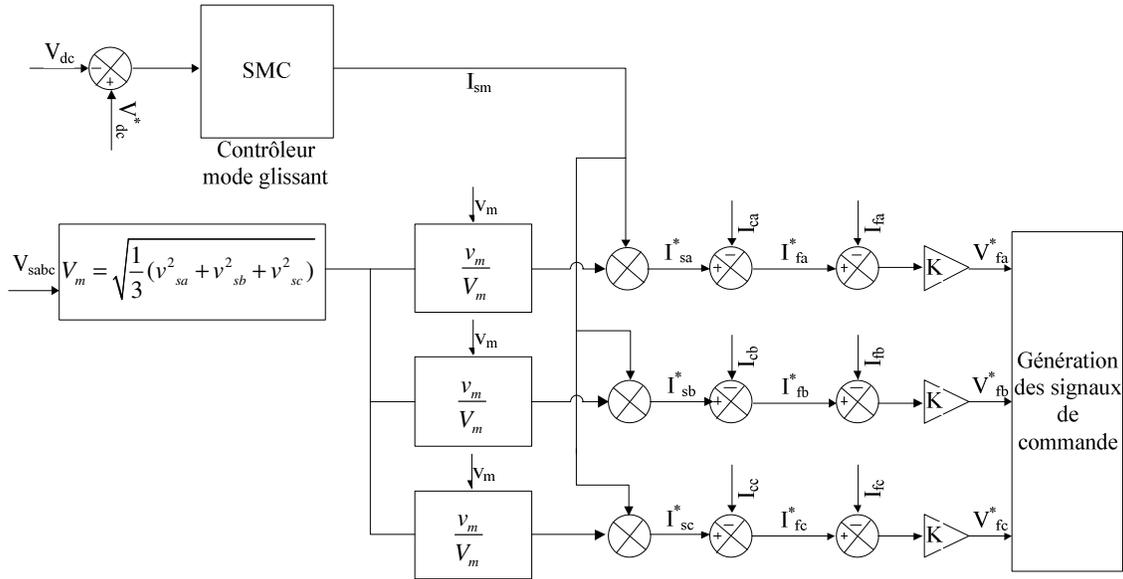


Figure III.12: Commande non-linéaire directe

Dans cette technique le courant I_{sm} est estimé en utilisant une commande non-linéaire : la commande en mode glissant ou Sliding Mode Control (SMC) [39], [38]. Le schéma bloc est donnée sur la figure III.12

On définit les deux états x_1 et x_2 comme étant :

$$x_1 = V_{dc}^* - v_{dc}(n) \quad (3.42)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \frac{x_1(n) - x_1(n-1)}{T} \quad (3.43)$$

Où:

$v_{dc}(n)$ et le $n^{\text{ième}}$ échantillons du tension v_{dc} ,

T : L'intervalle d'échantillonnage.

Dans la commande mode glissant, les valeurs des fonctions de commutation sont définies comme étant :

$$y_1 = +1 \text{ si } zx_1 > 0, y_1 = -1 \text{ si } zx_1 \leq 0 \quad (3.44)$$

$$y_2 = +1 \text{ if } zx_2 > 0, y_2 = -1 \text{ si } zx_2 \leq 0 \quad (3.45)$$

Ou z est la fonction de commutation : $z = c_1 x_1 + c_2 x_2$.

La sortie de la *SMC* est le courant max de source :

$$u_n(n) = c_3 x_1 y_1 + c_4 x_2 y_2 = I_{sm}^* \quad (3.46)$$

c_1, c_2, c_3 et c_4 sont des constant a déterminer.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la structure et le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Quatre méthodes de commande du filtre était également détaillées à savoir :

- La méthode des puissances instantanées conventionnelles
- La méthode basée sur le *STF*
- La méthode directe avec un *PI*
- La méthode directe avec *SMC*

Les performances et les caractéristiques de chaque méthode vont être étudiées dans le chapitre suivant.

*Chapitre IV:
Résultats de
simulation et
d'expérimentation*

I.Introduction

Dans ce chapitre, nous allons tester quatre méthodes afin de déterminer les avantages et les inconvénients de chacune. Ensuite un prototype du filtre va être élaboré, les résultats pratiques seront confrontés à ceux de la simulation.

II.Présentation du système étudié:

La structure générale du système à étudier est décrite dans la figure IV.1 :

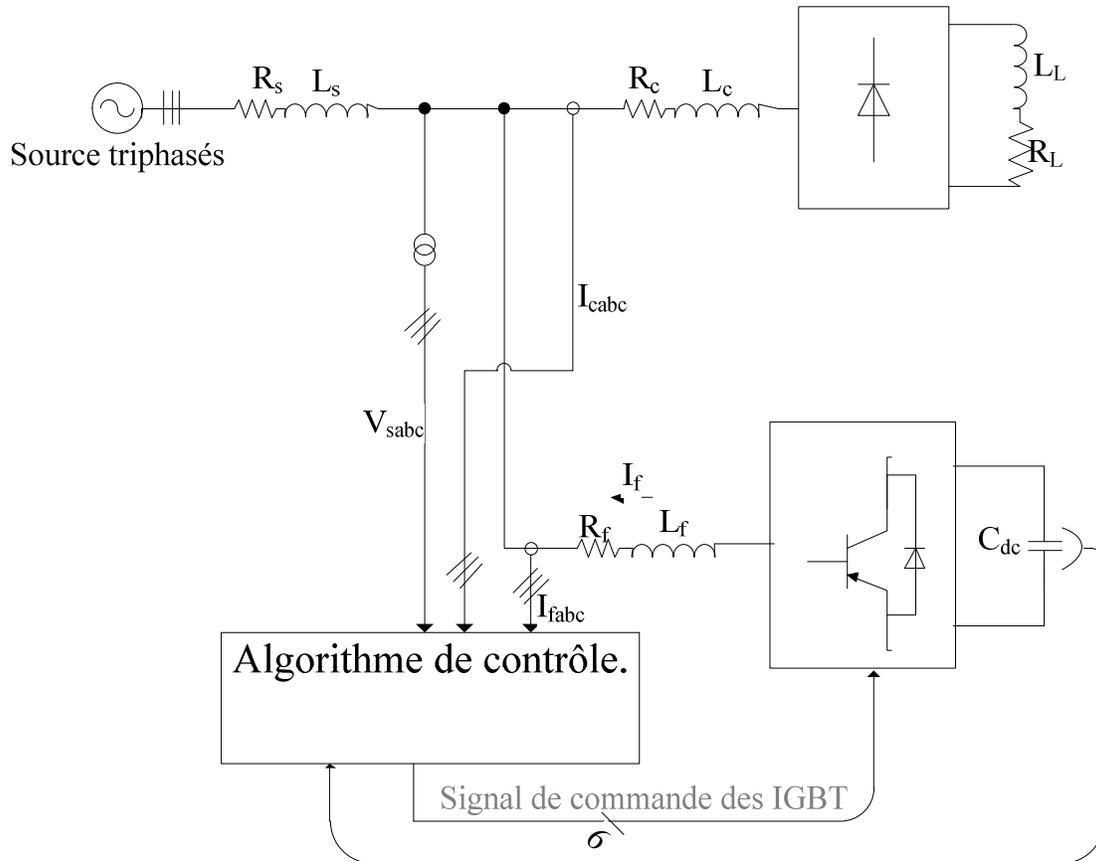


Figure IV.1: Schéma global du système

Ce système comporte :

- Une source triphasée,
- Une ligne caractérisée par son impédance et sa résistance
- Une charge polluante, qui est un redresseur triphasé alimente une charge RL (sert comme générateur des harmoniques de courant)
- Un filtre actif parallèle.
- Partie contrôle

III.Simulation du système sans filtre :

Pour la simulation on a utilisé les paramètres suivants tableau IV.1 :

V_s	f	R_s	L_s	L_c	R_c	R_f	L_f	C_{dc}	R_d	L_d
220 V	50 Hz	3.5 mΩ	0.023 mH	0.8 mH	0.82 mΩ	5 mΩ	3 mH	2200μF	0.78 mΩ	2.5 mH

Tableau IV.1 : Paramètre du système de simulation

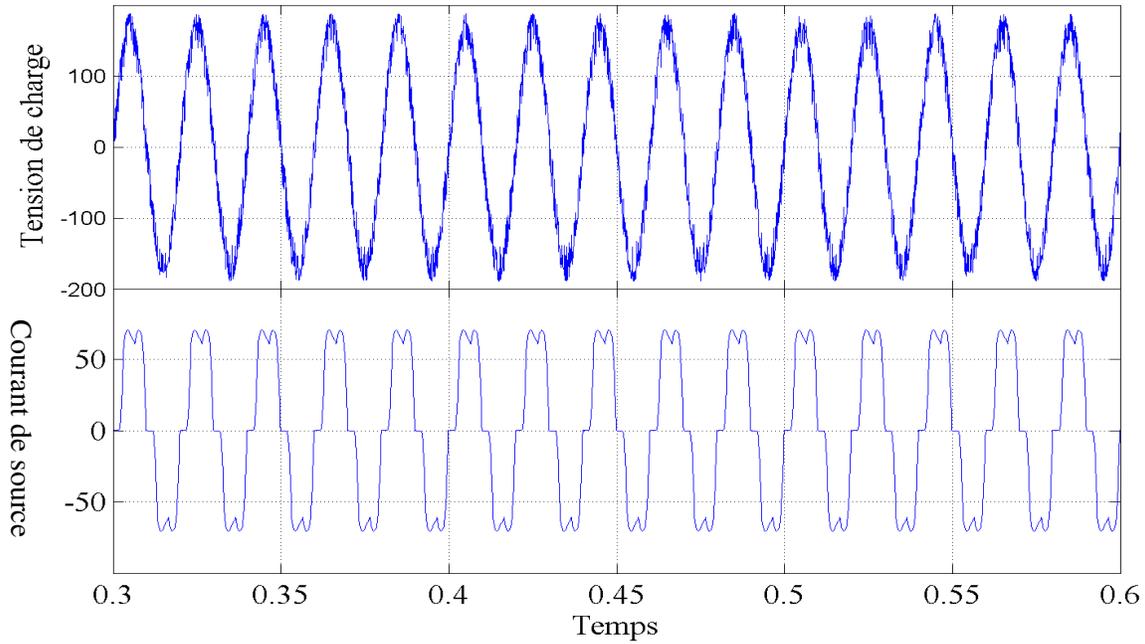


Figure IV.2 : Forme d'onde de tension et de courant de source

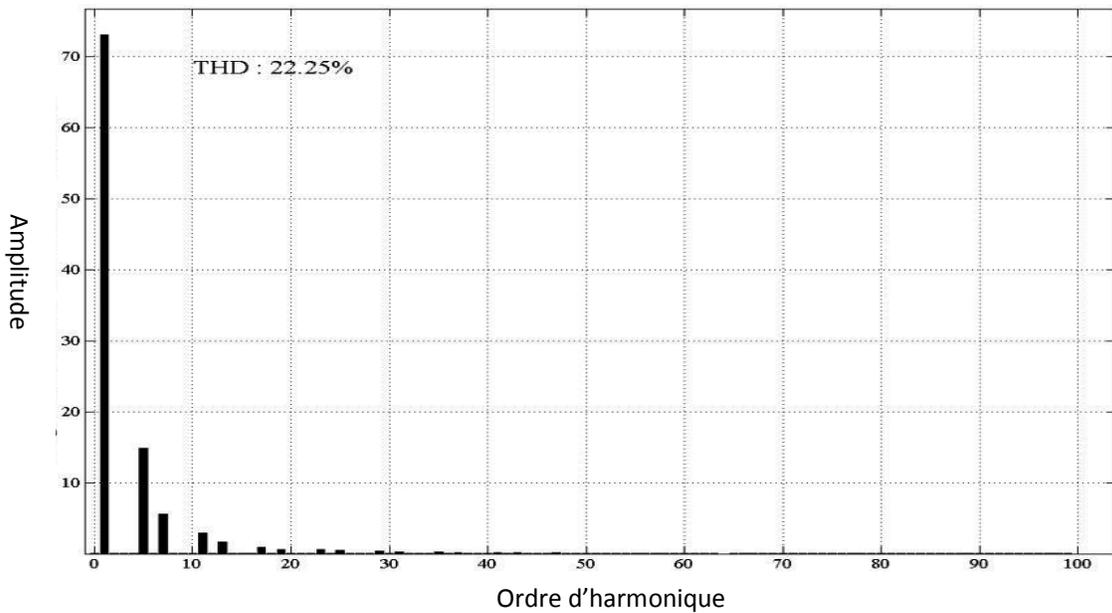


Figure IV.3 : Spectre de courant de source

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Les figures IV.2 et IV.3 montrent respectivement l'allure de : tension de source, courant de source, courant de charge et le spectre du courant de source avec une *THD* de 22,25%.

On peut noter que le courant de source est très perturbé, son spectre montre la forte présence des harmoniques 5, 7, 11 et la décroissance de ces harmoniques avec l'augmentation en fréquence ce qui est en concordance avec la théorie.

On note que le *THD* de ce courant est de : 22.25%; tandis que la norme *IEEE* nous impose un *THD*<5% [27], ce que nous allons essayer d'atteindre avec le filtre actif.

IV.Simulation du filtre actif :

Dans cette section on analyse quatre méthodes de commande du filtre dans le but d'atténuer les harmoniques, à savoir :

- La commande directe *PI*
- La commande directe avec *SMC* (Sliding Mode Control)
- La commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle.
- La commande basée sur la théorie des puissances instantanées avec un filtre *STF* (Self Tuning Filter)

On fait subir au système trois régimes différents afin de déterminer les performances de filtrage de chaque commande, premièrement on va tester ces méthodes sous une tension sinusoïdale et charge non-linéaire constante afin de déterminer les caractéristiques de chaque commande dans un régime établi. Ensuite on change brusquement l'angle d'amorçage des thyristors de pont redresseur, cela va réduire le courant de charge et consomme une puissance réactive. Enfin on va tester ces commandes sous une tension largement perturbée. Cela nous permet de tester la robustesse de chaque commande.

La génération des signaux de commande de l'onduleur peut affecter nos résultats, donc on a opté pour la commande à hystérésis qui donne une poursuite sûre est garantie, sans être dépendante des paramètres du système.

IV.1.Etude des performances statique sous un régime sinusoïdal :

La norme *IEEE 519-1992*, exige que le fournisseur de l'énergie électrique doit assurer une tension sinusoïdale équilibrée à ses clients, dans les simulations suivantes on va tester nos commandes sous un tel régime afin de s'assurer qu'on respecte la norme *IEEE 519-1992*.

IV.1.1. Commande directe PI :

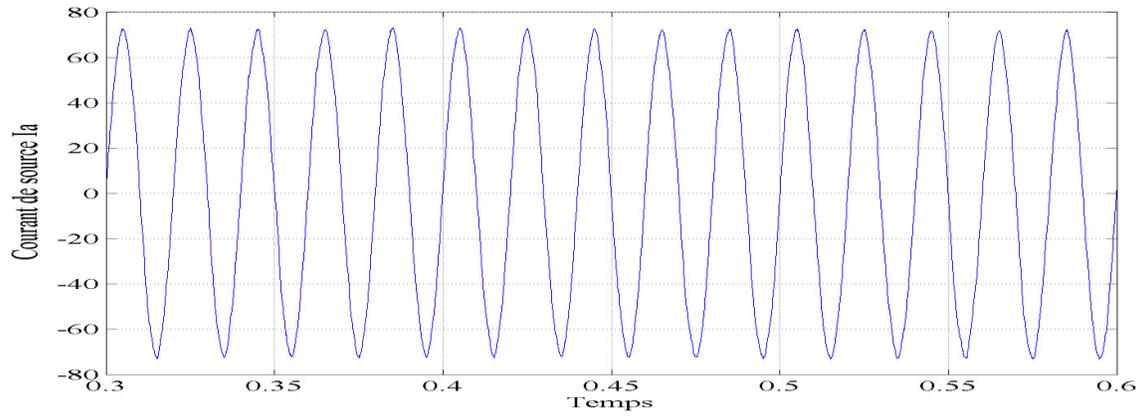


Figure IV.4 : Courant de source avec la commande PI

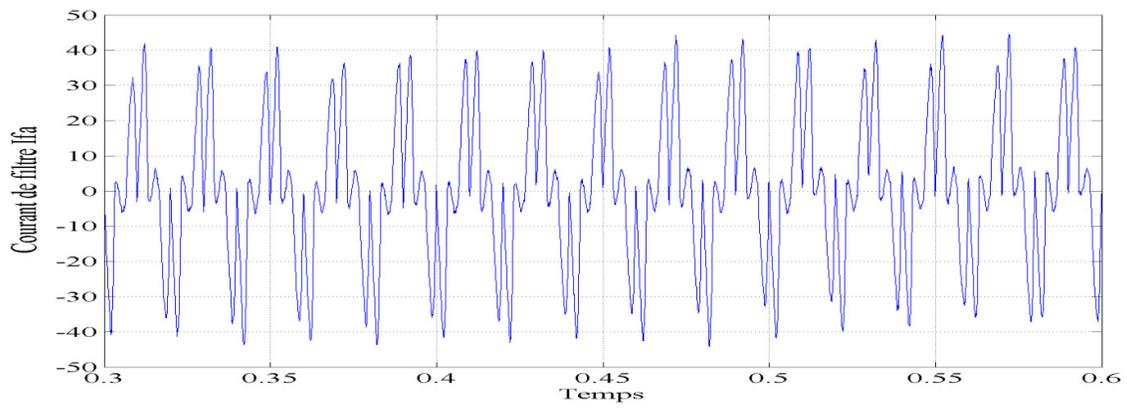


Figure IV.5 : Courant de filtre avec la commande PI

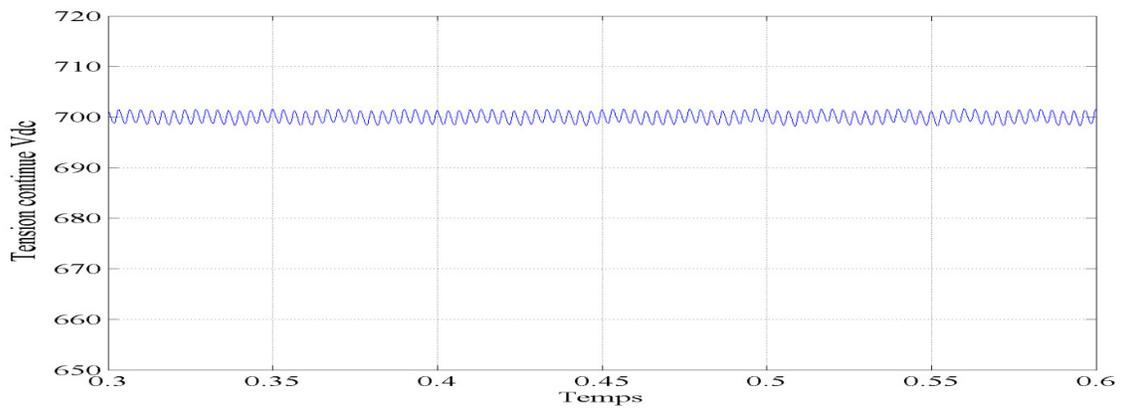


Figure IV.6 : La tension Vdc avec la commande PI

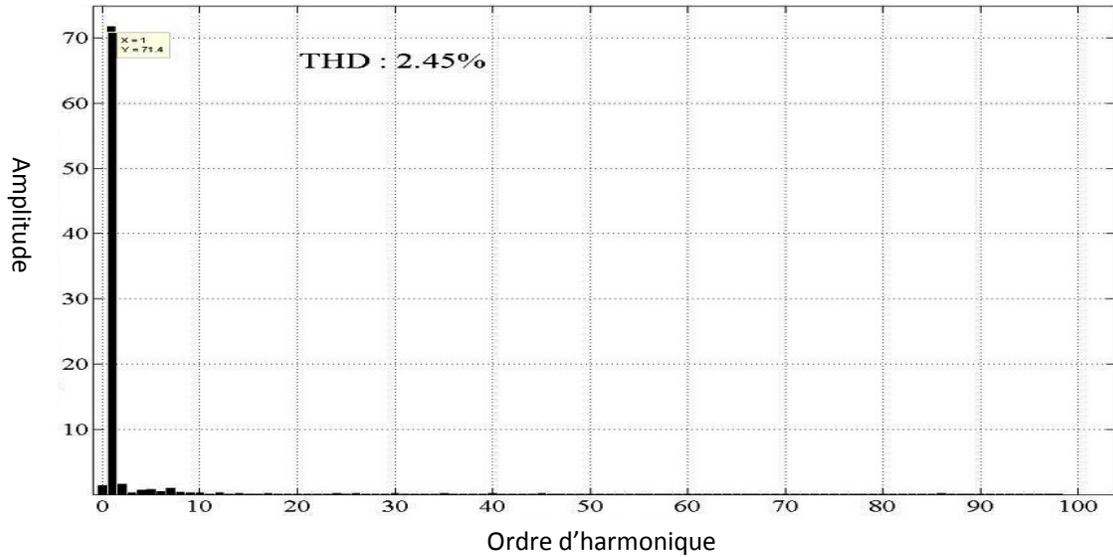


Figure IV.7 : Spectre de courant de source la commande PI

La commande *PI* a permis de réduire le *THD* de courant de source jusqu'à 2.45%, tout en maintenant la tension V_{dc} à sa valeur de référence qui rappelle que c'est une condition de sûreté pour le bon fonctionnement du filtre et des IGBT.

IV.1.2. Commande directe SMC :

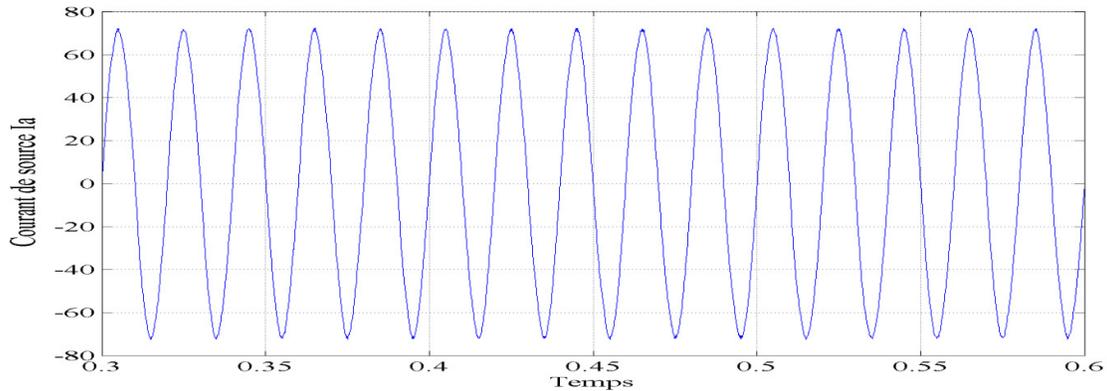


Figure IV.8 : Courant de source avec la commande SMC

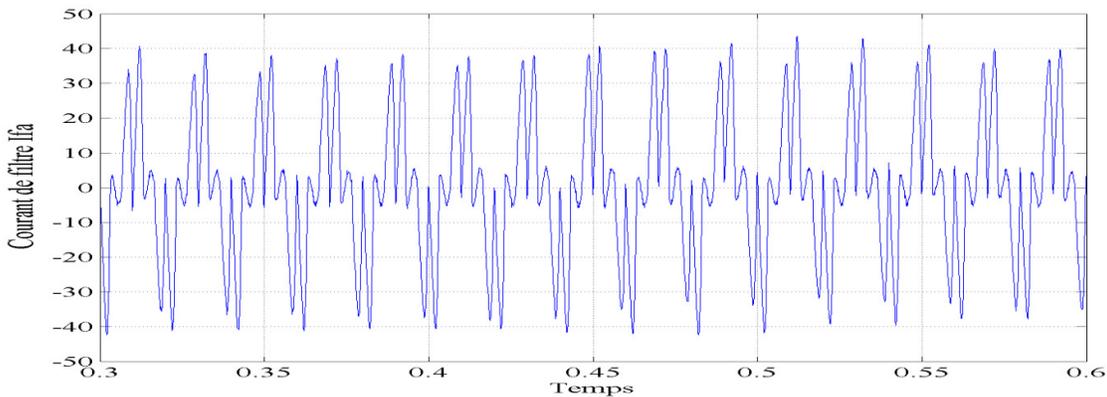


Figure IV.9 : Courant de filtre avec la commande SMC

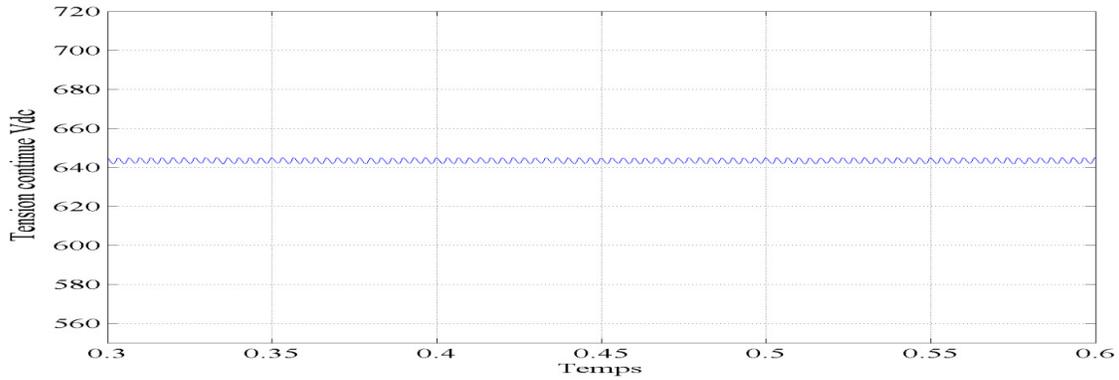


Figure IV.10 : La tension Vdc avec la commande SMC

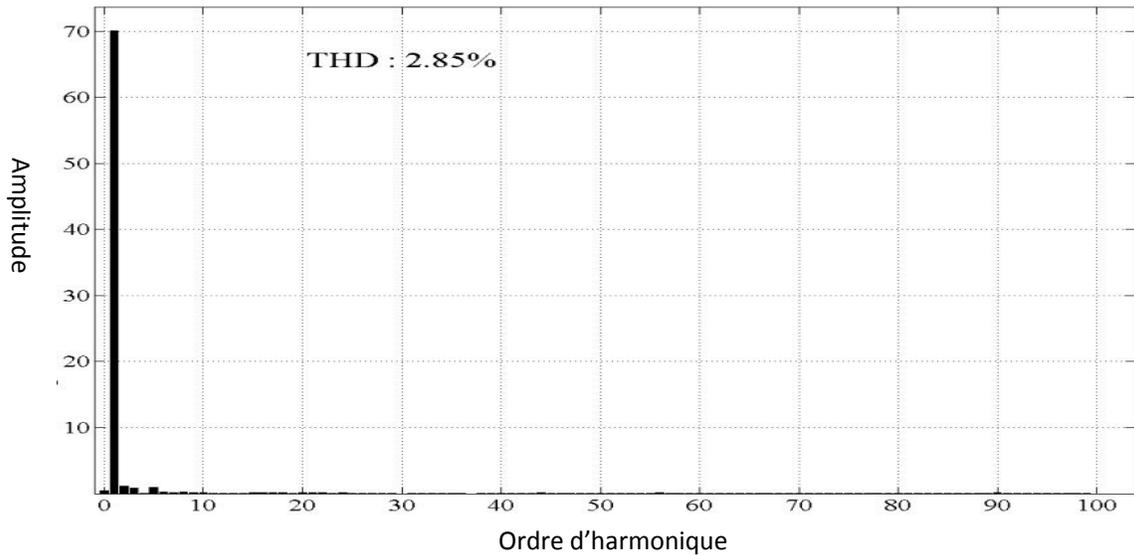


Figure IV.11 : Spectre de courant de source commande SMC

La commande *SMC* donne elle aussi des bonnes performances du point de vue filtrage et qui nous permet de rester dans la plage des recommandations de la norme, mais l'inconvénient majeur c'est l'erreur statique qui existe entre la tension V_{dc} et sa référence.

