



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI - CONSTANTINE

FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

N° Série :

N° d'ordre :

THÈSE

*Pour l'obtention du diplôme de Doctorat troisième Cycle LMD
En Électrotechnique*

Option: ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée Par

Abdelfettah BOUSSAID

Master en Électrotechnique

THÈME

**Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux
électriques. Contribution à l'amélioration de
l'énergie électrique**

Soutenu le : 05 \ 01 \ 2017

devant le jury :

Président

BENALLA Hocine

Prof.

U. F. M. Constantine

Rapporteur

KHEZZAR Abdelmalek

Prof.

U. F. M. Constantine

Examineurs

CHAABI Abdelhafid

Prof.

U. F. M. Constantine

BOUZEKRI Hacene

MCA

U. 20 Août 1955 Skikda

KRIM Fateh

Prof.

U. Setif 1

Avant propos

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein de l'équipe 4 du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC) sous la direction du Professeur Abdelmalek KHEZZAR.

J'exprime une très grande gratitude à Abdelmalek KHEZZAR le directeur de thèse d'avoir bien voulu m'encadrer, un réel plaisir de travailler avec lui, ses conseils pendant toute la durée de ce mémoire étaient toujours judicieux.

Mes remerciements vont également au président du jury Monsieur Hocine BENALLA professeur à l'université des frères Mentouri Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Ainsi que Messieurs : Abdelhafid CHAABI professeur à l'université des frères Mentouri Constantine, Hacene BOUZEKRI maître de conférence à l'université du 20 Août 1955 Skikda et Fateh KRIM professeur à l'université du Setif 1 pour avoir accepté de consacrer du temps à mon travail et pour avoir participé à mon jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Ahmed-Lokmane NEMMOUR maître de conférence à l'université des frères Mentouri Constantine pour sa disponibilité, ses conseils et nos discussions qui ont été assez fructueuses ainsi que pour m'avoir fait bénéficier de ses connaissances.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Messieurs Mohamed BOUCHERMA, Mohamed El Kamel OUMAAMAR et Lamri LOUZE mes enseignants à l'université des frères Mentouri Constantine.

J'adresse aussi mes remerciements à Abderaouf BOUMASSATA, Fatima BABAA et Yacine MAOUCHE.

je remercie vivement tous les membres du laboratoire LEC spécialement tous mes collègues qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de cette thèse : Abdelbaki CHEROUANA, Mohamed-Amine MOUSSA, Fekhr-Eddine HAMADOUCHE, Mehdi OUILI, Fouad MOUALKIA, Abderezzak LESHAB et Seif CHELLI.

Ensuite, je voudrais remercier vivement Mes chers parents qui m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes études pendant ces longues années, mes frères et sœurs, et toute ma famille

Enfin, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réussite de ce travail.

Je dédie ce mémoire

À ma femme

À mes chers parents

À mes frères et sœurs

À ma belle famille

Table des matières

Avant propos	iii
Table des matières	vi
Liste des tableaux	vii
Liste des figures	viii
Introduction générale	1
1 Généralités sur les perturbations des réseaux électriques.	5
1.1 Introduction	5
1.2 Les perturbations des réseaux électriques	5
1.3 Les techniques de dépollution des réseaux électriques	11
1.4 Les solutions traditionnelles	12
1.5 Les solutions modernes	17
1.6 Les principaux types de filtres	19
1.7 Les principales combinaisons possibles	20
1.8 Le choix du filtre actif parallèle	26
1.9 Présentation du matériel expérimental	27
1.10 Conclusion	34
2 Filtre actif parallèle, principe de contrôle et dimensionnement.	37
2.1 Introduction	37
2.2 Principe de filtrage actif parallèle	37
2.3 Description générale du filtre actif parallèle à structure tension	39
2.4 Stratégies de commande du filtre actif parallèle	51
2.5 Simulation de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante	51
2.6 Influence des paramètres	63
2.7 Conclusion	64
3 Techniques d'extraction des courants harmoniques	67
3.1 Introduction	67
3.2 Méthode des puissances active et réactive instantanées	68
3.3 Méthode du référentiel synchrone (SRF)	82
3.4 Méthode du filtre Notch	85
3.5 Méthode basée sur le filtre multi variable (FMV)	89
3.6 Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques	93
3.7 Conclusion	96
4 Mise en œuvre de la commande du filtre actif à structure de tension	97

4.1	Introduction	97
4.2	Détection des séquences positive et négative de tension	97
4.3	La méthode proposée pour le calcul des références	100
4.4	Résultats de simulation avec le déséquilibre de la tension du réseau	108
4.5	Résultats expérimentaux avec le déséquilibre de la tension du réseau	111
4.6	Commande du filtre actif parallèle par les différentes méthodes	114
4.7	conclusion	125
Conclusion		127
Bibliographie		129
A	Discrétisation des différentes bloques utilisés	139
Résumé		143
Abstract		145

Liste des tableaux

1.1	Quelques convertisseurs statiques et l'allure des courants engendrés [1]	9
1.2	Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension [2].	11
1.3	Limites IEEE des émissions de courants harmoniques [2].	11
1.4	Catégories et caractéristiques typiques des phénomènes électromagnétiques de système d'alimentation [3].	12
2.1	Tensions en sortie de l'onduleur.	43
3.1	Résultats de simulation : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.	94
3.2	Résultats expérimentaux : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.	94
3.3	Résultats de simulation : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.	95
3.4	Résultats expérimentaux : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.	95
3.5	Résultats de simulation : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.	96
3.6	Résultats expérimentaux : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.	96
4.1	Les paramètres du système simulé.	114
4.2	Résultats de simulation : THDs des courant de la source et courants compensés pour les différentes méthodes, cas d'un déséquilibre $\pm 10\%$	122
4.3	Résultats expérimentaux : THDs des courant de la source et courants compensés pour les différentes méthodes-cas d'un déséquilibre $\pm 10\%$	123

Liste des figures

1.1	Conducteurs de neutres surchargés.	13
1.2	Schéma de principe d'un redresseur à deux ponts décalés.	13
1.3	Schéma de principe d'un filtre passif série-(a), filtre passif parallèle-(b).	14
1.4	Schéma de principe d'un filtre résonant.	15
1.5	Schéma de principe d'un filtre amorti.	16
1.6	Schéma de principe d'un filtre passif série.	17
1.7	Schéma de principe d'un filtre actif.	18
1.8	Schéma de principe d'un filtre actif à source de courant.	19
1.9	Schéma de principe d'un filtre actif à source de tension.	20
1.10	Schéma de principe d'un filtre actif monophasé.	21
1.11	Schéma de principe d'un filtre actif triphasé à trois fils.	21
1.12	Schéma de principe d'un filtre actif triphasé à quatre fils.	23
1.13	Schéma de principe d'un filtre actif série.	23
1.14	Schéma de principe d'un UPQC.	24
1.15	Schéma de principe d'un filtre hybride (actif parallèle et passif parallèle).	24
1.16	Schéma de principe d'un filtre hybride (actif série et passif parallèle).	25
1.17	Schéma de principe d'un filtre hybride (Mise en série actif et passif).	26
1.18	Redresseur triphasé à base de diodes.	28
1.19	L'architecture de la carte DS1104.	28
1.20	La carte analogique d'interface dSPACE Onduleur.	29
1.21	Schéma du premier essai expérimental.	30
1.22	Résultat expérimental : courant de référence i_{fab}^* et le courant du filtre actif i_{fab}	31
1.23	Schéma du deuxième essai expérimental.	31
1.24	Résultat expérimental : tensions d'alimentation, tension du bus continu, courant de référence et l'erreur du courant.	32
1.25	Résultat expérimental : tensions d'alimentation, tension du bus continu, courant de référence et l'erreur du courant.	32
1.26	Schéma du troisième essai expérimental.	33
1.27	Résultat expérimental : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	33
1.28	Banc d'essai.	34
2.1	Schéma de principe du filtre actif parallèle.	38
2.2	Formes des courants de : A- la charge non linéaire, B- la source et C- de la référence injectée.	38
2.3	Structure générale d'un FAP à structure tension.	39
2.4	Filtre actif parallèle à structure tension.	40
2.5	Interrupteurs équivalents.	41

2.6	Représentation vectorielle des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension.	43
2.7	Schéma de la régulation des courants du filtre.	44
2.8	Schéma simplifié de la régulation des courants du filtre.	45
2.9	Diagramme de Bode d'un régulateur PI.	46
2.10	Diagramme de Bode d'un régulateur Pass Bas.	47
2.11	Boucle de régulation de la tension continue.	47
2.12	Principe de contrôle du courant par MLI.	48
2.13	Commande des interrupteurs par MLI.	48
2.14	MLI naturelle.	49
2.15	Principe de contrôle du courant par hystérésis.	50
2.16	Commande des interrupteurs par hystérésis.	50
2.17	Schéma synoptique de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante.	52
2.18	Schéma synoptique du réseau électrique.	52
2.19	Charges non linéaires triphasées typiques et leurs signaux d'entrée : a- un redresseur à thyristors débitant une charge RL, b- un redresseur à diode débitant une charge RC.	53
2.20	Modèle du schéma équivalent d'une phase : a- charge non linéaire à source de courant harmonique représentée par le schéma de Norton équivalent, b- charge non linéaire à source de tension harmonique représentée par le schéma de Thevenin équivalent [4].	54
2.21	Application d'un filtre actif parallèle à une charge non linéaire à source de courant harmonique représenté en Norton équivalent [4].	55
2.22	Formes d'ondes-conditions équilibrées- de haut en bas : les tensions du réseau électrique, les courants de la charge polluante.	58
2.23	Formes d'ondes-conditions équilibrées- de haut en bas :le courant de référence et le courant injecté par le filtre actif.	59
2.24	Formes d'ondes-condition équilibrées- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.	59
2.25	Formes des spectres du courant-condition équilibrées- de haut en bas : spectre du courant de la charge polluante et spectre du courant filtré	60
2.26	Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas : les tensions du réseau électriques, les courants de la charge polluante.	60
2.27	Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas :le courant de référence et courant injecté par le filtre actif.	61
2.28	Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.	61
2.29	Formes des spectres du courant-conditions déséquilibrées- de haut en bas : spectre du courant de la charge polluante et spectre du courant filtré	61
2.30	Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas : les tensions du réseau électrique, les courants de la charge polluante.	62
2.31	Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas :le courant de référence et courant injecté par le filtre actif.	62
2.32	Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.	63
2.33	Variation du THD % en fonction de l'inductance de découplage.	63
2.34	Variation du THD % en fonction de la tension continu.	64
2.35	Variation du THD % en fonction de la largeur de la bande.	64

3.1	Représentation vectorielle des puissances.	72
3.2	La composante alternative de la puissance obtenu par un filtre pass bas. . .	75
3.3	Diagramme de Bode d'un FPB.	75
3.4	Représentation des différents composantes de la puissance active au sortie d'un filtre FPB.	76
3.5	Représentation des différents composantes de la puissance réactive au sortie d'un filtre FPB.	76
3.6	Diagramme de génération des courants de référence par la méthode pq . . .	77
3.7	Génération des composantes $6k$ de la puissance par des tensions équilibrées.	78
3.8	Variation du THD du courant de référence fondamental en fonction de ω_c et ζ	79
3.9	Variation du temps de réponse du courant de référence fondamental en fonction de ω_c et ζ	79
3.10	Génération des composantes de la puissance par des tensions déséquilibrées.	80
3.11	Résultat de simulation : les puissances actives et réactives obtenues dans des conditions de tensions équilibrés et déséquilibrés.	81
3.12	Résultat expérimental : les puissances actives et réactives obtenues dans des conditions des tensions équilibrés et déséquilibrés.	81
3.13	Résultat de simulation : de haut en bas (PQ) : les tensions de la source distordus, les courants de la charge non linéaire, courant harmonique de référence et le courant fondamental extrait.	81
3.14	Résultat expérimental : de haut en bas (PQ) : les tensions de la source distordus, les courants de la charge non linéaire, courant harmonique de référence et le courant fondamental extrait.	82
3.15	Diagramme de génération des courants de référence par la méthode du différentiel synchrone.	83
3.16	Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ	84
3.17	Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ	84
3.18	Courant harmonique de référence i_d donné par l'équation (3.41).	85
3.19	Courant harmonique de référence i_q donné par l'équation (3.42).	85
3.20	Diagramme de génération des courants harmoniques de référence par le filtre Notch.	86
3.21	Diagramme de Bode d'un Notch filtre.	87
3.22	Courant harmonique de référence $i_{a_{ref}}$ filtré par Notch filtre.	88
3.23	Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ	89
3.24	Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ	89
3.25	Diagramme de Bode du filtre FMV.	90
3.26	Diagramme de blocs de génération des courants de référence par le filtre FMV.	91
3.27	Le courant fondamental i_α obtenu par le filtre FMV.	92
3.28	Le courant fondamental i_β obtenu par le filtre FMV.	92
3.29	Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction du paramètre k	93
3.30	Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction du paramètre k	93

3.31 Courants de la charge non linéaire (haut) et leurs spectres normalisés (bas).	94
3.32 Le régime transitoire de la composante fondamentale (de haut en bas) : FPB et FPH pour les méthodes PQ, le Notch filtre et le filtre FMV.	95
4.1 Schéma de principe de boucle à verrouillage de phase (PLL).	99
4.2 Schéma d'implémentation pour la génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre <i>FMV</i>	100
4.3 Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre <i>FMV</i> -signaux d'entrées équilibrés en absence des harmoniques-, de haut en bas : tensions équilibrées, les signaux au sortie du <i>FMV</i> et les sinus et cosinus obtenus.	101
4.4 Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre <i>FMV</i> -signaux d'entrée équilibrés en présence des harmoniques-, de haut en bas : tensions distordues, les signaux au sortie du <i>FMV</i> et les sinus et cosinus obtenus.	102
4.5 Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre <i>FMV</i> -signaux d'entrées déséquilibrés en présence des harmoniques-, de haut en bas : tensions distordues, les signaux au sortie du <i>FMV</i> et les sinus et cosinus obtenus.	103
4.6 Schéma de la méthode de la valeur moyenne.	106
4.7 Calcul de la pente de la valeur moyenne.	106
4.8 La composante continue de la puissance active obtenue par les trois méthodes.	107
4.9 L'évolution du <p>erreur en fonction de nombre des points d'acquisition pour deux degrés de distorsion d'un système triphasé	108
4.10 Les composantes continues des puissances active corrigés par la régulation du bus continu (haut), tension du bus continu (bas).	108
4.11 Diagramme block de la méthode proposée.	109
4.12 Résultats de génération des courants harmonique en utilisant de haut en bas : la théorie PQ, la méthode proposée de la valeur moyenne et la valeur moyenne optimisée.	109
4.13 La structure des tensions déséquilibrées.	110
4.14 Résultats de simulation : les tensions déséquilibrées simulée et leurs angle de phase.	110
4.15 Résultats de simulation : Les tensions de la séquence positive extraites et leur angle de phase	111
4.16 Résultats de simulation : Les tensions de la séquence négative extraites et leur angle de phase	111
4.17 Résultat expérimental : les tensions déséquilibrées et leurs angle de phase.	112
4.18 Résultat expérimental : Les tensions de la séquence positive extraites et leur angle de phase.	112
4.19 Résultat expérimental : Les tensions de la séquence négative extraites et leur angle de phase	113
4.20 Résultats de simulation : les amplitudes de la séquence positive obtenue par la méthode PQ et la méthode de la valeur moyenne.	113
4.21 Résultats expérimentaux : les amplitudes de la séquence positive obtenue par la méthode PQ et la méthode de la valeur moyenne.	114
4.22 Résultats de simulation : tensions de source, courant de source et son spectre harmonique	115
4.23 Résultats expérimentaux : tensions de source, courant de source et son spectre harmonique	115
4.24 Résultats de simulation-méthode pq : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).	116

4.25	Résultats expérimentaux-méthode pq : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	116
4.26	Résultats de simulation-méthode pq : les courants filtrés et son spectre harmonique.	117
4.27	Résultats expérimentaux-méthode pq : les courants filtrés et son spectre harmonique.	117
4.28	Résultats de simulation-méthode RS : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	117
4.29	Résultats expérimentaux-méthode RS : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	118
4.30	Résultats de simulation-méthode RS : les courants filtrés et son spectre harmonique.	118
4.31	Résultats expérimentaux-méthode RS : les courants filtrés et son spectre harmonique.	118
4.32	Résultats de simulation-méthode du filtre Notch : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	119
4.33	Résultats expérimentaux-méthode du filtre Notch : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	119
4.34	Résultats de simulation-méthode du filtre Notch : les courants filtrés et son spectre harmonique.	120
4.35	Résultats expérimentaux-méthode du filtre Notch : les courants filtrés et son spectre harmonique.	120
4.36	Résultats de simulation-méthode proposée : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	120
4.37	Résultats expérimentaux-méthode proposée : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).	121
4.38	Résultats de simulation-méthode proposée : les courants filtrés et son spectre harmonique.	121
4.39	Résultats expérimentaux-méthode proposée : les courants filtrés et son spectre harmonique.	121
4.40	Résultats de simulation : tensions de la source déséquilibrée, courant de la source perturbé.	122
4.41	Résultats expérimentaux : tensions de la source déséquilibrée, courant de la source perturbé.	122
4.42	Résultats de simulation-tension de source déséquilibrée $\pm 10\%$ -(de haut en bas) courants compensés par : méthode pq, méthode RS, méthode du Notch et la méthode proposée.	123
4.43	Résultats expérimentaux-tension de source déséquilibrée $\pm 10\%$ -(de haut en bas) courants compensés par : méthode pq, méthode RS, méthode du Notch et la méthode proposée.	123
4.44	Résultats de simulation, de haut en bas : courant de la charge, courant de référence, courant du filtre et courant filtré.	124
4.45	Résultat expérimental, de haut en bas : courant de la charge, courant de référence, courant du filtre et courant filtré.	124

Introduction générale

Dans un système triphasé idéal, les tensions et les courants sont des ondes à fréquence et amplitude constantes. Par contre, les courants de phase générés par une charge non-linéaire reliée à un système d'alimentation triphasé idéale par l'intermédiaire d'un réseau de transmission ne sont pas sinusoïdaux, mais se composent de la superposition de plusieurs harmoniques et inter-harmoniques. Par définition, l'harmonique est une composante sinusoïdale périodique et sa fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale, tandis qu'inter-harmonique se réfère à n'importe quel élément de signal avec une fréquence qui n'est plus multiple de la fréquence fondamentale. Les courants déformés causent la déformation des tensions du système de distribution.

Les éléments non-linéaires causant une déformation à l'alimentation électrique sont nombreux tels que les convertisseurs électriques, les consommateurs électroniques, fours électriques à arc et les lampes à décharges électriques... Au-delà, les transformateurs et les moteurs peuvent également causer une déformation due à leurs caractéristiques non-idéales. Bien que les charges non-linéaires existent pendant des décennies, non seulement les équipements industriels de haute puissance, mais également les appareils électriques de faible puissance. Bien qu'une application de faible puissance ne provoque pas une déformation notable en comparaison par exemple à un four électrique à arc, plusieurs dispositifs de basse puissance fonctionnant simultanément peuvent poser des problèmes assez sévères.

Les tensions et les courants distordus ont plusieurs effets nocifs, tels que, la génération des résonances entre les inductances et les capacités du réseau d'alimentation, les surintensités du courant et surtensions dans les moteurs et les générateurs. Dans les transformateurs, les courants déformés causent l'échauffement et les vibrations mécaniques, ce qui mène en plus aux effets thermiques et mécaniques qui dégradent l'isolant. La déformation réduit également, l'exactitude de divers instruments de mesure et dégrade les caractéristiques de fonctionnement de la protection du système d'alimentation. En plus, les systèmes de communication et les consommateurs électroniques peuvent être perturbés ou endommagés.

Les filtres passifs ont été traditionnellement utilisés pour atténuer la déformation due aux courants harmoniques dans les systèmes d'alimentation industriels, mais leurs perfor-

mances dépendantes de l'impédance du système et du courant harmonique de la charge non-linéaire, les rendent inefficaces sous certaines conditions et laissent des possibilités aux propagations des harmoniques dans le système d'alimentation.

Pour remédier à ces inconvénients, les filtres actifs de puissance sont introduits. Ils injectent une tension ou un courant harmonique avec une amplitude et angle de phase appropriées dans le système et compensent les harmoniques des charges non linéaires.

De nombreuses configurations de filtres actifs ont été introduites dans la littérature. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles de nos jours sont les filtres actifs parallèles, les filtres séries ou même la combinaison série-parallèle. Dans le cas où les courants de la source sont non linéaires, le filtre actif parallèle est la meilleure solution pour la réduction des perturbations de faible et moyenne puissance. Le filtrage actif est plus avantageux lorsqu'une réponse rapide est nécessaire en présence d'une charge dynamique. D'autre part, il est important de noter que les performances des filtres actifs sont profondément liées à l'algorithme de détection des références harmoniques ainsi qu'à la méthode utilisée pour la poursuite de ces références.

Le présent mémoire de thèse est organisé selon le plan suivant :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des perturbations dans les réseaux électriques d'alimentation, en courant et en tension, connectés à des charges polluantes, ainsi que les origines de ces perturbations et leurs conséquences sur les installations électriques. Ensuite, quelques normes d'harmoniques sont présentées. Après, les techniques et les méthodes de dépollution des réseaux électriques sont exposées.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude du filtre actif parallèle triphasé, nous exposons les différents éléments constitutifs du filtre, les différentes boucles de commande de la tension du bus continu, et la boucle de poursuite des courants harmoniques de référence.

Dans **Le troisième chapitre**, nous présentons les stratégies les plus répandues de la détection des courants harmoniques, telle que la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode du référentiel synchrone, la méthode basée sur le filtre Notch et la méthode basée sur le filtre multi-variable. Une étude analytique détaillée de chacune de ces méthodes sera présentée pour évaluer les performances de chaque algorithme.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation du banc d'essai expérimental utilisé, ainsi que l'implantation de l'algorithme proposé pour générer les courants de références. En plus, une mise en œuvre du système complet de filtrage.

Enfin, une conclusion générale pour mettre en relief l'essentiel de cette thèse.

Chapitre 1

Généralités sur les perturbations des réseaux électriques.

1.1 Introduction

Ces dernières années, l'augmentation de l'utilisation des équipements électriques a fortement participé à la réduction de la qualité d'énergie dans les réseaux électriques. En effet, les convertisseurs statiques (semi-conducteurs, micro-ordinateur, variateurs de vitesse, etc...) sont en progression tant à l'usage industriel que domestique. L'insertion de ces convertisseurs dans les installations de conversion d'énergie électrique donne naissance à nombreuses applications qui offrent aux clients un meilleur service.

Une bonne qualité d'énergie est caractérisée par une onde de courant parfaitement sinusoïdale avec une amplitude et une fréquence constante. Par contre, ces convertisseurs affectent la qualité des courants et tensions des réseaux de distribution qui deviennent non sinusoïdaux. Ces systèmes sont des charges non-linéaires et consomment des courants non-sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une source de tension sinusoïdale.

1.2 Les perturbations des réseaux électriques

Cette partie est destinée à présenter les différents types de pollution existants dans les réseaux électriques. Les principales sources de pollution sont :

- 👉 Les variations de la tension pour une courte durée.
- 👉 Les interruptions de tension.
- 👉 Les variations de la fréquence.
- 👉 Les déséquilibres du courant et de la tension.
- 👉 Distorsion des harmoniques.

1.2.1 Les variations de tension pour une courte durée

La variation de tension de courte durée est due aux problèmes dans la fonction de quelques systèmes, les défauts peuvent augmenter ou diminuer l'amplitude de la tension ou même l'annuler au cours d'une courte période [3]. L'augmentation de la tension selon la norme IEEE 1159-1995, est définie quand l'amplitude de la tension varie entre 110 à 180 % de sa valeur nominale et pour une durée d'une demi-période à une minute.

1.2.2 Les interruptions de tension

La coupure de la tension se produit quand la tension de charge diminue jusqu'à plus ou moins de 10 % de sa valeur nominale pour une période de temps moins d'une minute. L'interruption de tension peut être l'effet des défauts dans le système électrique, défauts dans les équipements raccordés au réseau électriques, ou au mauvais contrôle du système.

1.2.3 Les variations de fréquence

Dans les conditions normales, la fréquence du réseau de distribution doit être dans l'intervalle 50 ± 1 Hz. Les variations de la fréquence du système de distribution apparaissent chez les clients qui emploient des sources électriques auxiliaires (on cite par exemple : système solaire, station thermique). Ces variations sont rares et se produisent dans des conditions exceptionnelles comme, les défauts dans les turbines des centrales de production.

1.2.4 Les déséquilibres du courant et de la tension

Le déséquilibre d'un système triphasé s'observe lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées régulièrement de 120° les unes par rapport aux autres. Le taux de déséquilibre dans un système triphasé est défini par le rapport de l'amplitude de la séquence négative sur l'amplitude de la séquence positive, exprimé en pourcentage. Cette définition peut être appliquée pour la tension ou le courant. Typiquement le déséquilibre des tensions d'un réseau triphasé est moins de 3 %. Le déséquilibre des courants peut être considérablement plus important, particulièrement dans la présence des charges monophasées. Analytiquement, le taux du déséquilibre de tension est représenté par l'équation (1.1) [5] :

$$VUF(\text{Voltage Unbalance Factor}) = \frac{V_n}{V_p} 100\% \quad (1.1)$$

avec V_n et V_p sont les amplitudes des séquences négative et positive respectivement.

1.2.4.1 Les conséquences du déséquilibre

Le déséquilibre d'une phase de tension, peut être causé par une asymétrie d'impédances des lignes de distribution, des charges triphasées déséquilibrées, ouverture du raccordement des transformateurs en triangles, ou même de défauts non identifiés/encombrés des défauts phase-à-terre. [6–8]. Si les éventualités possibles en ce qui concerne la perturbation de tension sont prises en compte, toutes les installations industrielles auront une tension d'alimentation équilibrée. L'effet du déséquilibre de tension est tout à fait sévère, particulièrement, sur les charges entraînées par des moteurs triphasés à induction, les déséquilibres sont très cités dans la littérature [9–15].

1.2.4.2 La réglementation

Le titre de la norme EN50160 [16] est le : *caractéristiques de tension d'électricité fournies par les systèmes de distribution publique*. Le groupe BTTF68-6 du CENELEC a préparé cette norme européenne qui a été éditée pour la première fois en novembre 1994. Elle couvre les réseaux triphasés de basse et moyenne tension et spécifie les critères de qualité pour la fréquence de tension, l'amplitude, la forme d'onde et la symétrie.

La norme EN50160 fixe le taux de déséquilibre inverse admissible à 2 % sur les valeurs efficaces calculées sur 10 minutes pour 95 % du temps d'une semaine.

1.2.5 Distorsion des harmoniques

La présence des harmoniques pose beaucoup de problèmes aux systèmes d'alimentation, à cause de l'effet néfaste qu'elles ont sur l'appareillage électrique, et de plus, à la façon défavorable qui affecte la qualité d'énergie.

1.2.5.1 Les origines des harmoniques

Le nombre des charges non linéaires produisant les harmoniques a sensiblement augmenté ces dernières années. Les sources d'énergie pour les circuits à courant continu utilisées dans la plupart des appareils électriques monophasés sont la cause des courants harmoniques. Les micros ordinateurs (PCs), imprimantes, fax et tout autre dispositif de communication, les équipements médicaux, télévisions, et beaucoup d'autres charges électriques utilisées dans les environnements résidentiels et commerciaux [17].