IV.1.3. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle :

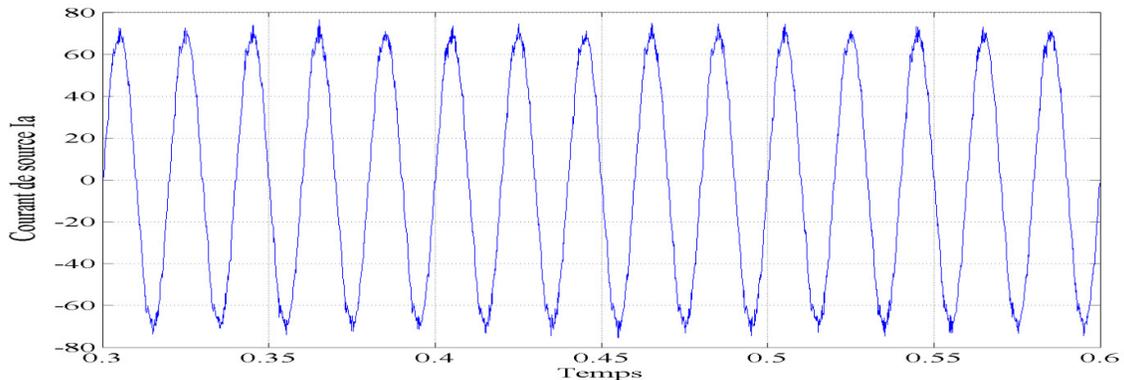


Figure IV.12 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

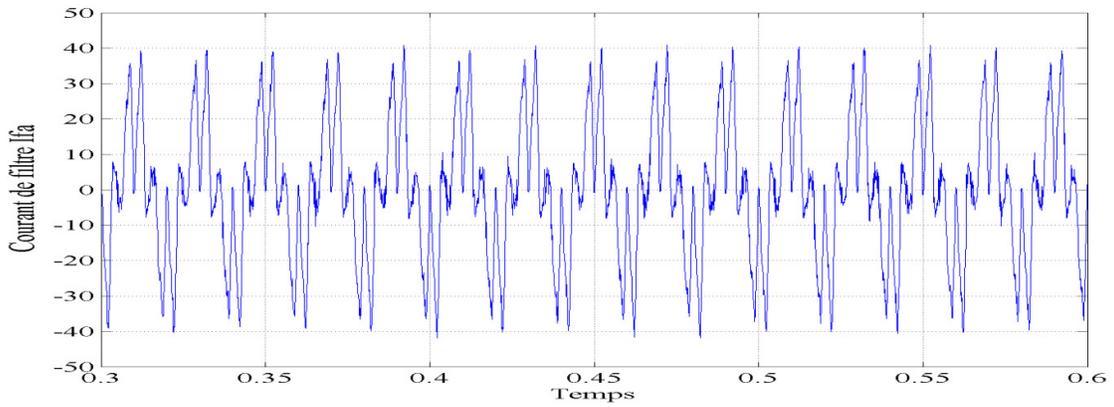


Figure IV.13 : Courant de filtre avec la Commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

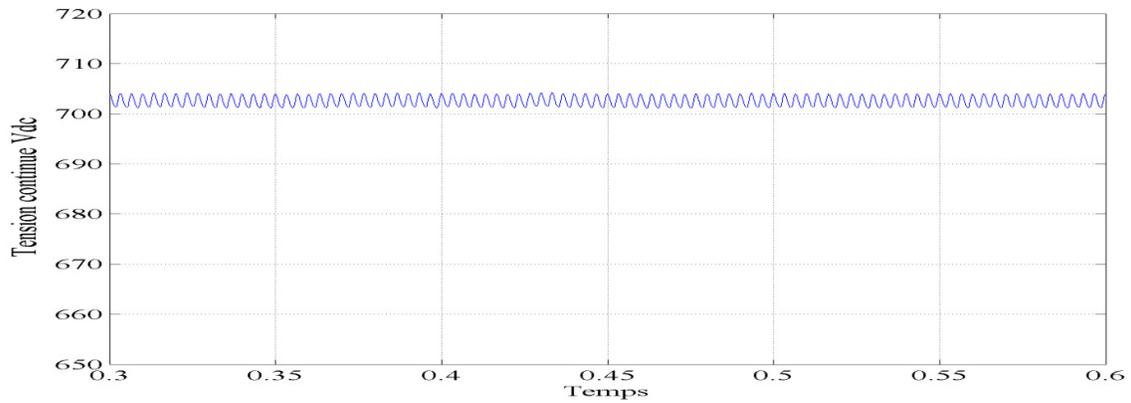


Figure IV.14 : La tension V_{dc} avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

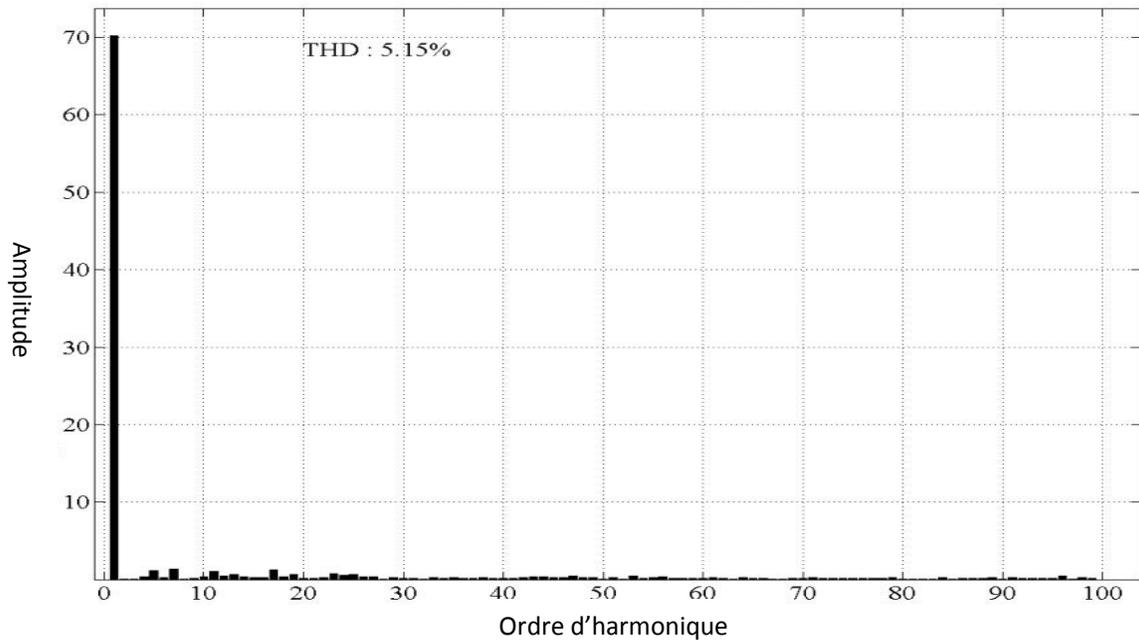


Figure IV.15 : Spectre de courant

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Bien qu'elle est simple, cette commande prouve son efficacité sous un régime sinusoïdal, le régulateur proportionnel permet à la tension continue de bien suivre sa référence avec aussi peut de fluctuation mais nous place dans la limite des recommandations.

IV.1.4. Commande basée sur le filtre STF :

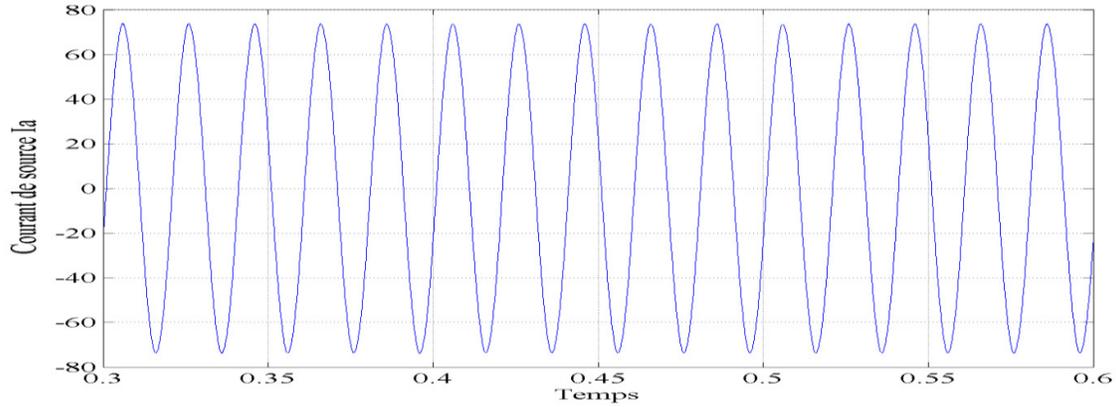


Figure IV.16 : Courant de source avec la commande basée sur filtre STF

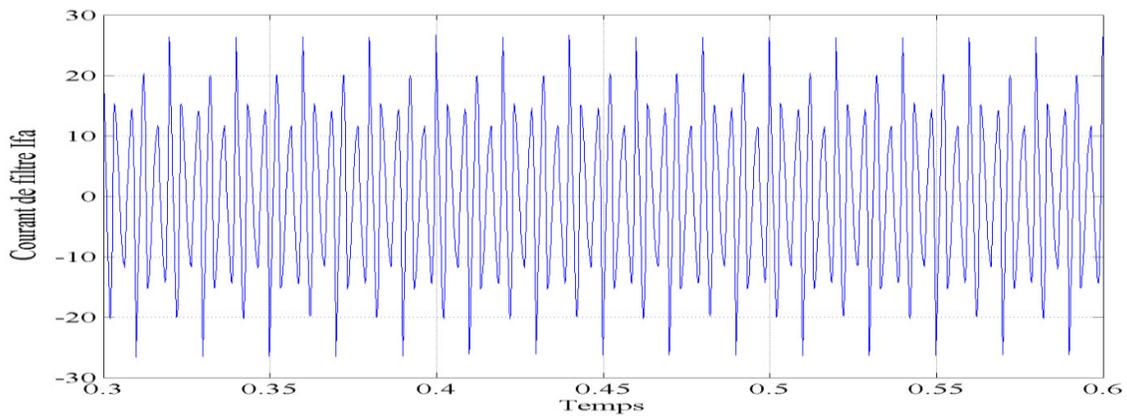


Figure IV.17 : Courant de filtre avec la commande basée sur filtre STF

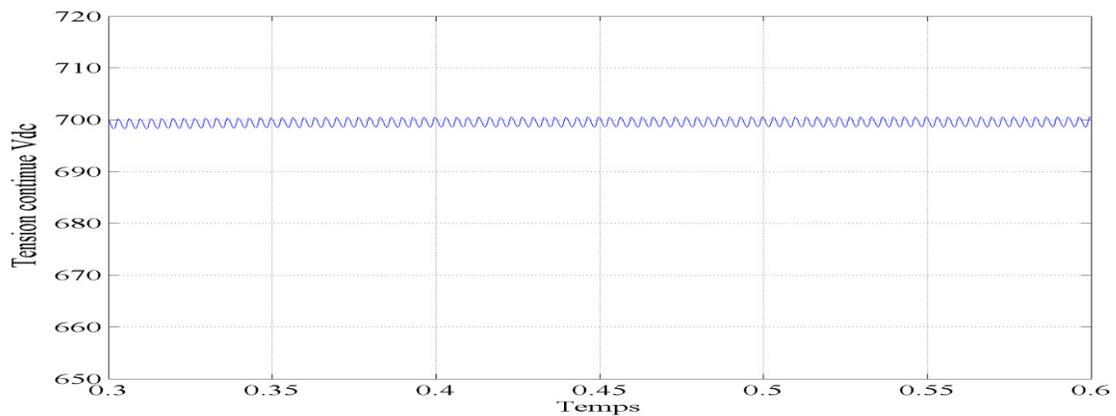


Figure IV.18 : La tension Vdc avec la commande basée sur filtre STF

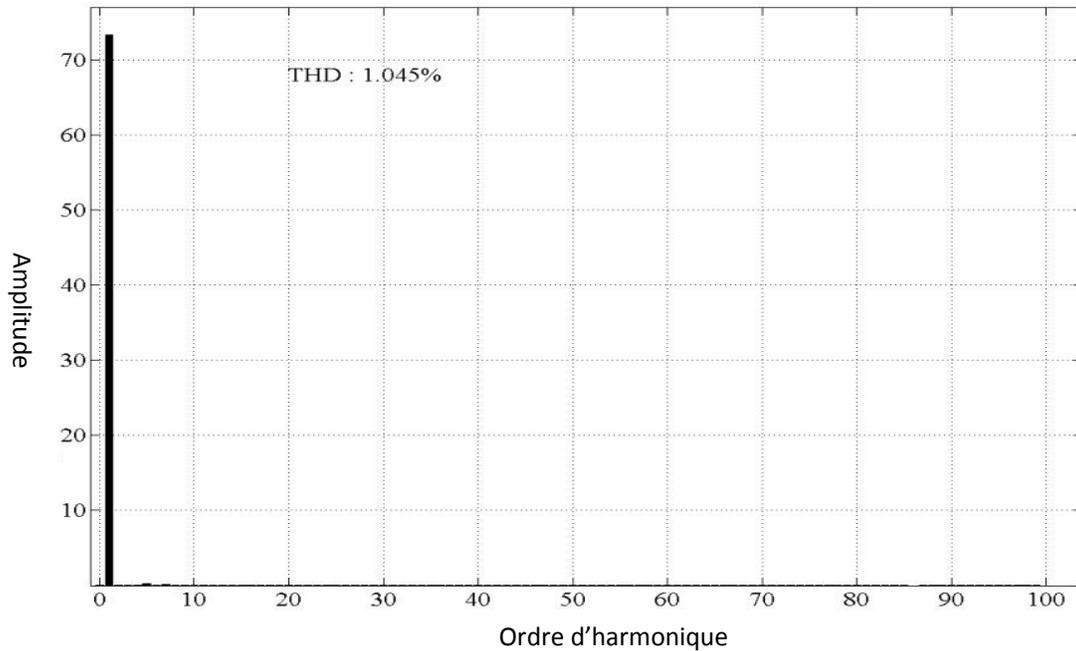


Figure IV.19 : Spectre de courant de source

Dans ce teste, la capacité du filtre *STF* (Self Tuning Filter) à extraire la composante fondamentale avec précision était prouvé, en fait cette méthode donne les meilleures résultats avec un *THD* de 1.045%.

IV.1.5.Comparaison :

Tous les méthodes remplissent largement la norme *IEEE 519-1992* sous un régime sinusoïdal établie, mais néanmoins les performances se différent.

La commande basée sur le *STF* donne les meilleurs résultats en termes de filtrage et de régulation de tension. Les deux commande directe donnent eux aussi des bons résultats, malgré la simplicité de ces algorithmes l'avantage principale de la commande directe c'est qu'elle ne nécessite pas de transformation (les commandes basées sur la théorie des puissances instantanées et ces dérivé nécessite au moins 4 transformations) ce qui augmente le temps de calcul, on note que la commande *SMC* a une erreur statique dans le réglage de V_{dc} .

IV.2.Etude des performances dans le régime dynamique :

Dans ce test on change brusquement l'angle de l'amorçage des thyristors de la charge non-linéaire, à l'instant $t=0.6s$ on va passer de 0° à 30° , ce passage va non seulement diminuer le courant de charge, mais il créera une circulation de la puissance réactive et augmentera le *THD* à 30%.

IV.2.1. Commande PI :

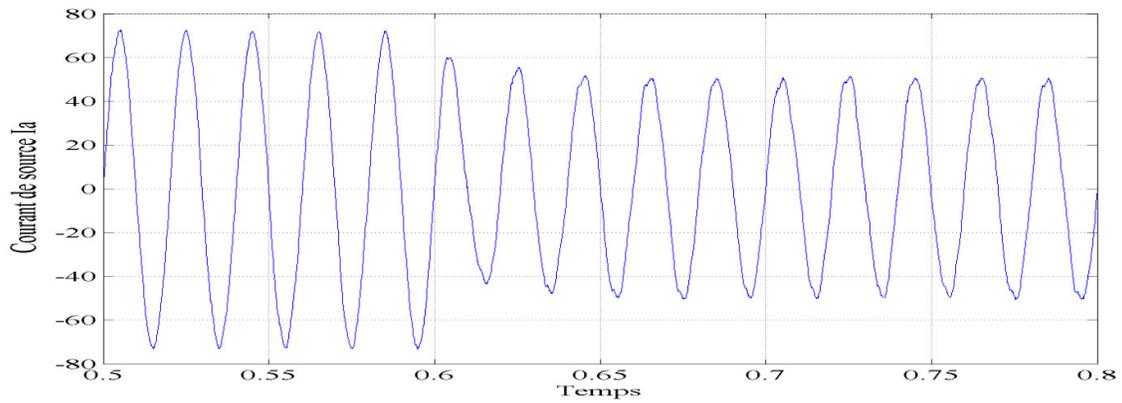


Figure IV.20 : Courant de source avec la commande PI

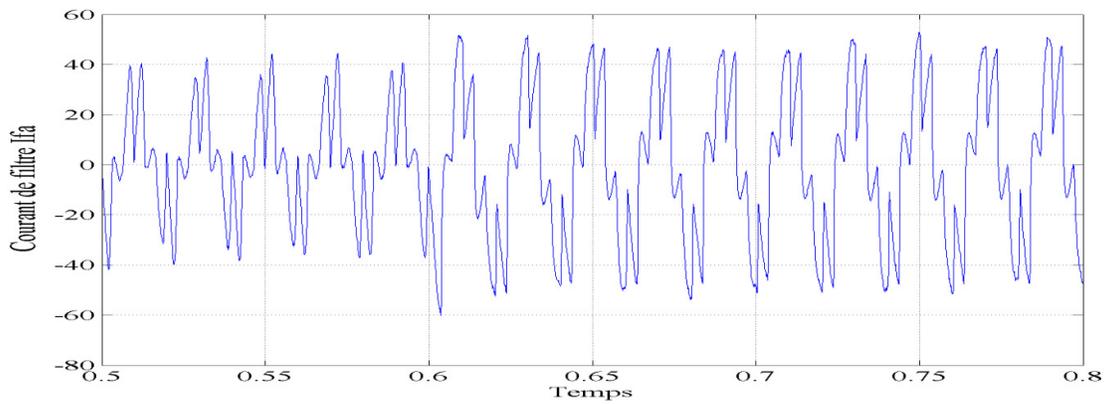


Figure IV.21 : Courant de filtre avec la commande PI

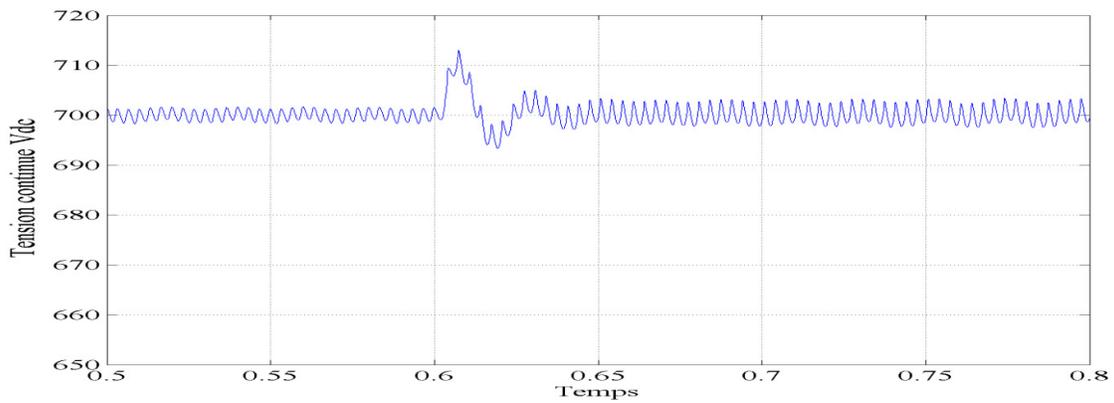


Figure IV.22 : La tension Vdc avec la commande PI

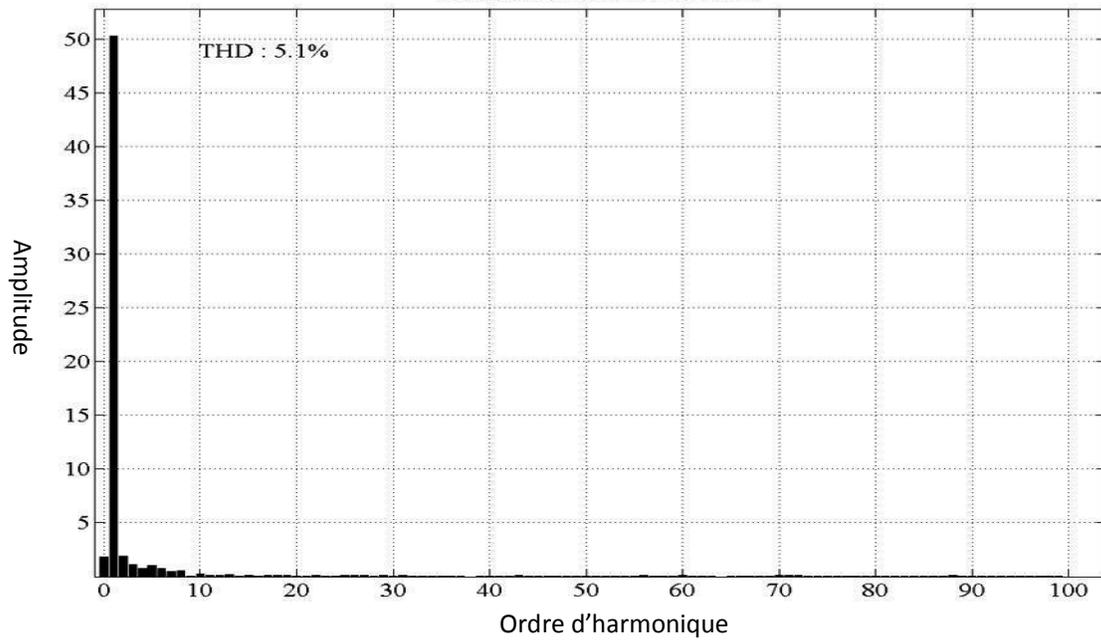


Figure IV.23 : Spectre de courant de source

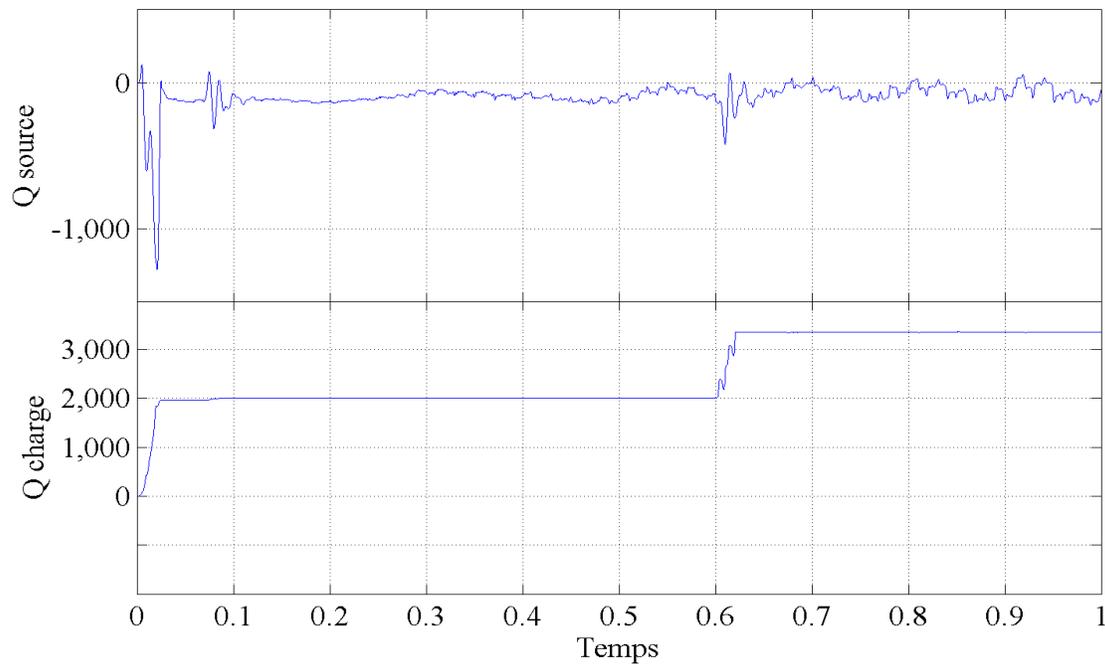


Figure IV.24 : La puissance réactive de la source et de la charge

La commande directe *PI* assure un temps de réponse excellent avec un suivi parfait de la tension V_{dc} , en plus la compensation de la puissance réactive est quasi parfaite tout en maintenant le *THD* autour de 5% malgré l'augmentation du *THD* de la charge.

IV.2.2. Commande SMC :

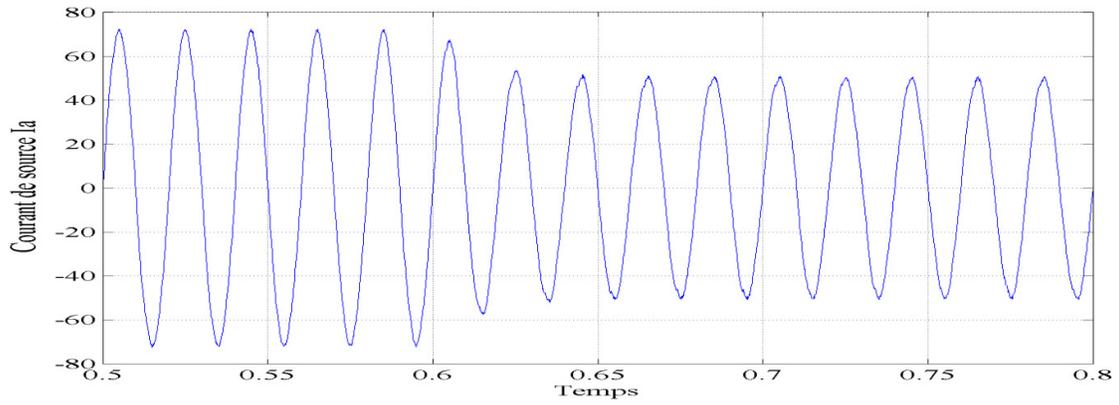


Figure IV.25 : Courant de source avec la commande SMC

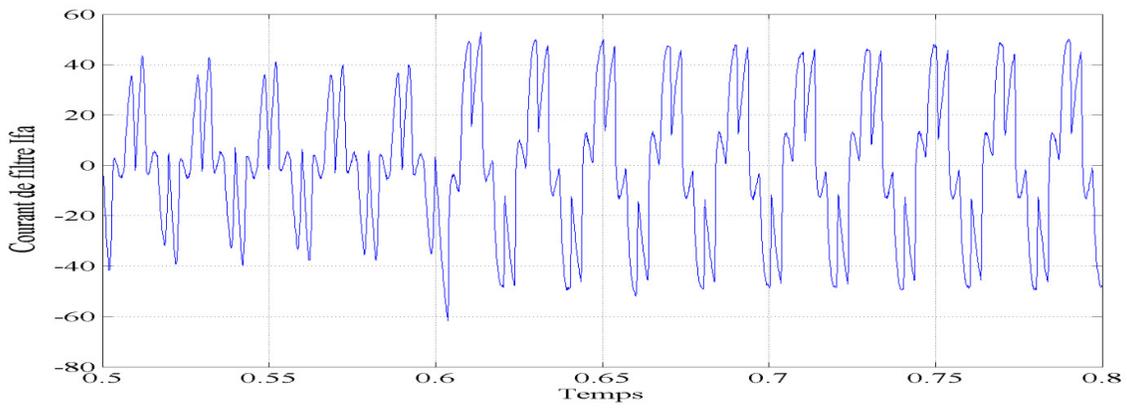


Figure IV.26 : Courant de filtre avec la commande SMC

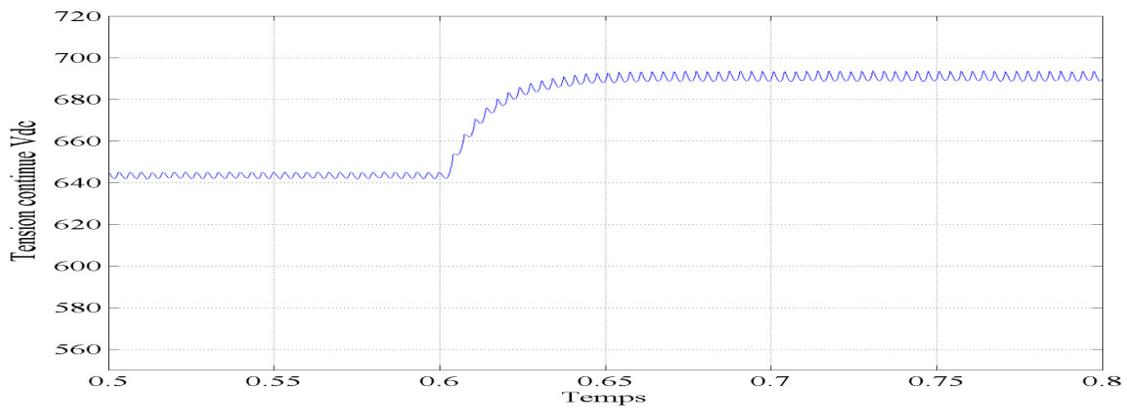
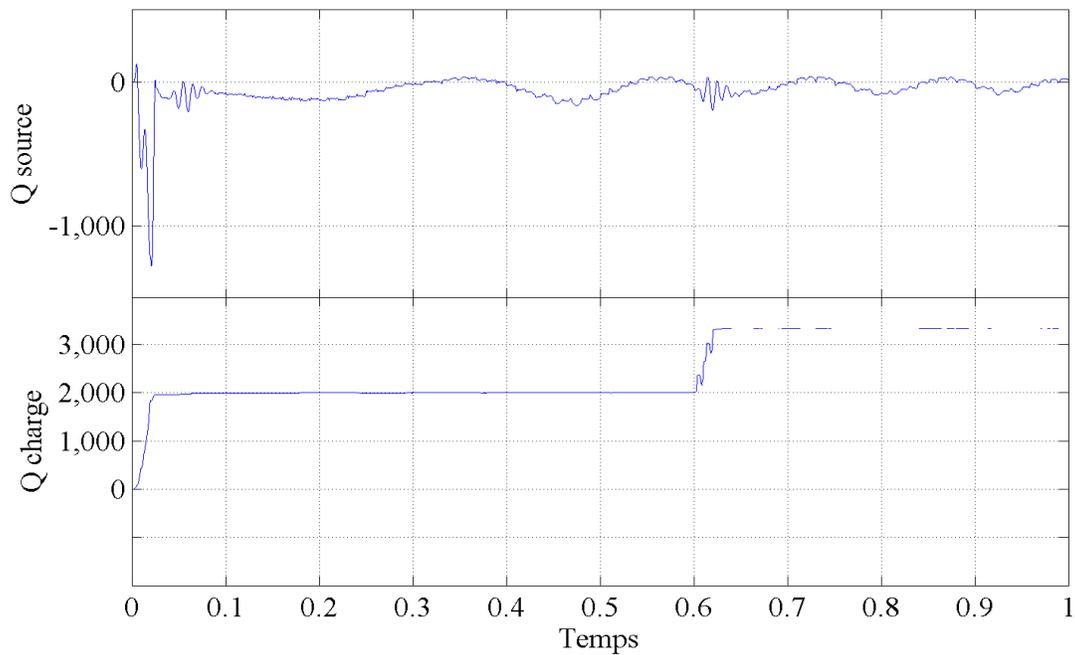
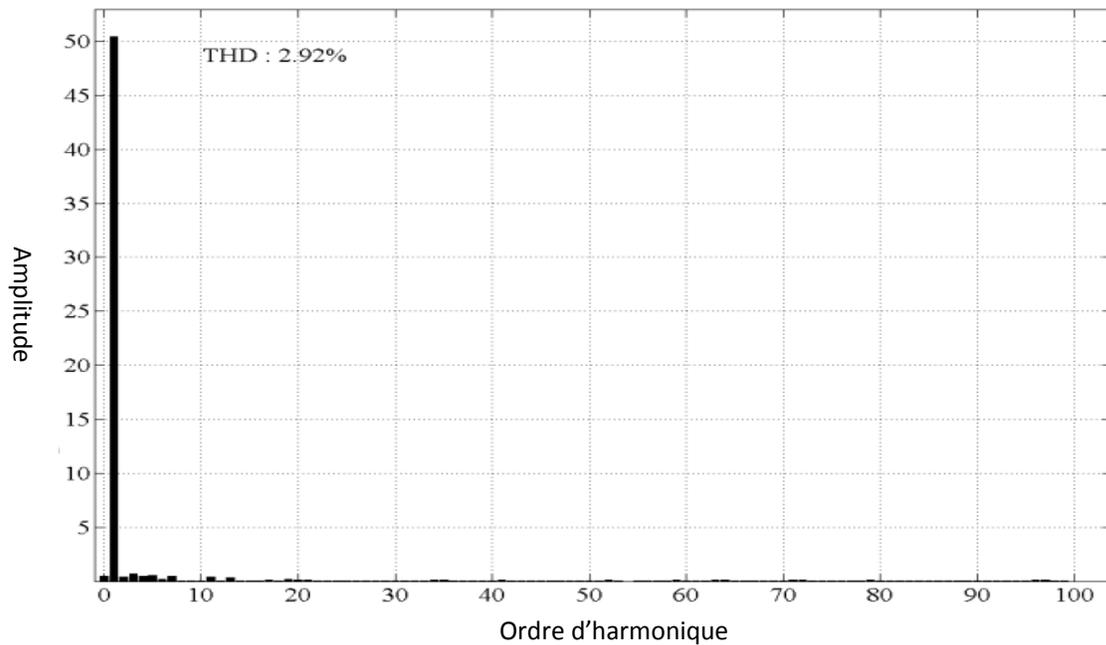


Figure IV.27 : La tension Vdc avec la commande SMC



La commande *SMC* a montré sa robustesse et ses performances avec un temps de réponse excellent, une bonne compensation de la puissance réactive et un *THD* de 2.92%, mais le problème de l'erreur statique persiste toujours.

IV.2.3. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle :

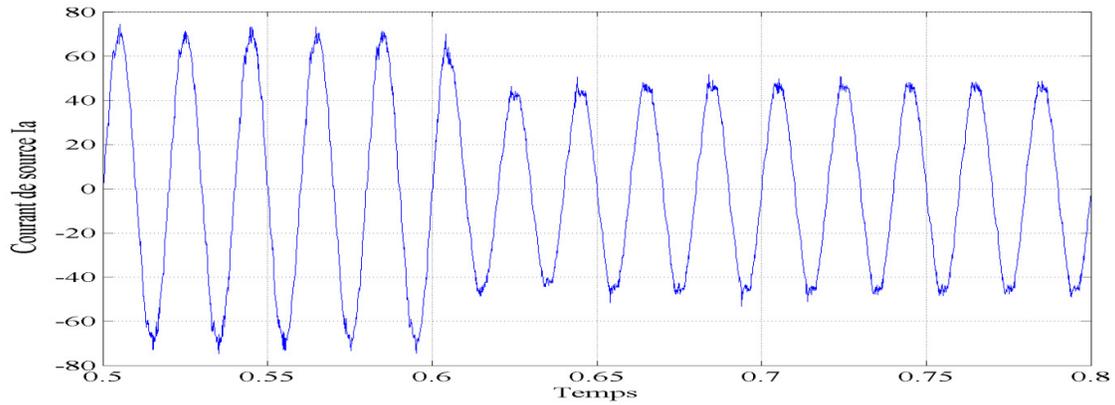


Figure IV.30 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

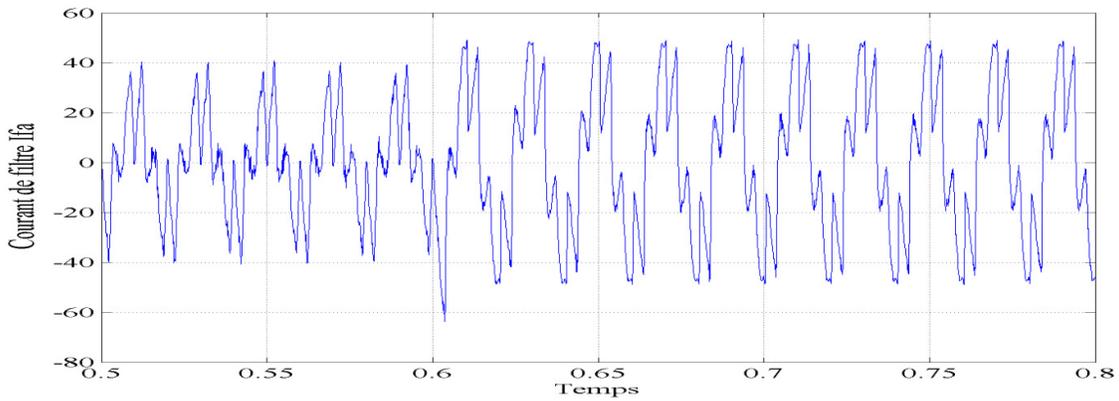


Figure IV.31 : Courant de filtre avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

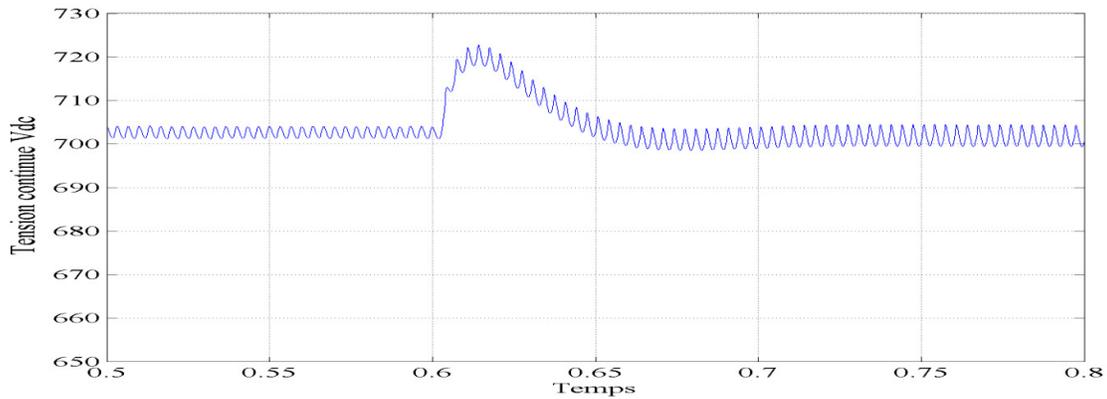


Figure IV.32 : La tension Vdc avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

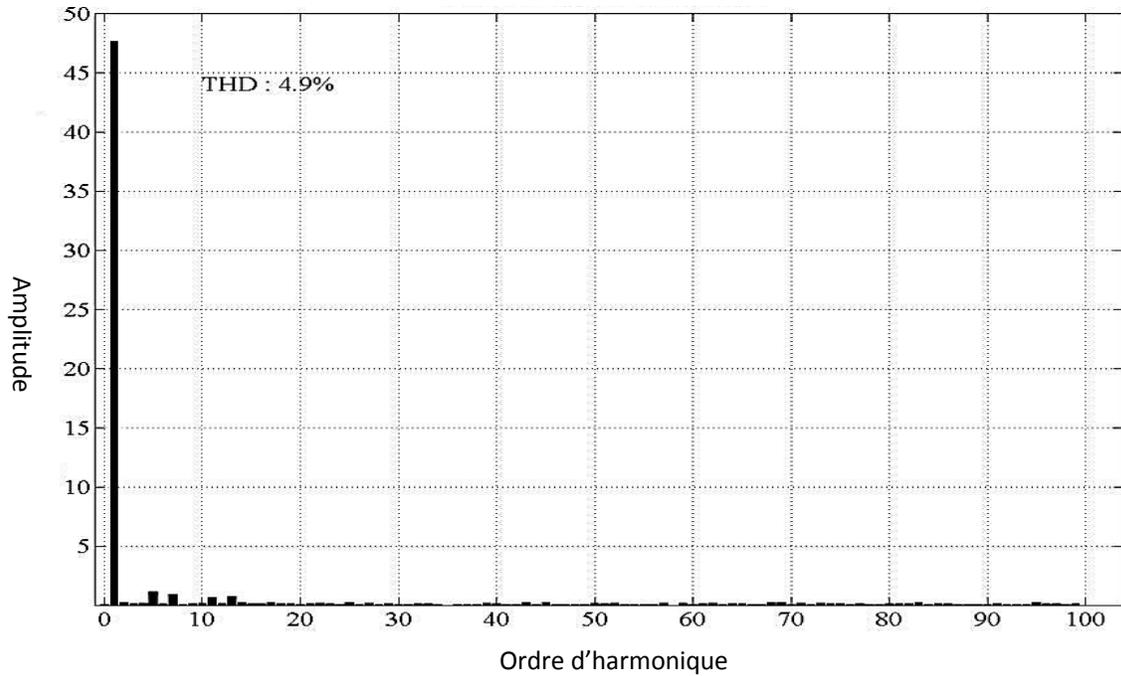


Figure IV.33 : Le spectre de courant de source

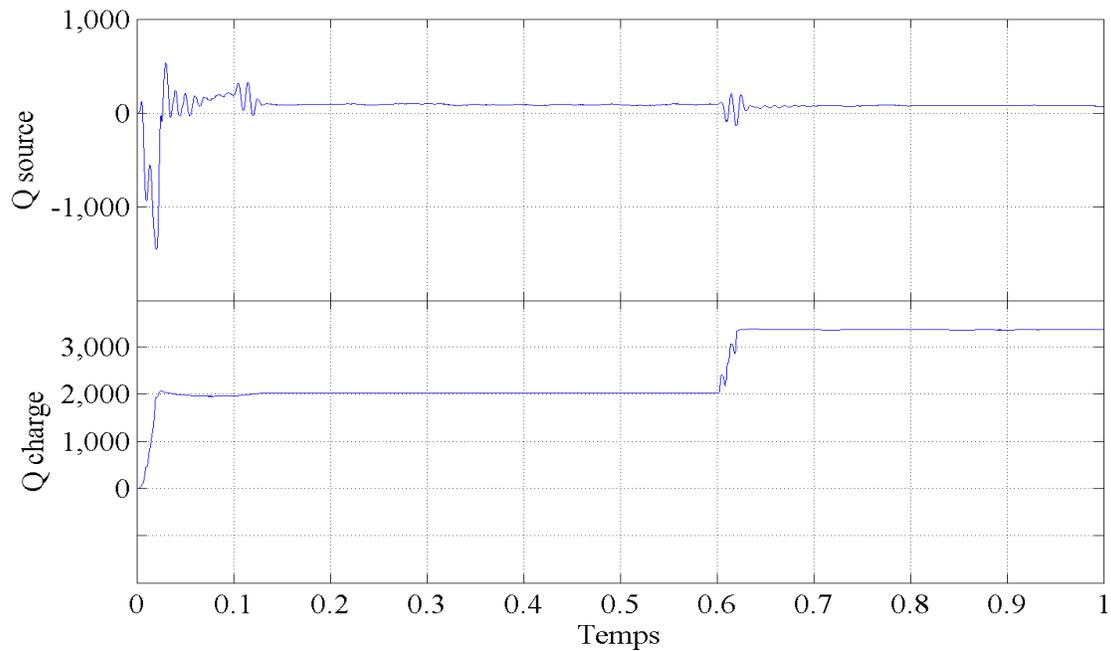


Figure IV.34 : La puissance réactive de la source et de la charge avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

Bien que cette commande a un temps de réponse plus grand que les deux commandes précédentes, elle assure une très bonne compensation de la puissance réactive toute en maintenant un *THD* autour de 4.9%.