1.2.5.2 La décomposition d'un signal périodique

L'utilisation du terme *harmonique* fait l'appel du célèbre mathématicien français *jean baptiste joseph FOURIER* (1768-1830) qu'a démontré dans son ouvrage *Théorie analytique de la chaleur* (1822) que toute fonction périodique non sinusoïdale peut être représentée par une somme de termes sinusoïdaux dont le premier à la fréquence principale de la fonction appelé fondamental et les autres ayant des fréquences multiples du fondamental

appelés harmoniques. À ces termes purement sinusoïdaux peut se rajouter une éventuelle composante continue (valeur moyenne) [18] :

$$i(t) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \cos(\omega_h t + \varphi_h) \quad (1.2)$$

La composante $I_0 \cos(\varphi_0)$ est dite la composante continue, la première composante est appelée composante fondamentale ($h = 1$). La fréquence de la composante fondamentale d'un réseau électrique stabilisé est considérée comme étant fixe (50Hz/60Hz). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques du rang h , où h indique le numéro de la composante (le rang +5 correspond au cinquième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence directe de $5 \times f_{\text{fondamentale}}$).

Le tableau (1.1) donne un exemple d'une source sinusoïdale qui alimente des convertisseurs statiques ainsi que l'allure du courant consommé par ces derniers.

1.2.5.3 Les effets des harmoniques

Une fois que les sources d'harmoniques sont bien définies, elles doivent être interprétées en termes de leurs effets sur les installations et les équipements électriques.

La résonance : la présence des condensateurs, comme ceux utilisés pour la compensation du facteur de puissance peut avoir comme effet le phénomène de résonances, qui va créer en conséquence des courants excessifs et probablement endommager ces condensateurs [19].

Les différents types de résonances ont été discutés dans la littérature telles que résonances parallèle, résonances series [20].

L'effet des harmoniques sur les machines tournantes : les tensions non sinusoïdales appliquées aux machines électriques peuvent causer un sur-échauffement de ces dernières. les moteurs fonctionnent couramment à condition que la déformation harmonique reste dans le 5% recommandé par les règlements, au dessus de cette limite ils rencontreront souvent des problèmes d'échauffement excessif.

Les tensions ou les courants harmoniques provoquent des pertes additionnelles dans les enroulements du stator et du rotor. Les pertes dans les conducteurs du stator et du rotor sont plus grandes que celles liées à l'effet Joule en raison des courants de *Foucault* et de l'effet de peau [21].

La distribution typique suivante des pertes provoquées par une charge harmonique a été enregistrée pour le cas d'une machine alimentée par un onduleur : enroulement statorique, 14.2%; les barres rotoriques, 41.2%; région de fin, 18.8%; flux oblique, 25.8% [22].

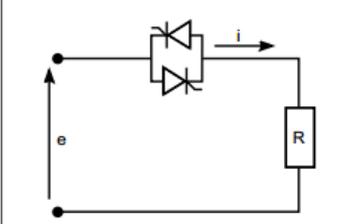
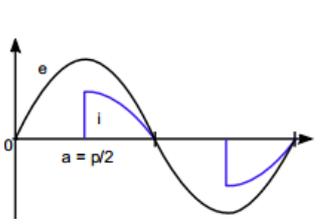
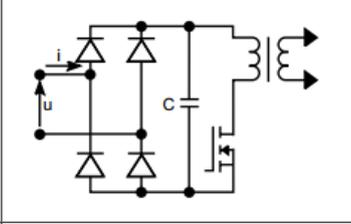
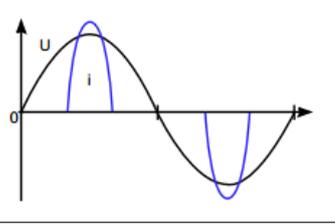
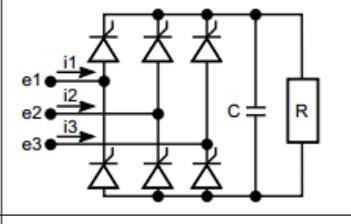
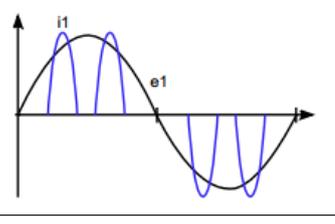
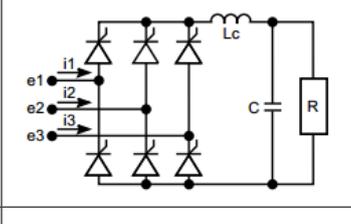
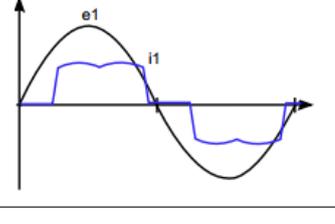
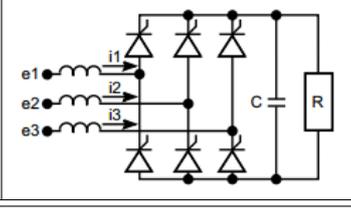
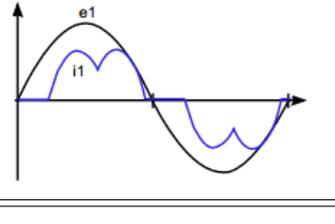
Type de convertisseur	Schéma	Allure du courant
Gradateur de lumière ou de chauffage		
Redresseur d'alimentation à découpage, par exemple : ordinateur, électroménager		
Redresseur triphasé avec condensateur en tête par exemple : variateur de vitesse pour moteurs asynchrones		
Redresseur triphasé avec inductance de filtrage en continu, par exemple : chargeur de batterie		
Redresseur triphasé avec inductance de lissage en alternatif, par exemple : ASI de forte puissance		

TABLE 1.1

Quelques convertisseurs statiques et l'allure des courants engendrés [1].

La perturbation des caractéristiques de la vitesse ou du couple en présence des harmoniques peut causer un dysfonctionnement de la machine.

L'effet des harmoniques sur la centrale statique : L'écoulement des courants harmoniques dans les réseaux de transmission produit deux effets principaux :

Les pertes de puissance additionnelles provoquées par l'accroissement de la valeur efficace du courant, c-à-d :

$$\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 R_n$$

Où I_n est le courant harmonique de rang n et R_n est la résistance du système à cette fréquence.

Dans le cas de la transmission par câble, les tensions harmoniques augmentent l'effort diélectrique proportionnellement à leur amplitude. Cet effet diminue la vie du câble. En plus il augmente également le nombre de défauts et donc le coût de réparations [23].

L'effet des harmoniques sur l'équipement du consommateur : Nombreux articles ont discuté ce large sujet, une bibliographie choisie sur la matière peut être trouvée dans un papier par le groupe de travail IEEE sur les effets des harmoniques sur l'équipement [24], les effets les plus importants sont cités ci-dessous :

téléviseurs : les harmoniques qui affectent la tension peuvent causer des changements dans la taille et l'éclat d'image de TV.

ordinateurs : il existe des limites imposées pour le taux harmonique accepté dans les systèmes du traitement des données et des ordinateurs. Le taux harmonique mesuré sans charge doit être moins de 3 % (Honeywell, DEC) ou 5 % (IBM).

éclairage fluorescent : ces appareils ont parfois des condensateurs raccordés avec l'inductance du circuit produisent une fréquence de résonance. Si cette fréquence correspond à un harmonique ceci produit l'échauffement excessif et le dysfonctionnement du composant peuvent résulter. Cependant, la fréquence de résonance de la plupart des lampes est dans la gamme de 75-80 hertz et ne devrait pas agir avec la fréquence de réseau électrique.

matériel électronique de puissance : les coupures dans l'onde de tension résultant des commutations des courants peuvent affecter la synchronisation d'autres convertisseurs. Les harmoniques peuvent théoriquement affecter les thyristor-commandés, les variateurs de vitesse de plusieurs manières : coupure de tension, les tensions harmoniques peuvent causer une brûlure des circuits, les effets de résonance entre les différents équipements peuvent avoir comme conséquence des surtensions.

interférence sur les réseaux de communications : Le bruit dans les réseaux de communication dégrade la qualité de transmission et peut interférer la signalisation. Dans les niveaux bas de bruit une perturbation va être créée, et dans les niveaux élevés une perte d'information, ou dans un cas extrême peut rendre le réseau de communication inutilisable.

1.2.5.4 Réglementation

La norme ANSI/IEEE 519-1992

Le tableau (1.3) présente les limites des courants harmoniques des charges non linéaires dans le système d'alimentation auquel la charge est reliée. Le rapport I_{cc}/I_{ch} est le rapport du courant de court-circuit au point commun de raccordement (*PCC*), au courant fondamental maximal de la charge. Il est recommandé que le courant de charge I_L soit calculé comme le courant moyen de la demande maximum d'une année précédente. Ainsi, quand l'utilisateur des charges diminue par rapport à la taille du système, le pourcentage

du courant harmonique qu'on permet à l'utilisateur d'injecter dans le système électrique est augmenté. Ceci protège d'autres utilisateurs sur le même système d'alimentation, qui exige de fournir une certaine qualité de tension à ses clients.

Tension au point de raccordement V_n %	Distorsion Harmonique Individuelle	THD V_n %
$V_n \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V_n \leq 161kV$	1.5	2.5
$V_n > 161kV$	1.0	1.5

TABLE 1.2
Limites IEEE pour la distorsion harmonique de la tension [2].

$V_n \leq 69kV$						
I_{cc}/I_{ch}	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 33$	$33 \leq h$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 – 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 – 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 – 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
< 20	1.0	0.75	0.3	0.6	0.15	2.5
20 – 50	1.75	1.25	0.5	1.0	0.25	4.0
50 – 100	2.25	2.0	1.25	1.5	0.35	6.0
100 – 1000	2.75	2.5	1.0	2.0	0.5	7.5
> 1000	3.5	3.0	6.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161kV$						
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

TABLE 1.3
Limites IEEE des émissions de courants harmoniques [2].

La norme IEEE Std 1159-1995

IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality, Cette norme entoure la surveillance de la qualité de courant électrique des systèmes monophasés et systèmes polyphasés. Elle donne une description conformée aux phénomènes électromagnétiques se produisant sur les systèmes d'alimentation.

La tableau (1.4) présente quelques perturbations électromagnétiques tirées de cette norme en fonction de leur durée et leur amplitude.

1.3 Les techniques de dépollution des réseaux électriques

La qualité de l'énergie est un terme qui décrit l'ensemble des paramètres du courant électrique quand la charge fonctionne correctement. Une mauvaise qualité d'énergie peut causer une surcharge du réseau électrique, phénomènes de résonance dangereux ou même un dysfonctionnement de la charge, généralement, elle peut mener à de grandes pertes

Catégories		Durée	Amplitude de la tension
<i>Variations de courte durée</i>			
Instantané	Creux	0.5 – 30 cycles	0.1–0.9 pu
	Surtension	0.5 – 30 cycles	1.1–1.8 pu
Momentané	Coupure	0.5 cycles – 3s	< 0.1 p.u
	Creux	30 cycles – 3s	0.1 – 0.9 p.u
	Surtension	30 cycles – 3s	1.1 – 1.8 p.u
Temporaire	Coupure	3s – 1 min	< 0.1 p.u
	Creux	3s – 1 min	0.1 – 0.9 p.u
	Surtension	3s – 1 min	1.1 – 1.8 p.u
<i>Variations de longue durée</i>			
	Coupure longue	> 1 min	< 0.0 p.u
	Surtension	> 1 min	0.8 – 0.9 p.u
	sous-tension	> 1 min	1.1 – 1.2 p.u

TABLE 1.4

Catégories et caractéristiques typiques des phénomènes électromagnétiques de système d'alimentation [3].

économiques en particulier dans les pays qui ont un développement dynamique de nouvelles technologies. En revanche, le financement sur la prévention de ces problèmes est un fragment de ces pertes. Pour cela, la recherche sur les méthodes d'analyse et l'amélioration de l'énergie électrique est largement précédée dans le monde entier.

1.4 Les solutions traditionnelles

1.4.1 Redimensionnement du neutre

Quand un système d'alimentation triphasé est équilibré, la règle traditionnelle "à l'équilibre, le système d'alimentation peut n'avoir aucune composante négative ou homopolaire" est vérifiée, mais ce n'est plus le cas dans la présence des harmoniques. Il est important de noter que les harmoniques multiples de trois sont inclus dans la composante homopolaire. Ce fait, cause un sur-échauffement du neutre. La surcharge du conducteur du neutre est considérée comme le problème le plus fréquent dans les installations industrielles. La somme des courants des trois phases sort à travers le conducteur du neutre. La somme de la composante homopolaire au point de neutre est représentée dans la figure (1.1).

Il est bon que chaque phase ait son propre conducteur de neutre ou qu'un fil de neutre partagé possède au moins deux fois la section courante de chaque fil de phase [25].

1.4.2 Utilisation d'un redresseur à deux ponts

Le principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de 30° entre elles, chacun de ces secondaires alimente un redresseur en pont de Graëtz qui réalise un redressement hexaphasé. Voir figure (1.2).

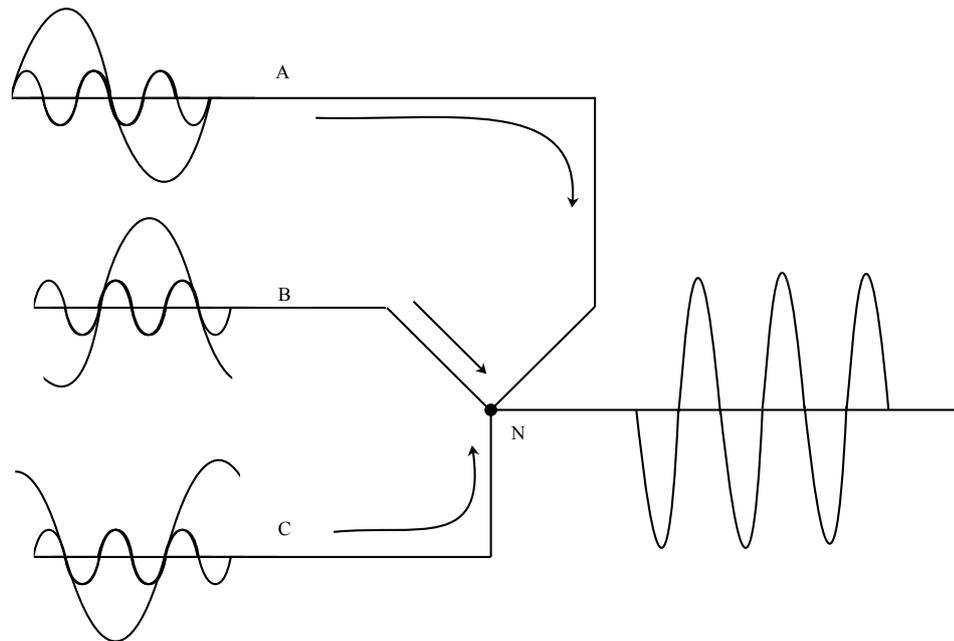


Figure 1.1. Conducteurs de neutres surchargés.

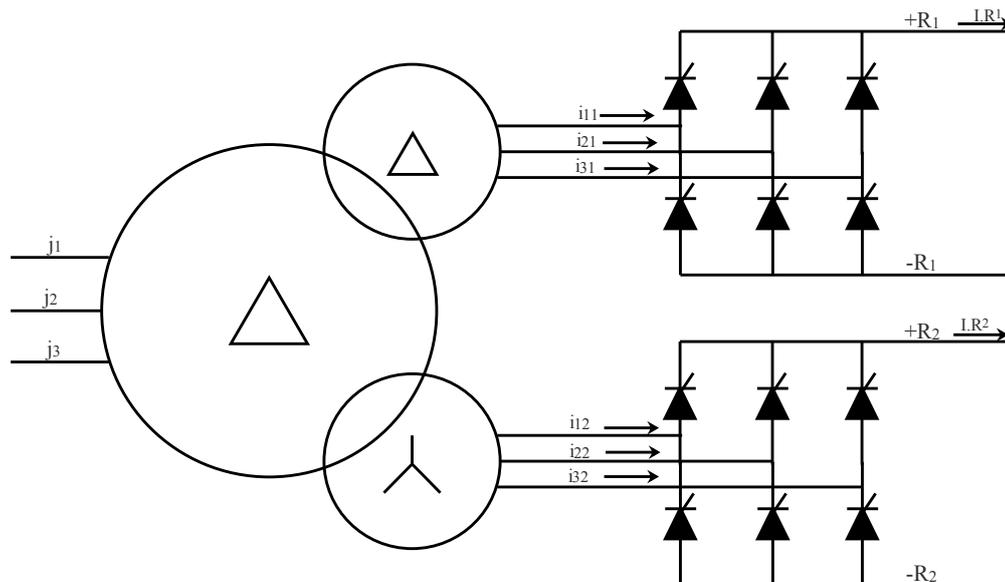


Figure 1.2. Schéma de principe d'un redresseur à deux ponts décalés.

Les redresseurs doivent fournir des courants continus identiques afin que les courants alternatifs qu'ils prélèvent sur les secondaires des transformateurs aient les mêmes valeurs. Dans ces conditions, il y a une recombinaison des courants harmoniques, générés par chaque redresseur au primaire du transformateur et le calcul montre que les harmoniques de rang $(6k \pm 1)$ avec k impair sont éliminés. C'est le cas en particulier pour les harmoniques des rangs 5 et 7 dont les amplitudes théoriques sont les plus importantes. Les harmoniques des rangs 11 et 13 sont conservés tandis que les harmoniques 17 et 19 sont éliminés. Les harmoniques restants sont donc des rangs $(12k \pm 1)$.

Le courant de ligne a une forme plus proche d'une sinusoïde que le courant obtenu avec un seul redresseur. Les deux redresseurs peuvent être connectés en série ou en parallèle [26].

1.4.3 Filtrage passif

Le principe des filtres passifs est basé notamment sur des configurations d'éléments résistives (R), capacitifs (C) et inductifs (L) et reliés dans différentes combinaisons pour avoir la suppression désirée des harmoniques. Ils sont utilisés pour manœuvrer les courants harmoniques outre de la ligne ou pour bloquer leur écoulement entre les différentes parties du système en accordant ces éléments pour créer une résonance à une fréquence choisie. Ils fournissent également une puissance réactive au système électrique et par conséquent améliorent la qualité de puissance [27].

Cependant, ils ont l'inconvénient de l'interaction défavorable avec le système d'alimentation et les performances du filtre passif dépendent principalement sur l'impédance du système.

D'autre part, ils peuvent être employés pour éliminer une fréquence harmonique déterminée, donc le nombre de filtres passifs s'accroît avec l'augmentation du nombre des harmoniques à éliminer.

1.4.4 Classification des filtres passifs

Ils peuvent être classifiés en deux familles, filtres séries figure (1.3.a) et filtres parallèles figure (1.3.b).

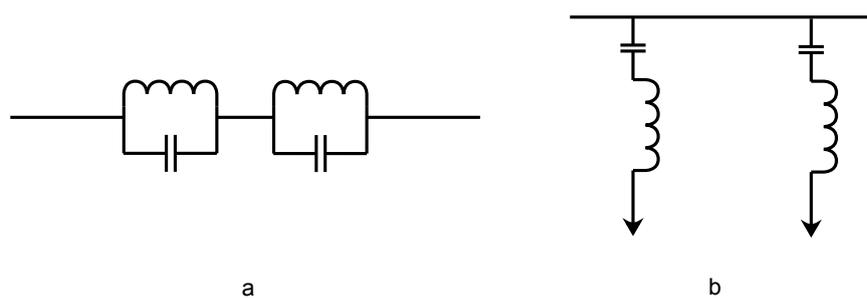


Figure 1.3. Schéma de principe d'un filtre passif série-(a), filtre passif parallèle-(b).

1.4.4.1 Filtre passif parallèle

Filtre résonant

Le type le plus commun des filtres passifs est le filtre résonant, figure (1.4), qui est le plus économique et fréquemment utilisé. Ce filtre présente une impédance très faible pour une grande plage fréquentielle. Pour ce fait, en reliant ce filtre en parallèle au système

d'alimentation. Il peut absorber les harmoniques de haute fréquence, les courants harmoniques sont détournés de leur chemin à travers ce filtre, en plus, ils peuvent fournir de la puissance réactive au convertisseur par leurs capacités. En effet, les condensateurs pour la compensation du facteur de puissance peuvent être utilisés pour construire un filtre simple, ils sont réglés pour des basses fréquences harmoniques. L'inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C due à leur vieillissement et à leur qualité.

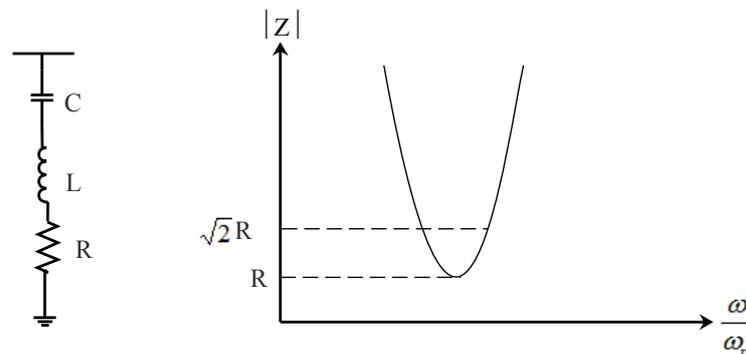


Figure 1.4. Schéma de principe d'un filtre résonant.

Filtres amortis

Ils peuvent être du 1^{er}, 2^{ème} ou du 3^{ème} ordre dans les figures (1.5.a),(1.5.b),(1.5.c) respectivement. Généralement le plus utilisé est le filtre du 2^{ème} ordre. Un filtre amorti du deuxième ordre se compose d'un condensateur en série avec une combinaison parallèle d'une inductance et une résistance. Il forme une faible impédance pour une large gamme de fréquences. Une fois utilisé pour éliminer les harmoniques d'ordre élevé (17^{ème} et plus), un filtre amorti désigné sous le nom de filtre passe-haut, forme une faible impédance pour des fréquences élevées et arrêtant les fréquences d'ordre bas.

Le filtre du 1^{er} ordre n'est pas fréquemment utilisé, car il exige une grande capacité et il a des pertes excessives à la fréquence fondamentale.

Le filtre du 2^{ème} ordre présente une qualité meilleure à la performance de filtrage, mais a des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale par rapport aux filtres de troisième ordre.

Le filtre de troisième ordre offre par rapport à celui du deuxième ordre une dégradation substantielle de pertes à la fréquence fondamentale.

Les filtres amortis présentent de nombreux avantages :

- Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, à la déviation de fréquence, à la perte d'éléments capacitifs, etc.
- Ils présentent une faible impédance pour une large gamme d'harmoniques sans besoin de subdivision des branches parallèles, qui augmente les problèmes de maintenance.

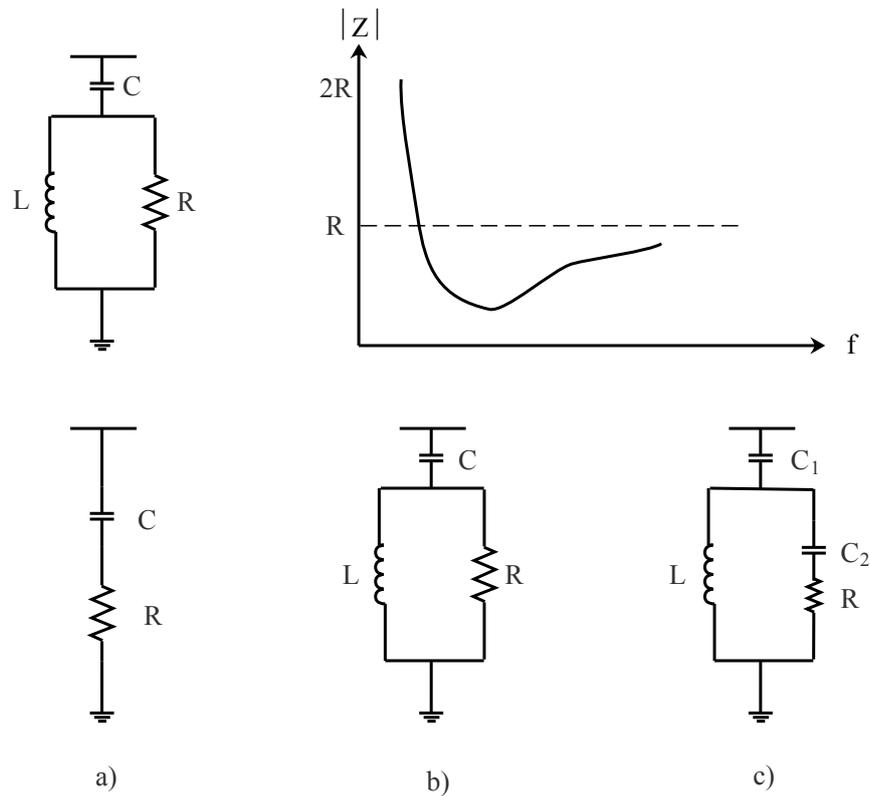


Figure 1.5. Schéma de principe d'un filtre amorti.

- L'utilisation des filtres résonants a souvent comme conséquence une résonance parallèle entre le filtre et les admittances de système. Dans ce cas-ci l'utilisation d'un ou de plusieurs filtres amortis est une bonne alternative.

Les inconvénients principaux des filtres amortis sont :

- Pour arriver aux mêmes performances que celles du filtre résonant, nous devons concevoir un filtre amorti avec un taux de puissance fondamentale VA plus élevé.
- Les pertes dans la résistance et les inductances sont généralement élevées.

1.4.4.2 Filtre passif Série

Pour le type des charges harmoniques à sources de tension (telles qu'un redresseur à diode avec une charge RL), le filtre passif série est considéré comme un remède potentiel pour la réduction harmonique. Les différentes configurations des filtres passifs sont reliées en série entre la source et la charge non linéaire, voir figure (1.6). Dans ce cas, les performances des filtres séries ne dépendent pas beaucoup de l'impédance du réseau. Cependant, elle a comme conséquence la réduction de la tension du bus continu due à la chute de tension à travers des composants de filtre.

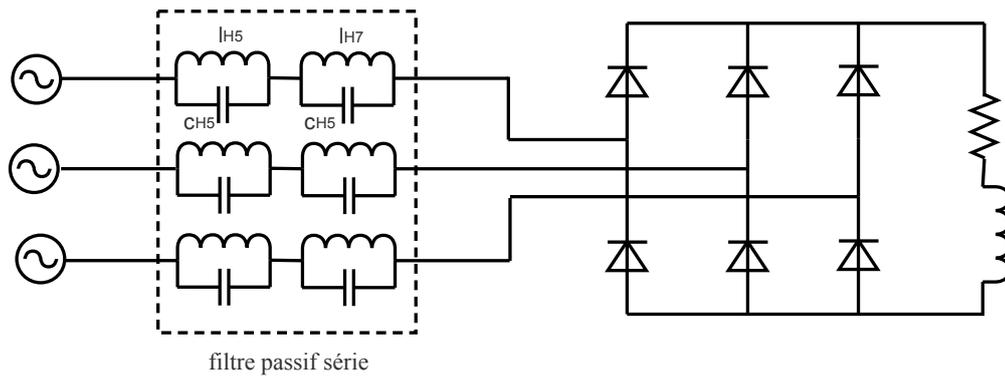


Figure 1.6. Schéma de principe d'un filtre passif série.

1.4.4.3 Le filtre passif hybride :

L'utilisation du filtre passif parallèle crée un problème de régulation de tension aux charges fluorescentes. Il augmente également l'ondulation de la tension côté continu des redresseurs et provoque des pics de courant côté alternatif. D'autre part, le filtre passif série souffre dans le cas d'un mauvais facteur de puissance, telle que la chute de tension à travers le filtre soit la fréquence de la composante fondamentale ou la composante harmonique. Pour surmonter ces inconvénients, une combinaison de ces deux configurations est présentée et donne le filtre passif hybride.

Cette configuration peut compléter les manques de ces deux filtres passifs et simultanément améliorer les caractéristiques de compensation des harmoniques d'une charge variable même sous une tension de source déséquilibrée.

1.5 Les solutions modernes

Ces solutions sont des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les difficultés des solutions traditionnelles comme les filtres passifs (sensibilité aux variations de l'impédance du réseau électrique, phénomènes de résonance).

1.5.1 Le filtrage actif

Une grande partie de l'énergie électrique produite dans le monde alimente différents types de charges non linéaires, ces charges génèrent des fréquences dans le réseau d'alimentation qui sont multiples de la fréquence fondamentale. Les courants harmoniques ne peuvent pas contribuer à la puissance active, ils doivent être éliminés pour améliorer la qualité de puissance [28]. Les filtres actifs de puissance sont conçus pour cet objectif.

Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1970s [29, 30], les filtres actifs des harmoniques ont attiré l'attention des chercheurs de l'électronique de puissance qui se sont intéressés à la pollution harmonique dans les systèmes d'alimentation [31–33]. Par-

ticulièrement, les filtres actifs ont été stimulés par l'apparition des IGBTs (insulated gate bipolar transistors), avec la disponibilité des cartes numériques DSPs (digital signal processors), FPGAs (field-programmable gate arrays), les sondes de courants et tension à effet Hall,[34–40]. Les filtres actifs modernes sont plus performants du point de vue qualité de filtrage, plus petits dans la taille physique, et plus flexibles dans l'application par rapport aux filtres passifs conventionnels qui utilisent les condensateurs, les inductances et les résistances. Cependant, les filtres actifs sont légèrement inférieurs dans le coût et l'efficacité par rapport aux filtres passifs, même actuellement [41].

En 1982, un filtre actif shunt de 800 KVA, composé d'un onduleur MLI à source de courant et à base des thyristors GTO, a été mis dans l'utilisation pratique pour la première fois au monde [42].

1.5.1.1 Le principe de fonctionnement du filtre actif

Le principe de base des filtres actifs a été proposé dans les années 70s. Les filtres actifs sont souvent conçus pour la compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive.

Ces filtres sont des onduleurs mono/tri-phasés agissant comme source de courant ou de tension en injectant en série ou en parallèle sur le réseau électrique des composantes harmoniques en opposition de phase à ceux du réseau, par conséquent, les composantes harmoniques de la charge polluante s'éliminent et le courant de la source va acquérir une forme quasi sinusoïdale [42]. Le schéma relatif à ce principe est montré dans la figure (1.7).

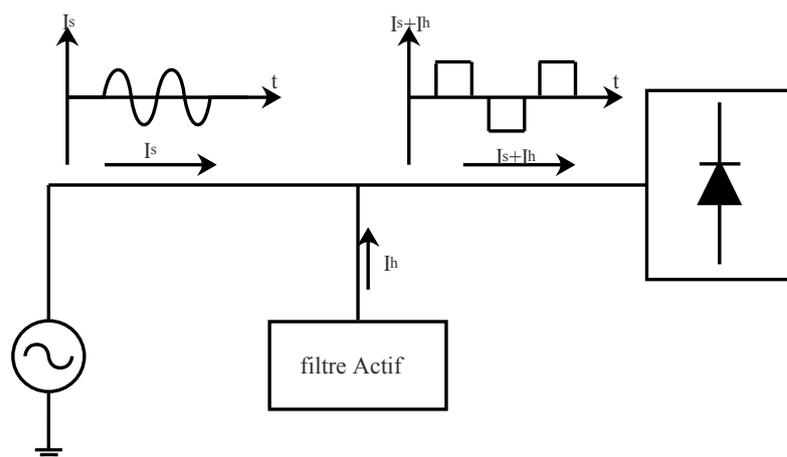


Figure 1.7. Schéma de principe d'un filtre actif.

Dans le but d'imposer certaines grandeurs relatives au générateur ou au récepteur, les convertisseurs de puissance contenant des interrupteurs commandables en ouverture et fermeture tels que GTO, IGBT ou MOFSET sont utilisés. L'utilisation de réseaux de commutation avec les thyristors classiques limite la fréquence de l'onduleur à environ 100 Hz.

Ces interrupteurs diffèrent par la fréquence de commutation : 2 kHz pour les thyristors, 10 kHz pour les transistors bipolaires et 25 kHz pour les transistors MOS de puissance.

Ce principe s'applique à n'importe quel type de charge non linéaire qui crée des harmoniques.

1.6 Les principaux types de filtres

Les filtres actifs peuvent être classifiés selon le type d'onduleur, de leur topologie, et le nombre de phases. Le type de convertisseur peut être à source de tension (Voltage Source Inverter (VSI)) ou à source de courant (Current Source Inverter (CSI)). Les topologies peuvent être parallèles, séries, ou une combinaison de tous les deux. La troisième classification est basée sur le nombre des phases, telles que les systèmes à deux fils (mono-phasé) et les systèmes triphasés à trois ou à quatre fils [43].

1.6.1 Le filtre actif à source de courant

La structure du filtre actif à source de courant est montrée dans la figure (1.8). Il doit compenser le courant entier exigé par la charge, ce type de filtre est connecté au réseau d'alimentation par des transformateurs séries dans l'objectif d'éliminer les petites variations de la fréquence causée par les courants d'onduleur [44]. Le filtre actif à source de courant a une grande capacité de contrôle du courant pour une meilleure performance à base de la commande directe de courant de sortie. Cependant, il a une bobine qui assure la circulation du courant du bus continu, en plus, il exige des condensateurs parallèles de grandes valeurs côté alternatif pour enlever les harmoniques du courant non désirés [45, 46].

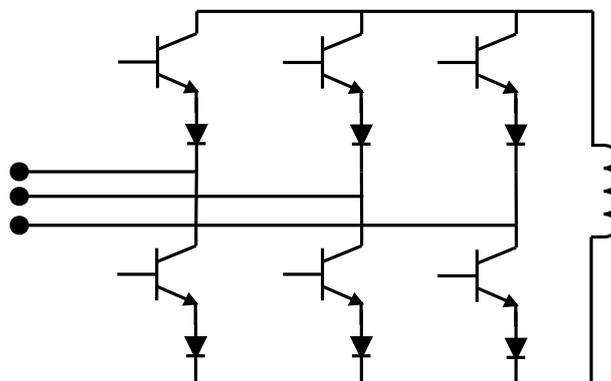


Figure 1.8. Schéma de principe d'un filtre actif à source de courant.

Cette configuration ne peut pas être employée dans les configurations à multi-niveaux ou cascades pour permettre la compensation harmonique dans les systèmes à forte puis-

sance.

1.6.2 Le filtre actif à source de tension

La structure du filtre actif à source de tension est montrée dans la figure (1.9). Ce type de filtres est plus commode pour les applications des filtres actifs parallèle, en raison de son poids léger, son bon prix, et sont applicables aux topologies à multi niveaux pour améliorer leur performance de compensation dans les systèmes de forte puissance avec une petite fréquence de commutation [47]. Il est constitué par des transistors de puissance contrôlables avec des diodes montés en antiparallèles [48, 49]. L'onduleur à source de tension fonctionne en tant que source de courant commandé en tension, le filtre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur, une capacité pour maintenir la tension du bus continu constante est nécessaire. Ce type de configuration est conçu pour compenser la charge non linéaire dans les systèmes de moyenne puissance (100 KVA) due aux limitations des semi-conducteurs.

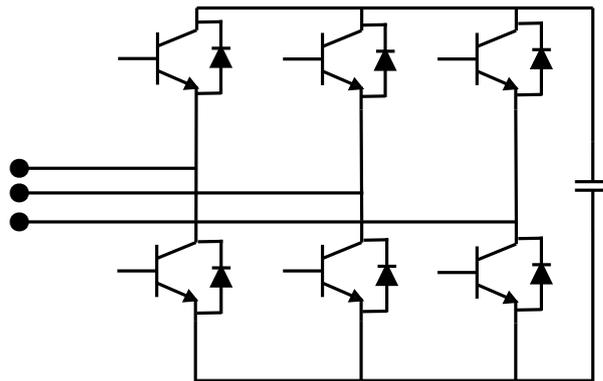


Figure 1.9. Schéma de principe d'un filtre actif à source de tension.

1.7 Les principales combinaisons possibles

1.7.1 Le système monophasé

Les harmoniques dans les équipements monophasés de consommateurs font appel aux filtres monophasés pour améliorer les performances des systèmes de distribution. L'utilisation répandue des ordinateurs, imprimantes et matériels électriques. Les bureaux et les applications domestiques créent des problèmes relatifs aux harmoniques qui peuvent être résolus par des filtres actifs monophasés [43].

Le filtre monophasé est mis en application en utilisant un onduleur à source de tension qui se compose de deux bras, quatre transistors de puissance commandables avec un condensateur du bus continu comme il est montré dans la figure (1.10). L'onduleur est

connecté au réseau par l'intermédiaire d'une bobine, le filtre monophasé compense les harmoniques par l'injection des composantes harmoniques en opposition de phase à ceux de la charge non linéaire pour rendre le courant du réseau sinusoïdal et en phase à la tension d'alimentation.

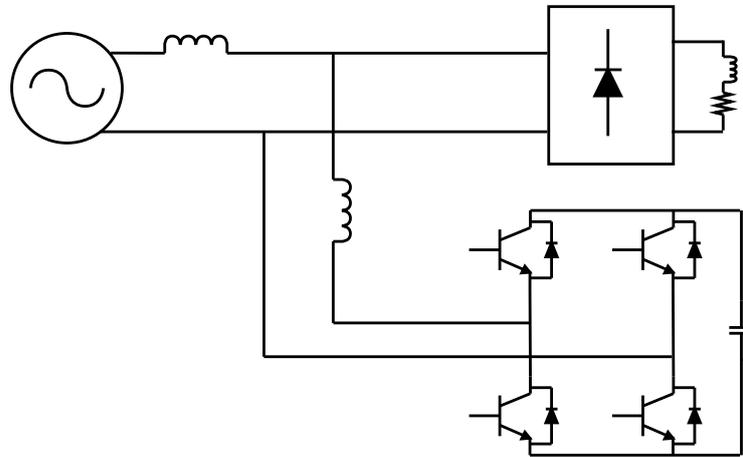


Figure 1.10. Schéma de principe d'un filtre actif monophasé.

1.7.2 Systèmes triphasés à trois fils

La figure (1.11) montre l'onduleur triphasé à source de tension à trois fils, le filtre se compose de six transistors de puissance, un condensateur de bus continu et il est relié au réseau par une inductance. L'inductance est insérée pour supprimer les composants harmoniques provoqués par la commutation des transistors de puissance. On fait réduire les composantes harmoniques en injectant des composantes harmoniques en opposition de phase au réseau électrique, de ce fait, on diminue la déformation du courant et on améliore la qualité d'énergie du système d'alimentation [50].

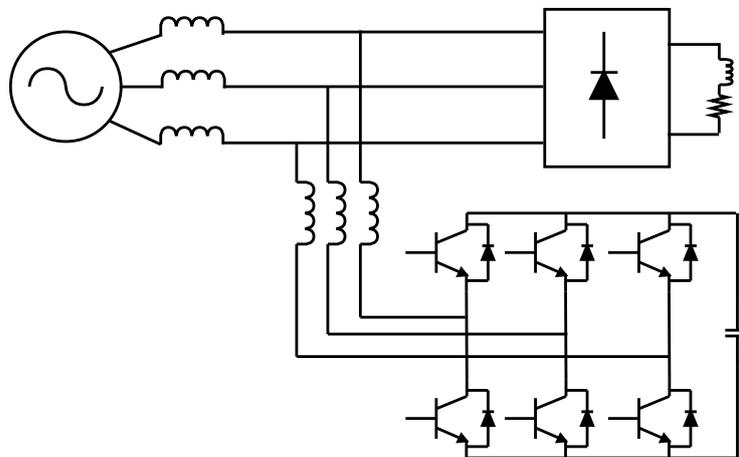


Figure 1.11. Schéma de principe d'un filtre actif triphasé à trois fils.

1.7.3 Systèmes triphasés à quatre fils

Le filtre triphasé à source de tension à quatre fils est configuré en deux approches [43] :

- Onduleur à quatre bras dans lequel le conducteur de neutre est relié au quatrième bras de l'onduleur.
- Onduleur à trois bras et le fil de neutre est relié directement au point milieu du bus continu.

La figure (1.12.a) montre le filtre à quatre bras à source de tension, trois bras sont nécessaires pour compenser les courants triphasés et le quatrième bras pour compenser le courant neutre. Le filtre à quatre bras a huit transistors de puissance et un condensateur de stockage de l'énergie.

Le deuxième type est simple dans la conception, Il utilise un onduleur standard à trois bras où le condensateur du bus continu est divisé et le point milieu du condensateur est relié au quatrième fil, pour débiter un chemin de retour pour le courant neutre, comme il est présenté dans la figure (1.12.b). Ce type est souvent utilisé dans l'industrie pour compenser les courants harmoniques [51] .

1.7.4 Filtre actif série

Le filtre actif série est placé en série entre la source et la charge non linéaire, il injecte une composante de tension en série à la tension d'alimentation et peut donc être considéré comme une source de tension[52, 53], pour compenser la chute de tension côté charge. Généralement, les filtres actifs série prennent des topologies hybrides avec les filtres passifs, dans le cas où le filtre passif est raccordé en parallèle avec la charge. L'utilisation du filtre série permet d'assurer l'isolation harmonique mais il risque de détourner le courant harmonique vers la charge ou vers la source. Cette configuration permet aussi d'éviter tout risque de résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau, mais il présente une difficulté à protéger le filtre actif contre les surintensités [54, 55]. Le schéma block du filtre actif série est présenté dans la figure (1.13).

1.7.5 Le conditionneur universel de la qualité d'onde

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle se nomme : conditionneur universel de la qualité d'onde, (*The Unified Power Quality Conditioner-UPQC*). l'objectif de sa mise en œuvre est de compenser les flickers/déséquilibre de tension, la puissance réactive, le courant de séquence négative, et les harmoniques.

En d'autres termes, un UPQC a la possibilité d'améliorer la qualité d'énergie au point d'installation sur les systèmes de distribution ou les systèmes d'alimentation industriels [56, 57].

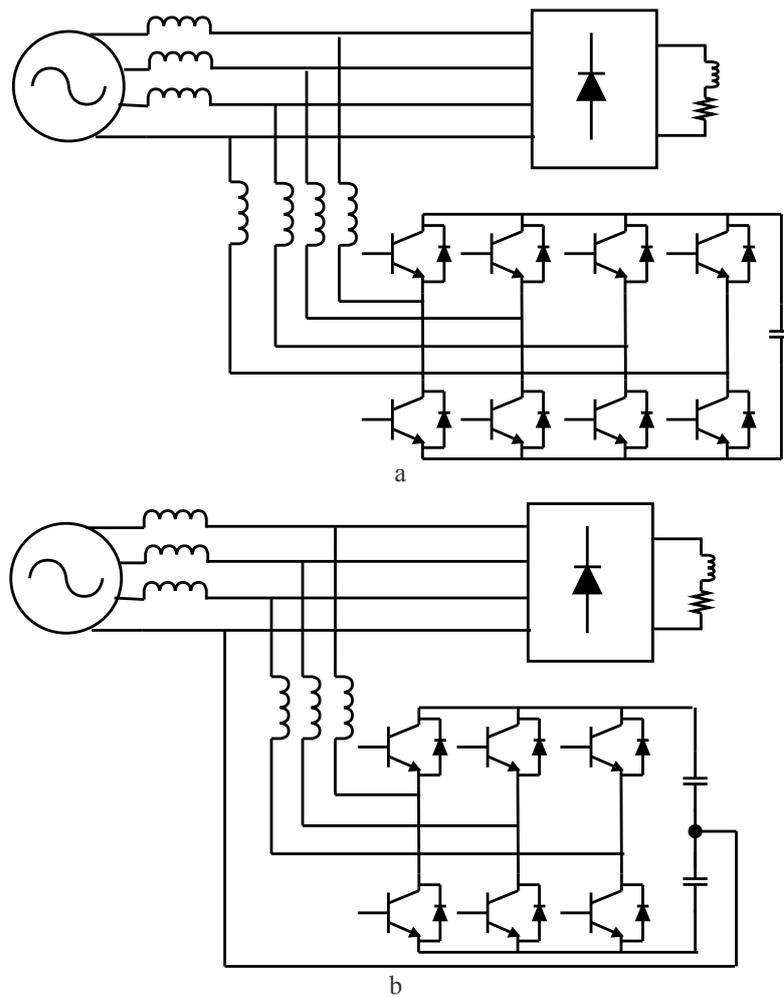


Figure 1.12. Schéma de principe d'un filtre actif triphasé à quatre fils.

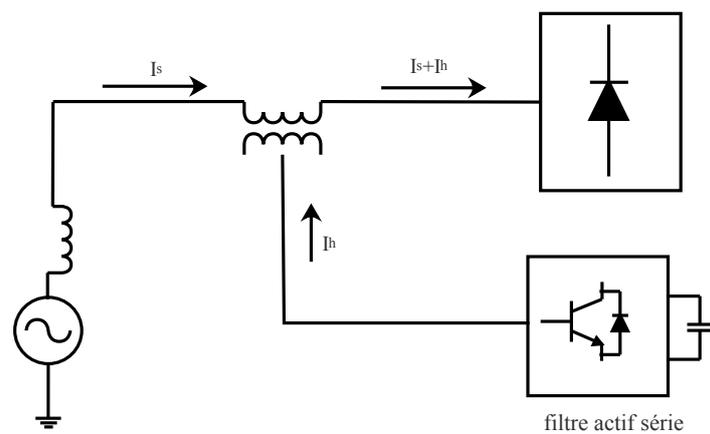


Figure 1.13. Schéma de principe d'un filtre actif série.

Le schéma block d'un UPQC est présenté dans la figure (1.14).

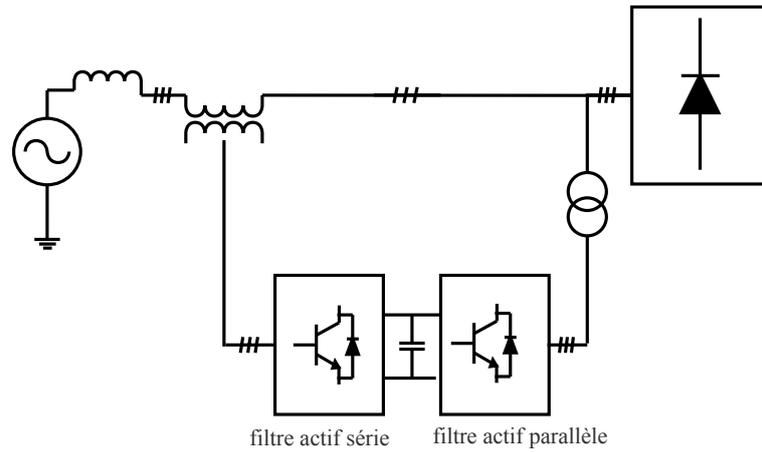


Figure 1.14. Schéma de principe d'un UPQC.

1.7.6 Filtre actif hybride

1.7.6.1 Actif parallèle et passif parallèle

Une configuration contenant une combinaison entre le filtre actif parallèle et le filtre passif passe-haut conventionnel a été proposée [58], puisque le filtre actif peut également régler la puissance réactive en plus de la compensation des courants harmoniques avec une bonne réponse, le filtre actif peut être prévu pour devenir un compensateur idéal qui peut compenser la puissance réactive et les courants harmoniques effectivement, dans lequel le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordre moins élevé, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordres plus élevé. La réduction du dimensionnement du filtre actif constitue l'avantage principal de ce schéma destiné seulement aux basses fréquences harmoniques, ce qui a mené à un système relativement économique.

Le schéma block de cette configuration est présenté dans la figure (1.15).

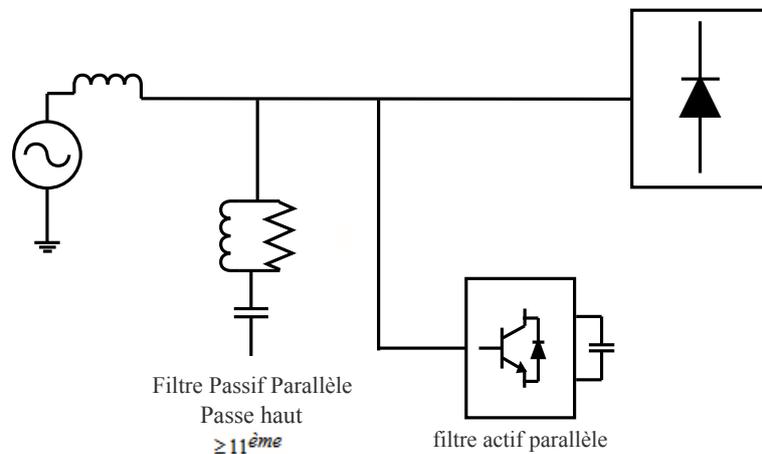


Figure 1.15. Schéma de principe d'un filtre hybride (actif parallèle et passif parallèle).

1.7.6.2 Actif série et passif parallèle

Figure (1.16) montre la configuration du système proposé. Les filtres passifs sont en parallèle avec la charge (un redresseur triphasé) pour compenser les harmoniques de charge. Le filtre actif à source de tension en série avec l'impédance de source fonctionne pour améliorer les caractéristiques de compensation des filtres passifs [59].

Les filtres passifs sont conçu pour éliminer le 5^{ème}, 7^{ème} et le 11^{ème} harmonique. Les filtres actifs se composent de trois onduleurs monophasés à source de tension, le bus continu est relié à un condensateur commun. Ici, le but des filtres actifs n'est pas de compenser les harmoniques de charge mais de résoudre les problèmes des filtres passifs [60].

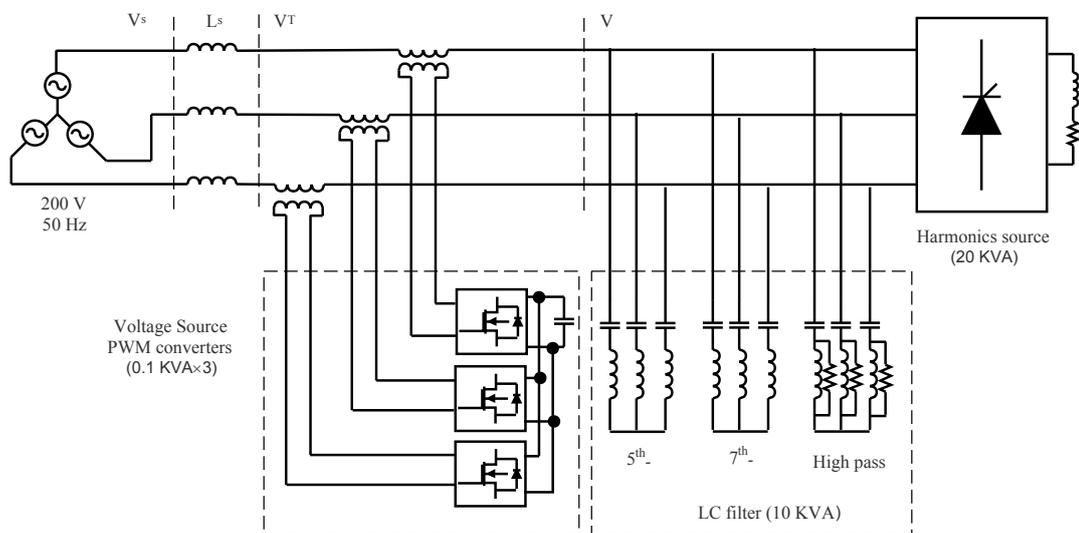


Figure 1.16. Schéma de principe d'un filtre hybride (actif série et passif parallèle).

Les principaux avantages du système proposé sont :

- Les inconvénients des filtres passifs et actifs sont éliminés.
- Les caractéristiques de compensation des réponses transitoires sont excellentes.

1.7.6.3 Mise en série actif et passif

La figure (1.17) présente le système proposé qui se compose d'un filtre actif et un filtre passif [61], qui sont reliés en série l'un avec l'autre. Le système est installé parallèlement à la charge polluante, Le filtre passif se compose d'un filtre au cinquième et septième harmonique et d'un filtre passe-haut. Le filtre actif est un onduleur triphasé à source de tension composé de six MOSFETs. Cette configuration présente de nombreux avantages, Les caractéristiques du filtrage sont indépendantes de l'impédance de source, La résonance parallèle et séries entre la source et le filtre passif peut être atténuée par le filtre actif.

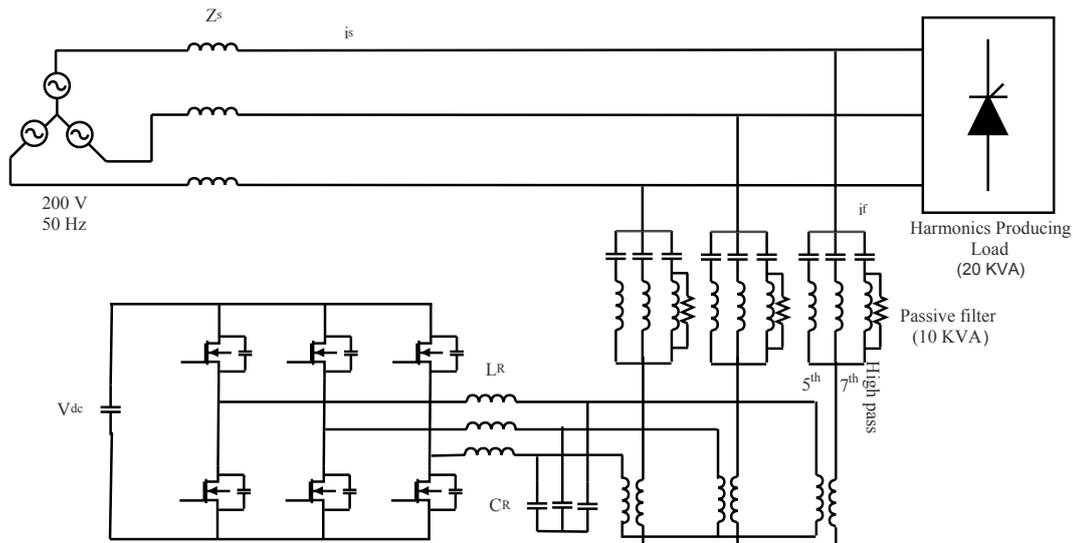


Figure 1.17. Schéma de principe d'un filtre hybride (Mise en série actif et passif).