IV.2.4. Commande basée sur le filtre STF :

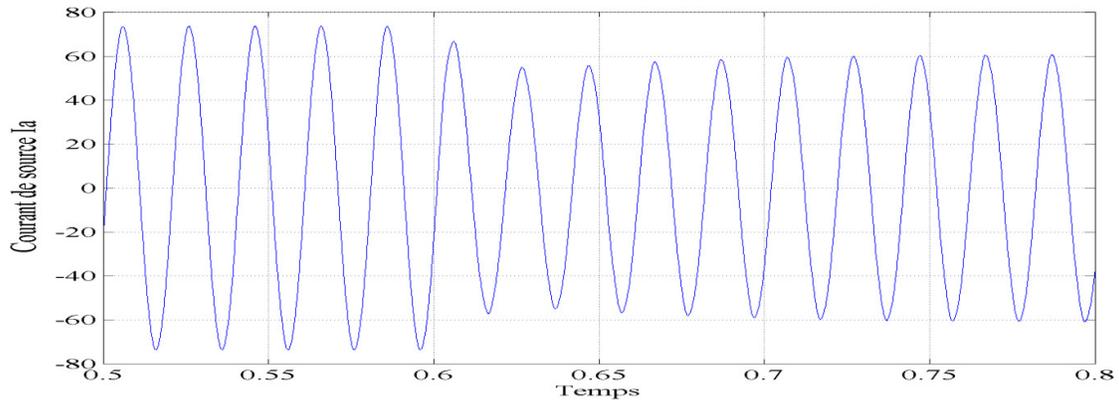


Figure IV.35 : Courant de source avec la commande basée sur le filtre STF

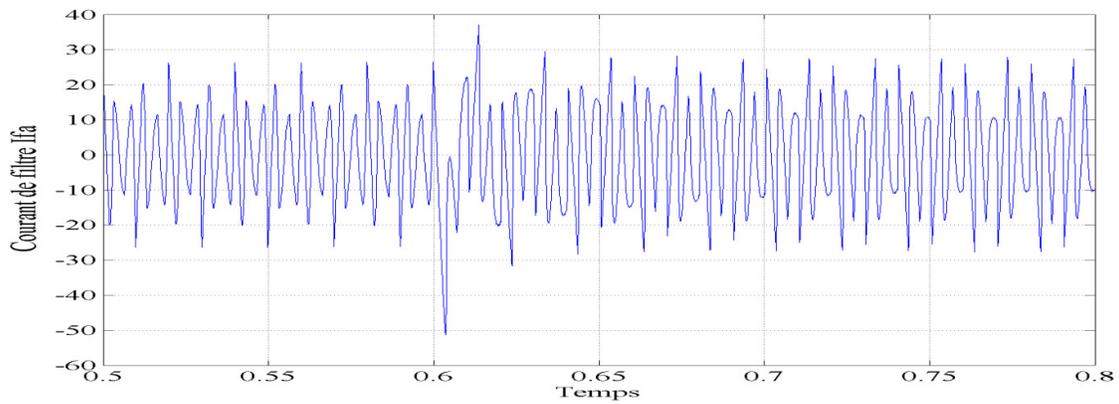


Figure IV.36 : Courant de filtre avec la commande basée sur le filtre STF

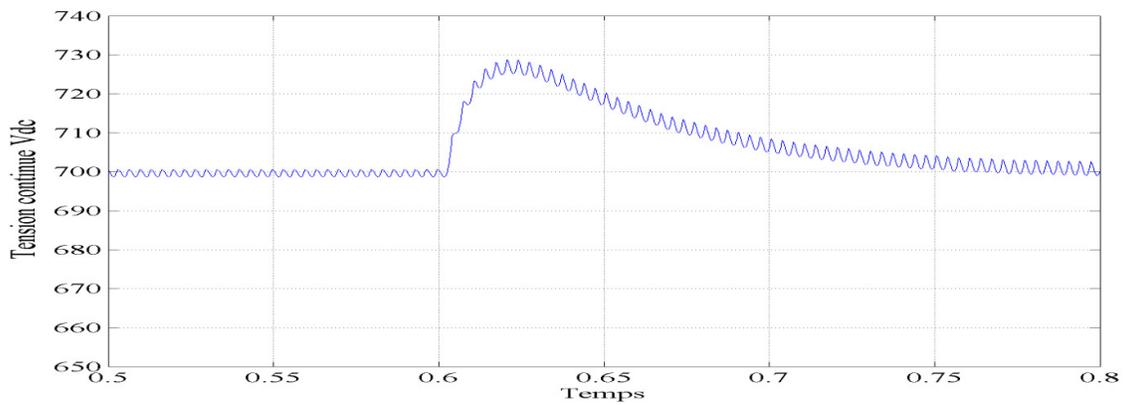


Figure IV.37 : La tension Vdc avec la commande basée sur le filtre STF

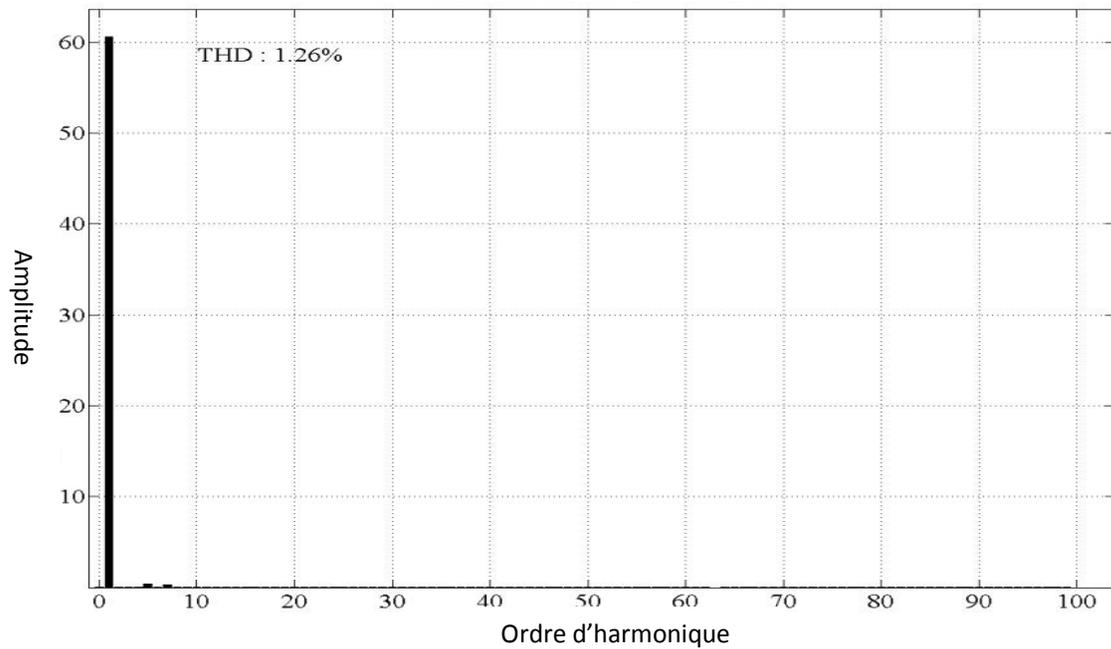


Figure IV.38 : Spectre de courant de source

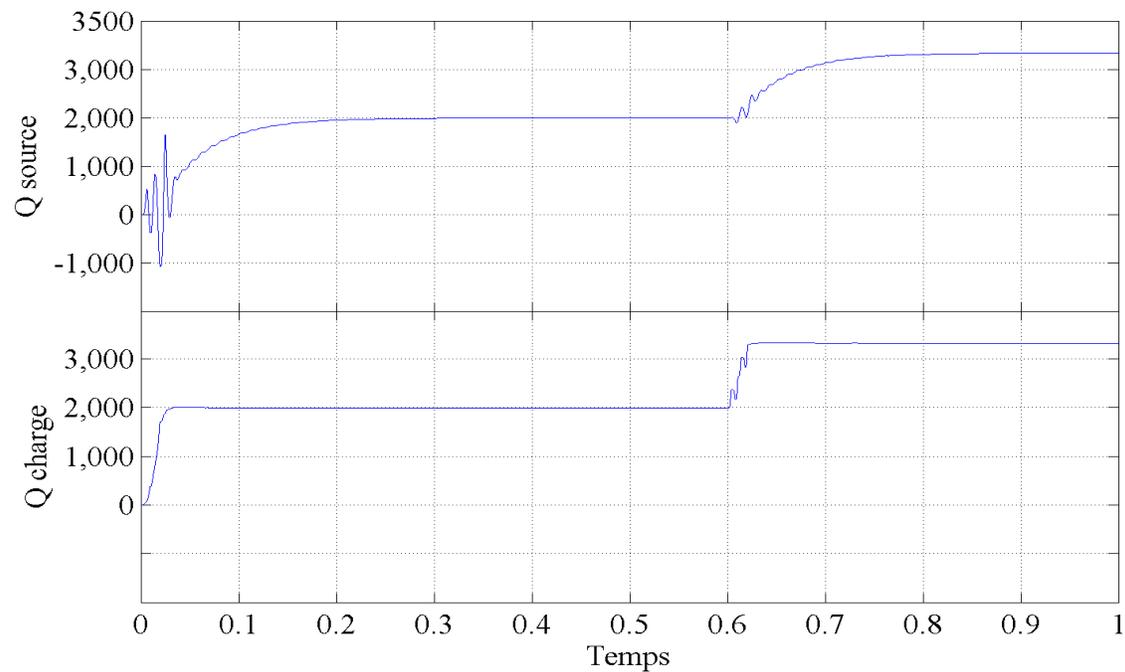


Figure IV.39 : La puissance de la source et de la charge.

Cette commande a réussi de maintenir le *THD* à 1.26%, mais elle compense très mal la puissance réactive.

IV.2.5.Comparaison :

La commande basée sur le *STF* s'excellé toujours dans le filtrage cependant pour la compensation de la puissance réactive, la méthode basée sur la théorie des puissances instantanées montre son avantage par rapport aux autres commandes.

La commande directe est le meilleur compromis entre filtrage/temps de réponse/compensation de la puissance réactive.

IV.3.Etude des performances sous une tension perturbée :

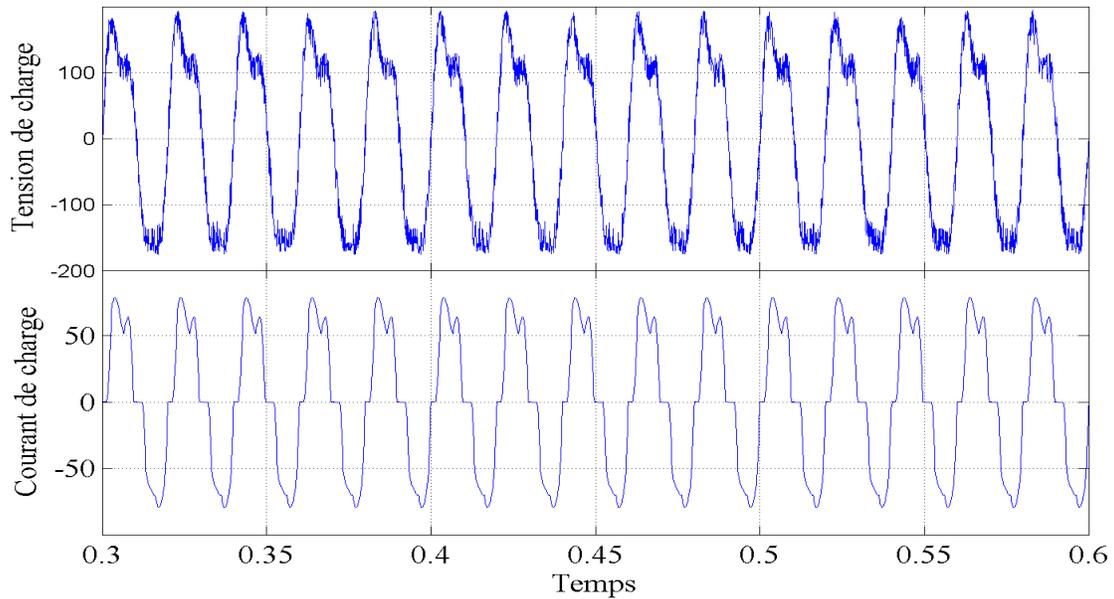


Figure IV.40 : La tension distorsionnée et le courant de charge

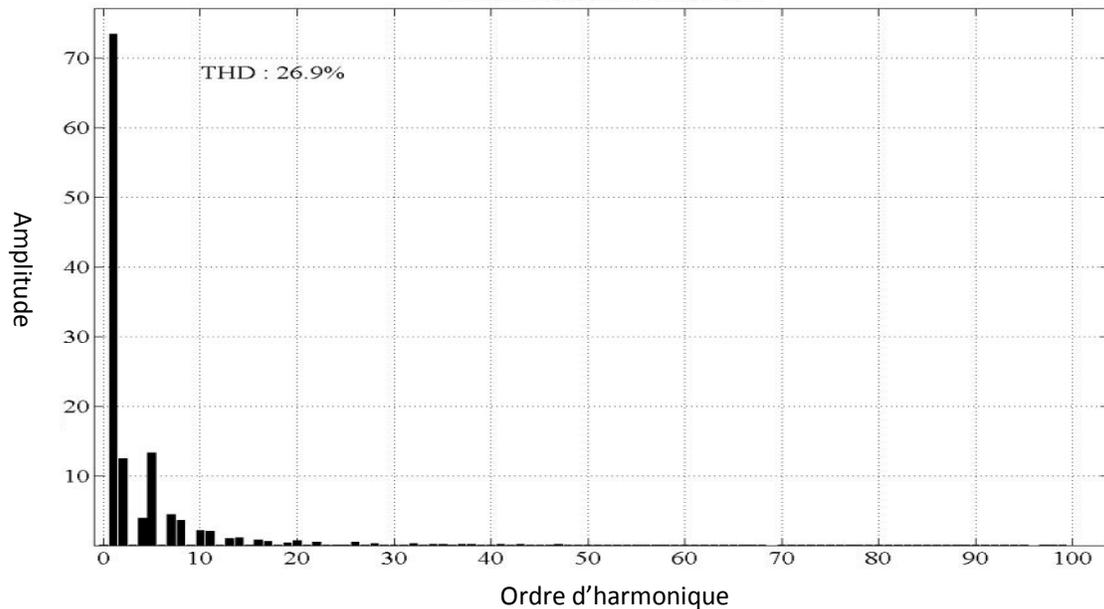


Figure IV.41 : Spectre de courant de charge

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans ce qui suit, on va mettre notre système sous des conditions extrêmes avec une tension hautement distordue, la robustesse de nos commandes sera mise en test.

IV.3.1. Commande PI :

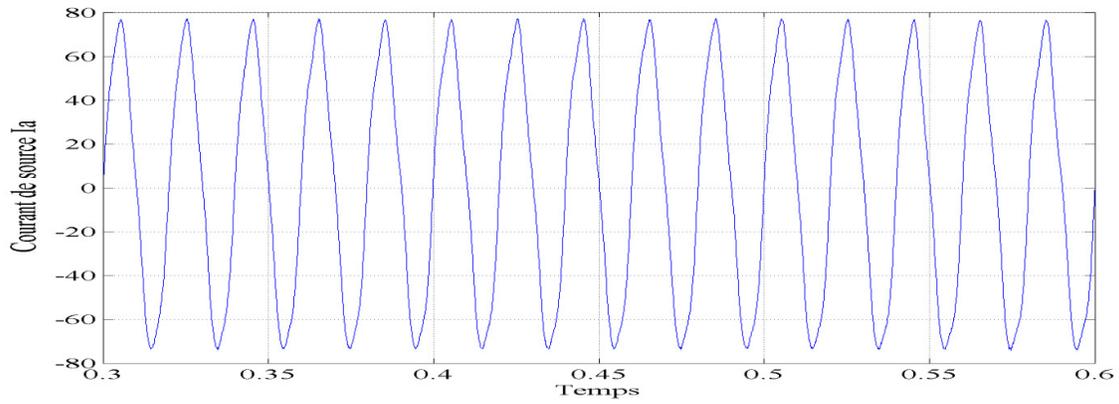


Figure IV.42 : Courant de source avec la commande PI

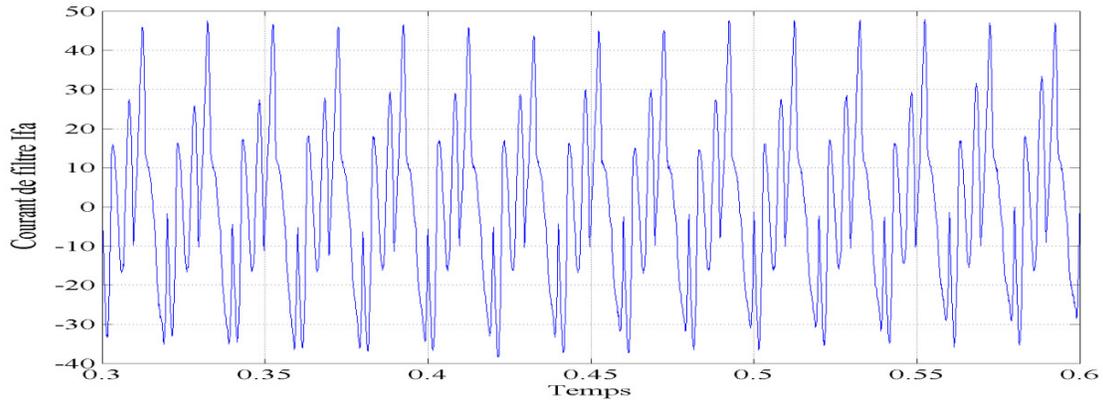


Figure IV.43 : Courant de filtre avec la commande PI

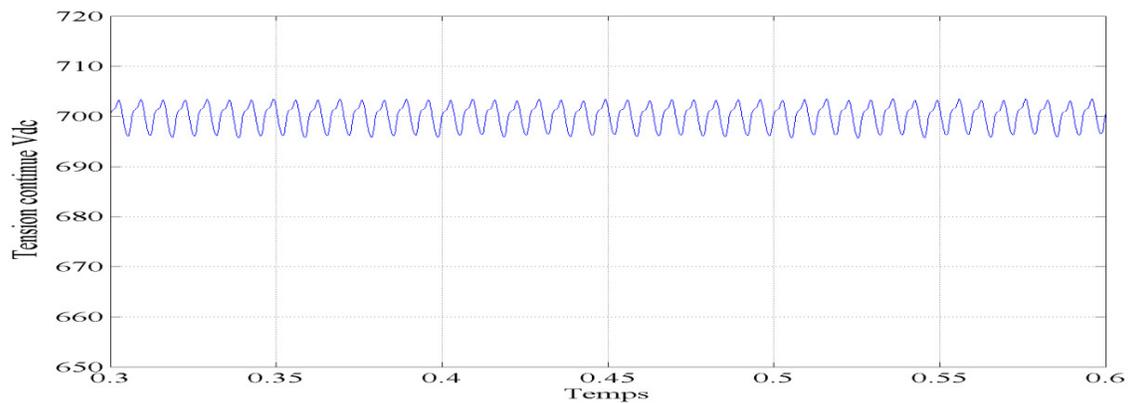


Figure IV.44 : La tension Vdc avec la commande PI

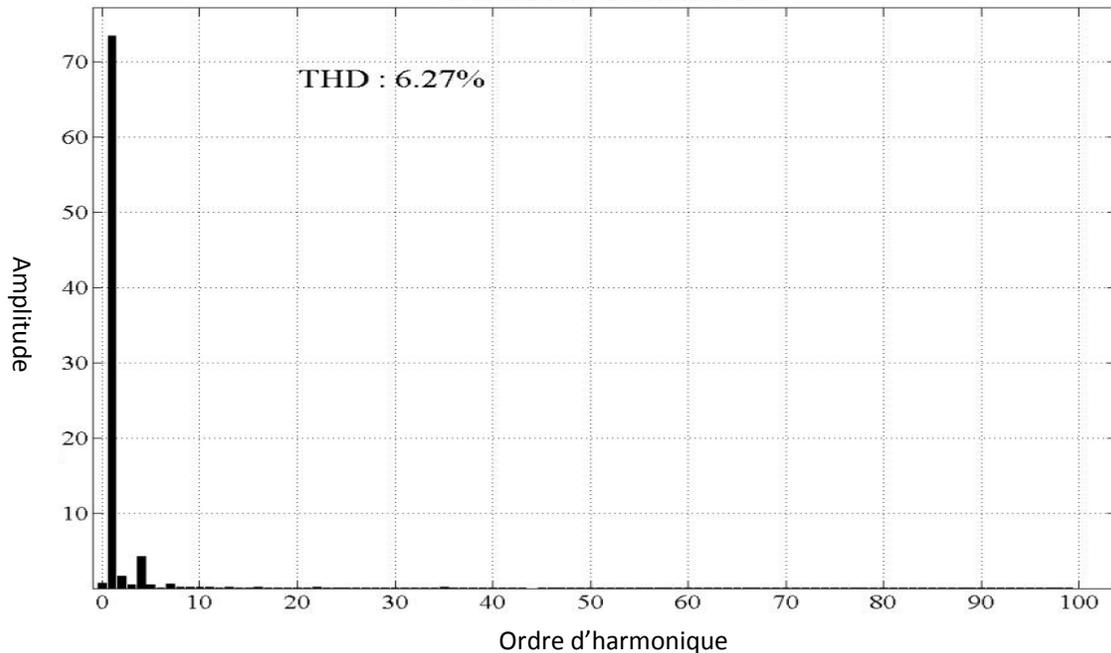


Figure IV.45 : Spectre de courant de source

La commande directe est basée sur l'extraction de la sinusoïde unitaire de la tension de source, d'où l'utilisation du PLL.

Une tension distorsionnée perturbe le fonctionnement du *PLL*, à son tour affecte les performances de cette commande. En effet le *THD* a augmenté jusqu'à 9%, mais dans ce cas la norme *IEEE 519-1992* n'est plus applicable puisqu'elle exige que le fournisseur doive assurer la livraison d'une tension sinusoïdale équilibré.

IV.3.2. Commande SMC :

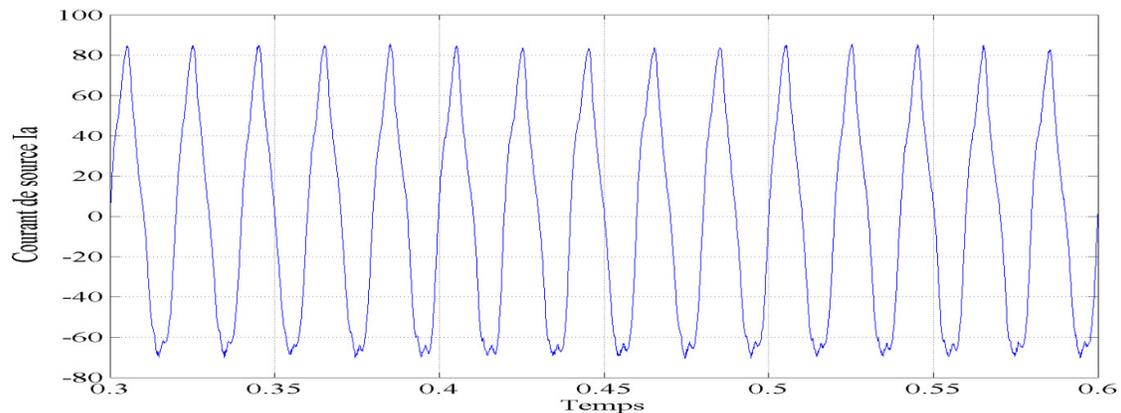


Figure IV.46 : Courant de source avec la commande SMC

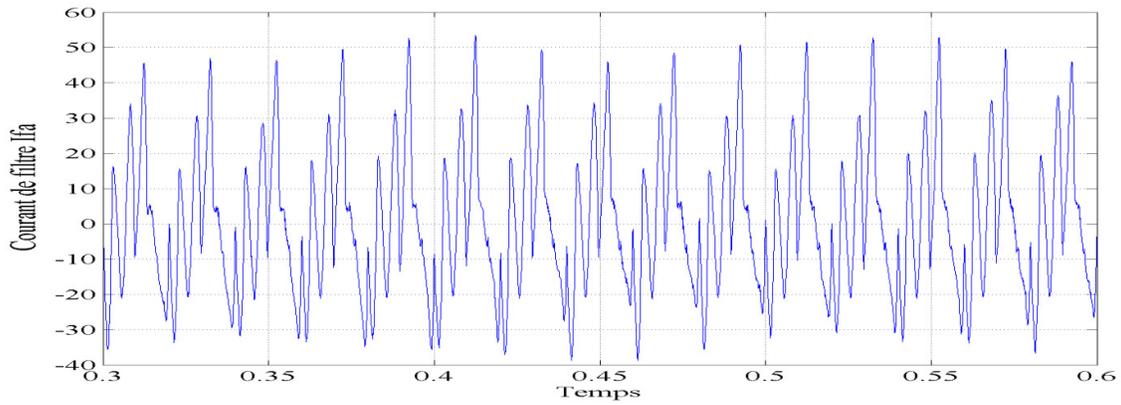


Figure IV.47 : Courant de filtre avec la commande SMC

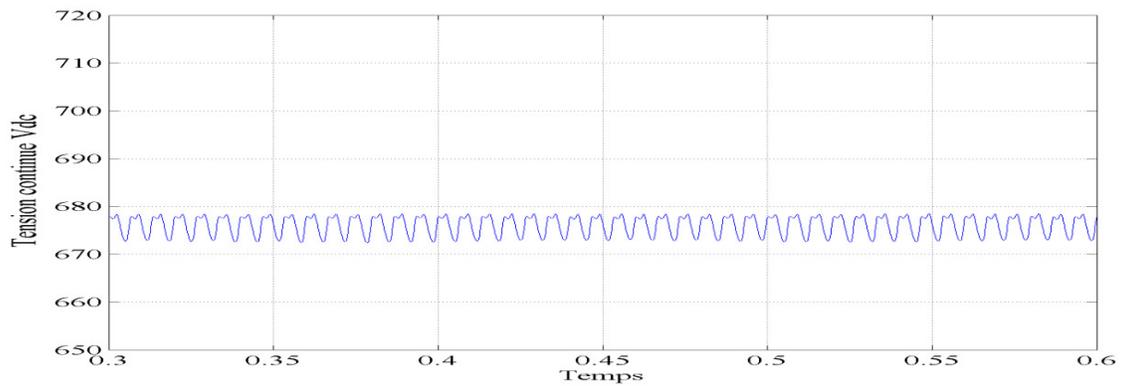


Figure IV.48 : La tension V_{dc} avec la commande SMC

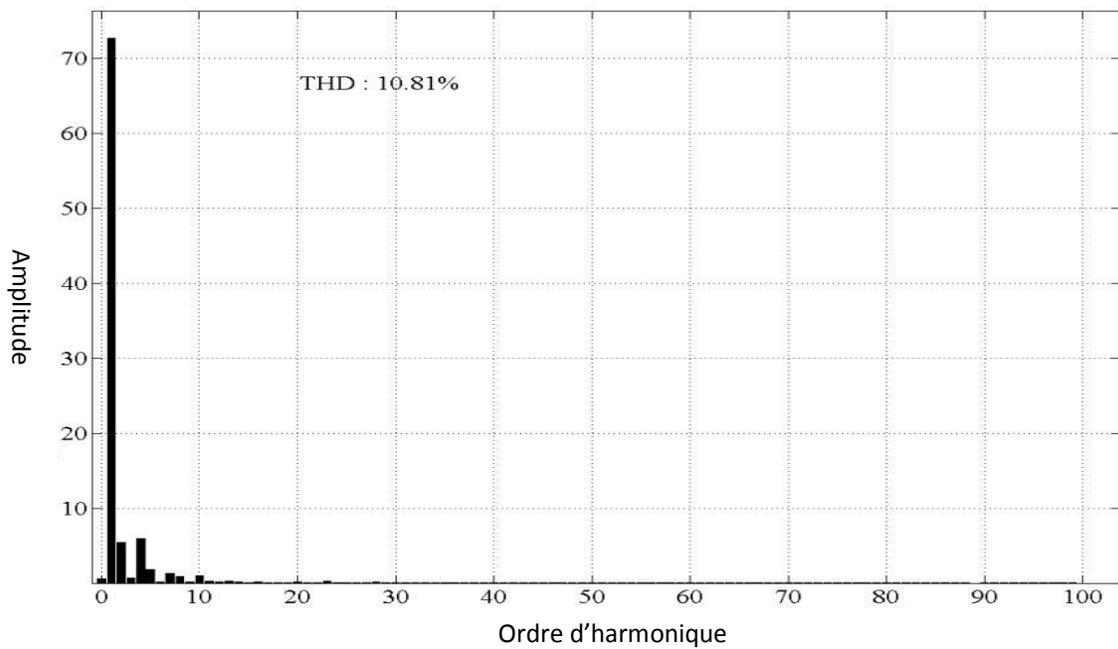


Figure IV.49 : Spectre de courant de source avec la commande SMC

Comme la commande PI , la commande SMC a l'inconvénient de la dépendance au PLL , d'où la détérioration de ses performances sous un régime non-sinusoïdal.

IV.3.3. Commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle :

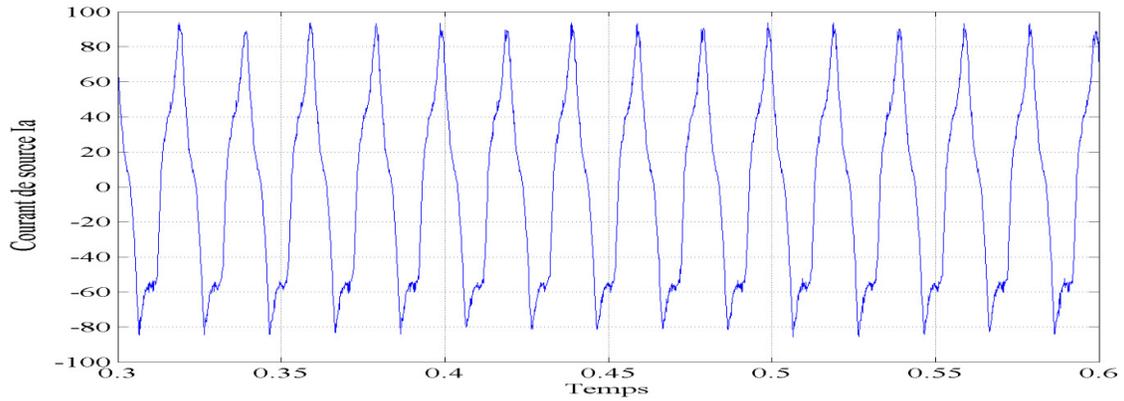


Figure IV.50 : Courant de source avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

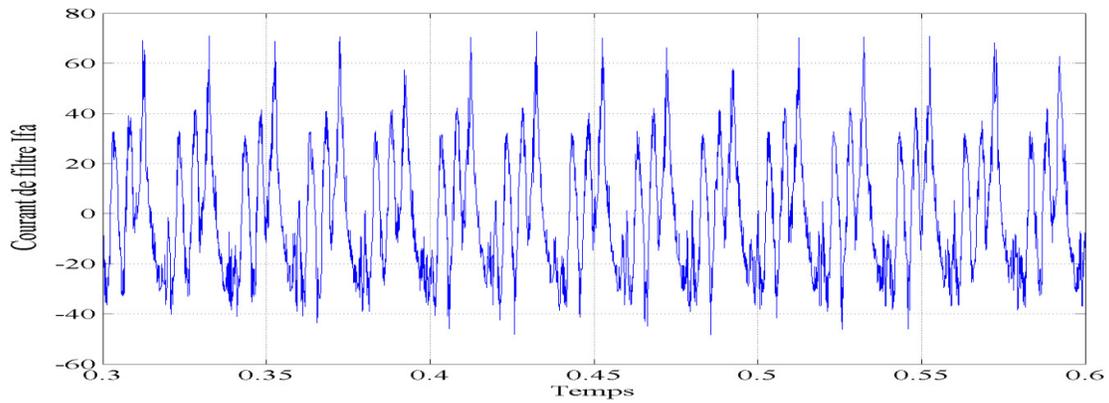


Figure IV.51 : Courant de filtre avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

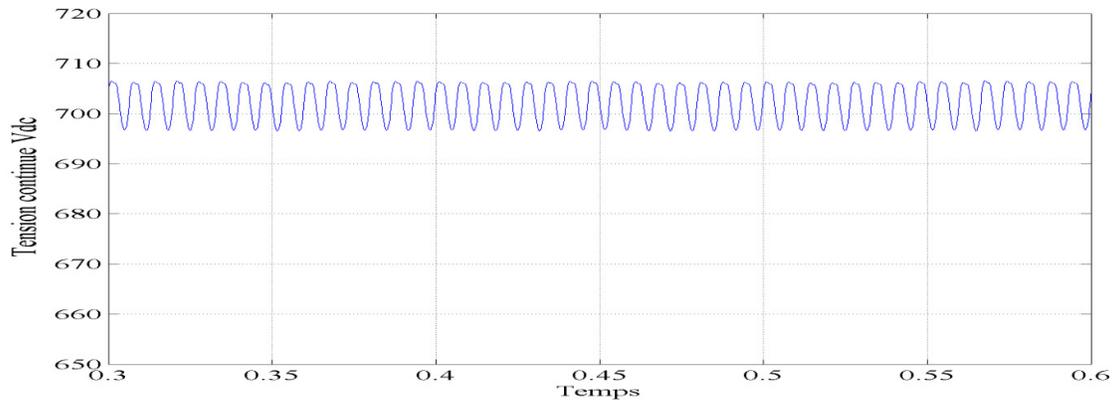


Figure IV.52 : La tension V_{dc} avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

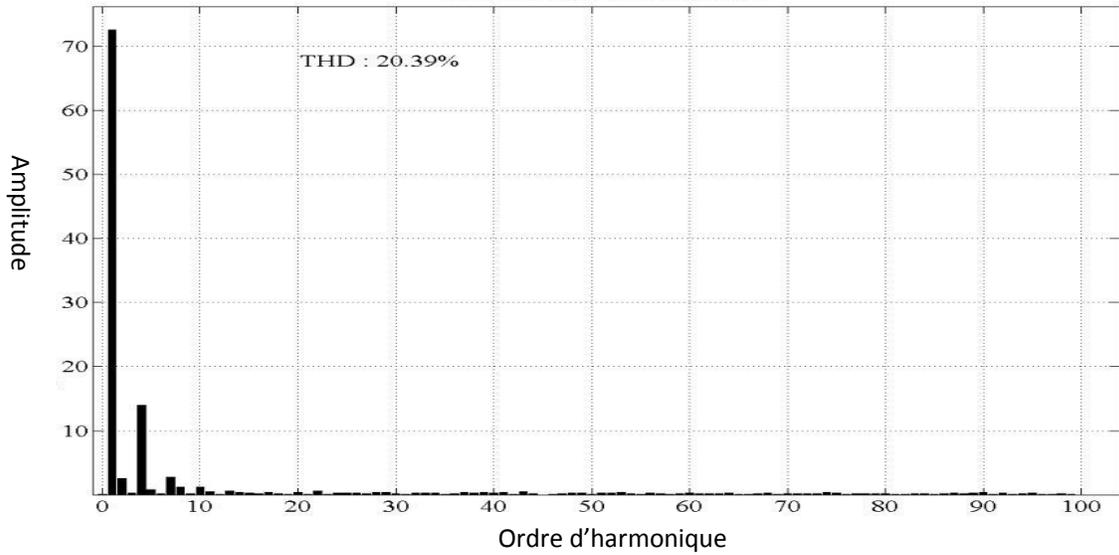


Figure IV.53 : spectre du courant avec la commande basée sur la théorie des puissances instantanées conventionnelle

L'inconvénient majeur de cette commande, est sa dépendance à la forme de tension, avec une tension distorsionnée, l'extraction est quasi nulle.

IV.3.4. Commande basée sur filtre STF :

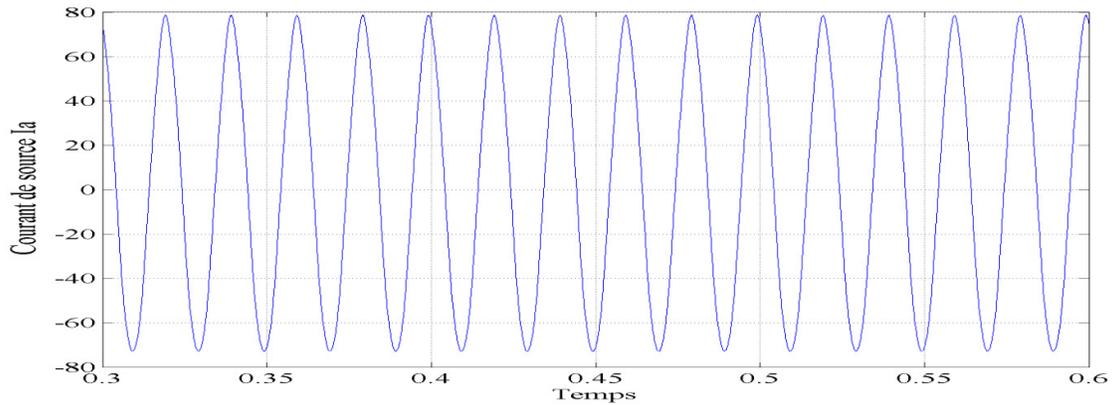


Figure IV.54 : Courant de source avec la commande basée sur filtre STF

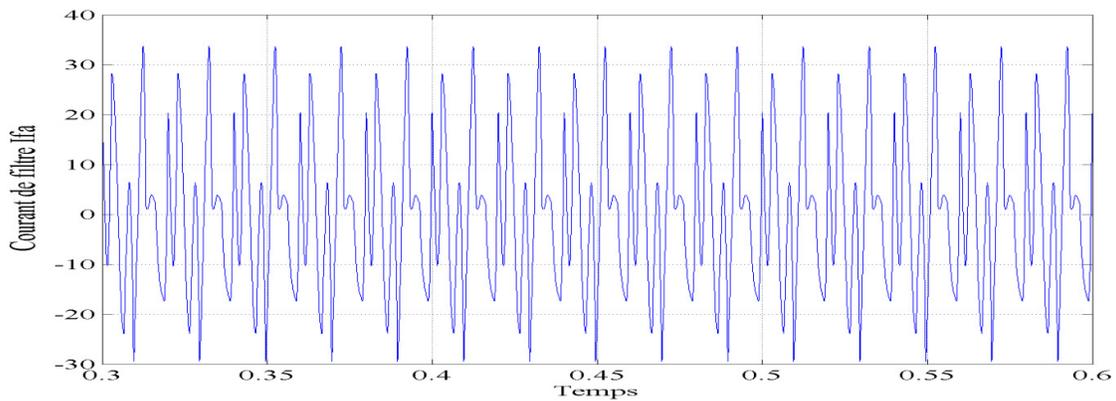


Figure IV.55 : Courant de filtre avec la commande basée sur filtre STF

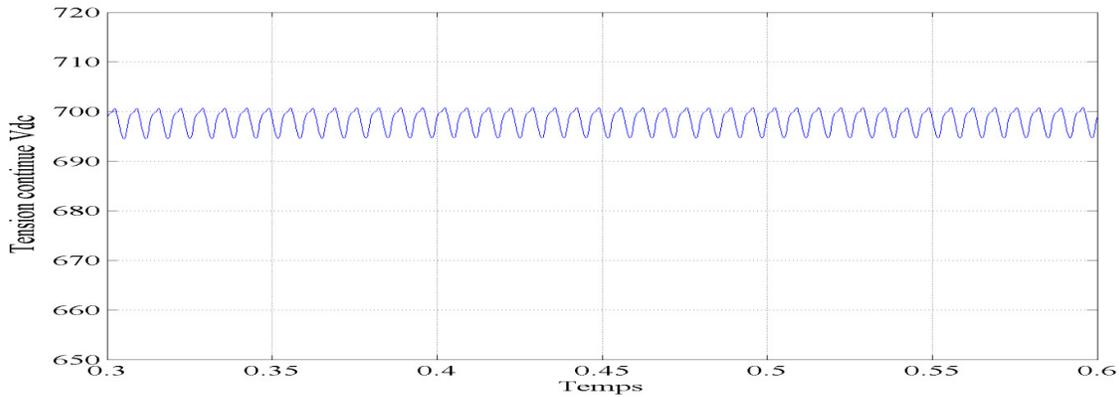


Figure IV.56 : La tension Vdc avec la commande basée sur filtre STF

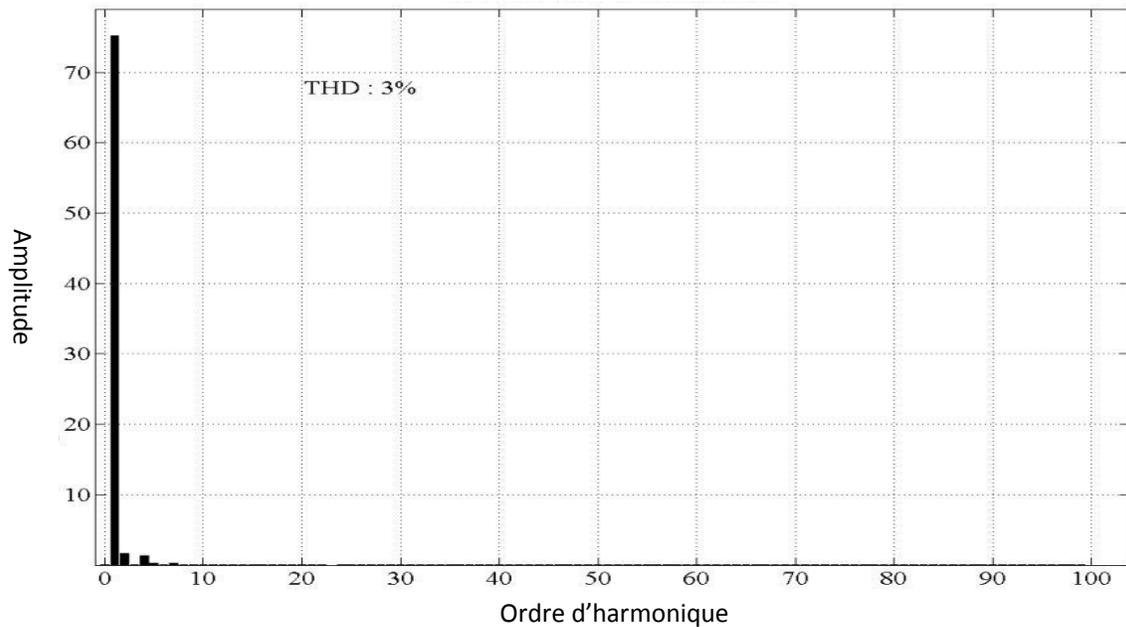


Figure IV.57 : Spectre de courant de source avec la commande basée sur filtre STF

Avec un *THD* de 3%, cette méthode présente des excellents résultats sous un régime aussi perturbée.

La robustesse du filtre *STF* lui permet d'extraire la fondamentale de la tension avec une précision étonnante.

IV.3.5.Comparaison :

Encore une fois de plus, la commande à *STF* a les meilleurs résultats. Les performances du PLL sous un régime perturbé font l'objet de sujet de plusieurs publications [20], [40-42], dans [20] une comparaison entre plusieurs topologies qui a été testé afin d'obtenir les meilleurs résultats sous un régime sinusoïdal, donc les recherches sur les commandes directe reste en court si on arrive à résoudre ou améliorer les performances des *PLL*.

V. Résultats expérimentaux:

Dans cette section, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande du filtre actif parallèle triphasé à structure tension, en utilisant la méthode *STF* pour la génération des courants de référence et la méthode *SVM* pour la génération des signaux de commande des interrupteurs.

Le contrôle du filtre actif peut être décomposé en deux parties :

- La génération des courants de référence à partir des grandeurs électriques du montage de puissance,
- La poursuite des références de courant par l'onduleur de tension selon la méthode dite « *Space vector PWM* ».

La génération des références de courant met en œuvre la version modifiée et simplifiée de la méthode des puissances instantanées, initialement développée par Akagi [3] et détaillée au chapitre II. Ces trois références de courant seront générées numériquement à l'aide d'une plateforme de type *dSPACE*, mettant en œuvre une carte de prototypage *dSPACE1104*. La poursuite des références harmoniques nécessite une comparaison en temps réel des références de courant avec les courants réels produits par le filtre actif. mais il est impossible d'atteindre des fréquences de commutation élevée si la génération des signaux de commande des interrupteurs se fait dans le programme principal (l'expérience nous a démontré qu'on peut pas aller au-dessous d'un pas d'échantillonnage de $10^{-4}s$ donc une fréquence max de 5 KHz), ainsi l'algorithme de *SVM* génère les rapports cycliques et le processeur esclave de la *dSPACE* (le *TMS320F240*) s'occupe de la génération des impulsions de commande .

Les objectifs de cette étude expérimentale sont multiples, dans un premier temps, la méthode proposée pour établir les courants de référence sera validée sur la carte *dSPACE1104*. Il s'agira ensuite de valider expérimentalement les trois commandes d'extraction d'harmonique.

Nous présentons ensuite le dispositif expérimental complet, notamment constitué de la charge polluante, de l'onduleur de tension triphasé et des moyens et d'outils destinés à la partie numérique de la commande (génération des références de courant).

Ensuite, nous présentons les différents essais successivement réalisés afin de tester le fonctionnement du filtre actif complet.

Le premier essai a pour but de tester l'efficacité de la méthode *SVM* en générant trois courants sinusoïdaux équilibrés de fréquence 50 Hz , dans trois inductances couplées en étoile.

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Cet essai ne nécessite pas l'utilisation de la charge polluante et du réseau, le système *dSPACE* est mis en œuvre. Pour réaliser cet essai, les trois signaux sinusoïdaux de référence sont générés par le système *dSPACE*.

Lors de cet essai, le bus continu de l'onduleur est réalisé par une source continue de tension afin de s'affranchir de tout problème de régulation de tension.

Le principe du deuxième essai est identique au précédent, sauf qu'il s'agit maintenant de générer les trois références harmoniques de courant (référence du filtre actif) dans les trois inductances couplées en étoile. Cet essai nécessite la mise en œuvre de la charge polluante, du réseau, et le système *dSPACE*. Le système *dSPACE* établit alors les références harmoniques de courant en appliquant la méthode développée lors de cette thèse, basée sur les puissances instantanées.

Pour finir, le troisième essai met en œuvre le système complet qui reprend les éléments validés auparavant et nécessite alors la régulation de la tension aux bornes du bus continu du filtre.

V.1.Schéma global

La Figure IV.58 présente le schéma global du système étudié. Le but de ce filtre actif triphasé parallèle est la compensation de l'ensemble des harmoniques de courant produits par la charge polluante connectée au réseau [3–6]

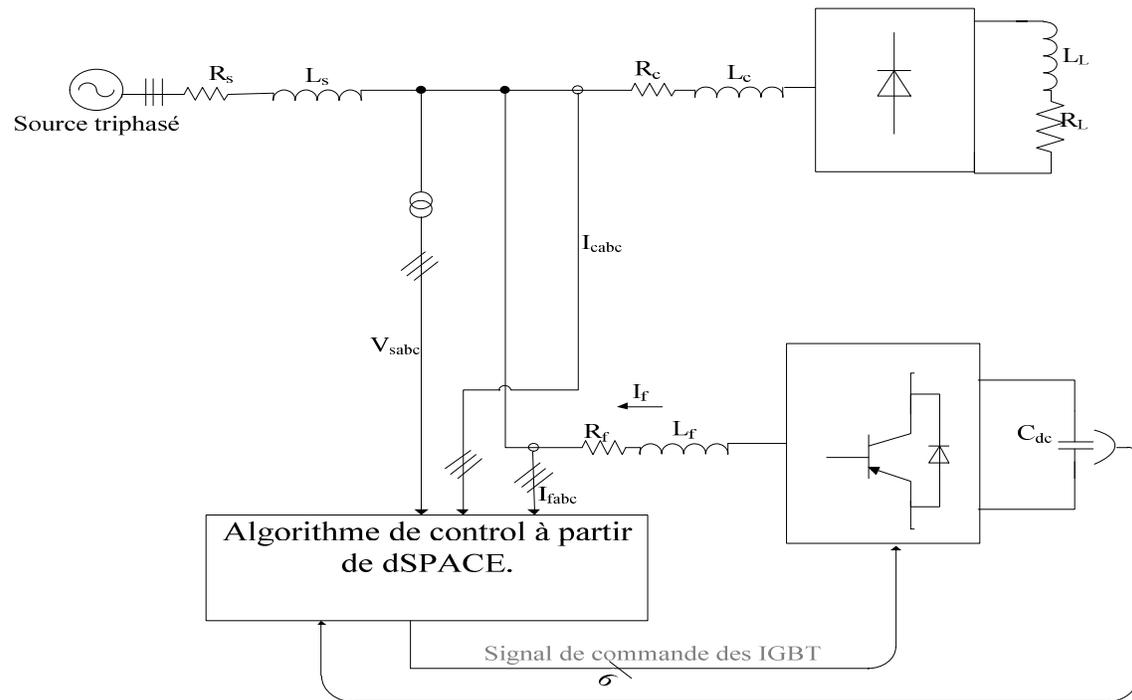


Figure IV.58 : Schéma global du système

V.2.Présentation du matériel expérimental

La maquette expérimentale du système représenté à la Figure IV.58 est composée des éléments suivants :

- Le filtre actif parallèle à structure tension (onduleur, inductances et condensateur),
- La charge polluante
- La commande du filtre actif (système *dSPACE*)

V.2.1.Le Filtre actif parallèle à structure tension

Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relié au réseau par une inductance, triphasé L_f de $2.3mH$. Les interrupteurs de l'onduleur sont formés par des transistors *IGBTs* (Insulated Gate Bipolar Transistor). Il s'agit de composants fabriqués par la société *SEMIKRON*, plus précisément des modules *SKM50GB123D 1200V/50A* incluant des diodes placées en antiparallèle des *IGBTs*.

L'ouverture et la fermeture des *IGBTs* sont pilotés par des drivers de type *SKHI 22A* (tension de commande $0/15V$) de marque *SEMIKRON* également. Ces drivers incluent des éléments de protection des composants de puissance et de gestion des temps morts. Deux condensateurs de $2200\mu F$ mis en série sont connectés du côté continu de l'onduleur.

V.2.2.La charge polluante

La charge polluante est constituée par un pont triphasé à diodes, de type parallèle double d'ordre 3, débitant dans une charge *RL*. Cette charge polluante est connectée au réseau par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur L_c .

V.2.3.Commande du filtre actif

Le principe de la commande expérimentale du filtre actif est décrit à la Figure IV.58. La commande du filtre actif génère les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Elle inclut trois fonctions principales :

- Identification des courants harmoniques de la charge non linéaire,
- Régulation de la tension V_{dc} ,
- Poursuite des références harmoniques de courant.

V.2.4.Partie numérique :

Comme cela est décrit à la Figure IV.58, l'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique *dSPACE* (carte de prototypage *dSPACE1104*), relié

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

aux outils *Matlab/Simulink* par le bloc d'interface *Real Time Interface (RTI)*. Le système *dSPACE1104* se compose des éléments suivants [32] :

La carte mère *dSPACE1104*, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la Figure IV.59,

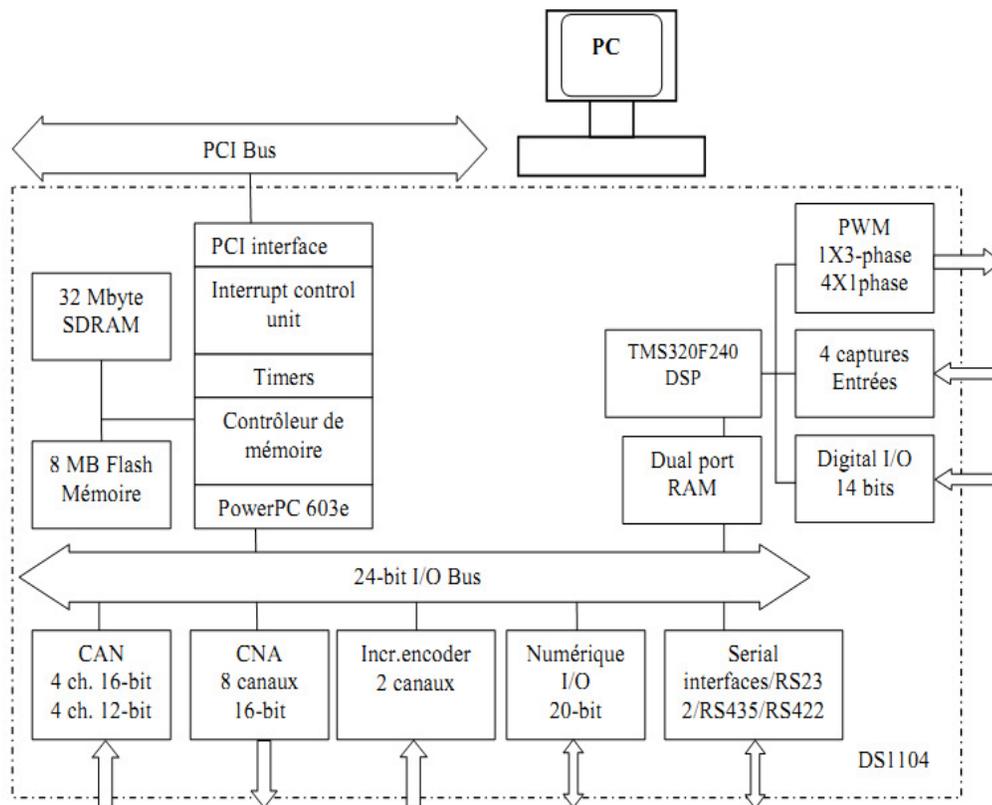


Figure IV.59: Schéma descriptive de la carte DSPACE 1104

- Des entrées/sorties numérique 20 bits,
- Une carte *DSP* de la société Texas Instrument portant la référence *TMS320F240*,
- Quatre sorties *MLI* monophasées plus une sortie *MLI* triphasée,
- Deux codeurs incrémentaux,
- Des entrées numériques *14 bits*,
- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte *dSPACE1104 (PC)*.