1.8 Le choix du filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP) joue un rôle efficace dans l'identification et l'élimination des harmoniques. En effet il offre de nombreux avantages :

- Il s'adapte automatiquement avec la variation des charges connectées au réseau électrique.
- Le risque de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau est inexistant.
- Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques vis-à-vis de la limite de sa bande passante.
- Il ne passe pas en surcharge lorsque le courant harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre. Il limite son émission de compensation au maximum de ses capacités, mais il n'y a aucun risque de destruction.

Néanmoins, le filtrage actif montre quelques inconvénients tels que :

- Le filtrage actif est conçu seulement pour des réseaux de faible puissance.
- La compensation de l'énergie réactive est possible, mais avec un coût très élevé par rapport au filtrage passif.

Le coût du filtre actif est proportionnel à la taille de son élément de stockage capacitif, du nombre de semi-conducteurs qu'il contient ainsi que de sa topologie.

Comme nous arrivons juste de le voir, la topologie du filtre actif joue un rôle important dans le coût en commandant des économies potentielles du montage. La topologie hybride, à titre d'exemple, permet de diminuer les coûts du filtre actif (réduction de la taille

de l'élément de stockage).

1.9 Présentation du matériel expérimental

Notre banc expérimental du filtrage est constitué de trois éléments principaux :

- ◇ Le filtre actif parallèle à structure tension.
- ◇ La charge polluante.
- ◇ La commande du filtre actif parallèle.

1.9.1 Le filtre actif parallèle à structure tension

Le filtre actif est constitué d'un onduleur triphasé (SEMIKRON). Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs du type IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) (SKM50GB123D \times 3),(SKM50GAL123D \times 1) et leurs valeurs limites sont 1200V/50A, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage par des drivers de type (SKHI 22A \times 4) (tension de commande 0/15V). Cet onduleur porte deux condensateurs de 2200 μ F mis en série. Ces derniers peuvent être reliés à une source de tension continue réglable. Les signaux de commande des IGBT sont générés par la carte DS1104 R&D Controller Board sur laquelle est implanté l'algorithme des identifications des courants harmoniques. La Real-Time-Interface (RTI) qui est une bibliothèque créée pour le système DS1104, fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées analogiques/numérique, des sorties numérique/analogiques, des lignes d'E/S numériques, et de la génération MLI. Ce filtre est relié au réseau par une inductance triphasée L_f .

1.9.2 La charge polluante

La charge polluante est constituée par un pont triphasé à diodes monté dans notre laboratoire, à base des diodes de type KBPC 2508. Cette charge polluante est connectée au réseau d'alimentation par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur pour minimiser les pics dû à la commutation de l'onduleur. voir figure (1.18).

1.9.3 La commande du filtre actif parallèle

1.9.3.1 Partie numérique

La carte de prototypage DS1104 est un système mono-carte contenant deux processeurs (maitre, esclave), des contrôleurs d'interruption, des temporisateurs et des interfaces.

L'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique *dSPACE* 1104, relié aux outils Matlab/Simulink par le bloc d'interface Real-Time Interface (RTI).

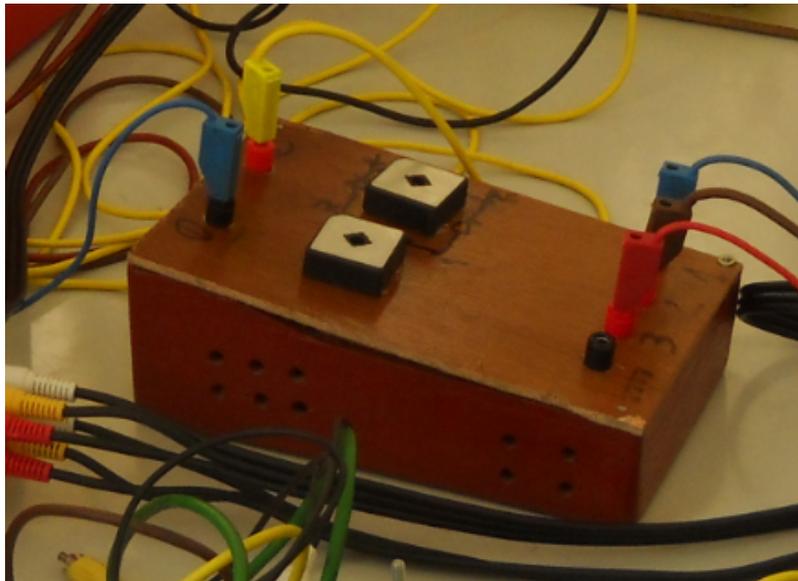


Figure 1.18. Redresseur triphasé à base de diodes.

L'architecture de la carte DS1104 est décrite clairement à la figure (1.19)

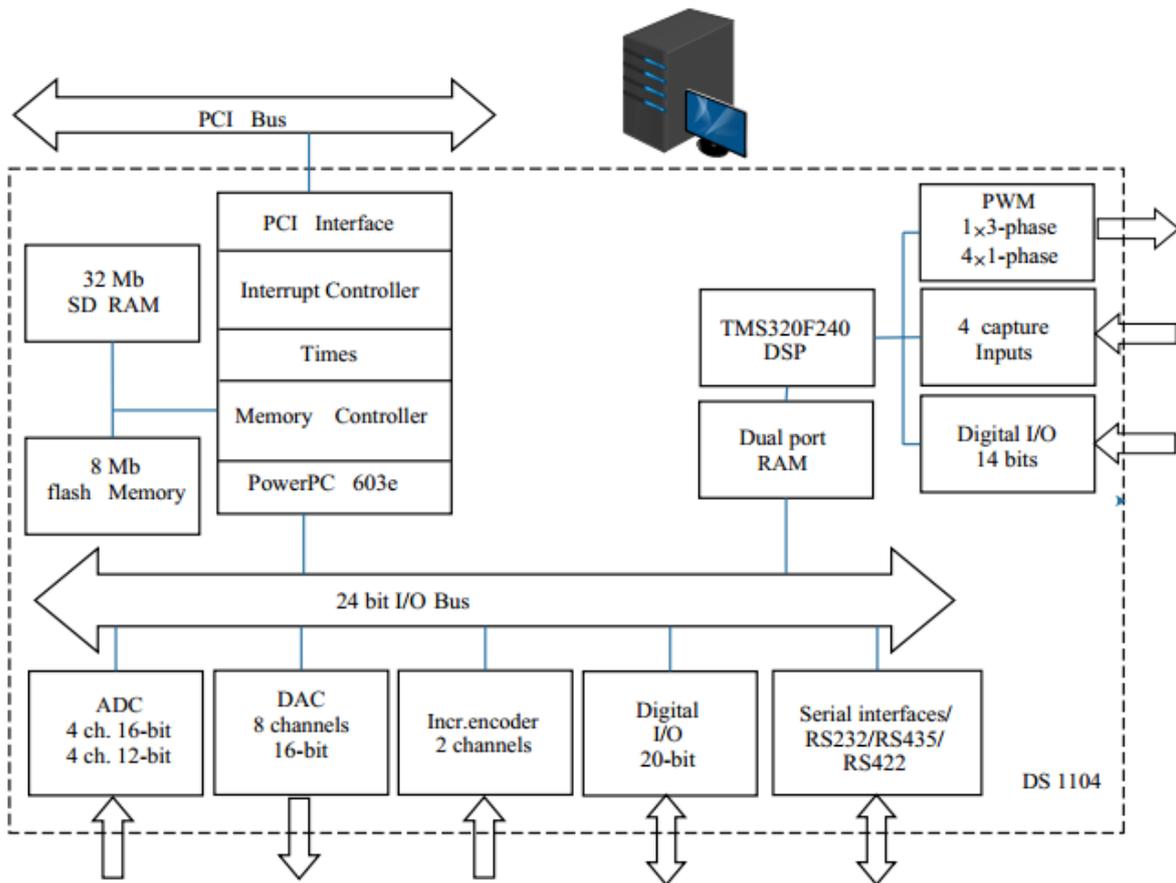


Figure 1.19. L'architecture de la carte DS1104.

1.9.3.2 Partie analogique

La Modulation par Largeur d'Impulsion MLI symétrique est employée pour générer les ordres de commutation avec une porteuse de fréquence $f_m = 10$ kHz. Les drivers SKHI22 qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de CMOS (0-15 V). En plus, les ordres de commutation issus de la carte DS1104 ont une tension TTL (0-5V), pour cela une carte à base de circuit intégré a été réalisée afin d'amplifier le niveau de tension des ordres de commutation. cette carte est représentée dans la figure (1.20).

Cette carte porte aussi un circuit de protection pour la régulation du bus continu du filtre actif. Ce circuit a pour fonction de couper les ordres de commande des bras de l'onduleur dans le cas d'un dépassement de la tension mesurée du bus continu à la tension maximale admissible.

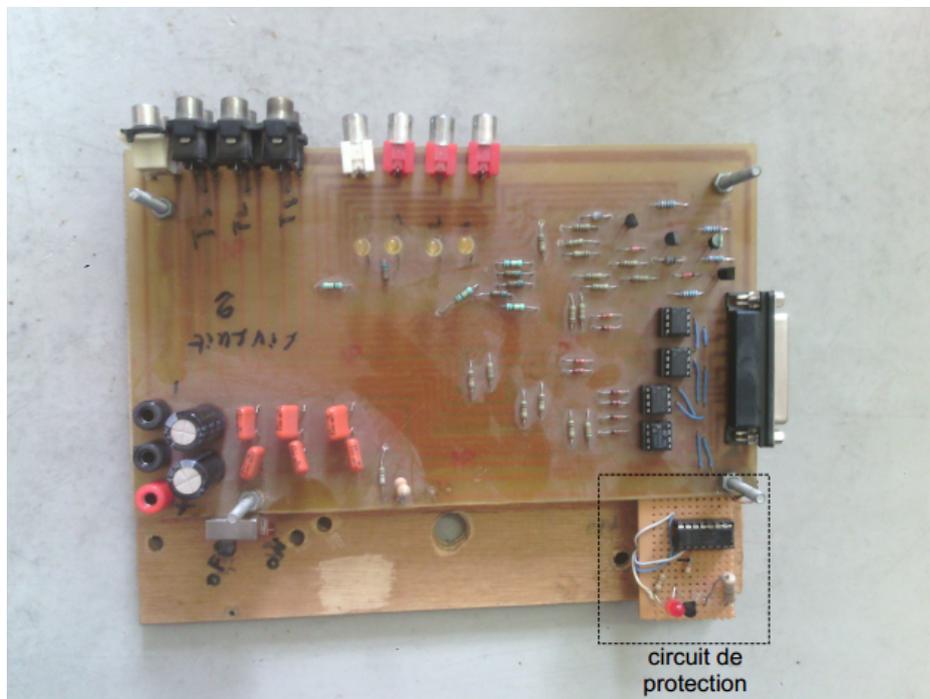


Figure 1.20. La carte analogique d'interface dSPACE Onduleur.

1.9.3.3 Résultats expérimentaux de la partie analogique

Dans cette partie de notre travail, nous présenterons quelques essais de validation expérimentale.

Nous commençons par des essais simples qui servent à vérifier que notre système est capable de générer les courants de référence et assure la poursuite des courants du filtre de référence. Le premier test est effectué sans connexion du réseau et de la charge non linéaire. Dans cet essai, on génère des sinus et cosinus par la carte DS1104 et assure que les courants du filtre suivent ces références sinusoïdales. Le deuxième essai est effectué avec le réseau et sans charge polluante. dans ce cas, on vérifie que la régulation du bus continu

fonctionne correctement et les courants sinusoïdaux du filtre actif suivent les références du réseau d'alimentation.

1.9.3.4 Premier essai expérimental : Poursuite des références

Comme il est mentionné précédemment, cette partie a pour objectif de générer les trois courants sinusoïdaux qui seront considérés comme des courants de référence.

Le schéma synoptique du montage expérimental est illustré dans la figure (1.21), l'ensemble de banc d'essais se compose de : l'onduleur triphasé, le filtre de sortie (l_f) et une source de tension continue.

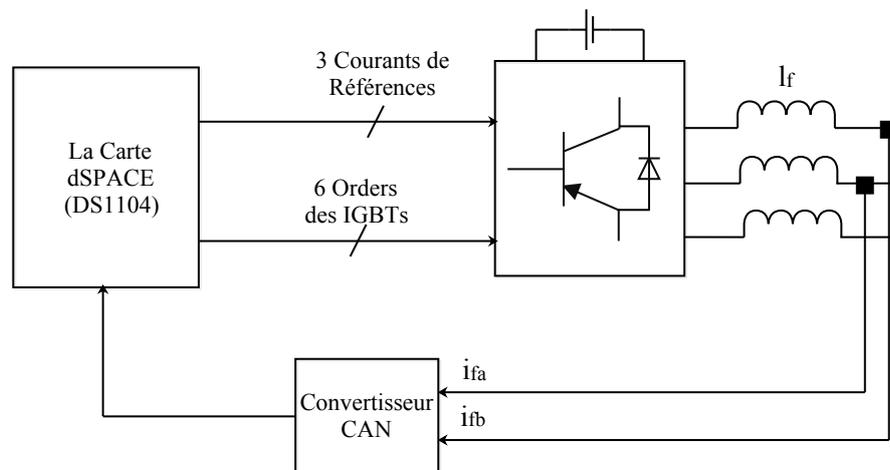


Figure 1.21. Schéma du premier essai expérimental.

La figure (1.22) présente les sinusoïdes de références pour les trois phases à droite et les courants du filtre actif à gauche. On remarque que les courants du filtre suivent parfaitement les références sinusoïdales imposées.

1.9.3.5 Deuxième essai expérimental : Régulation de la capacité

Dans cette section, on va lancer la régulation du bus continu et vérifie que les trois courants de référence du filtre suivent ses références sinusoïdales de la source.

Cet essai est réalisé sans charge polluante, on considère seulement une source de tension triphasée qui est reliée à l'onduleur à travers le filtre de sortie (l_f). Le schéma synoptique du montage expérimental est illustré dans la figure (1.23).

La figure (1.24) présente les résultats expérimentaux obtenus dans cet essai, les tensions du réseau d'alimentation sont présentées en haut à gauche, on remarque que la tension mesurée de la capacité varie autour de sa référence qui montre le bon fonctionnement de la régulation. D'autre part, le courant du filtre suit sa référence sinusoïdale du réseau et l'erreur entre eux est faible qui confirme le bon fonctionnement de la régulation.

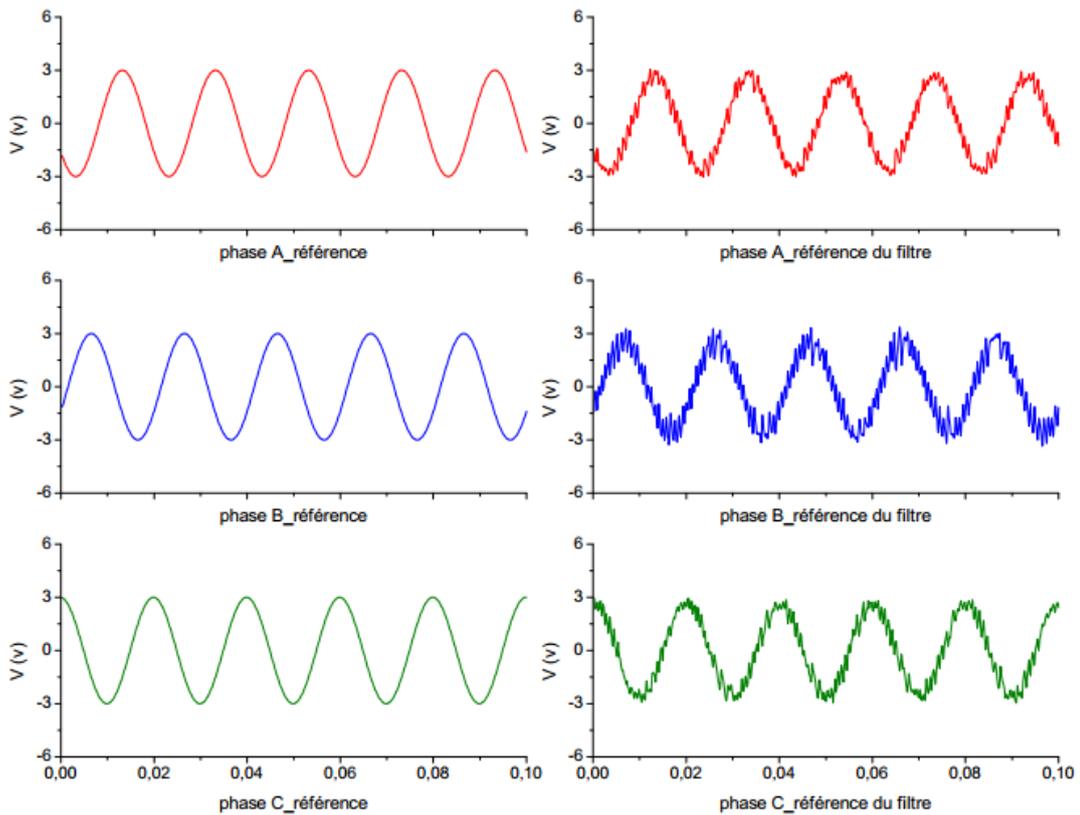


Figure 1.22. Résultat expérimental : courant de référence i_{fab}^* et le courant du filtre actif i_{fab}

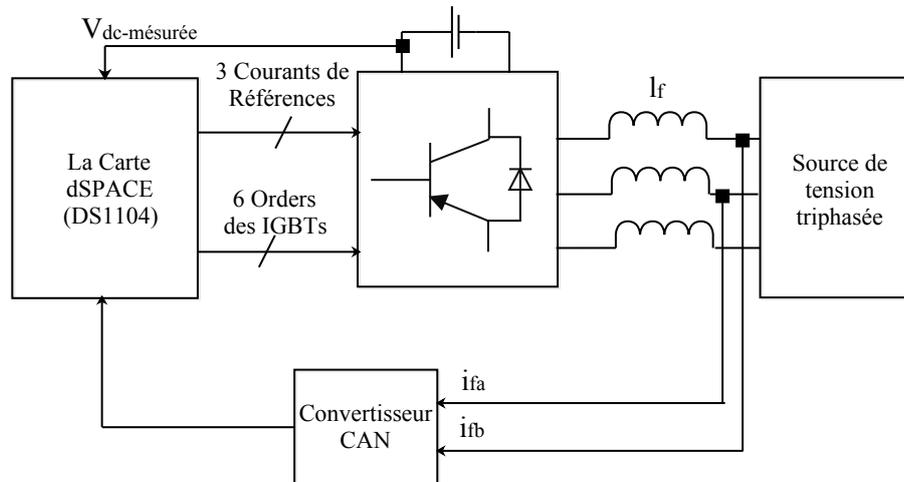


Figure 1.23. Schéma du deuxième essai expérimental.

Afin de réguler la tension du bus continu, on doit vérifier le comportement du circuit de protection de la tension v_{dc} présenté dans la section (1.9.3.2) dans le cas où la tension mesurée est supérieure à la tension de protection maximale imposée pour protéger la capacité du filtre actif parallèle.

Pour tester le comportement du circuit de protection on impose une tension maximale de 320V c-à-d si la tension mesurée du bus continu est supérieure à celle de protection les impulsions des drivers de l'onduleur vont être bloqué, et on force la tension de référence de monter de 300V à 330V, dans ce cas on remarque que le courant du filtre ne suit plus

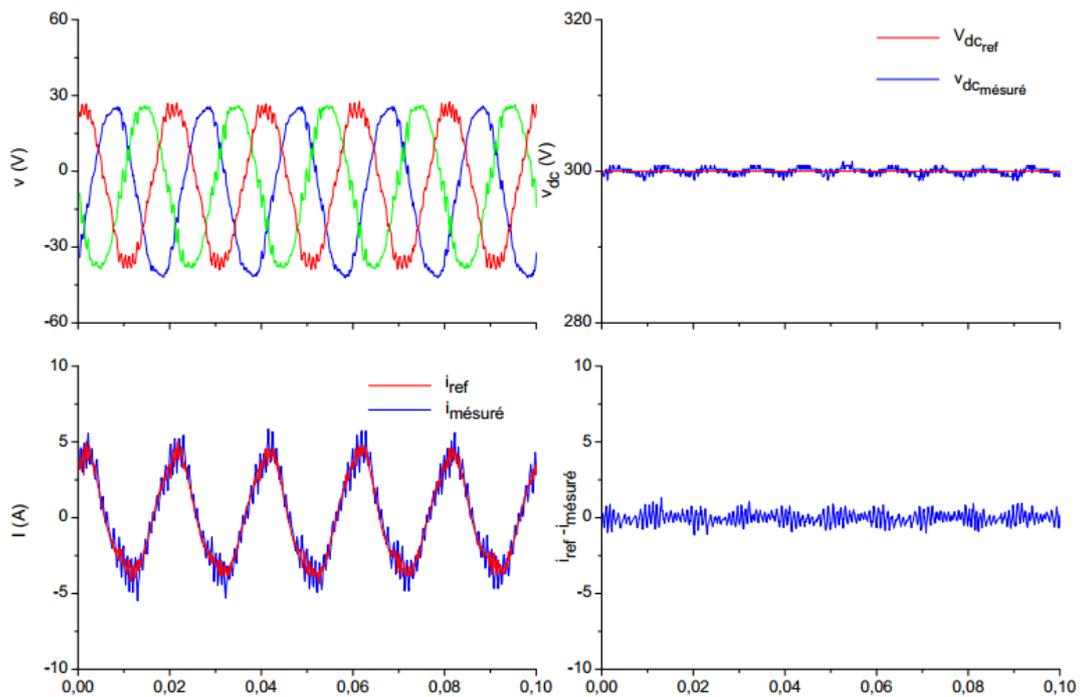


Figure 1.24. Résultat expérimental : tensions d'alimentation, tension du bus continu, courant de référence et l'erreur du courant.

sa référence comme il est montré dans la figure (1.25), parce que le circuit de protection intervient dans ce cas et bloque les impulsions des drivers.

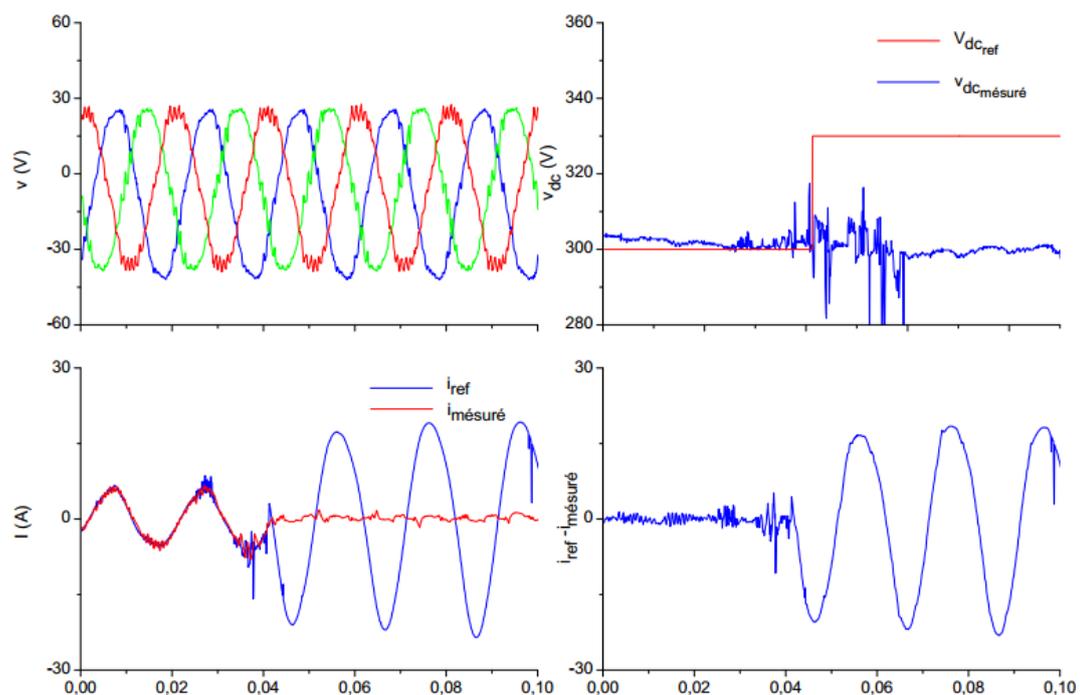


Figure 1.25. Résultat expérimental : tensions d'alimentation, tension du bus continu, courant de référence et l'erreur du courant.

1.9.3.6 Troisième essai : Génération des courants harmoniques de référence

Cette partie a pour objectif de générer les trois courants de références en utilisant le système dSPACE et à l'aide de la méthode présentée dans ce travail de thèse.

Le schéma synoptique du montage expérimental relatif à cet essai est présenté par la figure (1.26). L'ensemble du banc d'essais se compose de : l'onduleur triphasé, le filtre de sortie (l_f), une source de tension continue et une charge non linéaire pour créer les courants perturbés.

L'objectif de cet essai est de confirmer que le système dSPACE permet au filtre actif de délivrer les courants harmoniques de référence d'une manière correcte et suit ses références générées par l'algorithme d'identification qui est prouvé sur la figure (1.27).

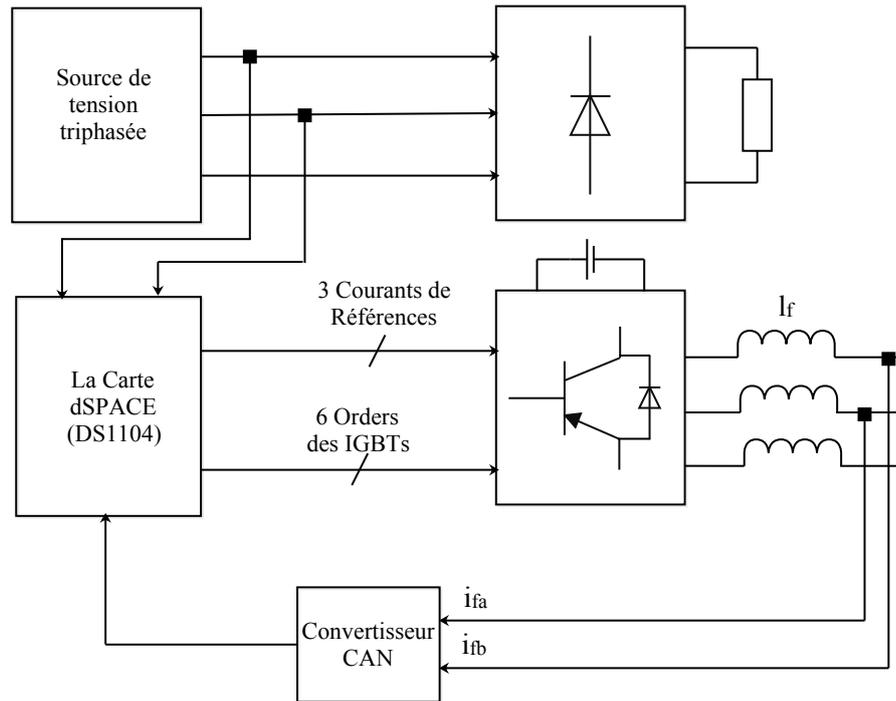


Figure 1.26. Schéma du troisième essai expérimental.