Figure IV.60 présente la photographie de ce panneau.



Figure IV.60 : la carte d'interface de dSPACE 1104

Ce panneau est composé des éléments suivants :

- Deux groupes de quatre entrées *BNC* liées à la carte de conversion analogique – numérique (*CAN*). Il faut noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (*CAN*) divisent automatiquement les entrées par 10.
- Deux groupes de quatre sorties *BNC* liées à la carte de conversion numérique - analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (*CNA*) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage $\pm 10 V$.

Les mesures de courants sont réalisées à l'aide des capteurs de marque *LEM*, de transmittance égale à $100mV/A$. Pour fournir les informations nécessaires au système *dSPACE*, nous devons mesurer a priori les trois courants de la charge non linéaire i_{ca} , i_{cb} et i_{cc} , les trois tensions de source V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} et la tension aux bornes du condensateur V_{dc} .

Pour la commande de l'onduleur, nous avons besoin a priori de trois capteurs pour mesurer les trois courants du filtre. Dix capteurs seraient donc théoriquement nécessaires pour notre commande. Sachant que nous avons un montage 3 fils et un système équilibré de tensions, on a donc les relations suivantes :

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0$$

$$i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0$$

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$$

Ainsi, afin de réduire le nombre des capteurs, on peut donc générer le troisième terme (*phase c*) à partir des deux premiers termes (*phase a* et *phase b*), comme suit :

$$i_{cc} = -(i_{ca} + i_{cb})$$

$$i_{fc} = -(i_{fa} + i_{fb})$$

$$V_{sc} = -(V_{sa} + V_{sb})$$

V.3.Résultats expérimentaux de la partie numérique

Dans ce paragraphe, nous allons tout d'abord présenter les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système *dSPACE*. Les tapes sont les suivantes:

1. La carte *dSPACE* et le logiciel *Matlab/Simulink* doivent être installés dans le *PC*. En effet, le système de développement de la société *dSPACE* est intégré à l'environnement *Simulink* afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.
2. Un modèle *Simulink* du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque *Matlab/Simulink*. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, *IGBTs*,...etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (*CAN*, *CNA*) de la bibliothèque *dSPACE* au modèle *Simulink* précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte *dSPACE*.
3. Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte *dSPACE1104*. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel *RTI (Real-Time Interface)*. Cet outil traduit d'abord le modèle *Simulink* en code *C*, puis le code *C* est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte *dSPACE*. Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle *Simulink* au système *dSPACE* à travers le bloc *RTI Data* qui apparaît alors au niveau du fichier *Simulink*.
4. Une fois le modèle téléchargé dans *dSPACE*, un nouveau fichier doit être établi (via *ControlDesk Layout*) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés.

V.3.1.Lancer l'essai Expérimental:

La partie numérique a pour fonctions l'identification des courants harmoniques de référence et la régulation de la tension continue V_{dc} . Nous avons mis en œuvre la méthode développée au chapitre II en utilisant des *STF*. L'utilisation des *STF* au lieu des filtres classiques garantit une extraction performante des composantes harmoniques des courants de charge tout en simplifiant l'identification.

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Elle permet d'obtenir des grandeurs parfaitement sinusoïdales sur les axes α et β . Cette performance est assurée même si les tensions du réseau contiennent des harmoniques et/ou sont déséquilibrées.

La Figure IV.61 et la Figure IV.62 présentent les signaux d'entrées du système *dSPACE* et la Figure IV.63 illustre les formes d'ondes des trois courants de référence, en sortie de la carte *dSPACE* 1104. On observe respectivement les courants de la charge (i_{cab}), les tensions du réseau (V_{saba}) et les courants références i_{fab}^* .

Ces références sont obtenues avec une période d'échantillonnage égale à $150 \mu s$. On pourrait améliorer les performances de la commande numérique en diminuant cette période, mais ici le système *dSPACE* nous limite et ne permet pas de travailler avec une période inférieure à celle-ci, malgré les simplifications apportées par notre méthode d'identification des références. Notons que ces résultats sont obtenus sans connexion du filtre actif au réseau.

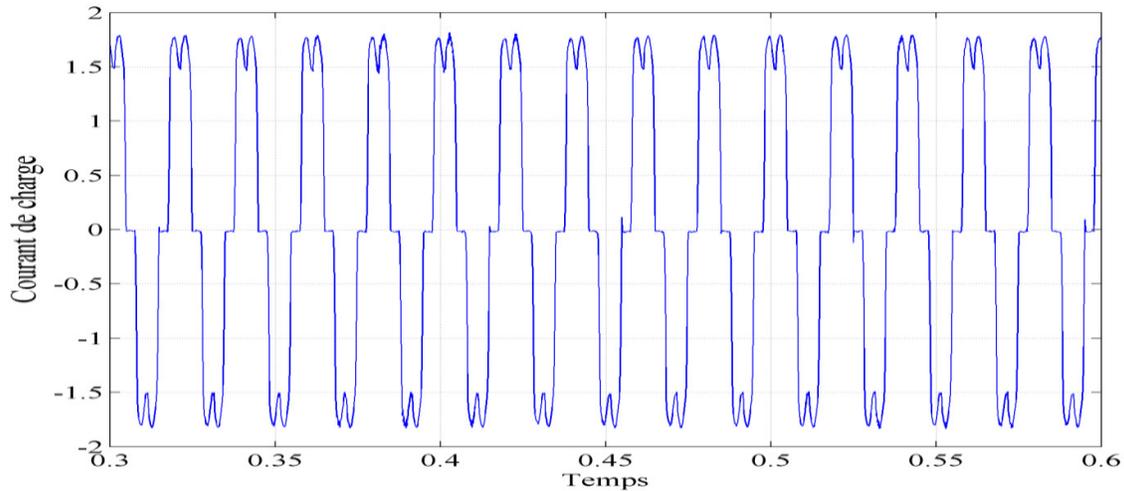


Figure IV.61: Courants de charges

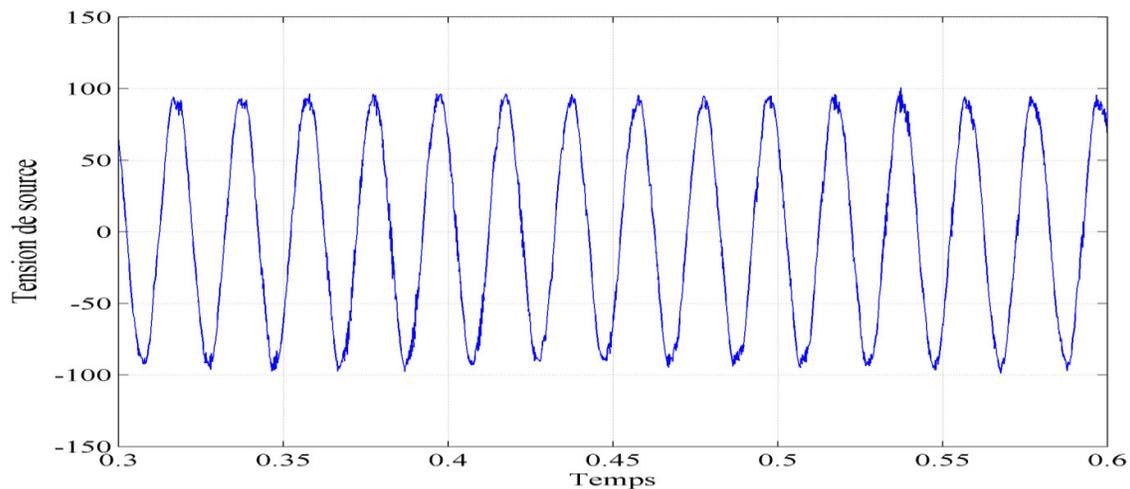


Figure IV.62: Tension de source

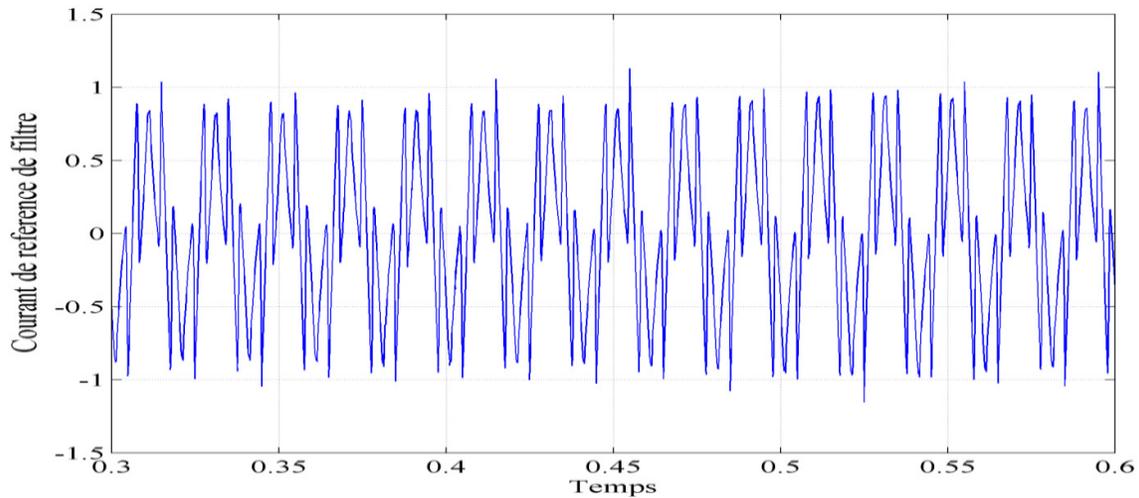


Figure IV.63: Courant de référence de filtre

V.3.2. Résultats expérimentaux :

Dans cette partie, nous présentons tout d'abord deux essais préliminaires, destinés à tester le bon fonctionnement de la méthode *SVM* et de *DSP TMS320F240*. Ils sont destinés à s'assurer que la commande *SVM* est capable de générer les courants de référence souhaités, en régime sinusoïdal, puis harmonique. Le premier essai est réalisé sans le réseau et la charge. Dans ce cas, le système *dSPACE* sert uniquement à la génération de trois références sinusoïdales de courant pour le filtre actif débitant dans trois inductances couplées en étoile. Le deuxième essai est réalisé avec le réseau et la charge afin d'imposer les références harmoniques de courant du système réel. Lors de cet essai, le filtre n'est pas connecté au réseau mais débite également dans trois inductances couplées en étoile.

V.3.3. Premier essai :

Le montage expérimental est présenté à la Figure IV.64; il est constitué de l'onduleur triphasé, d'une inductance triphasée L_f (2.5mH), et d'une source de tension continue (30V).

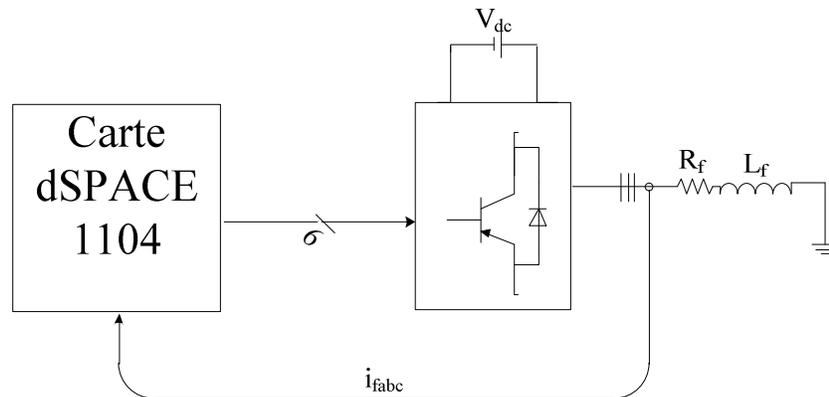


Figure IV.64: Schéma du premier essai

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

Dans cet essai, trois courants sinusoïdaux générés par le système *dSPACE* sont utilisés comme courants de référence i_{fa}^* , i_{fb}^* et i_{fc}^* .

Les résultats expérimentaux que nous avons obtenus dans cet essai montrent que les courants fournis par le filtre actif suivent effectivement leurs références. Les courants des phases (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc}) sont présentés dans la Figure IV.66.

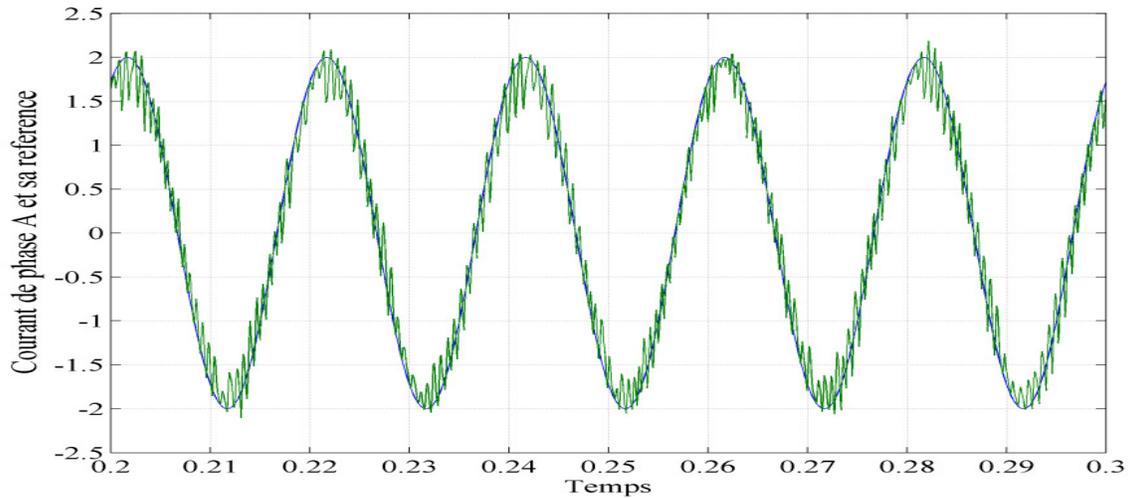


Figure IV.65 : Courant de la phase A avec sa référence

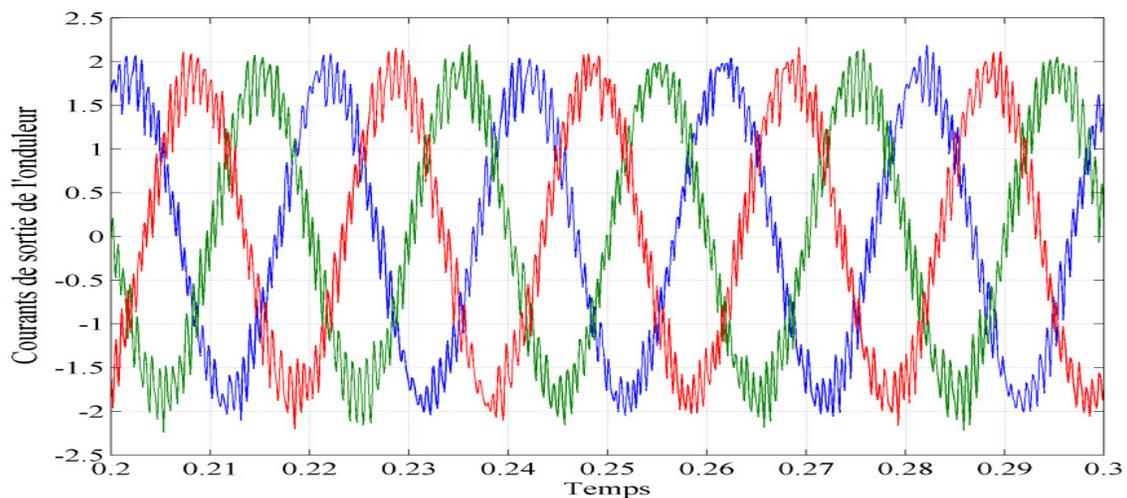


Figure IV.66: Courants de sortie de l'onduleur

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

V.3.4. Deuxième essai

La Figure IV.67 présente le dispositif expérimental mis en œuvre dans le second essai.

Il est constitué d'une charge polluante, du réseau, et du système dSPACE. Les paramètres du système sont:

V_s	f	R_s	L_s	L_c	R_c	R_f	L_f	C_{dc}	R_d	L_d
60 V	50 Hz	0.313Ω	0.5mH	3mH	1.37 Ω	0.8Ω	2mH	2200μF	25 Ω	2.5 mH

Tableau IV.2 : Paramètres expérimentaux

Pour réaliser cet essai, nous avons généré les trois courants de référence par le système *dSPACE* en appliquant la méthode présentée au chapitre précédent. Cet essai ne met pas en œuvre la régulation de tension du bus continu du filtre.

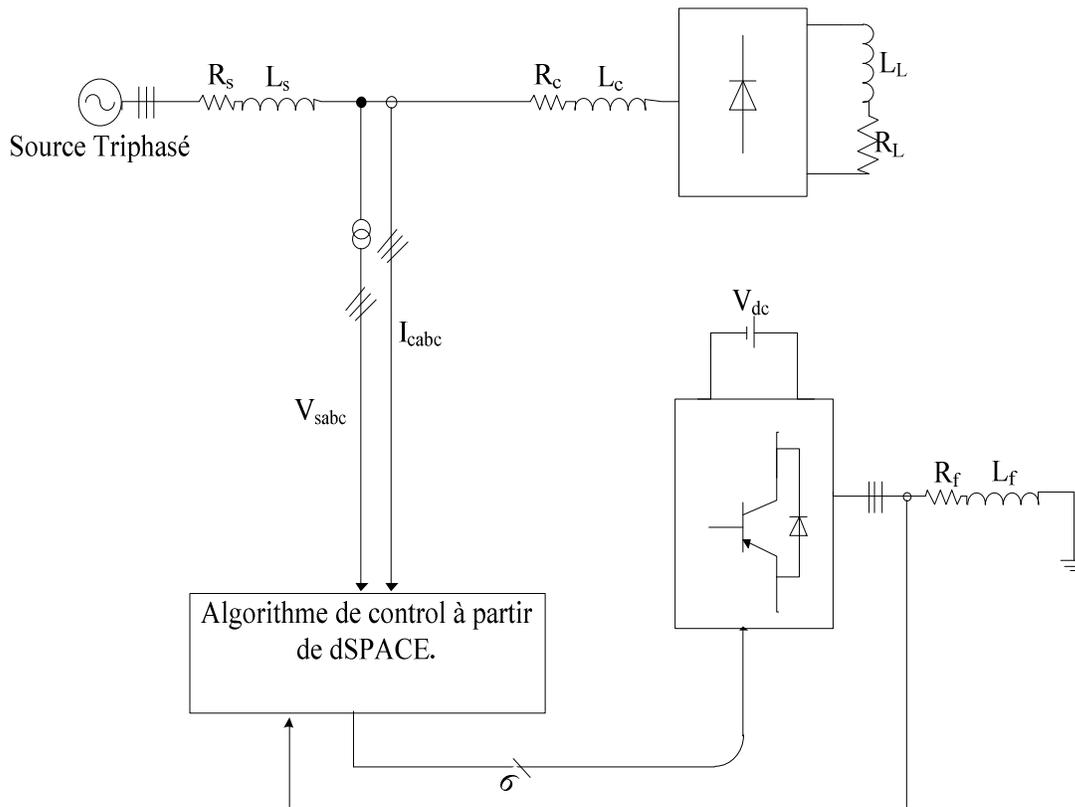


Figure IV.67 : Schéma du deuxième essai

L'objectif de cette étape est de s'assurer que la commande *SVM* permet au filtre actif de reproduire fidèlement les courants de référence. Cela est bien vérifié par la Figure IV.68 où l'on peut observer que le courant produit par le filtre suit bien sa référence.

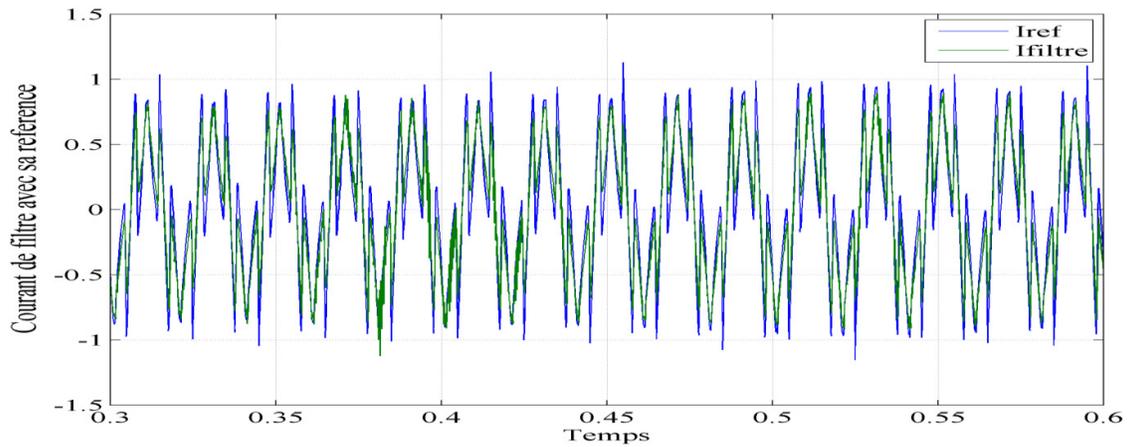


Figure IV.68: Courant de filtre et sa référence

Les résultats expérimentaux que nous avons obtenus lors des deux essais expérimentaux démontrent le bon comportement du filtre. Les courants fournis par le filtre actif suivent bien leurs références, ce qui nous permet de travailler avec plus d'assurance, lors des prochains essais sur le système complet.

V.3.5. Troisième essai

Nous présentons ici les résultats expérimentaux du troisième essai qui met en œuvre le système complet, présenté par les photographies la Figure IV.69, incluant alors la régulation de tension du bus continu du filtre. Ainsi, nous présentons la procédure de mise en marche du filtre actif pour la compensation des courants harmoniques de la charge polluante.

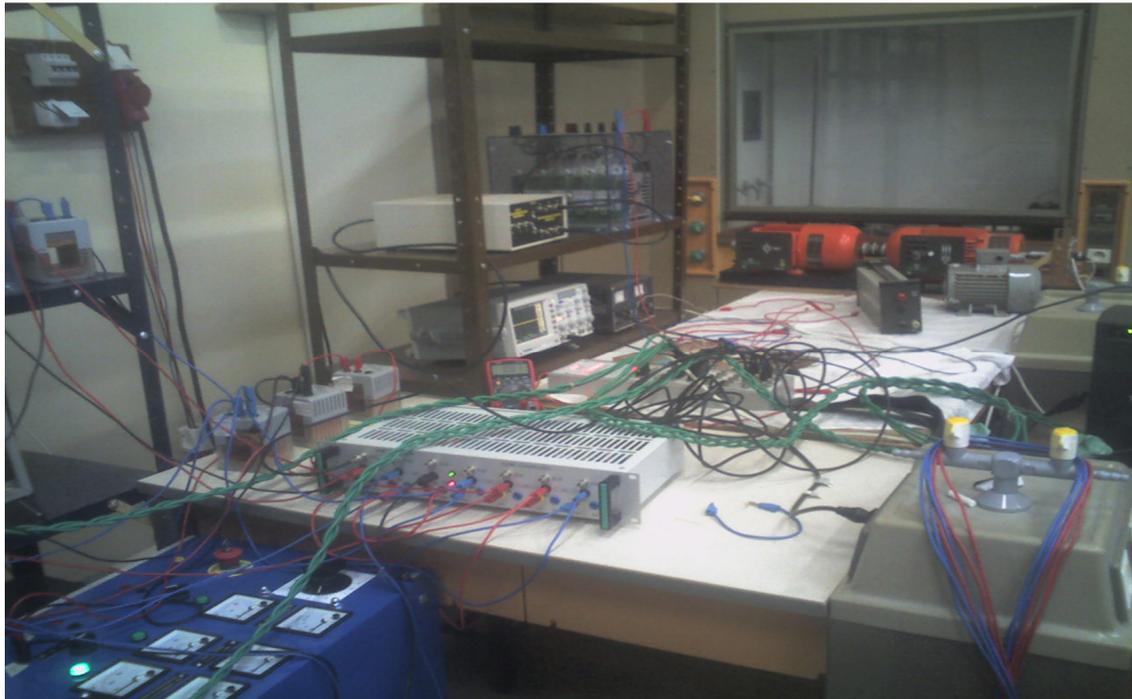


Figure IV.69: Banc d'essai

V.3.5.1. Mise en marche du filtre actif parallèle.

Dans le travail expérimental que nous avons effectué, le filtre actif et la charge non linéaire sont connectés au réseau par l'intermédiaire d'un autotransformateur. Afin de mettre en route le filtre actif, on commence par charger le bus continu de l'onduleur sans avoir envoyé d'ordre de commande aux interrupteurs. Dans ce cas, les *IGBTs* sont bloqués et le courant limité par l'inductance L_f , circule au travers des diodes montées en antiparallèle et vient charger l'élément de stockage. La mise sous tension du réseau s'effectue progressivement de façon à éviter les gradients de courants trop importants dans les diodes.

V.3.5.1.1. Commande basée sur filtre STF :

La commande des puissances instantanées basée sur le filtre *STF* était implémenté dans notre prototype de filtre actif, les résultats sont présentés dans les Figure IV.70-Figure IV.76.

Les figures, représente de haut en bas et pour la phase « a », le courant de la charge i_{ca} , le courant référence i_{fa}^* , le courant injecté par le filtre actif i_{fa} et le courant de source après filtrage i_{sa} .

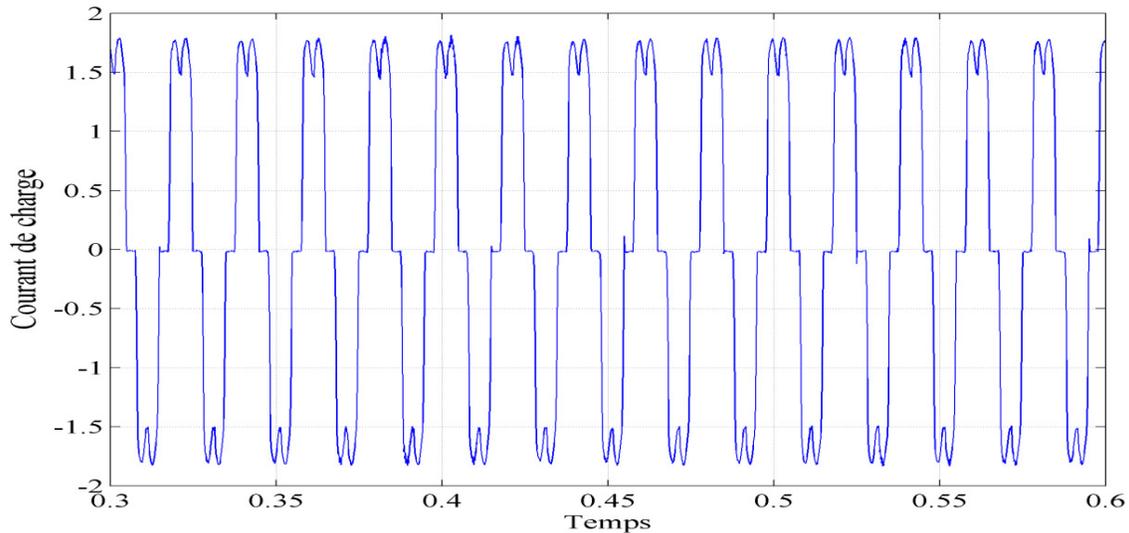


Figure IV.70: Courant de charge

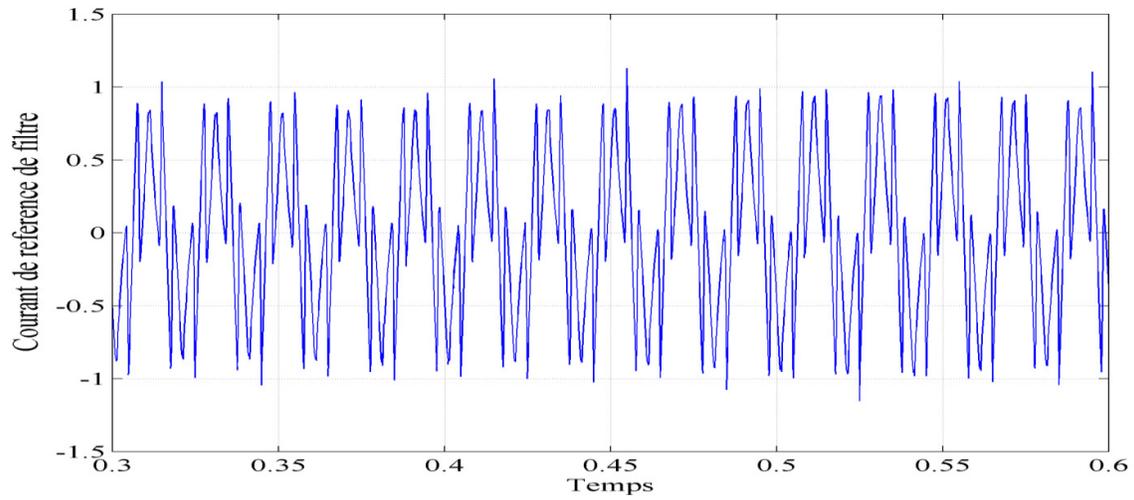


Figure IV.71: Courant de référence de filtre

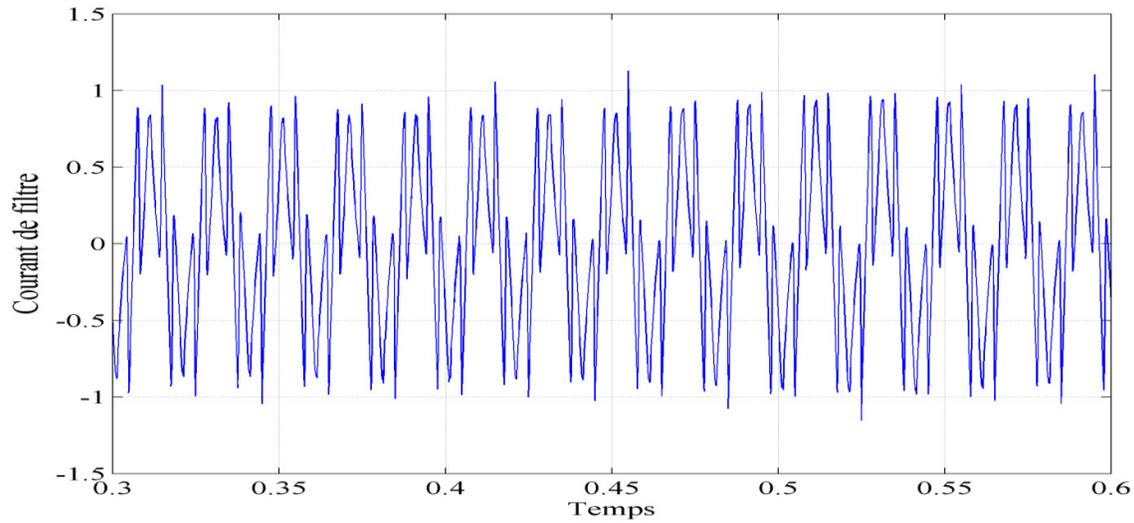


Figure IV.72: Courant de filtre

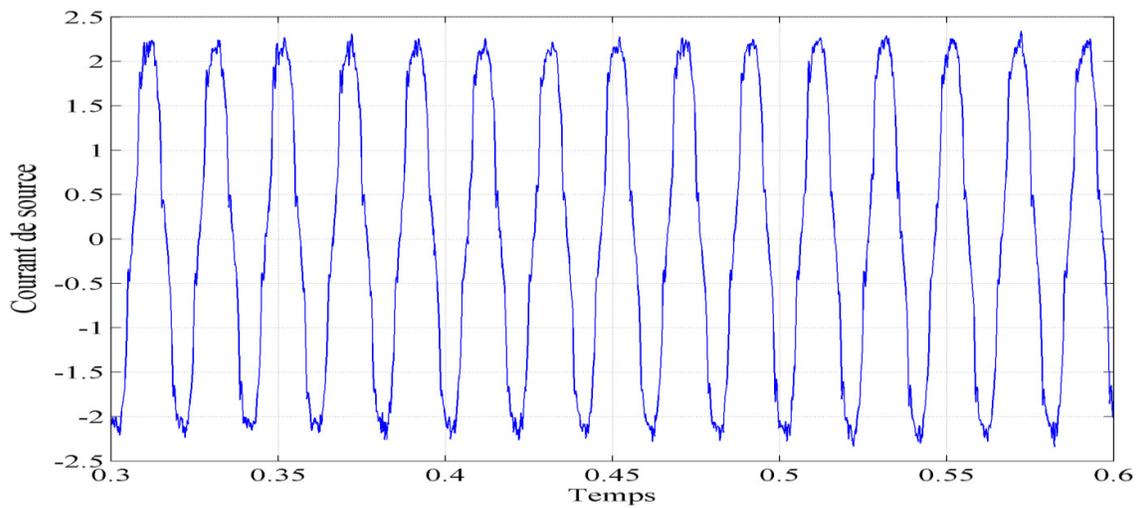


Figure IV.73 : Courant de source

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

La Figure IV.74 présente les spectres harmoniques des courants qui témoignent des performances du filtre actif avec la commande *SVM*. Le *THD* du courant de source passe de 27% avant le filtrage à 10.27% après filtrage. On peut noter une légère différence entre les composantes fondamentales du courant de charge et du courant de source, nécessaire à la régulation de la tension V_{dc} .

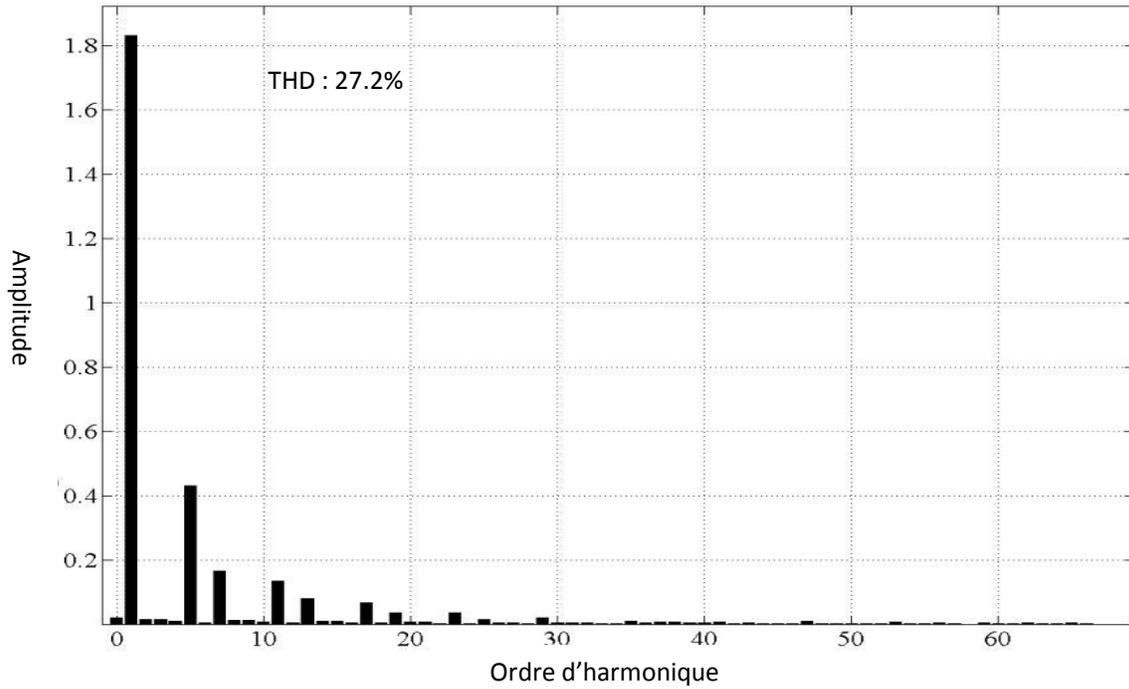


Figure IV.74: Spectre du courant de charge

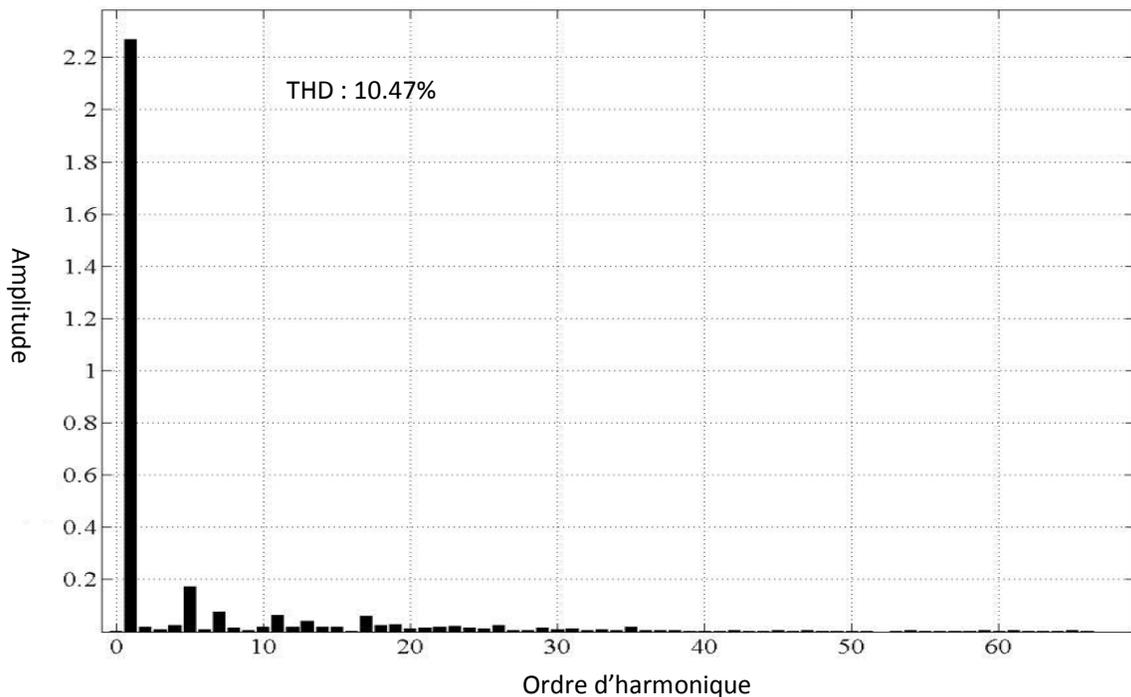


Figure IV.75: Spectre du courant de source

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

La régulation de la tension aux bornes du condensateur est implantée numériquement dans le système *dSPACE*, réalisée à l'aide d'un régulateur de type proportionnel intégral.

La Figure IV.76 montre la tension aux bornes du condensateur V_{dc} qui est effectivement régulée autour de sa référence (100V).

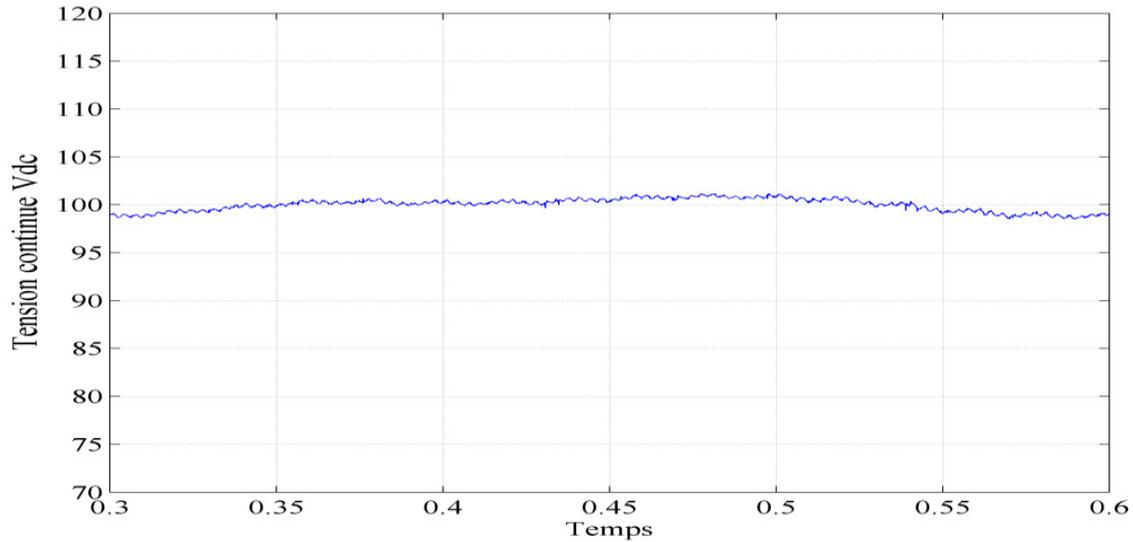


Figure IV.76: La tension Continue

V.3.5.1.2. Commande directe PI:

La deuxième commande que nous avons réussi à implémenter c'est la commande directe avec un régulateur *PI*. Les résultats sont présentés par les Figure IV.77 et Figure IV.81

Les figures, représente de haut en bas et pour la phase « a », le courant de la charge i_{ca} , le courant injecté par le filtre actif i_{fa} et le courant de source après filtrage i_{sa} .

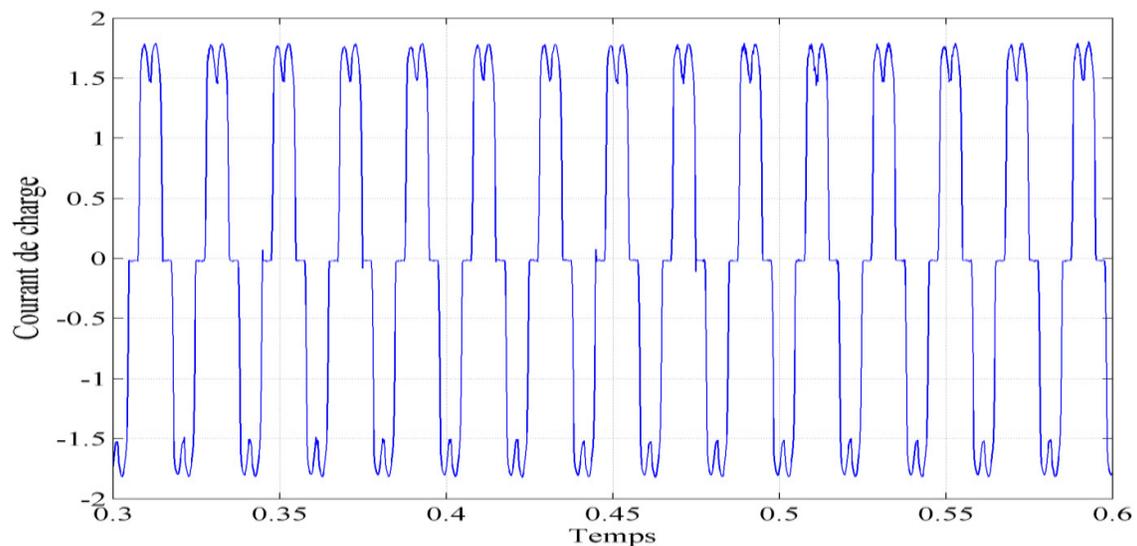


Figure IV.77: Courant de charge

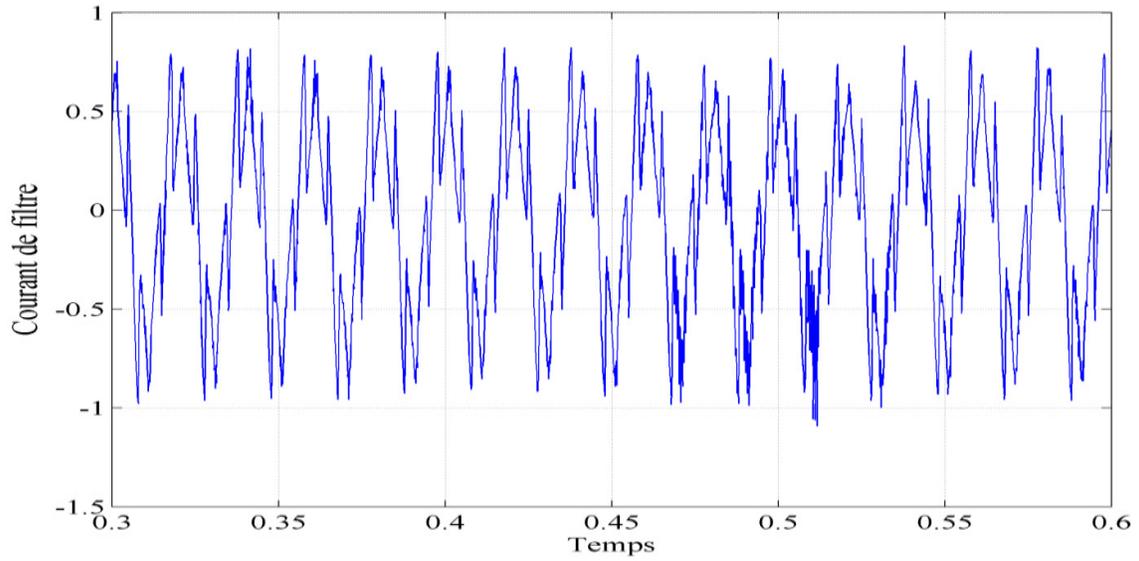


Figure IV.78: Courant de filtre

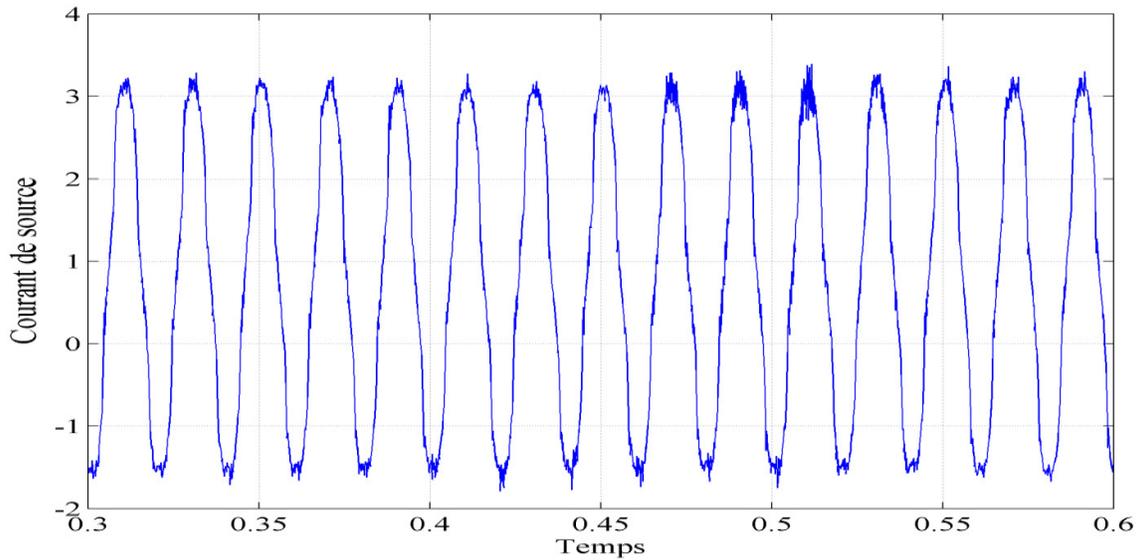


Figure IV.79 : Courant de source

La Figure IV.80 présente les spectres harmoniques des courants Le *THD* du courant de source passe de 27% avant le filtrage à 10.67% après filtrage.