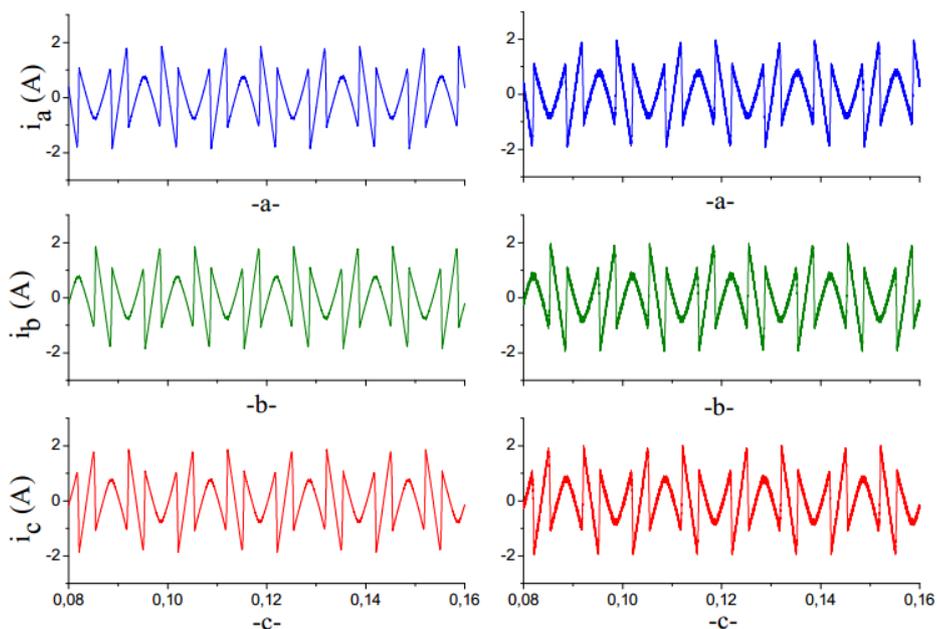


Figure 1.27. Résultat expérimental : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).

1.9.3.7 Mise en œuvre du système complet

Cet essai met en marche le système complet du filtrage actif, ainsi que la régulation de la tension du bus continu, et la compensation des courants harmoniques de la charge non linéaire.

Dans cet essai la charge non linéaire est connectée au réseau par un transformateur triphasé.

Le banc d'essai global est présenté dans la figure (1.28).

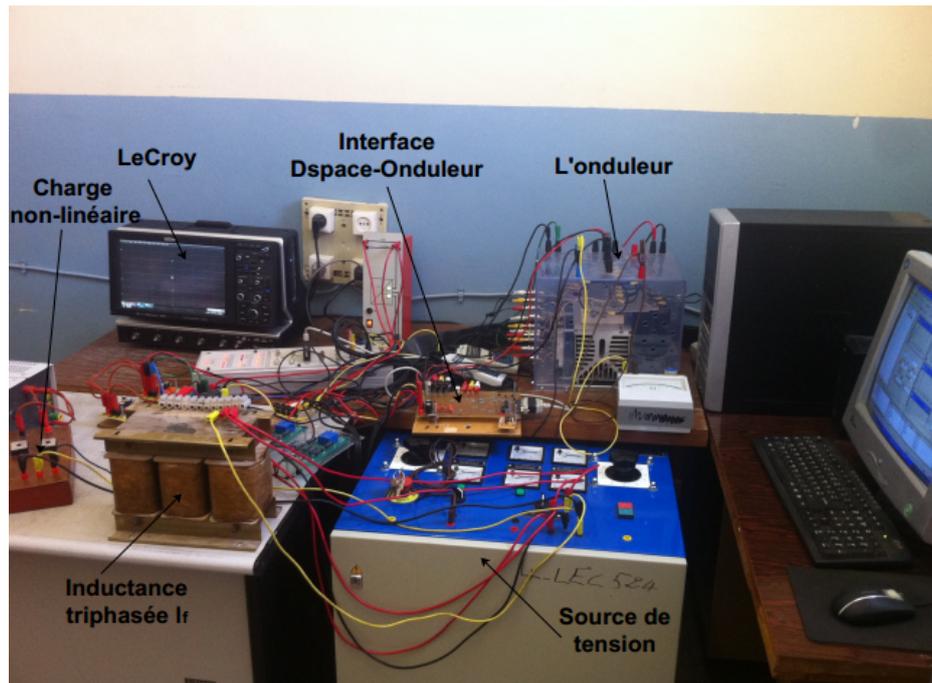


Figure 1.28. Banc d'essai.

Pour la mise en marche du banc d'essai, on commence par charger la capacité du bus continu du filtre sans avoir envoyé la commande aux interrupteurs de l'onduleur. Dans ce cas, la capacité se charge par le courant qui circule à travers le filtre de sortie l_f et les diodes montées en antiparallèle aux IGBTs qui sont initialement bloqués puis on augmente progressivement la tension d'alimentation. Ensuite, on lance la commande des interrupteurs.

1.10 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'établir un ensemble d'informations sur les défauts les plus fréquents dans les réseaux électriques. En premier lieu, nous avons énuméré les différents types de ces défauts d'une manière générale telle que la variation de tension pour une courte durée, les interruptions de tension, la variation de la fréquence et enfin les défauts liés au déséquilibre du courant et de la tension en montrant les conséquences du déséquilibre.

Ensuite, nous nous sommes orientés vers les problèmes des harmoniques, l'objet du présent travail, nous avons étudiés leurs origines et leurs conséquences sur les installations électriques, quelques normes d'harmoniques ont été présentées avec les techniques et les méthodes de dépollution des réseaux électriques d'alimentation tels que le redimensionnement du neutre, l'utilisation d'un redresseur à deux ponts. Puis, nous sommes passé à la présentation des filtres passifs ainsi que les différentes configurations de ces filtres, le principe de fonctionnement des filtres actifs est démontré avec une présentation des méthodes de classification des filtres actifs dans la littérature.

Enfin, le choix de la structure parallèle du filtre actif est considéré pour le reste de ce mémoire de thèse. Le banc d'essai est présenté avec une mise de service montrant la faisabilité du principe de filtrage. L'étude détaillée de la commande et le dimensionnement du filtre actif fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 2

Filtre actif parallèle, principe de contrôle et dimensionnement.

2.1 Introduction

La dépollution du réseau électrique et le maintien d'une tension désirée au point de raccordement indépendamment du courant absorbé par la charge non-linéaire, sont assurés grâce aux différentes structures de contrôle du filtrage actif. Comme il est déjà mentionné, la structure de filtrage par onduleur de tension en parallèle avec la charge non-linéaire est la solution la plus répandue dans les installations industrielles, connu par le nom du filtre actif parallèle *FAP* de type tension.

Le filtre actif parallèle est donc le choix judicieux que nous considérons dans le présent mémoire de thèse, comme la solution adéquate aux problèmes des harmoniques. Le principe de fonctionnement, la configuration du circuit de puissance, le dimensionnement et la stratégie de commande du filtre actif, feront l'objet du présent chapitre.

2.2 Principe de filtrage actif parallèle

Le schéma (2.1) présente le principe du filtre actif parallèle, il est conçu pour fournir le courant de compensation i_{ch} afin d'annuler les composantes harmoniques du courant de la charge non-linéaire, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal. La figure (2.2) montre le courant de la charge non linéaire, le courant compensé de la source et le courant de référence injecté par le filtre actif.

En général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active i_{cha} , une

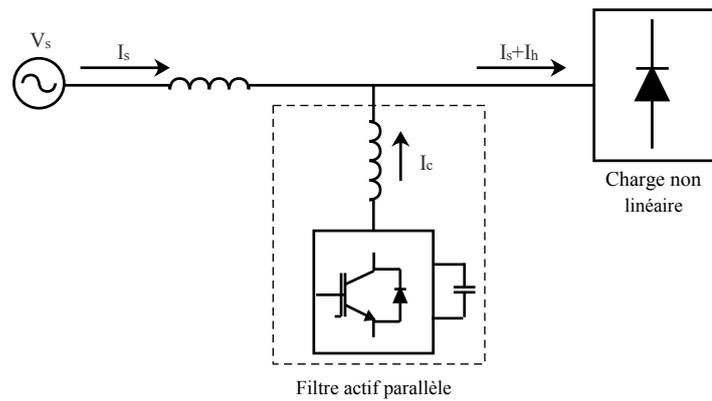


Figure 2.1. Schéma de principe du filtre actif parallèle.

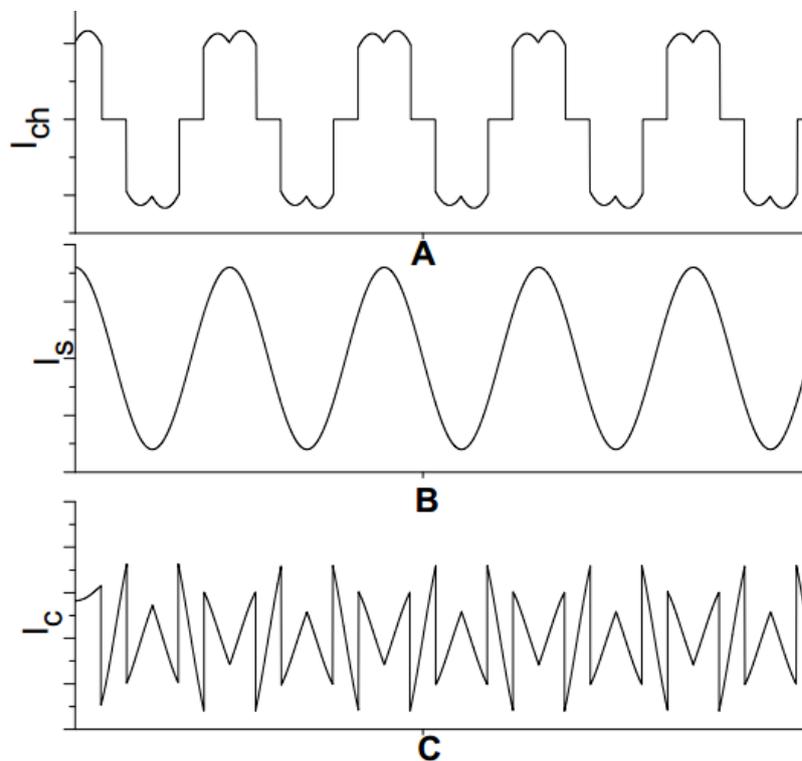


Figure 2.2. Formes des courants de : A- la charge non linéaire, B- la source et C- de la référence injectée.

composante réactive i_{chr} et des composantes harmoniques $\sum_{n=2}^{\infty} i_{chn}$:

$$i_{ch} = i_{cha} + i_{chr} + \sum_{n=2}^{\infty} i_{chn} \quad (2.1)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff sur la figure (2.1), le courant fournit par la source est

égale à :

$$i_s = i_{ch} - i_f \quad (2.2)$$

Le filtre actif parallèle fournit la puissance déformante :

$$i_f = \sum_{n=2}^{\infty} i_{chn} \quad (2.3)$$

et fournit en plus la puissance réactive, si il est désigné pour le faire :

$$i_f = i_{chr} + \sum_{n=2}^{\infty} i_{chn} \quad (2.4)$$

2.3 Description générale du filtre actif parallèle à structure tension

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance alimentés par une source continue de courant ou de tension qui agissent comme des sources de courant harmonique en opposition de phase avec le courant de charge afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdale.

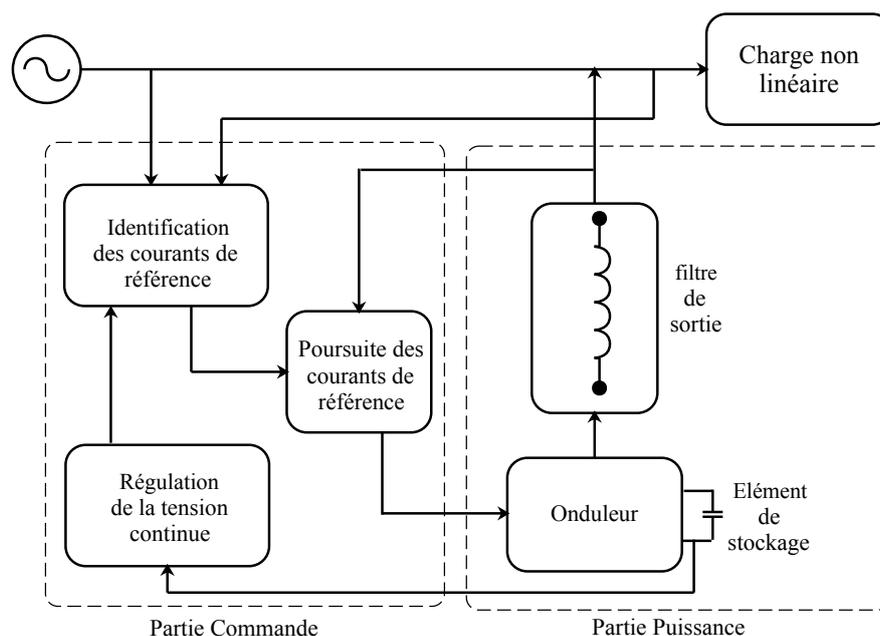


Figure 2.3. Structure générale d'un FAP à structure tension.

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties, à savoir, partie puissance et partie commande (figure 2.3).

2.3.1 Partie puissance

La partie puissance est constituée essentiellement d'un convertisseur statique qui représente la source du courant de compensation, contenant un onduleur de tension ou de courant à base d'interrupteurs de puissance commandables à l'amorçage et au blocage avec des diodes en antiparallèle, un filtre de sortie et un circuit de stockage d'énergie capacitif dans le cas de l'onduleur de tension ou inductif dans le cas d'onduleur de courant.

La figure (2.4) présente un onduleur triphasé à structure de tension. Le filtre actif est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre de sortie inductif L_f .

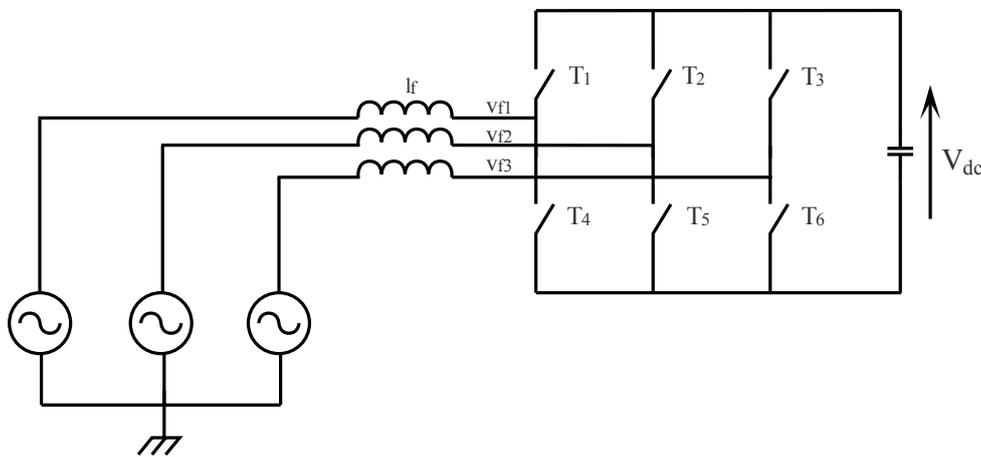


Figure 2.4. Filtre actif parallèle à structure tension.

Les interrupteurs sont réversibles en courant. Ils sont formés par des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des *MOSFET*, des *IGBT* ou des *GTO*. Les *MOSFET* pour les faibles puissances et avec la possibilité de commuter avec des fréquences très élevées, les *IGBT* pour les grandes puissances et des fréquences de commutation élevées, les *GTO* pour les très grandes puissances avec une limitation par rapport à la fréquence de commutation permise. Ces interrupteurs sont montés en antiparallèle avec des diodes de puissance afin d'assurer la continuité de conduction dans l'onduleur de tension (figure 2.5).

2.3.2 Partie commande

La partie commande est constituée principalement des éléments suivants :

- ◇ l'identification des courants de référence (qui fera l'objet du prochain chapitre),
- ◇ la poursuite des courants de référence,
- ◇ la régulation de la tension du bus continu,

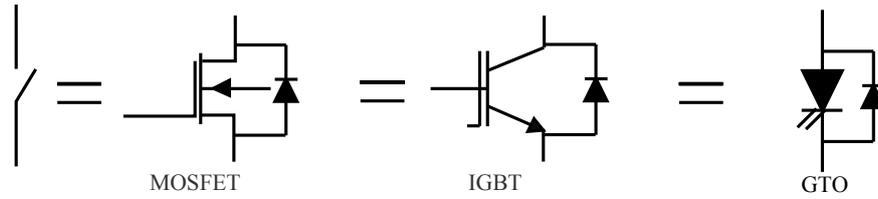


Figure 2.5. Interrupteurs équivalents.

◇ la modulation.

2.3.2.1 La poursuite des courants de référence

La structure du filtre actif parallèle de tension ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre. Avec l'hypothèse des commutations instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte et par conséquent, aucun risque de court-circuiter le condensateur.

La commande des deux semi-conducteurs d'un même bras se fait d'une manière complémentaire, c'est-à-dire, si le premier est ouvert l'autre est fermé. Avec ce principe, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure (2.4) dépendent de l'état des signaux de commande (S_1, S_2, S_3), tel que montré ci-après :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ ferme } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_4 \text{ ferme } T_1 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ ferme } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_5 \text{ ferme } T_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ ferme } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_6 \text{ ferme } T_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.7)$$

Les tensions entre phases, imposées par l'onduleur, sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} - v_{f2} \\ v_{f2} - v_{f3} \\ v_{f3} - v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 - S_2 \\ S_2 - S_3 \\ S_3 - S_1 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.8)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées v_{f1}, v_{f2}, v_{f3} , sont référencées par rapport au

neutre du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} + l_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les tensions du réseau étant supposées équilibrées, et sachant que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

On peut déduire des équations (2.9) et (2.10) la relation suivante :

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad (2.11)$$

Les équations (2.8) et (2.11) peuvent être résolues et nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_1 & -S_2 & -S_3 \\ -S_1 & 2S_2 & -S_3 \\ -S_1 & -S_2 & 2S_3 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3} \quad (2.12)$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif V_f (référées au neutre n de la source), comme le montre le tableau (2.1). V_f représente les vecteurs de tensions que doit produire l'onduleur afin de générer les tensions de référence, cela n'est possible que si le vecteur formé par ces dernières reste à l'intérieur de l'hexagone présenté par la figure (2.6) [62]. Le filtre actif parallèle est relié au réseau électrique par un filtre inductif (l_f) pour fournir la contrôlabilité du courant de filtre de puissance et agit également en tant qu'un filtre passif du premier ordre pour supprimer les ondulations à hautes fréquences produites par les commutations de l'onduleur. En négligeant les effets du condensateur C du filtre de sortie sur le courant de référence I_{inj} (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la fréquence de commutation des interrupteurs), on peut écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif I_{inj} :

$$L_f \frac{d}{dt} I_{inj} = V_f - V_s \quad (2.13)$$

N^0 Cas	S_1	S_2	S_3	V_{f1}	V_{f2}	V_{f3}	V_f
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$
2	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{-j\frac{\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	0

TABLE 2.1
Tensions en sortie de l'onduleur.

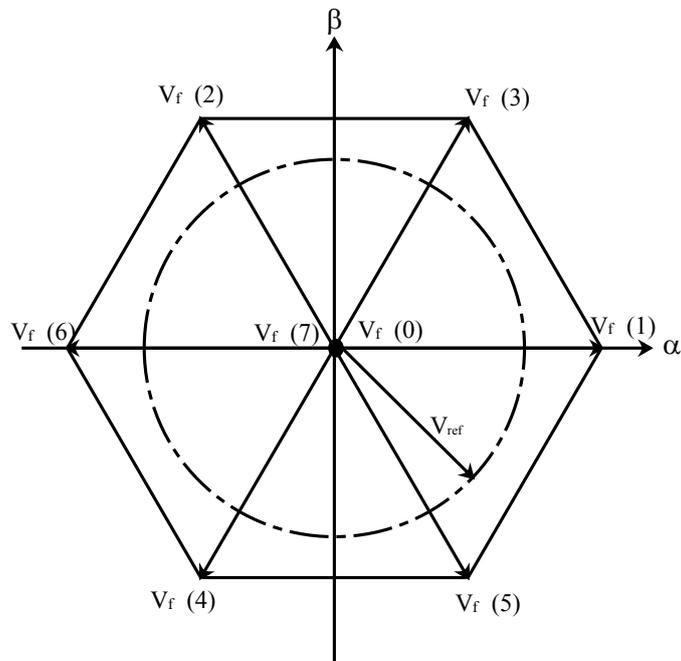


Figure 2.6. Représentation vectorielle des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension.

Considérons ΔI_f la différence entre le courant de référence et le courant mesuré :

$$\Delta I_f = I_{ref} - I_{inj} \quad (2.14)$$

A partir des équations (2.13) et (2.14), nous obtenons l'expression suivante :

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta I_f = (V_s + L_f \frac{d}{dt} I_{ref}) - V_f \quad (2.15)$$

Le terme entre parenthèses de la relation (2.15) peut être défini comme la tension de référence $V_{f_{ref}}$, ce qui nous donne la relation suivante :

$$V_{f_{ref}} = V_s + L_f \frac{d}{dt} I_{ref} \quad (2.16)$$

La différence entre $V_{f_{ref}}$ et V_f engendre alors une erreur sur le courant. Selon la relation (2.16), la tension de référence est capitulée de deux termes à fréquences différentes. Le premier est la tension du réseau V_s directement mesurable. Le second représente la chute de tension aux bornes de l'inductance l_f , lorsque celle-ci est traversée par un courant égale à celui de référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme il est présenté dans la figure (2.7).

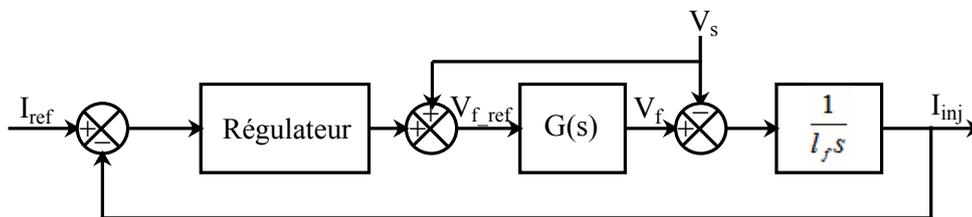


Figure 2.7. Schéma de la régulation des courants du filtre.

Dans ce schéma, $G(s)$ représente la fonction gain de l'onduleur donnée par :

$$G(s) = K \cdot \frac{1}{\tau \cdot s} \quad (2.17)$$

et

$$K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \quad (2.18)$$

avec :

V_{dc} : la tension du côté continu de l'onduleur,

V_p : l'amplitude de la porteuse triangulaire,

τ : le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

Le régulateur doit satisfaire les objectifs généraux de la régulation ainsi que les contraintes liées au rejet des perturbations.

Généralement, le régulateur le plus utilisé est le régulateur proportionnel intégral (PI). En effet, Il est l'un des plus simples à mettre en œuvre (figure (2.8)) [63].

Le régulateur à action proportionnelle-intégrale PI est composé de deux gains et d'une

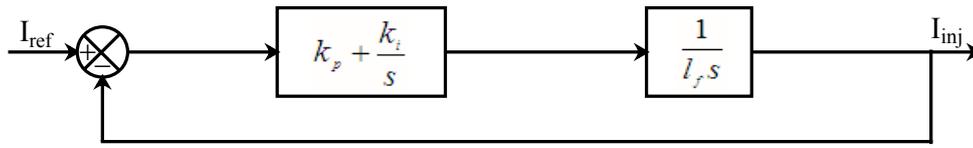


Figure 2.8. Schéma simplifié de la régulation des courants du filtre.

intégrale, où sa fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$H_{pi}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.19)$$

avec k_p est le gain proportionnel et k_i est le gain intégral.

La fonction de transfert (2.19) peut être réécrite sous la forme :

$$H_{pi}(s) = k_p \frac{1 + \tau_{pi}s}{\tau_{pi}s} \quad (2.20)$$

où :

$\tau_{pi} = \frac{k_p}{k_i}$ est le constant de temps du régulateur, et $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{k_i}{2\pi k_p}$ sa fréquence de coupure.

Le régulateur de type PI assure à la fois la rapidité de la réponse dynamique et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent. L'effet de ce type du régulateur est illustré dans son diagramme de Bode présenté dans figure (2.9). Comme le montre cette figure, ce régulateur dispose un gain élevé dans la plage fréquentielle $[0, \frac{\omega_0}{2\pi}]$, ce qui signifie qu'il arrive à atténuer les composants harmoniques dans sa bande passante. Au-delà de cette bande, ce gain est limité, le régulateur ne parvient pas à supprimer ou atténuer les composantes harmoniques.

2.3.2.2 La régulation de la tension du bus continu

Le maintien de la tension aux bornes du condensateur est nécessaire afin d'assurer la compensation des pertes dans le filtre et limiter les variations en régime dynamique. La tension de référence du bus continu doit satisfaire la contrainte de contrôlabilité en courant, la condition suivante doit être respectée [64] :

$$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc_{ref}} \geq V_{s_{max}} + L_f \left(\frac{di_{ref}}{dt} \right)_{max} \quad (2.21)$$

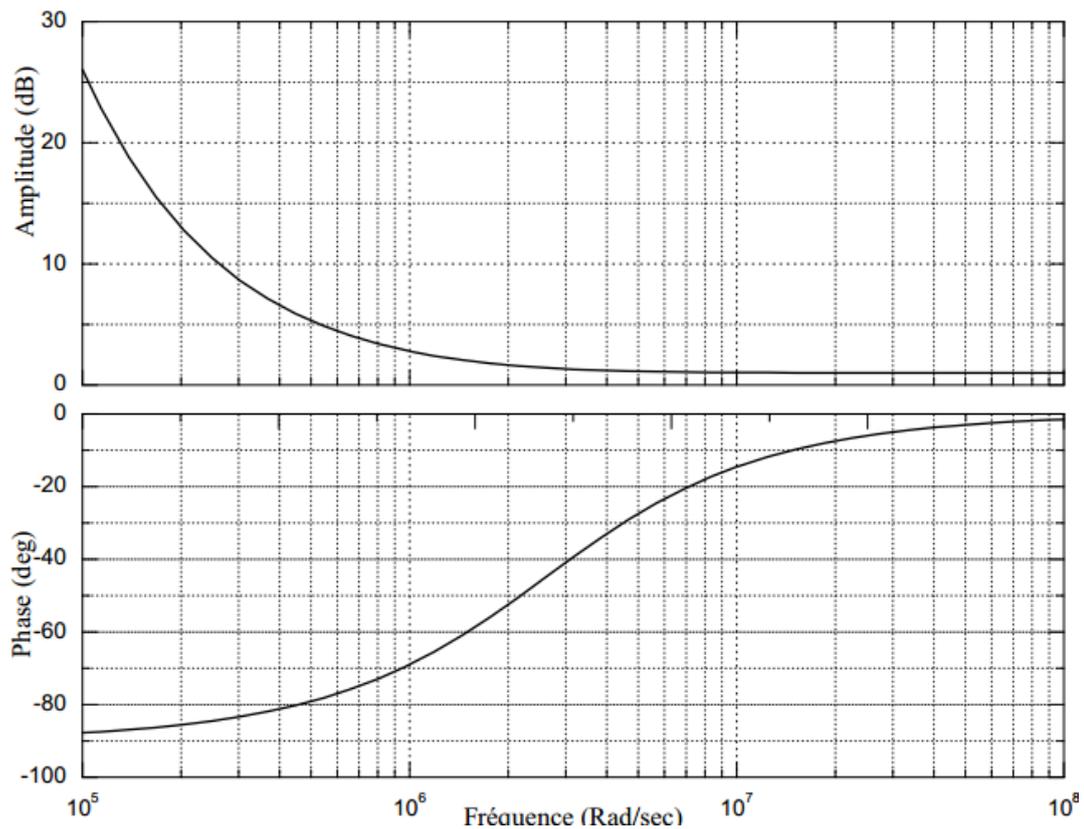


Figure 2.9. Diagramme de Bode d'un régulateur PI.

La tension moyenne v_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur constante. Les pertes dans *les interrupteurs* et *le filtre de sortie* sont les principales causes qui peuvent affecter cette tension. La régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur $p(c)$ s'ajoute à un signe près à la puissance active perturbatrice \tilde{p} et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant donc v_{dc} .

Un filtre passe-bas du premier ordre et suffisant pour filtrer les fluctuations, dans le cas d'un redresseur comme charge non linéaire. La fonction de transfert du régulateur est donnée par [62] :

$$FT(s) = \frac{k_c}{1 + \tau_c s} \quad (2.22)$$

avec :

- k_c : gain du régulateur,
- τ_c : constant de temps.

Le diagramme de Bode de ce régulateur est représenté dans la figure (2.10) :

Pour décrire la relation entre la puissance active absorbée par le condensateur et la tension aux bornes de celui-ci, on néglige l'énergie stockée dans le filtre de sortie ainsi que

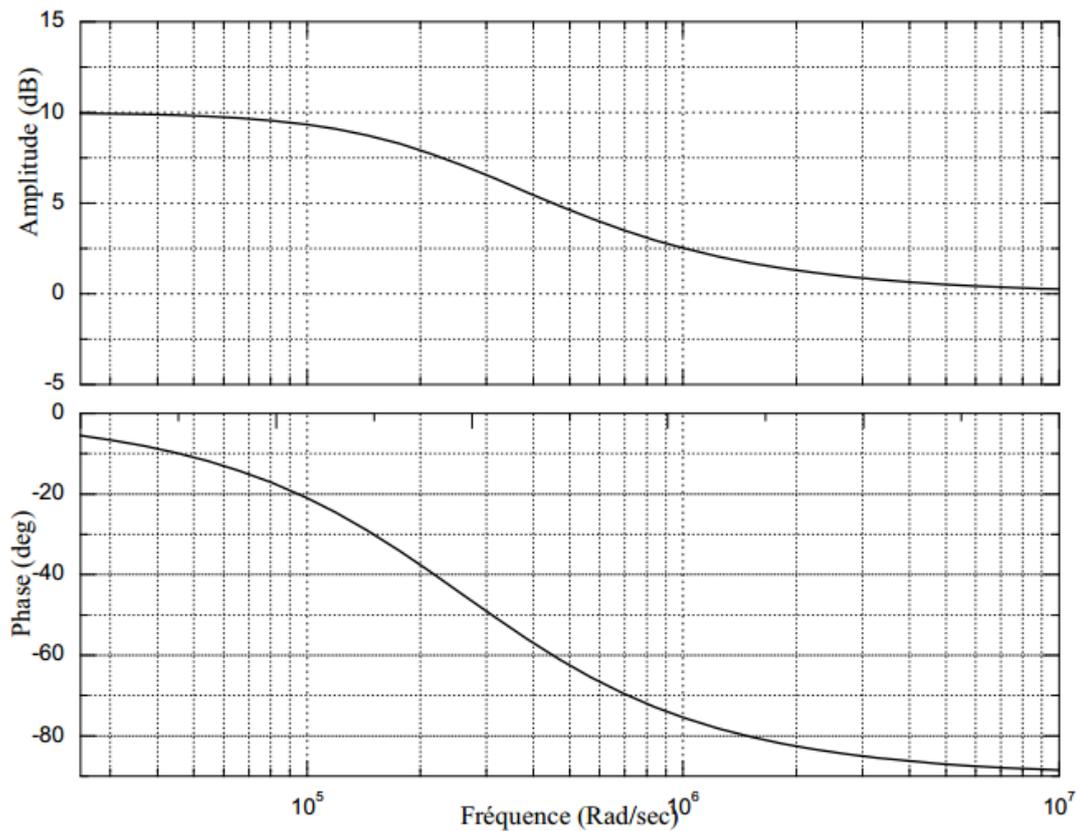


Figure 2.10. Diagramme de Bode d'un régulateur Pass Bas.

les pertes dues aux commutations. Nous avons alors :

$$P(c) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} c v_{dc}^2 \right) \quad (2.23)$$

La linéarisation de l'équation (2.23) au voisinage de la tension de référence v_{dc}^* nous donne l'expression suivante :

$$P(c) = c v_{dc}^* \left(\frac{d}{dt} v_{dc} \right) \quad (2.24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est de la forme :

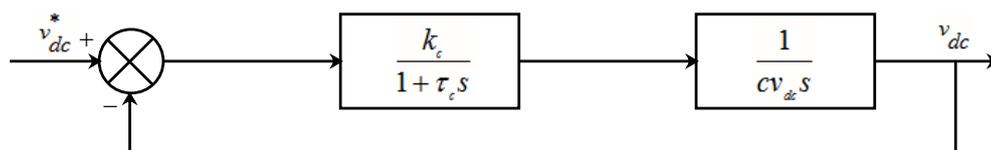


Figure 2.11. Boucle de régulation de la tension continue.

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.25)$$

avec :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{k_c}{c v_{dc}^* \tau_c}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{c v_{dc}^*}{k_c \tau_c}}$$

La régulation est stable pour toutes les valeurs de k_c , néanmoins le produit $k_c \tau_c$ est choisi de façon à avoir un amortissement satisfaisant.

2.3.2.3 Contrôle par la méthode de la modulation de largeur d'impulsion

Il est possible, en examinant la littérature [65], de tracer le développement historique des techniques de commande des onduleurs à MLI. Pour clarifier la situation actuelle, il est utile d'identifier trois approches distinctes.

La première, est la plus employée, en raison de sa facilité d'implémentation utilisant des techniques analogiques, elle est basée sur les techniques d'échantillonnage *naturel* [66–68]. Plus récemment, une deuxième stratégie de commutation est proposée [69], dite *MLI régulière*, qui est considérée pour avoir certains avantages une fois mis en application en utilisant des techniques numériques ou de microprocesseur. La troisième approche de commutation dite la MLI optimale qui est basée sur la minimisation de certains critères de performance [70–76].

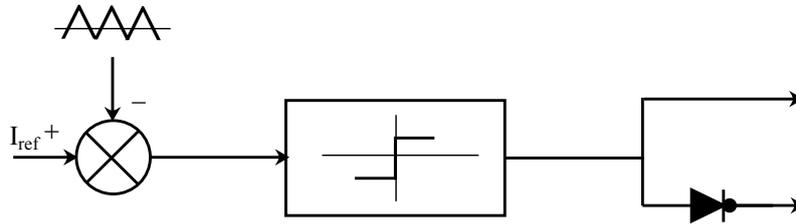


Figure 2.12. Principe de contrôle du courant par MLI.

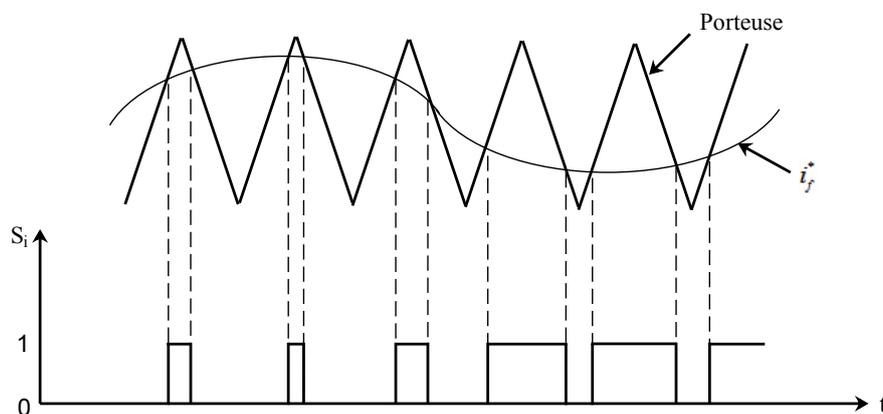


Figure 2.13. Commande des interrupteurs par MLI.

La plupart des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI utilise la première approche de commande *MLI naturelle*, de la figure (2.12), où on peut voir qu'un signal triangulaire (porteuse) est comparée directement à un signal de modulation sinusoïdale (signal de référence) pour déterminer les instants de commutation, et donc les durées d'impulsion résultantes, voir figure (2.13). Il est important de noter que, l'état logique et la largeur de la bande de commutation sont déterminés par l'intersection instantanée entre ces deux signaux.

La durée d'impulsion résultante est proportionnelle à l'amplitude du signal de référence à l'instant où la commutation se produit. Ceci à deux conséquences importantes. La première est que les centres des impulsions résultantes ne sont pas équidistants ou uniformément espacés. Deuxièmement, il n'est pas possible de définir les largeurs des impulsions en utilisant des expressions analytiques [77]. En effet, d'après la figure (2.14) il est possible de montrer que les largeurs des impulsions peuvent seulement être définies en utilisant une équation transcendante de la forme [78] :

$$t_p = \frac{T}{2} \left\{ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_m t_1 + \sin \omega_m t_2) \right\} \quad (2.26)$$

Selon cette formule transcendante qui existe entre les impulsions de commutation, il n'est pas possible d'employer le matériel du microprocesseur pour calculer directement les largeurs des impulsions modulées. Il est certainement possible de simuler le processus dans un logiciel de microprocesseur, et d'employer les principes de la logique du microprocesseur pour déterminer les largeurs d'impulsion.

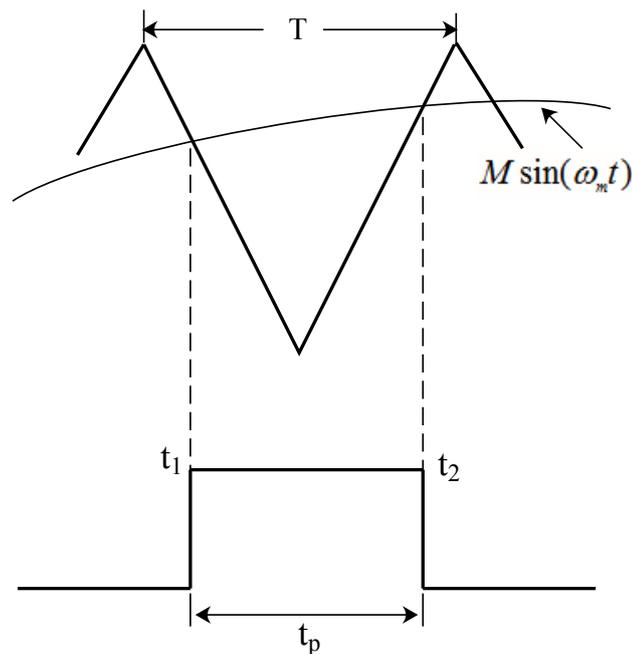


Figure 2.14. MLI naturelle.

où ω_m est la pulsation de la modulatrice.

2.3.2.4 Contrôle par la méthode d'hystérésis

Cette méthode est robuste et simple à utiliser, en fait, elle garantit un contrôle adéquat du courant sans acquérir une connaissance poussée du modèle du système à contrôler. En plus, cette technique est la solution la plus appropriée pour les onduleurs commandés en courants. Elle vise à maintenir le courant commandé à l'intérieur d'un gabarit appelé bande d'hystérésis autour du courant désiré de référence. Les ordres de commande des interrupteurs sont déterminés selon l'erreur. Quand le courant augmente et l'erreur dépasse une certaine valeur positive, le statut des ordres de commutations change et le courant commence à diminuer jusqu'à ce que l'erreur atteigne une certaine valeur négative, alors les ordres de commutations se changent (figures (2.15) et (2.16)) [79, 80].

Si l'implémentation simple est l'avantage principal de cette méthode de contrôle, la fréquence variable de commutation est l'inconvénient majeur de cette méthode. Cette fréquence variable affecte principalement le fonctionnement des éléments électroniques de puissance qui ne peuvent pas soutenir la haute fréquence de commutation dans des appli-

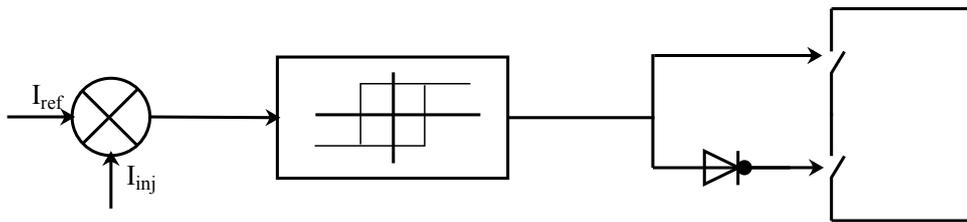


Figure 2.15. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

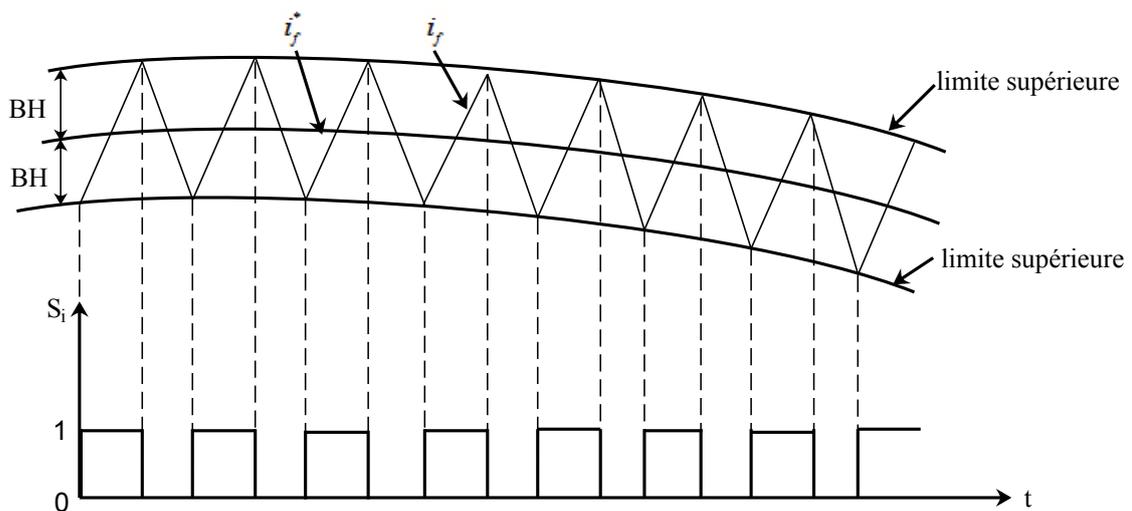


Figure 2.16. Commande des interrupteurs par hystérésis.

cations de puissance élevée.

Afin de résoudre le problème de la fréquence variable de commutation, des nouvelles stratégies de commande par hystérésis comme *hystérésis modulée* [81, 82], *hystérésis à bande variable* [83, 84], ont été proposés.

2.4 Stratégies de commande du filtre actif parallèle

L'implantation d'un filtre actif parallèle pour compenser les courants harmoniques a besoin de la génération des courants de références en premier lieu, puis la régulation de ces courants de références générés. Pour cet objectif, la commande du FAP consiste de deux blocks principaux : la partie commande et la partie puissance. La partie commande contient l'identification et la régulation des courants harmoniques de références et la boucle de régulation du bus continu. La partie puissance contient le filtre de sortie qui assure la liaison du FAP au réseau électrique, le filtre actif parallèle et l'élément de stockage capacitif.

2.5 Simulation de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante

La simulation de l'ensemble réseau, filtre actif et charge polluante est une étape importante pour l'étude paramétrique et le comportement dynamique du filtre actif dans la compensation des courants harmoniques. Après l'étape de description du système à étudier, un ensemble de résultats de simulation seront traités et discutés pour mettre en relief les grandes lignes concernant le filtre actif.

2.5.1 Description de l'ensemble, réseau, filtre actif et charge polluante

Le système considéré se compose d'un réseau d'alimentation, d'un pont redresseur à diode représentant la charge non linéaire et d'un filtre actif à structure tension, figure (2.17).

2.5.1.1 Modélisation du réseau électrique

Le réseau électrique est représenté par une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court circuit, d'où le réseau est modélisé par une *fem* triphasées équilibrées, par une inductance L_s et une résistance R_s (figure 2.18).

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \sqrt{2}E \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

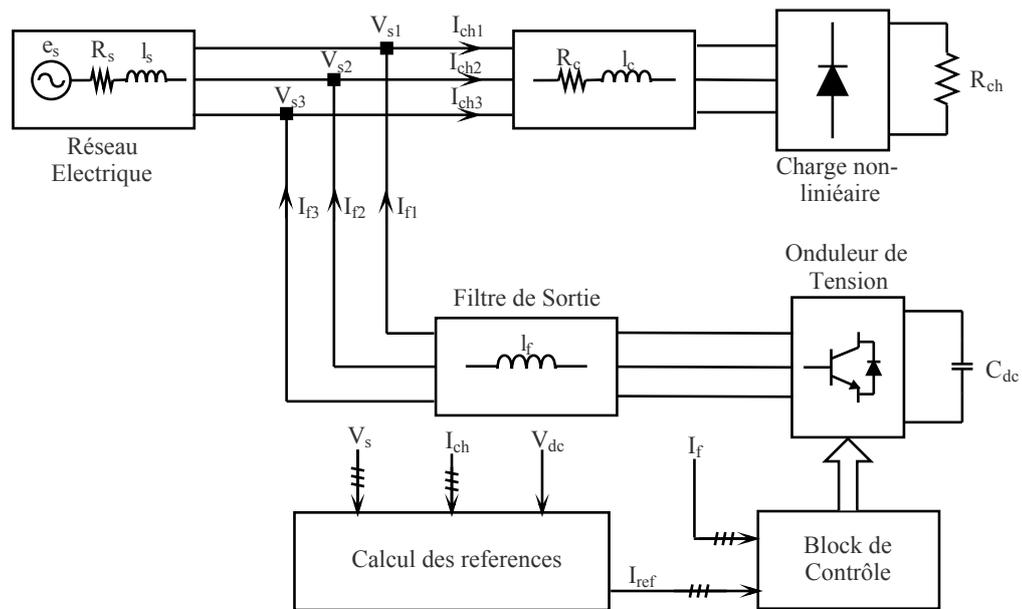


Figure 2.17. Schéma synoptique de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante.

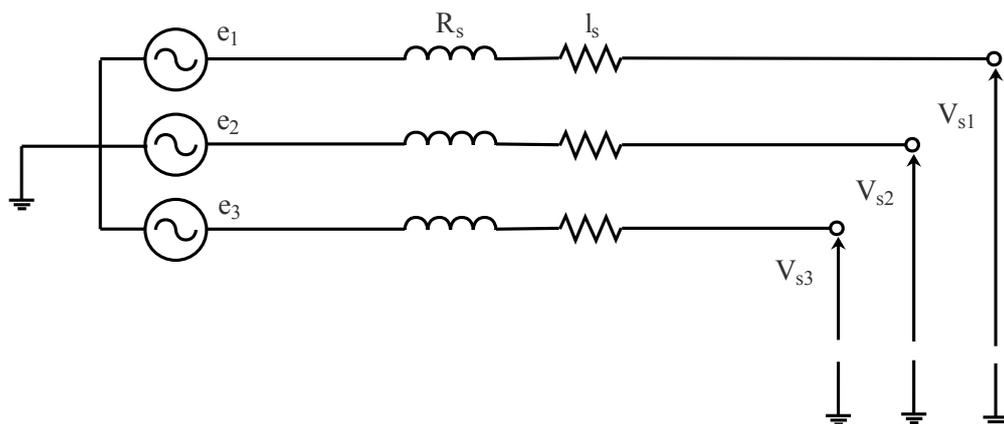


Figure 2.18. Schéma synoptique du réseau électrique.

$$Z_s = R_s + jL_s\omega \quad (2.28)$$

2.5.1.2 Modélisation de la charge polluante

Afin de comprendre les caractéristiques et les applications du filtre actif parallèle, il est important de discuter les caractéristiques générales des charges non linéaire puisque la majorité des charges industrielles avec des puissances VA élevées sont alimentées par des réseaux triphasés à trois fils et ont les topologies des redresseurs triphasés. Ces charges sont des sources de courant ou de tension harmoniques, ce qui explique que les charges

non linéaires sont classées en deux catégories : des charges non linéaires à source de courant harmonique et des charges non linéaires à source de tension harmonique.

La figure (2.19.a) montre un redresseur triphasé typique à thyristors avec une inductance et une résistance côté continu. En raison de la valeur suffisante de l'inductance du côté continu, elle produit un courant presque constant. Le contenu du courant harmonique à l'entrée du redresseur (courant de la charge) dépend principalement de ce dernier avec un THD typique de valeur de 25-30% . Par conséquent, ce type de charge se comporte comme une source du courant harmonique.

Cependant, selon les indications de la figure (2.19.b) , un redresseur à diodes avec un condensateur côté continu est un exemple des charges non linéaires à source de tension harmonique. Bien que le contenu du courant harmonique à l'entrée du redresseur soit affecté par l'impédance du côté alternatif et fortement distordu (en général $\text{THD} > 70\%$), par conséquent ces types de charges non linéaires se comportent comme une source de tension plutôt qu'une source de courant, donc sont appelées des charges non linéaires à source de tension harmonique.

En se basant sur la discussion ci-dessus, le circuit équivalent de chaque phase d'une charge non linéaire à source de courant harmonique peut être représenté par un circuit

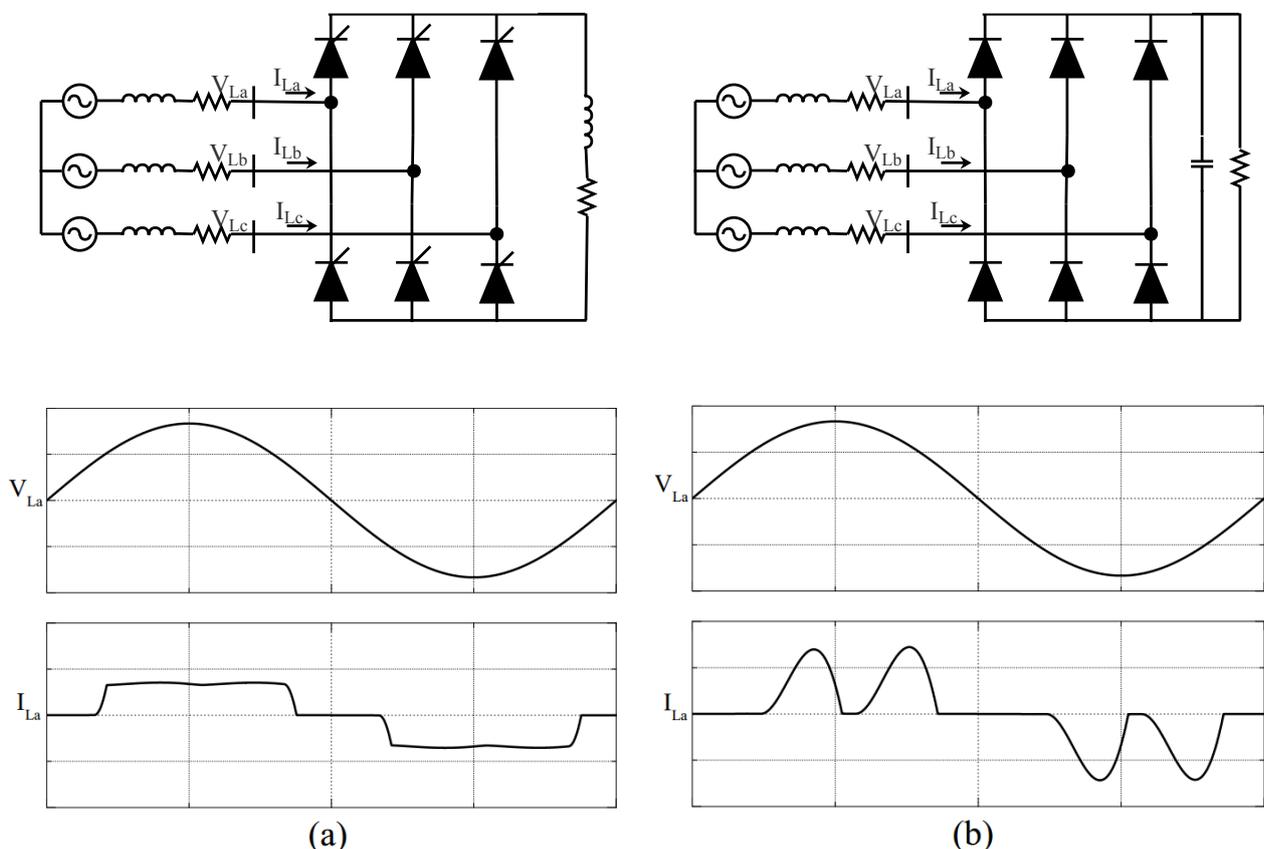


Figure 2.19. Charges non linéaires triphasées typiques et leurs signaux d'entrée : a- un redresseur à thyristors débitant une charge RL, b- un redresseur à diode débitant une charge RC.

de Norton équivalent comme il est montré dans la figure (2.20).a. Le circuit équivalent de chaque phase d'une charge non linéaire à source de tension harmonique est donné par le circuit équivalent de *Thevenin*, figure (2.20.b).

Une source pure de courant harmonique est un cas spécial du schéma de Norton équivalent avec $Z_l \mapsto \infty$, et une source pure de tension harmonique est un cas spécial du schéma de *Thevenin* équivalent avec $Z_l \mapsto 0$ [4].

2.5.2 Schéma équivalent de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante

La figure (2.21) montre le schéma équivalent de Norton d'un filtre actif parallèle pour une charge non linéaire à source de courant harmonique. Le courant de la source I_l et l'impédance parallèle Z_l représentent la source du courant équivalente. Il est le courant total consommé par la charge. La source triphasée est représentée par une source de tension V_s et une impédance de réseau Z_s .