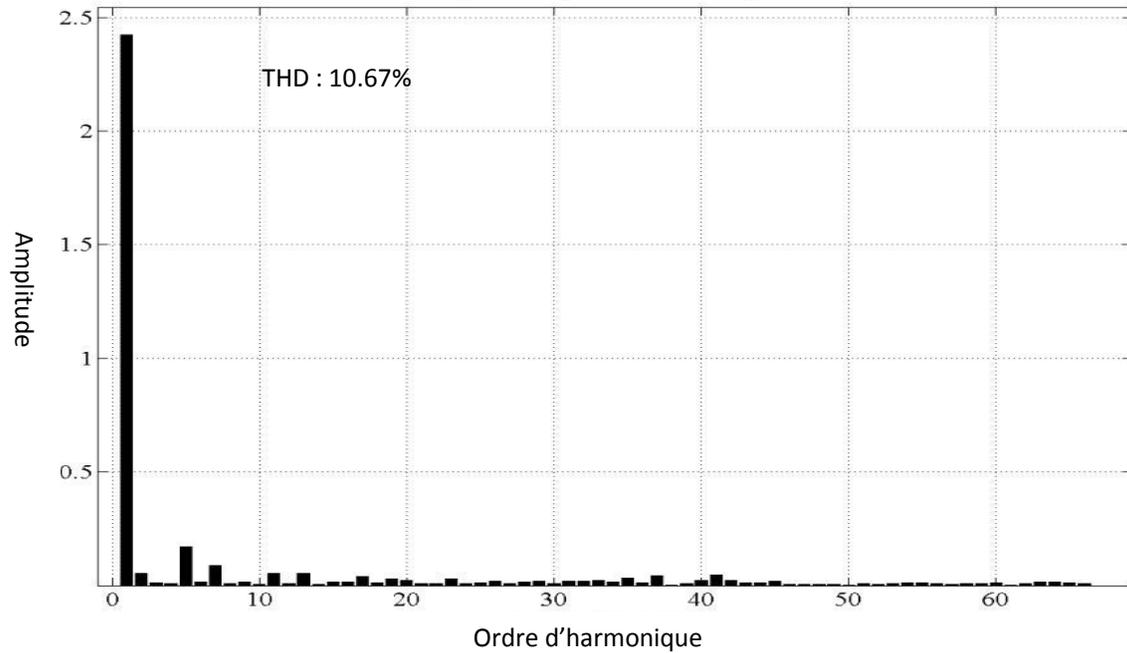


Figure IV.80: Spectre du courant de source

Cette commande a réussi à forcé la tension du condensateur à suivre sa référence avec des fluctuations très limité.

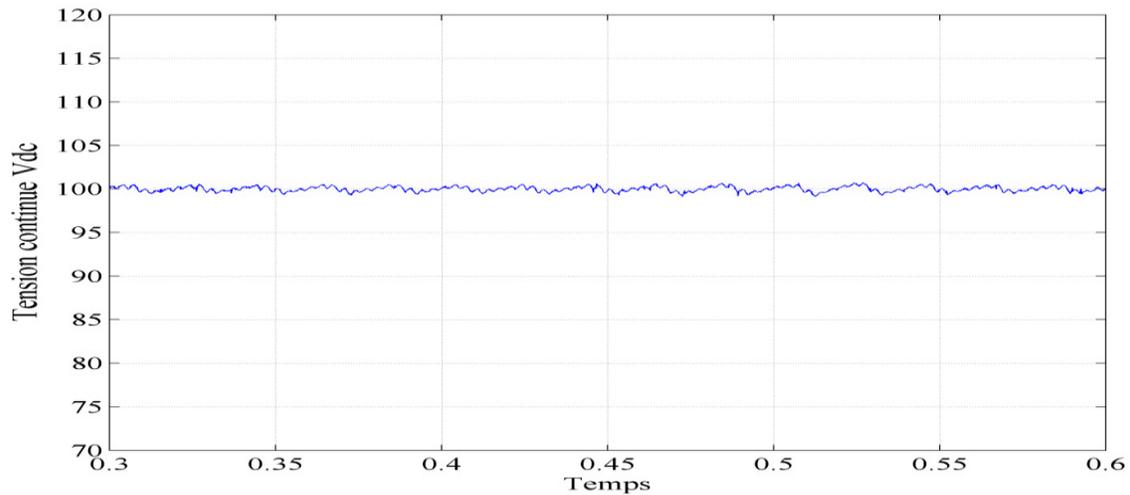


Figure IV.81: La tension Continue

V.3.5.1.3. Commande directe avec SMC :

La deuxième commande qui on a réussi à implémenter c'est la commande directe avec un SMC. Les résultats sont présentés par les Figure IV.82Figure IV.86

Les figures, représente de haut en bas et pour la phase a, le courant de la charge i_{ca} , le courant référence i_{fa}^* , le courant injecté par le filtre actif i_{fa} et le courant de source après filtrage i_{sa} .

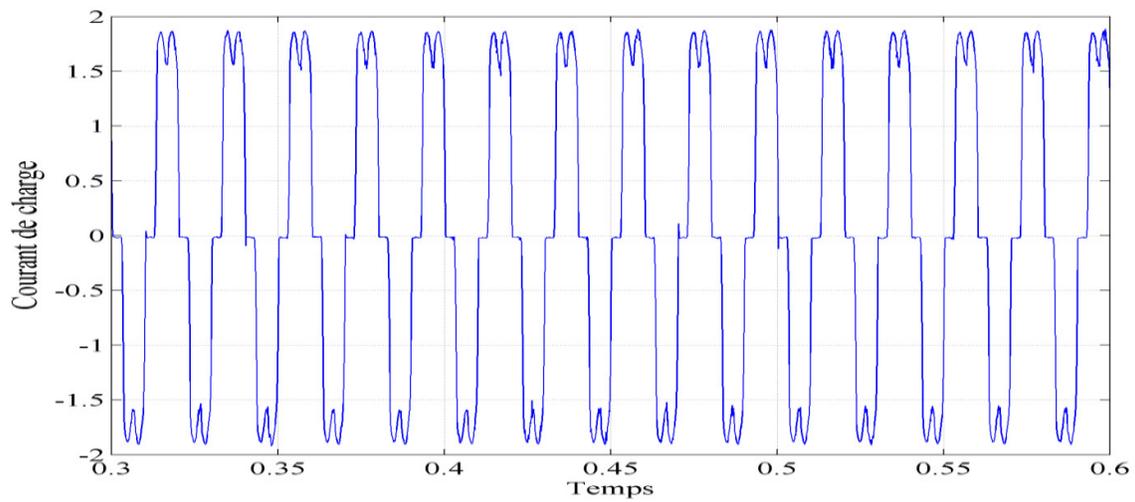


Figure IV.82: Courant de charge

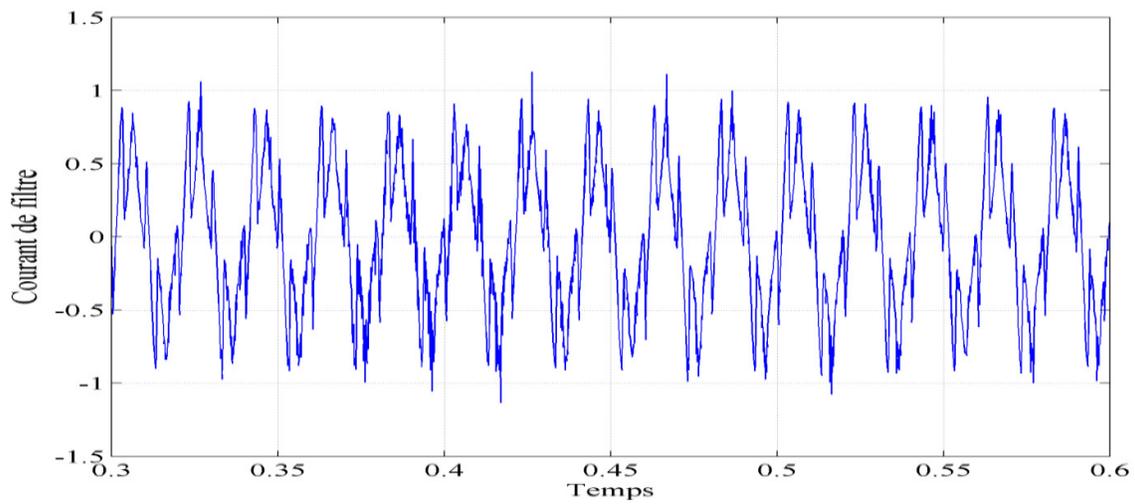


Figure IV.83: Courant de filtre

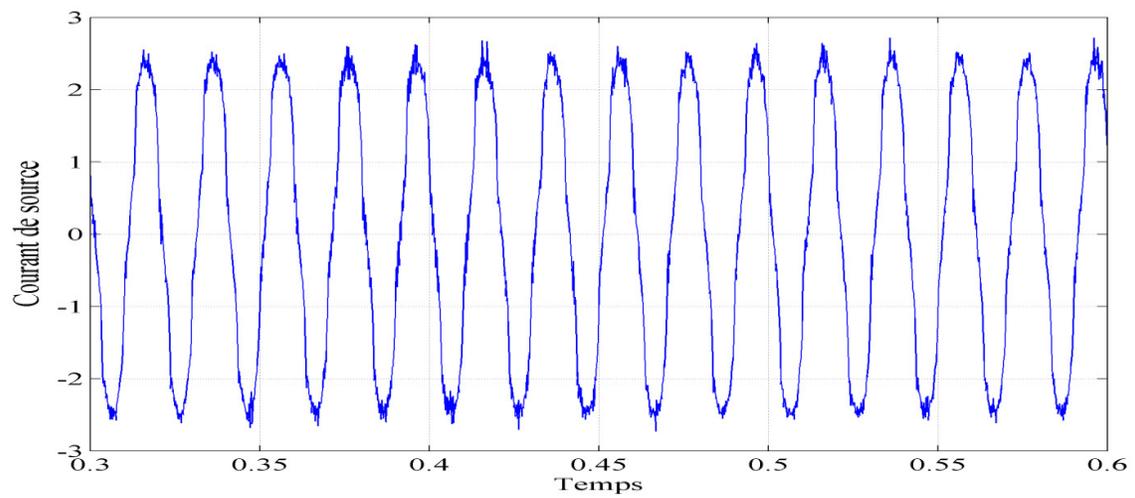


Figure IV.84: Courant de source

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

La Figure IV.74 présente les spectres harmoniques des courants, Le *THD* du courant de source passe de 27% avant le filtrage à 9.61% après filtrage.

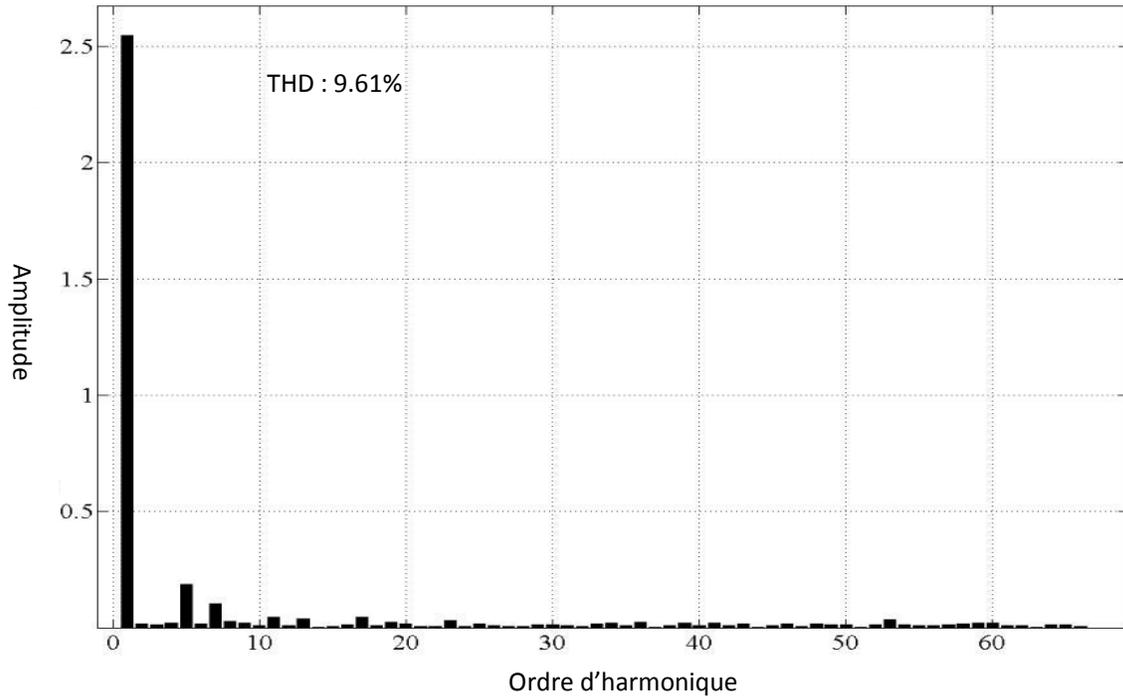


Figure IV.85: Spectre du courant de source

La tension *Vdc* est régulée avec une erreur de 5%, mais elle est maintenue constante avec des fluctuations limitées, ce qui est très important pour le fonctionnement du filtre.

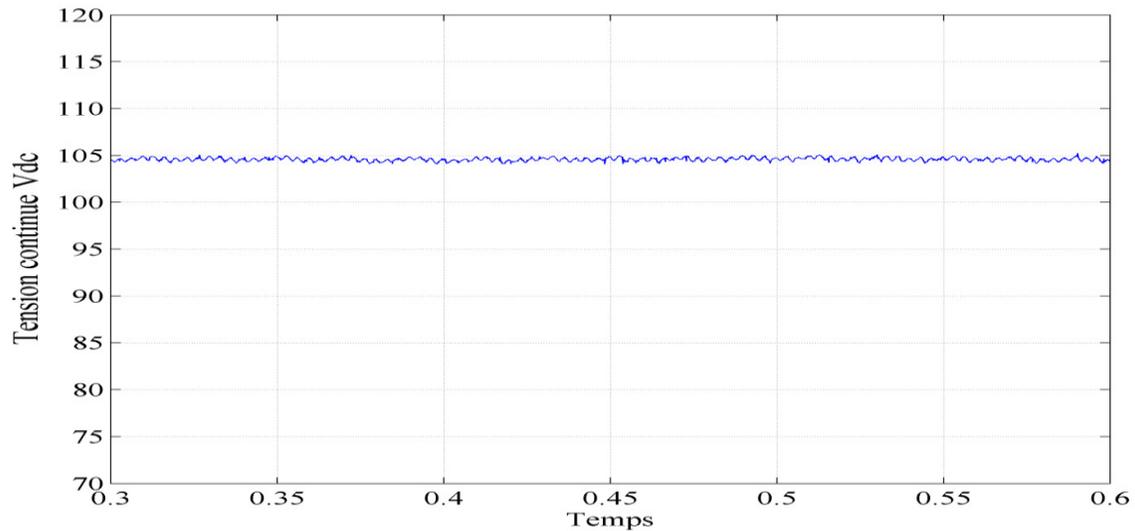


Figure IV.86: La tension Continue

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

V.3.5.1.4. Discussion des résultats :

Les trois méthodes présentent des bonnes performances, la dégradation de ces performances par rapport à la simulation est due au plusieurs facteurs :

- La limitation en courant imposé par nos équipements (le courant max des inductances est de $3A$),
- Les résistances très élevé (dans un système réel elles sont de l'ordre de $m\Omega$),
- Le bruit causé par les capteurs de courant et de tension,
- Le temps de calcule limité par la *dSPACE*,
- La perturbation de la tension d'alimentation du réseau.

Malgré ces limitations, notre filtre reste très prometteur en réduisant le *THD* de 27.2% au 9.61% , 10.47% , 10.67% respectivement *SMC*, *STF*, *PI*. La tension V_{dc} est maintenue constante autour de sa référence, excepte la *SMC* ou il y a une légère erreur statique.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord analysé les performances des quatre méthodes d'extraction d'harmonique ; les simulations nous a montré que toutes les quatre ont des bonnes performances, mais celles de la méthode des puissances instantanées ce dégrade largement sous des conditions non-sinusoïdales, les simulations nous a montré aussi la capacité des méthodes directes à compenser la puissance réactive.

Ensuite nous avons détaillé pas à pas la mise en œuvre de notre prototype; l'étape cruciale était de s'assure que le *SVM* avec le *TMS320F240* peuvent bien suivre les références de courant, cela nous a permis de travaillé avec une fréquence de commutation de $20kHz$ au lieu de se limiter au $3kHz$ à cause de limitation de calcule de *dSPACE*.

Afin de vérifier les performances de la méthode *SVM*, nous avons réalisé deux essais pratiques préliminaires. Lors de ces deux essais, nous avons observé que le courant produit par le filtre actif suivait effectivement sa référence. Ensuite, nous avons étudié expérimentalement le système complet.

Puisque la tension d'alimentation de notre laboratoire est perturbée, nous avons éliminé la méthode de puissance instantanée conventionnelle, les trois autres étaient implémenter et tester.

La période d'échantillonnage minimale a été limitée à $150\mu s$ par le système *dSPACE* compte tenu du temps de calcul nécessaire à l'établissement des références. La diminution de

Chapitre IV: Résultats de simulation et d'expérimentation

cette période permettrait d'augmenter le nombre d'échantillons par période du signal réseau, ce qui améliorerait encore les performances expérimentales du filtre.

Nos expériences nous ont montré l'avantage de la *SMC* face aux autres méthodes.

*Conclusion
Générale*

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

Nous avons énuméré les causes de la pollution harmonique sur les réseaux, les effets ainsi que les moyens existants qui permettent de minimiser ces effets. Différentes topologies de filtre actif ont été examinées. Une attention particulière a été portée sur les différents algorithmes de commande du filtre actif de puissance. Par le biais des outils de simulation MATLAB/Simulink/*SimPowerSystems*, il a été possible de comparer les performances de compensation de ces différents algorithmes.

À l'aide de la carte *dSPACE*, un prototype de filtre actif a été réalisé, ce qui constitue la contribution majeure de ce travail.

Dans le but d'atteindre nos objectifs de régulation en terme de robustesse de stabilité et en performance, Une étude comparative des trois méthodes de commande nous a permis de constater que la commande non-linéaire (la *SMC*) présente les meilleures performances comparées à ceux des deux autres (commande *PI* directe et commande basée sur le *STF*) en terme de compensation des harmoniques de courant, du facteur de puissance et des performances en régime dynamique et statique.

Il reste à souligner que la commande basée sur le *STF* présente les meilleures performances de filtrage.

En résumé, les filtres actifs de puissance ont de meilleures performances de compensation que les filtres passifs conventionnels. En effet, ils sont beaucoup moins influencés par les variations de fréquence des harmoniques ainsi que de l'impédance de ligne. Il existe une grande variété de configuration pour le filtre actif. Le filtre actif parallèle à structure de tension a été étudié. Différentes stratégies de commande ont été étudiées et simulées afin d'examiner quelques-unes de leurs caractéristiques. Les algorithmes de commande utilisés ont été basés sur la méthode des puissances instantanées. Une comparaison entre les

performances de compensation en régime transitoire et permanent, ainsi que le temps de réponse en régime transitoire a été effectuée.

L'utilisation d'outils permettant la simulation de système sous l'influence d'harmoniques s'avère fort utile tant pour la compréhension et l'analyse de ces systèmes. Le prototypage est également très important dans le domaine de la conception de moyens de mitigation pour ces harmoniques. La mise en œuvre d'un modèle temps réel de filtre actif rendra possible l'étude de divers types d'algorithmes de commande, de différentes topologies ainsi que l'évaluation de l'efficacité de compensation de ceux-ci dans des réseaux plus élaborés. De plus, ce modèle pourra servir éventuellement de point de départ afin de réaliser le prototypage rapide de la carte de contrôle du filtre actif.

Travaux futurs

Il serait très intéressant, dans la suite de notre travail, la mise en œuvre d'un prototype d'un filtre actif série, combiné à notre prototype permet de construire un *UPQC* qui peut éliminer tous le problème lie à la qualité d'énergie électrique. Cela serait une solution aux problèmes futurs liés à l'utilisation d'une énergie hybride (éolienne et solaire) connue pour leur génération d'harmoniques.

*Référence
bibliographique*

- [1] H. Sasaki et T. Machida, « A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation—Considerations on Basic Design », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 90, n^o. 5, p. 2009-2019, sept. 1971.
- [2] E. Felice et P. Révilla, *Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique*. Dunod, 2009.
- [3] H. Akagi, E. H. Watanabe, et M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1^{er} éd. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [4] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*, 1^{er} éd. Wiley, 2008.
- [5] A. Emadi, A. Nasiri, et S. B. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*, 1^{er} éd. CRC Press, 2004.
- [6] E. Andreas, *Power Quality*. InTech, 2011.
- [7] B. Singh, K. Al-Haddad, et A. Chandra, « A review of active filters for power quality improvement », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n^o. 5, p. 960-971, oct. 1999.
- [8] Yong Wang, Fuhua Ye, et Miao Guan, « Three-phase active power filter based on simplified space vector control », in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008*, 2008, p. 2008-2011.
- [9] M. Abdulalam, P. Poure, et S. Saadate, « Hardware implementation of a three-phase active filter system with harmonic isolation based on self-tuning-filter », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, 2008, p. 2875-2881.
- [10] M. M. Abdulalam, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », thesis, Nancy 1, 2008.
- [11] S.-H. Shahalami, « Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable », Thèse de doctorat, 2001.
- [12] A. Hamadi, « Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution », 2010.
- [13] H. Akagi et R. Kondo, « A transformerless hybrid active filter using a three-level pulsewidth modulation (PWM) converter for a medium-voltage motor drive », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n^o. 6, p. 1365–1374, 2010.
- [14] H. Fujita et H. Akagi, « The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, n^o. 2, p. 315-322, mars 1998.
- [15] M. Kesler et E. Ozdemir, « Synchronous-Reference-Frame-Based Control Method for UPQC Under Unbalanced and Distorted Load Conditions », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o. 9, p. 3967-3975, sept. 2011.
- [16] L. Benchaita, S. Saadate, et others, « A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation », *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 14, n^o. 2, p. 642–647, 1999.
- [17] T. A. George et D. Bones, « Harmonic power flow determination using the fast fourier transform », *IEEE Power Engineering Review*, vol. 11, n^o. 4, avr. 1991.
- [18] M. El-Habrouk et M. Darwish, « Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs », in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 2001, vol. 148, p. 21–28.
- [19] N. Mariun, A. Alam, S. Mahmud, et H. Hizam, « Review of control strategies for power quality conditioners », in *Power and Energy Conference, 2004. PECon 2004. Proceedings. National*, 2004, p. 109- 115.
- [20] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. . da Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, et S. U. Ahn, « A Digital PLL Scheme for Three-Phase System Using Modified Synchronous Reference Frame », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n^o. 11, p. 3814-3821, nov. 2010.

- [21] B. Singh, K. Al-Haddad, et A. Chandra, « Active power filter with sliding mode control », *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 144, n^o. 6, p. 564, 1997.
- [22] N. Mabrouk, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, et S. Rahmani, « Sliding mode control of a 3-phase-shunt active power filter », p. 597-601.
- [23] M. Rezkallah, « Amélioration de la qualité d'énergie fournie au réseau autonome hybride éolien-diesel », 2010.
- [24] S. Karimi, « Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage », Nancy I, 2009.
- [25] Z. Shu, Y. Guo, et J. Lian, « Steady-state and dynamic study of active power filter with efficient FPGA-based control algorithm », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, n^o. 4, p. 1527–1536, 2008.
- [26] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*, 1er éd. Wiley, 2008.
- [27] I. F II, « IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems », 1993.
- [28] S. Beaulieu, « Étude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », Université du Québec à Chicoutimi Chicoutimi, 2007.
- [29] M. Magraoui, « Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle », 2007.
- [30] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, et S. Saadate, « New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions », *Electric Power Systems Research*, vol. 79, n^o. 5, p. 759-765, mai 2009.
- [31] M. Abdusalam, P. Poure, et S. Saadate, « Study and experimental validation of harmonic isolation based on High Selectivity Filter for three-phase active filter », in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008*, 2008, p. 166-171.
- [32] « DSPACE », 29-janv-2012. [Online]. Available: <http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>.
- [33] R. Inzunza et H. Akagi, « A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, p. 893–900, 2005.
- [34] K. P. Sozanski, « Three-phase harmonic compensation using the sliding DFT algorithm », in *Power Tech, 2005 IEEE Russia*, 2005, p. 1–6.
- [35] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, et P. Mehta, « Active power filters: A review », *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, n^o. 5, p. 403, 2000.
- [36] S.-C. Tan, Y.-M. Lai, et C.-K. Tse, *Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation*, 1^{er} éd. CRC Press, 2011.
- [37] Utkin, *Sliding Modes in Control & Optimization*, 1^{er} éd. Springer/Sci-Tech/Trade, 1992.
- [38] B. N. Singh, « Sliding mode control technique for indirect current controlled active filter », in *IEEE Region 5, 2003 Annual Technical Conference*, 2003, p. 51– 58.
- [39] B. N. Singh, B. Shigh, A. Chandra, et K. Al-Haddad, « DSP based implementation of sliding mode control on an active filter for voltage regulation and compensation of harmonics, power factor and unbalance of nonlinear loads », *Industrial Electronics Society*, 1999, vol. 2, p. 855–860.
- [40] P. Karuppanan et K. Mahapatra, « PLL with PI, PID and Fuzzy Logic Controllers based shunt Active Power Line Conditioners », in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India*, 2010, p. 1–6.

- [41] J. A. Suul, K. Ljokelsoy, et T. Undeland, « Design, tuning and testing of a flexible PLL for grid synchronization of three-phase power converters », in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, p. 1–10.
- [42] S. A. Mussa et H. B. Mohr, « Three-phase digital PLL for synchronizing on three-phase/switch/level boost rectifier by DSP », in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 5, p. 3659– 3664 Vol.5.