Puisque le but du FAP est de compenser le courant harmonique des charges pour rendre le courant de la source sinusoïdale, le FAP est mis en application comme un générateur de courant harmonique, ce qui produit des courants harmoniques égaux dans l'amplitude et opposés dans la phase à celles des charges non linéaires, où, le FAP dans la figure est représenté comme une source de courant I_F . Le courant du filtre est défini par :

$$I_F = G(s)I_l \quad (2.29)$$

où $G(s)$ est la fonction de transfert du FAP. Par l'analyse du schéma équivalent, le courant de la source I_s et le courant de la charge I_l , sont donnés par les équations (2.30) et (2.31)

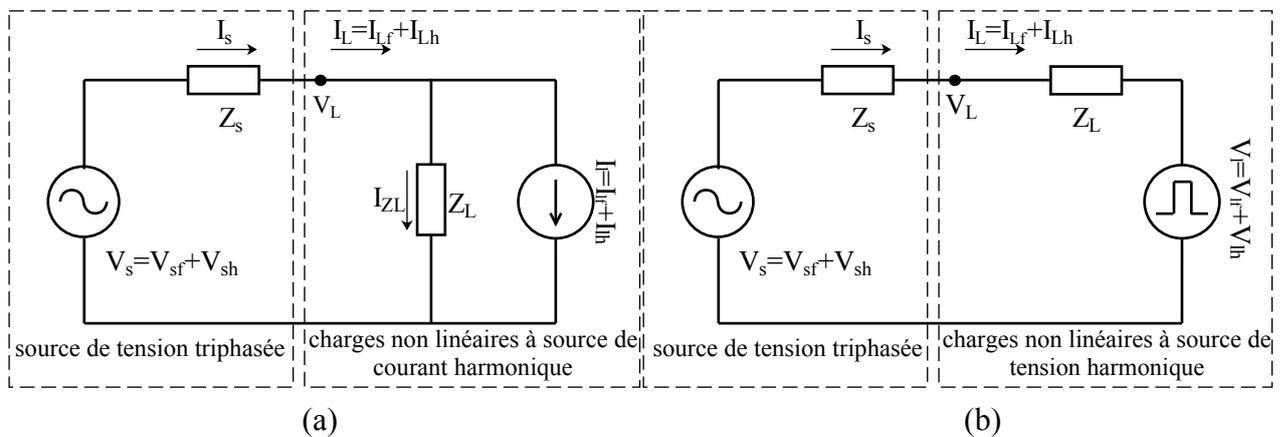


Figure 2.20. Modèle du schéma équivalent d'une phase : a- charge non linéaire à source de courant harmonique représentée par le schéma de Norton équivalent, b- charge non linéaire à source de tension harmonique représentée par le schéma de *Thevenin* équivalent [4].

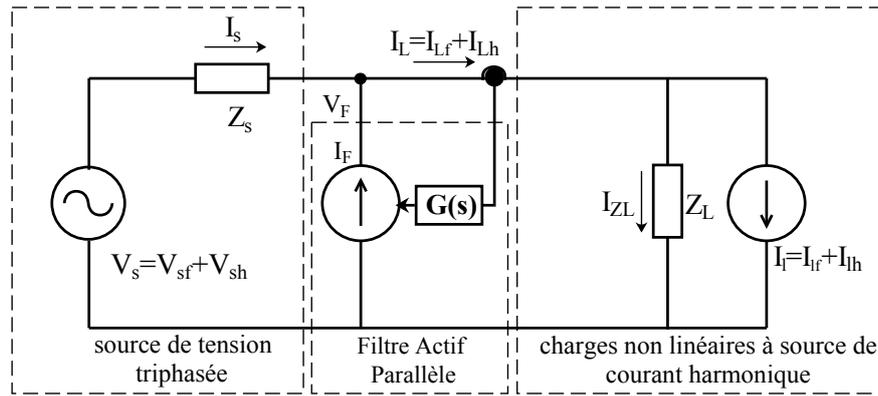


Figure 2.21. Application d'un filtre actif parallèle à une charge non linéaire à source de courant harmonique représenté en Norton équivalent [4].

respectivement.

$$I_s = \frac{Z_l}{Z_s + \frac{Z_l}{1-G(s)}} I_l + \frac{1}{Z_s + \frac{Z_l}{1-G(s)}} V_s \quad (2.30)$$

$$I_l = \frac{\frac{Z_l}{1-G(s)}}{Z_s + \frac{Z_l}{1-G(s)}} I_l + \frac{1}{(1-G(s)) \left(Z_s + \frac{Z_l}{1-G(s)} \right)} V_s \quad (2.31)$$

Dans un FAP parfait, $G(s)$ la fonction de transfert est égale à zéro à la fréquence fondamentale ($|G(s)|_f = 0$), et approximativement égale à une valeur unitaire à toutes les autres fréquences harmoniques ($|G(s)|_h \approx 1$). Par conséquent $G(s)$ est supposée pour avoir une caractéristique d'un filtre Notch à la fréquence fondamentale, donc elle vérifie la condition suivante :

$$\left| \frac{Z_l}{1-G(s)} \right|_h \gg |Z_s|_h \quad (2.32)$$

On fait déduire des équations (2.29), (2.30) et (2.31) les relations suivantes :

$$I_F \simeq I_{lh} \quad (2.33)$$

$$I_{sh} \simeq (1-G(s))I_{lh} + \frac{1-G(s)}{Z_l} V_{sh} \simeq 0 \quad (2.34)$$

$$I_{Lh} \simeq I_{lh} + \frac{1}{Z_l} V_{sh} \quad (2.35)$$

Les équations précédentes montrent que les performances du FAP dépendent des para-

mètres de système Z_L et Z_s , et la fonction de transfert du FAP $G(s)$.

2.5.3 Caractéristiques de la charge polluante

La charge polluante se compose d'un pont redresseur triphasé débitant sur une charge RL (R_d, L_d) avec une inductance supplémentaire L_c à l'entrée du redresseur afin de limiter les gradients di/dt . L'inductance totale $L_{tot} = L_s + L_c$ s'oppose à la variation brutale du courant de ligne, le courant de la charge non linéaire peut être exprimé par la relation suivante :

$$i_d(t) = I_{d_{moy}} + \sum (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.36)$$

avec : $I_{d_{moy}}$ est le courant moyen de la charge non linéaire, il est donné par :

$$I_{d_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(t) d(\omega t) \quad (2.37)$$

a_n et b_n : sont les coefficients de la série de Fourier.

Les coefficients a_1 et b_1 de la composante fondamentale, peuvent être calculés comme suit :

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(t) \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_d \cos(\omega t) d(\omega t) \right] = 0 \quad (2.38)$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin(\omega t) d(\omega t) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_d \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (2.39)$$

La valeur efficace I_1 du courant fondamental de la charge est donnée par :

$$I_1 = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_d \quad (2.40)$$

La valeur efficace du courant de charge est donnée par :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3} I_d^2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2.41)$$

Le redresseur est branché sous une tension de 230V/400V, le dimensionnement du redresseur est effectué pour un angle d'amorçage égale à 0^0 .

La tension de sortie d'un redresseur à thyristors est :

$$U_d = \frac{3V\sqrt{6}}{\pi} \cos(\alpha) \quad (2.42)$$

$$R_d = \frac{U_{dmax}^2}{P_{max}} \quad (2.43)$$

Le choix de l'inductance L_d se fait selon le choix du $\tau_d = \frac{L_d}{R_d}$, comme l'indice de pulsation $p = 6$, donc $T_d = 3.3ms$.

Pour obtenir un courant suffisamment lisse en sortie, il faut que $\frac{\tau_d}{T_d} \geq 1$, donc on calcule L_d pour $T_{dmin} = \tau_{dmin} = 3.3ms$.

2.5.4 Dimensionnement du filtre actif

La valeur efficace du courant de charge est :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2.44)$$

Dans ce cas, la valeur efficace de la somme des courants harmoniques $(I_{eff})_{harm}$ est définie par :

$$(I_{eff})_{harm} = \sqrt{I_{eff}^2 - I_1^2} \quad (2.45)$$

avec : I_1 : valeur efficace de la composante fondamentale du courant côté alternatif.

Nous aurons donc :

$$(I_{eff})_{harm} = \sqrt{\left(\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}\right) I_d^2} = 0.242 \cdot I_d \quad (2.46)$$

Comme l'objectif du filtre est la suppression de tous les harmoniques, la puissance nominale de celui-ci sera égale à :

$$(S_{nom})_{filtr} = \sqrt{3}U_n(I_{eff})_{filtr} \quad (2.47)$$

$$(S_{nom})_{filtr} = \sqrt{3}U_n(0.242.I_d)_{harm} \quad (2.48)$$

La puissance nominale de la charge polluante est :

$$\frac{(S_n)_{filtr}}{(S_n)_{ch}} = \frac{\sqrt{3}.U_n.(0.242.I_d)}{\sqrt{3}.U_n.\frac{\sqrt{6}}{\pi}.I_d} = 0.31 \quad (2.49)$$

2.5.5 Résultats de simulation

Pour la simulation de l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif, la charge non linéaire considérée est un pont redresseur triphasé non commandé où les semi-conducteurs sont considérés parfaits.

2.5.5.1 Courants harmoniques et tensions sinusoïdales équilibrées

Dans cette partie les tensions du réseau d'alimentation sont considérées idéales, ça veut dire que les tensions de source sont équilibrées et ne contiennent pas d'harmoniques et la charge est équilibrée. La figure (2.22) présente de haut en bas les formes d'ondes des tensions de source et des courants de la charge non linéaire.

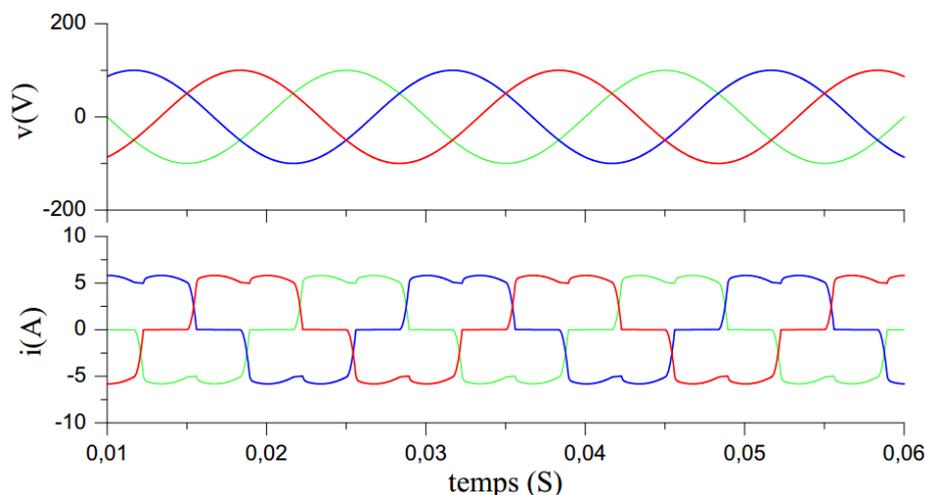


Figure 2.22. Formes d'ondes-conditions équilibrées- de haut en bas : les tensions du réseau électrique, les courants de la charge polluante.

La figure (2.23) présente de haut en bas, le courant de référence généré par l'algorithme des puissance instantanées et le courant du filtré actif. La figure (2.24) donne le courant filtré de la première phase, et la tension v_{dc} du bus continu. On voit que la tension v_{dc} est presque constante et oscille autour de sa référence.

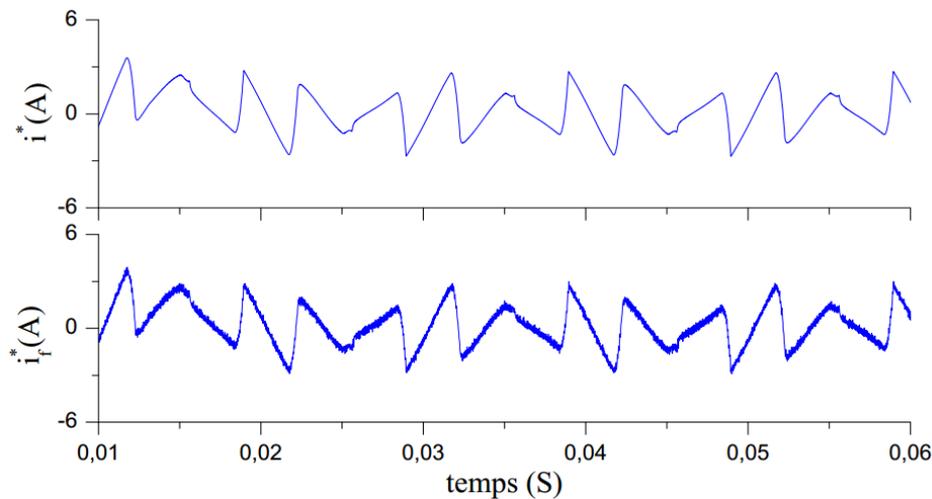


Figure 2.23. Formes d'ondes-conditions équilibrées- de haut en bas :le courant de référence et le courant injecté par le filtre actif.

L'analyse spectrale des courants de la charge non linéaire et du courant filtré est présentée dans la figure (2.25). D'après cette figure nous constatons que par l'application du filtre actif parallèle une amélioration dans l'allure du courant a été obtenue, comme il est indiqué dans la figure (2.24). Le courant perturbé est dépollué à un niveau satisfaisant, ceci est confirmé par le spectre harmonique qui passe d'un THD de 27.30% à un THD de 2.06% en considérant les 25 premiers harmoniques les plus significatifs (5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 et 25).

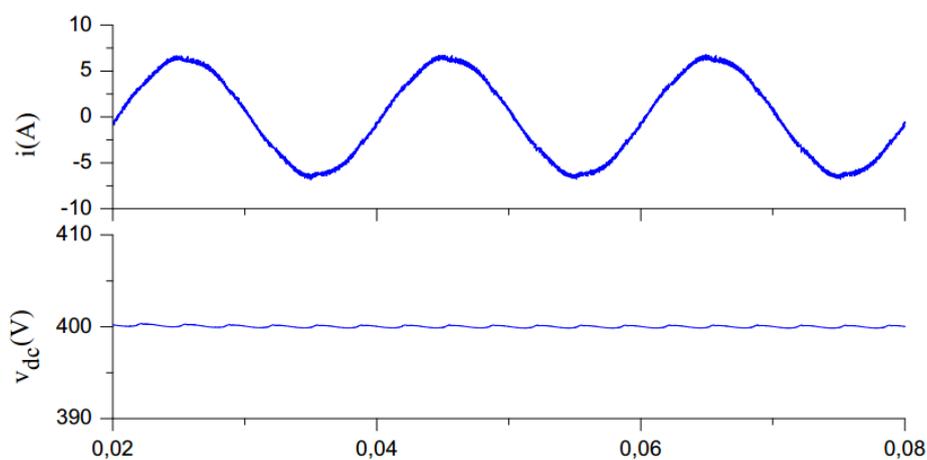


Figure 2.24. Formes d'ondes-condition équilibrées- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.

2.5.6 Courants harmoniques et tensions déséquilibrées

Dans ce paragraphe on considère un déséquilibre de tension pour examiner les performances du filtre actif parallèle dans ces conditions, la figure (2.26) montre les résultats de simulation obtenus lorsque les tensions de la source sont déséquilibrées ainsi que les courants de la charge non-linéaire.

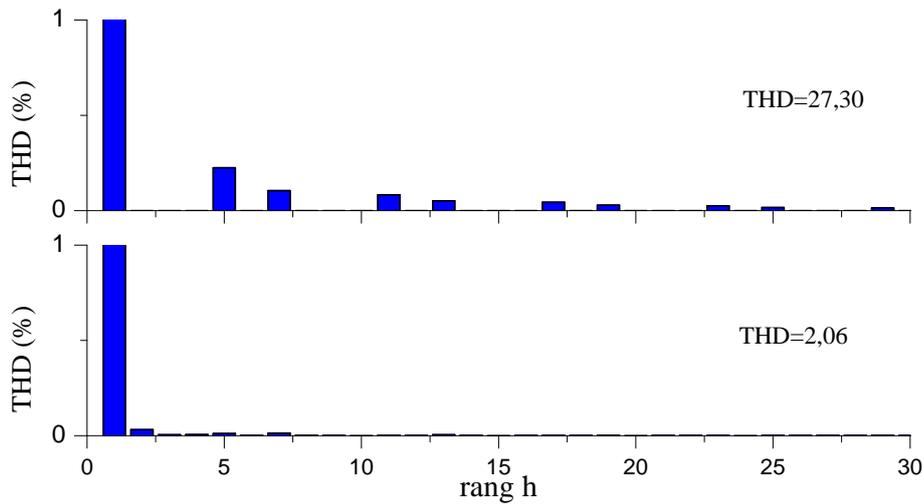


Figure 2.25. Formes des spectres du courant-condition équilibrées- de haut en bas : spectre du courant de la charge polluante et spectre du courant filtré .

La figure (2.27) expose de haut en bas, le courant de référence généré et le courant injecté par le filtre actif i_f^* obtenus dans le cas d'un déséquilibre au niveau des tensions d'alimentation.

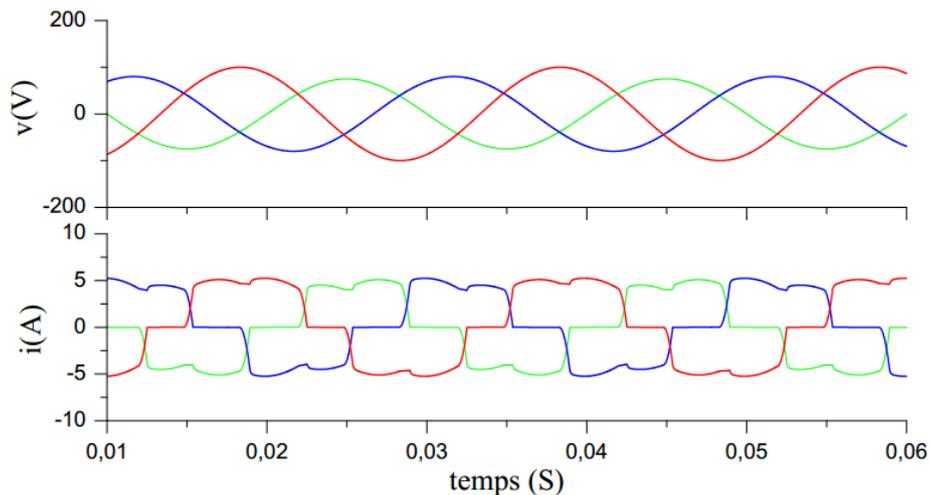


Figure 2.26. Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas : les tensions du réseau électriques, les courants de la charge polluante.

La figure (2.28) donne la forme du courant de la source après filtrage, et la tension v_{dc} aux bornes du condensateur. On constate que les performances du filtre actif sont affectées par le déséquilibre du réseau électrique, et d'autre part, l'amplitude de l'oscillation de la tension v_{dc} a augmentée par rapport au cas équilibré. Ceci s'explique principalement par l'inadéquation de l'utilisation de l'algorithme de contrôle sans prendre en considération l'effet de déséquilibre des tensions de la source.

Dans le cas d'un déséquilibre, l'analyse spectrale des courants de la charge non linéaire et du courant compensé par le filtre actif sont montrés dans la figure (2.28).

On peut noter que le taux des harmoniques impaires est partiellement augmenté par

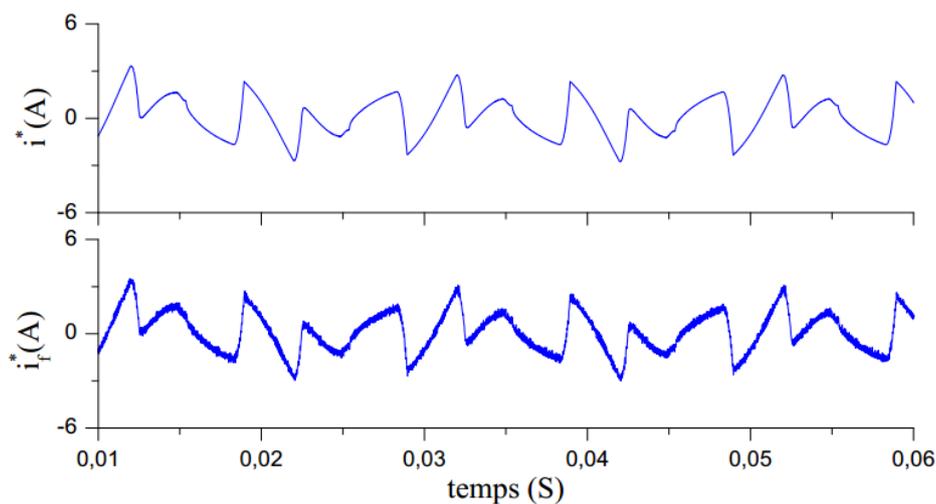


Figure 2.27. Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas :le courant de référence et courant injecté par le filtre actif.

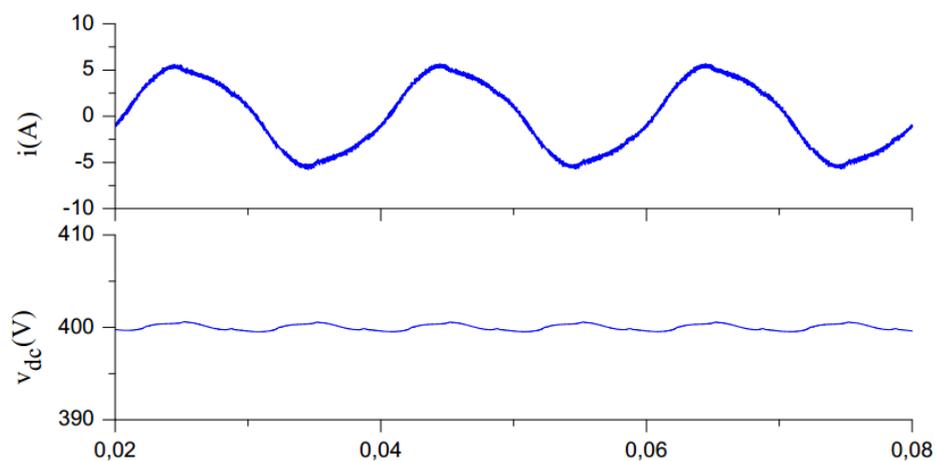


Figure 2.28. Formes d'ondes-conditions déséquilibrées- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.

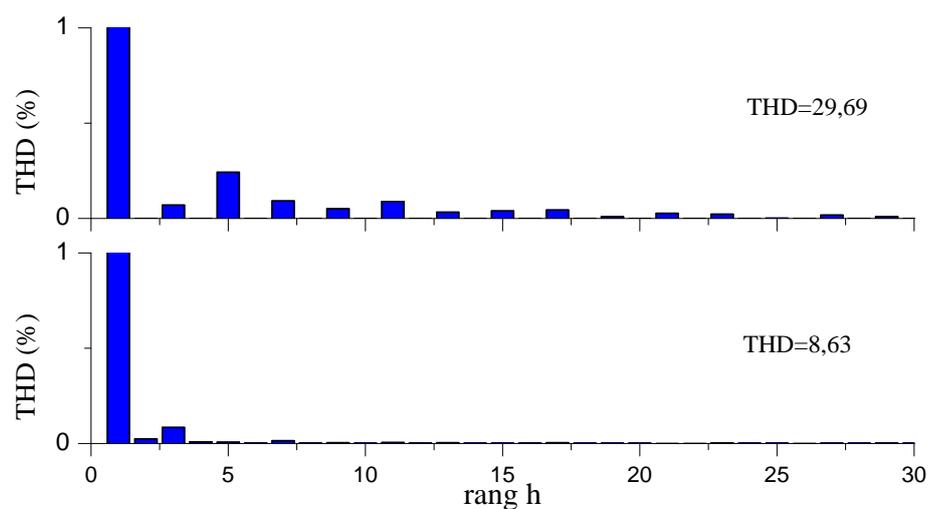


Figure 2.29. Formes des spectres du courant-conditions déséquilibrées- de haut en bas : spectre du courant de la charge polluante et spectre du courant filtré .

rapport au cas précédent de la figure (2.25). En effet dans cette figure le THD du courant de la charge non linéaire est de 29.69% et le THD du courant filtré est de 8.63%, donc d'autres mesures à prendre dans le cas de présence en plus d'une pollution des tensions de la source.

2.5.7 Courants harmoniques et tensions équilibrés avec une variation de la charge

Dans ce paragraphe, le comportement du filtre actif parallèle dans le cas d'une variation de la charge est considéré. La figure (2.30) présente de haut en bas les tensions d'alimentation et les courants de la charge non linéaire où on introduit une variation de la charge à l'instant $t = 0.01s$. La figure (2.31) présente les courants de référence et le courant du filtre actif et la figure (2.32) présente le courant filtré et la tension v_{dc} . Nous remarquons que le comportement du filtre dans ce cas est similaire à celui du premier cas équilibré, mais son

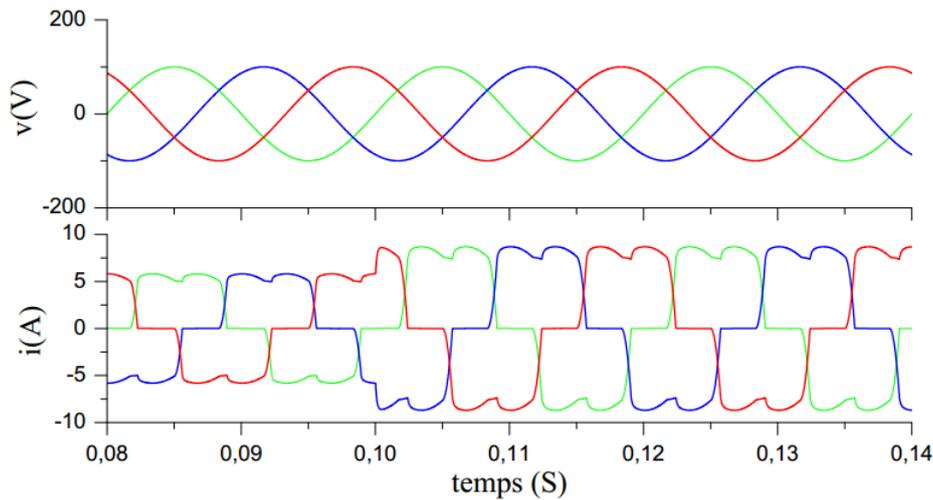


Figure 2.30. Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas : les tensions du réseau électrique, les courants de la charge polluante.

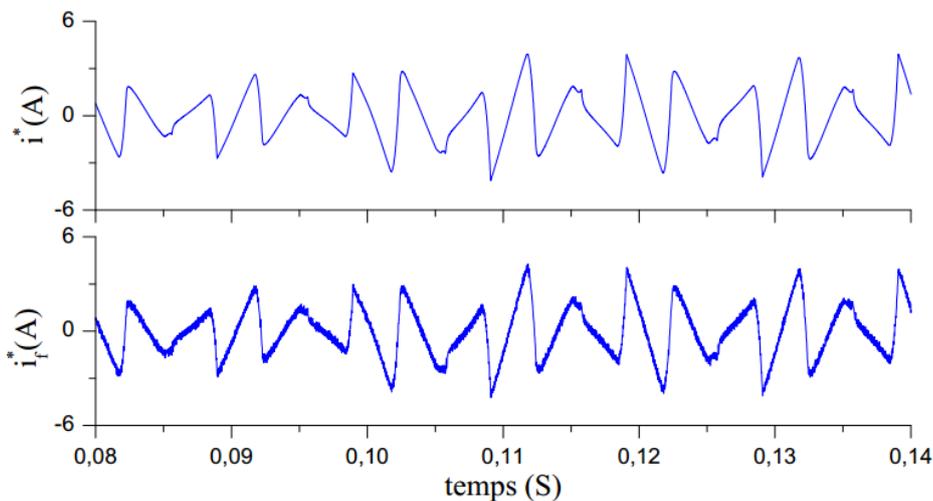


Figure 2.31. Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas :le courant de référence et courant injecté par le filtre actif.

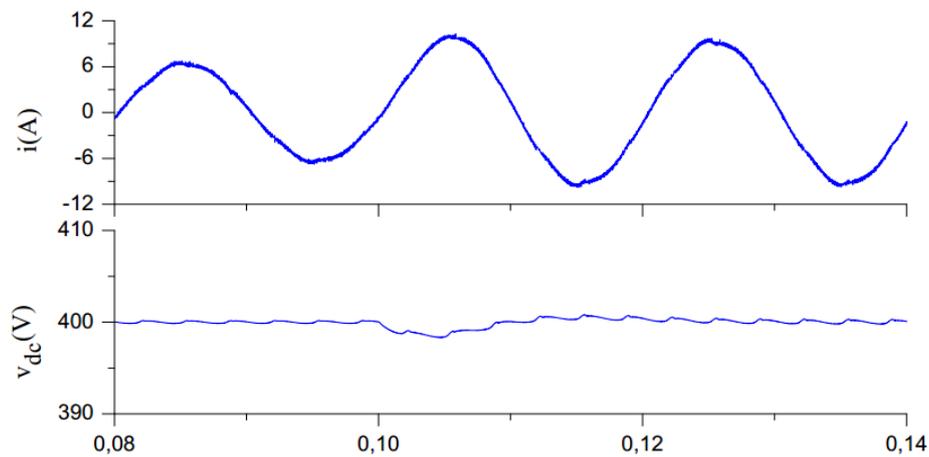


Figure 2.32. Formes d'ondes-cas d'une variation de charge- de haut en bas : courant de la source filtré et la tension du bus continu.

comportement diffère au niveau de la tension du bus continu à l'instant de la variation de la charge où le régulateur du bus continu ramène la tension à sa référence.

2.6 Influence des paramètres

2.6.1 Variation de l'inductance de découplage

Pour une tension V_{dc} constante et une largeur de la bande d'hystérésis donnée, la variation du THD en fonction de l_f est représentée dans la figure (2.33). Il est évident que l'augmentation de cette inductance va au détriment de la qualité de filtrage.

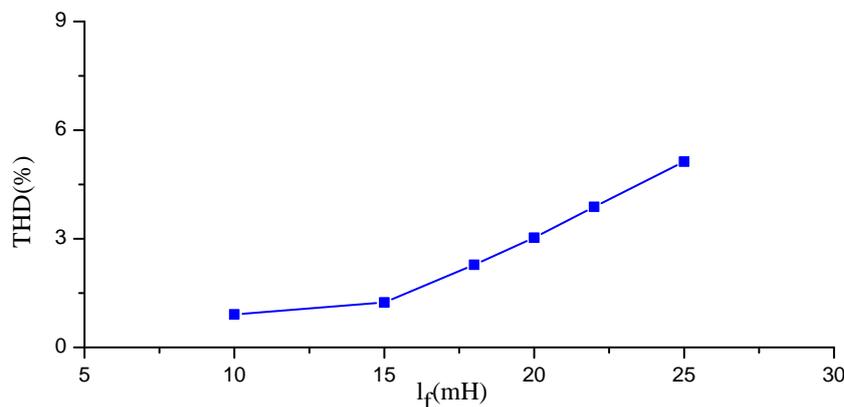


Figure 2.33. Variation du THD % en fonction de l'inductance de découplage.

2.6.2 Variation de la tension du bus continu

Pour une inductance de découplage constante et une largeur de la bande d'hystérésis donnée, la courbe de variation du THD des courants filtrés sont décrits dans la figure (2.34). On peut noter que la diminution effective du THD va au sens de l'augmentation de

V_{dc} . En revanche, la tension inverse des composants de puissance pose une barrière à la valeur maximale admise.

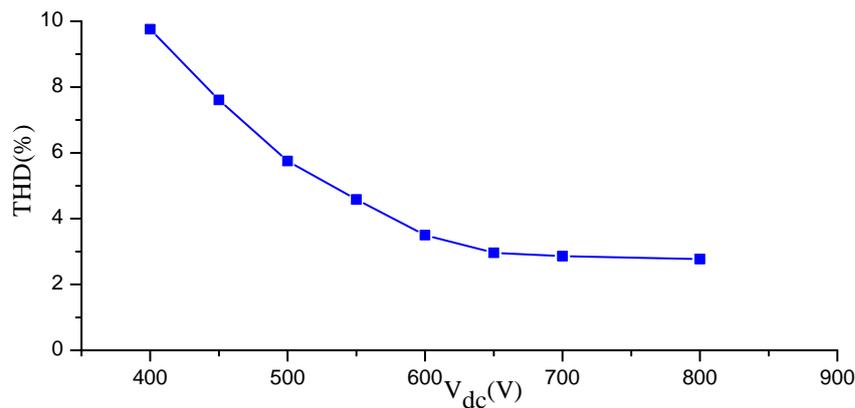


Figure 2.34. Variation du THD % en fonction de la tension continu.

2.6.3 Variation de la largeur de bande d'hystérésis

La figure (2.35) montre l'influence de la largeur de bande d'hystérésis sur le THD des courants dans la source après filtrage. Il est évident que la qualité du filtrage va au sens de la diminution de la largeur de la bande d'hystérésis, tout en signalant la limite en fréquence imposée par les composants de puissance.

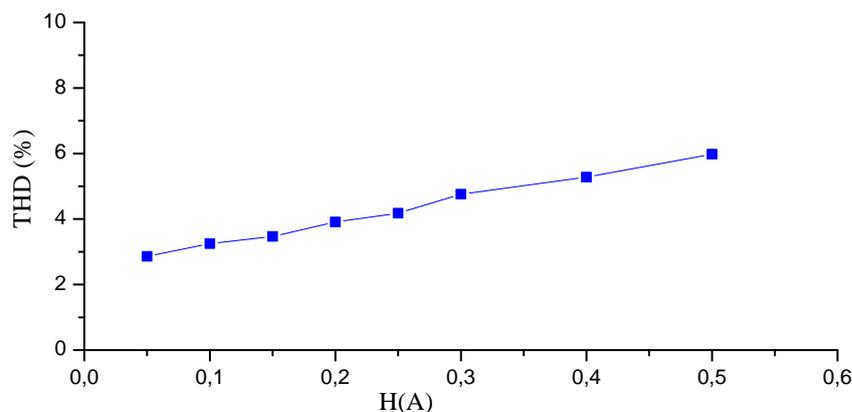


Figure 2.35. Variation du THD % en fonction de la largeur de la bande.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure du filtre actif parallèle ainsi que leurs différents éléments constitutifs. La configuration du circuit de puissance, le dimensionnement des paramètres du filtre de sortie dans le but d'atténuer les ondulations des courants du filtre qui sont dues principalement à la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance, la stratégie de commande et le principe de fonctionnement du système de filtrage actif.

Un exemple de simulation a été présenté afin de montrer les avantages et le principe de fonctionnement du FAP dont les performances du filtre actif s'en trouveront influencées par les conditions extérieures du réseau électrique, les différents paramètres de dimensionnement ainsi que la commande.

Chapitre 3

Techniques d'extraction des courants harmoniques

3.1 Introduction

Les filtres actifs de puissance ont pour objectif d'agir d'une manière directe et dynamique afin de compenser les harmoniques ou atténuer leurs effets sur les réseaux d'alimentation. Pour rendre cet objectif réalisable, la méthode d'identification des grandeurs de références harmoniques devrait répondre en temps réel et avec précision afin de considérer une bonne qualité du filtrage.

Les algorithmes d'identification des références harmoniques de courants ou de tensions sont regroupés dans la littérature en deux domaines, le domaine fréquentiel ou le domaine temporel [85].

• L'identification dans le domaine fréquentiel

La transformée de Fourier discrète (DFT), la transformée de Fourier rapide (FFT), la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT) et le filtre de Kalman sont les méthodes usuellement utilisées dans le domaine fréquentiel. Cependant, le nombre important des itérations de calcul et la lenteur du temps de réponse par rapport au temps exigé pour les applications du filtrage en temps réel, les ont rendu obsolètes et a tourné l'attention vers les algorithmes dans le domaine temporel.

• L'identification dans le domaine temporel

Les méthodes de détection des harmoniques dans le domaine temporel offrent une rapidité et un temps de calcul minime par rapport aux méthodes dans le domaine fréquentiel. De nombreuses méthodes ont été publiées dans la littérature scientifique [86], telle que, la théorie des puissances instantanée [87–92], la théorie de référence synchrone [93], la théorie basée sur le filtre passe-bande, les algorithmes basés sur le filtre multi-variable et les méthodes basées sur le mode glissant [94–97]. L'objectif du présent chapitre est de présen-

ter et de comparer les méthodes les plus connues et qui répondent au compromis temps de réponse, qualité de filtrage des références harmoniques.

3.2 Méthode des puissances active et réactive instantanées

Pour présenter la méthode d'identification des harmoniques comme elle a été présentée pour la première fois par *Akagi et al*, il est utile de donner les notions conventionnelles de puissances active et réactive pour des charge linéaire et système de tensions et courants équilibrés ou déséquilibrés.

3.2.1 Notions conventionnelles de puissances active et réactive

La théorie de l'énergie électrique, ne tient compte souvent que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents dans les réseaux sont perturbés et loin d'être considérés comme parfaitement sinusoïdaux et équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est nécessaire de bien connaître tous les échanges entre le réseau et les différentes charges de telle manière à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont *harmoniques* et *composantes symétriques*, permettant la décomposition des signaux électriques perturbés en composante idéale et composantes de perturbation.

Le concept d'harmonique introduit au début du (*XIX^{ème}*) siècle par *Joseph Fourier*, démontre que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes. La composante de fréquence nulle de la série de Fourier est dite *composante continue*, tandis que la première composante est appelée *composante fondamentale*. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50/60 Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés *harmoniques*.

Dans le cas d'un réseau triphasé les tensions et les courants peuvent être présentés respectivement par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(h\omega t + \phi_h) \\ v_{sb} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin\left(h\omega t + \phi_h - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin\left(h\omega t + \phi_h + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} i_{sa} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \\ i_{sb} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin\left(h\omega t + \varphi_h - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin\left(h\omega t + \varphi_h + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.2)$$

où h représente le rang d'harmonique des séquences positive et négative de la tension ou du courant, et indique également le sens de rotation des tensions et des courants harmoniques par rapport à la composante fondamentale du système triphasé équilibré. Les harmoniques positifs (négatifs) tournent dans la même (opposé) direction que la fréquence fondamentale avec une vitesse de $h\omega$. Les harmoniques de la séquence homopolaire représentent la troisième composante où les tensions et les courants harmoniques du système triphasé sont en phase les uns avec les autres. L'effet de la composante harmonique homopolaire n'intervient pas dans le calcul de la puissance active ou réactive.

Enfin, pour les notions de puissance active et réactive, on considère les cas de charges linéaires et non linéaires alimentées par des tensions sinusoïdales.

3.2.1.1 Tension sinusoïdale et charge linéaire

Systeme Monophasé

Si on considère que la tension et le courant dans la charge sont donnés par :

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (3.3)$$

La puissance instantanée peut être calculée comme suit :

$$p(t) = v(t).i(t) = \overbrace{VI \cos(\varphi).(1 - \cos(2\omega t))}^{\text{Première partie}} - \overbrace{VI \sin(\varphi).(\sin(2\omega t))}^{\text{Deuxième partie}} \quad (3.4)$$

Cette relation montre qu'on peut décomposer la puissance instantanée en deux parties [98] :

- la première partie a une valeur moyenne égale au produit de $(VI \cos(\varphi))$ et d'une composante alternative qui oscille avec une fréquence double de la fréquence fondamentale. La valeur moyenne de cette partie caractérise le transfert d'énergie effective, qui est

défini par la puissance active :

$$P(t) = VI \cos(\varphi) \quad (3.5)$$

• la deuxième partie (qui a une valeur moyenne nulle) dont l'amplitude définit la puissance réactive :

$$Q(t) = VI \sin(\varphi) \quad (3.6)$$

Système triphasé

Si on considère un système triphasé *abc* équilibré avec des charges linéaires. On peut tirer les conclusions suivantes :

• la puissance instantanée pour le système triphasé est donnée par :

$$p_{3\Phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3P = P_{3\Phi} \quad (3.7)$$

la puissance instantanée triphasée est constante et est égale à la puissance active.

• les composantes alternatives, dont Q dépend, sont décalées de 120° l'une par rapport aux autres. Donc leur somme est nulle. Cependant on définit la puissance réactive d'un système triphasé par :

$$Q_{3\Phi} = 3Q \quad (3.8)$$

En effet ce type de puissance existe dans chaque phase indépendamment, bien que leur somme soit nulle.

3.2.1.2 Tension sinusoïdale et charge non linéaire

Dans ce cas, les tensions sont les mêmes que précédemment, mais les courants contiennent des harmoniques de fréquences multiples de la fréquence fondamentale :

$$i(t) = \sum_{h=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (3.9)$$

La puissance instantanée est alors donnée par :

$$p(t) = VI_1 \cos(\varphi_1) \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - VI_1 \sin(\varphi_1) \cdot \sin(2\omega t) + \sum_{h=2}^{+\infty} 2VI_h \sin(\omega t) \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h)$$

(3.10)

dont la valeur moyenne est :

$$P(t) = VI_1 \cos(\varphi_1) \quad (3.11)$$

Le courant efficace est :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 \dots} \quad (3.12)$$

La puissance apparente est définie par :

$$S = V.I \quad (3.13)$$

d'où on a :

$$S^2 = V^2.I^2 = V^2(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 \dots) \quad (3.14)$$

Dans ce cas, la puissance réactive est définie par :

$$Q(t) = VI_1 \sin(\varphi_1) \quad (3.15)$$

et la puissance déformante par :

$$D = V.\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots} \quad (3.16)$$

On peut écrire :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (3.17)$$

D'une manière générale, on peut présenter ces équations sous une forme vectorielle tel qu'il est illustré dans la figure (3.1).

3.2.2 Identification des harmoniques par la méthode des puissances active et réactive instantanées

La méthode des puissances active et réactive instantanées (fréquemment appelée méthode pq) a été introduite par *HIROFUMI Akagi* [48]. Son principe est basé sur le passage

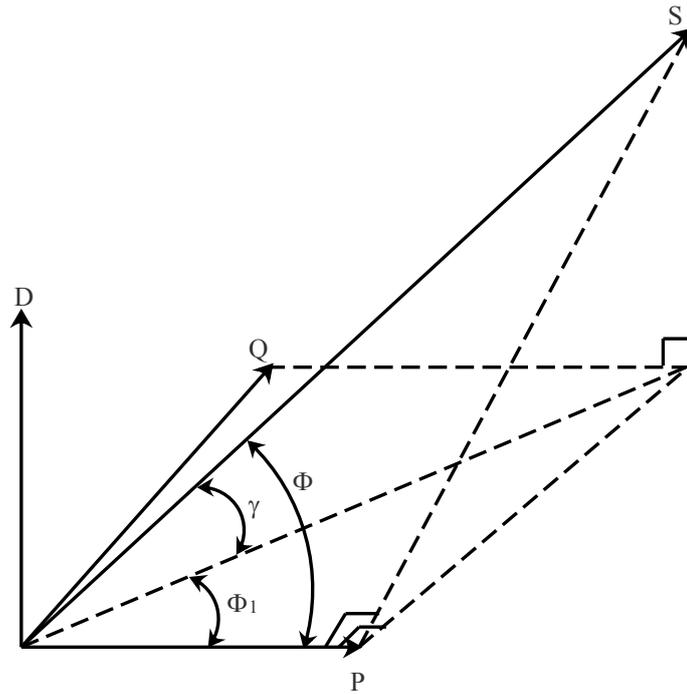


Figure 3.1. Représentation vectorielle des puissances.

des systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, vers un système diphasé (repère $\alpha\beta$) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances instantanées. Ensuite, l'utilisation soit d'un filtre passe bas, soit d'un filtre passe haut afin d'éliminer la composante continue de la puissance active afin de ne garder que la composante harmonique du signal sachant que la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

La transformation de Concordia définie par l'équation (3.18), permet d'exprimer les tensions et les courants par la relation suivante :

$$[c_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = [c_{32}] \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = [c32] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

On définit la puissance active instantanée p et la puissance réactive instantanée q par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Si on tient compte du système d'équations des tensions et courants données par les équations (3.3) et (3.4), les puissances active et réactive tirées de l'équations (3.21), sont formulées comme suit :

$$\begin{cases} p = \sum_{h_v=-\infty}^{+\infty} \sum_{h_i=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_{h_v} I_{h_i} \cos\left((h_i - h_v)\omega t + \varphi_{h_i} - \varphi_{h_v}\right) \\ q = \sum_{h_v=-\infty}^{+\infty} \sum_{h_i=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_{h_v} I_{h_i} \sin\left((h_i - h_v)\omega t + \varphi_{h_i} - \varphi_{h_v}\right) \end{cases} \quad (3.22)$$

L'équation précédente prouve que chaque composante de puissance contient une partie continue quand ($h_v = h_i$) et une partie alternative quand ($h_v \neq h_i$), ainsi :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (3.23)$$

avec :

\bar{p} et \bar{q} représentent les composantes continues liées à l'interaction entre les tensions et les courants harmoniques de même ordre ($h_v = h_i$). Généralement dans la littérature nous considérons seulement la composante fondamentale de la tension, et cela mène à un calcul incorrect des courants harmoniques de référence.

\tilde{p} et \tilde{q} représentent les composantes alternatives liées à l'interaction entre les tensions et les courants harmoniques des différents ordres ($h_v \neq h_i$).

La méthode des puissances active et réactive instantanées considère seulement la composante fondamentale des tensions pour calculer les courants harmoniques, dans ce cas

l'équation (3.22) devient :

$$\begin{cases} p = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_1 I_h \cos\left((h-1)\omega t + \varphi_h - \phi_1\right) \\ q = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_1 I_h \sin\left((h-1)\omega t + \varphi_h - \phi_1\right) \end{cases} \quad (3.24)$$

Afin d'obtenir seulement les composants harmoniques de la puissance active et réactive de l'équation (3.24), la méthode des puissances instantanées utilise un filtre passe-bas du deuxième ordre, dont la fonction de transfert est donnée par :

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (3.25)$$

où : $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 est la fréquence coupure), ξ est la constante d'amortissement et p représente l'opérateur de Laplace.

La réponse temporelle filtrée des équations (3.24 et 3.25) est formulée par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} & \text{Partie I : régime transitoire de la composante continue des harmoniques.} \\ & \text{la valeur prévue du régime permanent.} \\ \bar{p} = & \underbrace{\frac{3}{2} V_1 I_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \left(1 - \left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t) + \cos(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t) \right) e^{-\xi\omega_0 t} \right) + \\ & \text{Partie II: le régime transitoire de la composante harmonique.} \\ & \text{la composante harmonique au régime permanent.} \\ & \sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2} \left((\xi\omega_0)^2 + a_h^2 \right)} \frac{3}{2} V_1 I_h \cos\left((h-1)\omega t + \varphi_h - \phi_1\right) \left[1 - \left(\frac{\xi\omega_0}{a_h} \sin(a_h t) + \cos(a_h t) \right) e^{-\xi\omega_0 t} \right] \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} & \text{Partie I : régime transitoire de la composante continue des harmoniques.} \\ & \text{la valeur prévue du régime permanent.} \\ \bar{q} = & \underbrace{\frac{3}{2} V_1 I_1 \sin(\varphi_1 - \phi_1)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \left(1 - \left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t) + \cos(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t) \right) e^{-\xi\omega_0 t} \right) + \\ & \text{Partie II: le régime transitoire de la composante harmonique.} \\ & \text{la composante harmonique au régime permanent.} \\ & \sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2} \left((\xi\omega_0)^2 + a_h^2 \right)} \frac{3}{2} V_1 I_h \sin\left((h-1)\omega t + \varphi_h - \phi_1\right) \left[1 - \left(\frac{\xi\omega_0}{a_h} \sin(a_h t) + \cos(a_h t) \right) e^{-\xi\omega_0 t} \right] \end{aligned} \quad (3.27)$$

avec $a_h = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2} + (1-h)\omega$

Comme il est montré, les puissances continues on peut les séparer par un filtre passe-bas du second ordre. Cependant, les composantes alternatives sont obtenues directement par une simple soustraction des composantes continues juste obtenues à partir des puissances actives et réactives réelles, tel qu'il est montré sur la figure(3.2).

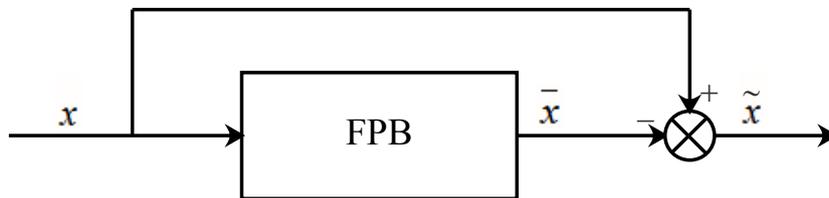


Figure 3.2. La composante alternative de la puissance obtenu par un filtre pass bas.

La figure (3.3) présente le diagramme de Bode du filtre Passe-bas utilisé dans la méthode des puissances instantanées, il est clair que ce type de filtre bloque les fréquences harmoniques inférieure à la fréquence de coupure et ne laisse passer que la fréquence fondamentale, en d'autre mots les composantes continues des puissances active et réactive dans notre cas.

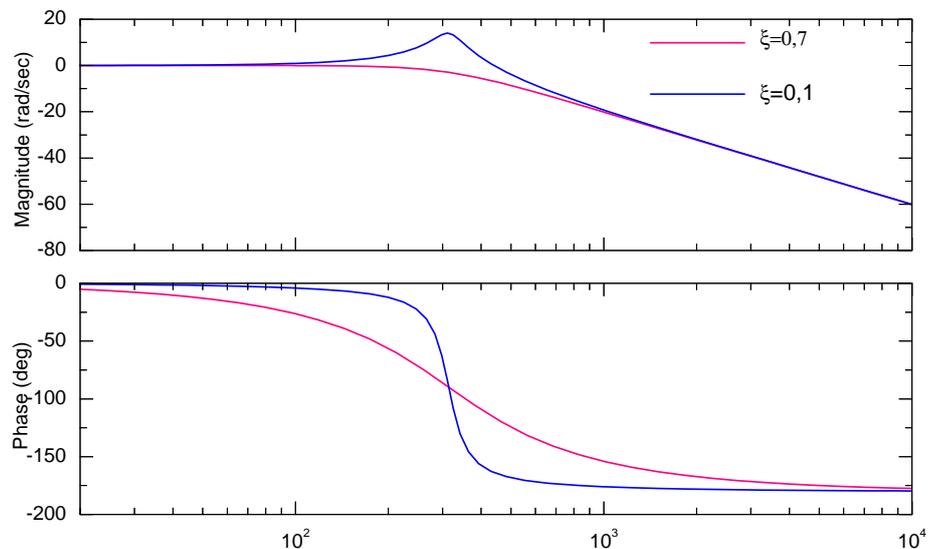


Figure 3.3. Diagramme de Bode d'un FPB.

Les équations (3.26) et (3.27) sont clairement représentées dans les figures (3.4) et (3.5) où le régime transitoire, le régime permanent et la qualité de filtrage du filtre passe-bas sont bien montrés.

Les courants de références harmoniques sur l'axe $\alpha\beta$ sont alors donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

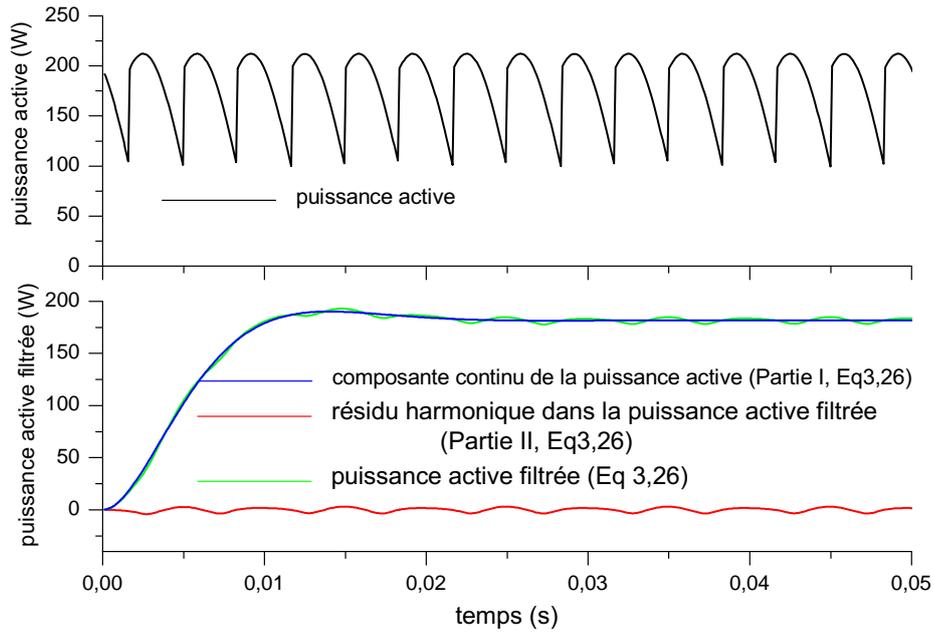


Figure 3.4. Représentation des différents composants de la puissance active au sortie d'un filtre FPB.

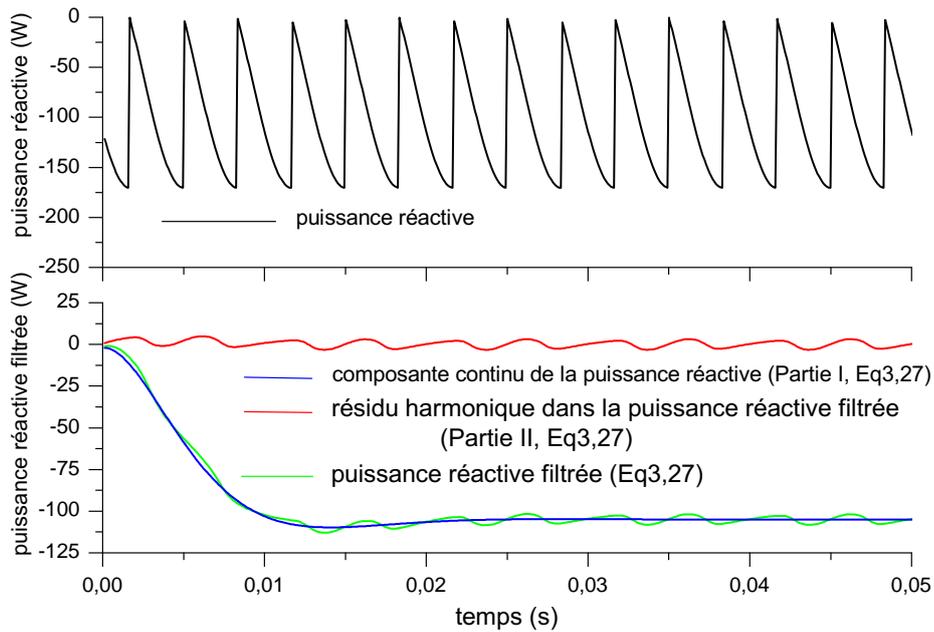


Figure 3.5. Représentation des différents composants de la puissance réactive au sortie d'un filtre FPB.

Les courants de référence fondamentaux dans le système d'axes $\alpha\beta$ sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha f} \\ i_{\beta f} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Finalement, il est facile d'obtenir les courants harmoniques de références ou les courants fondamentaux dans les axes abc en appliquant la transformation de Concordia inverse,

soit :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa_f} \\ i_{sb_f} \\ i_{sc_f} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_f} \\ i_{\beta_f} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

La figure (3.6) montre le diagramme de blocs pour le calcul des courants de références correspondant à la théorie de PQ.

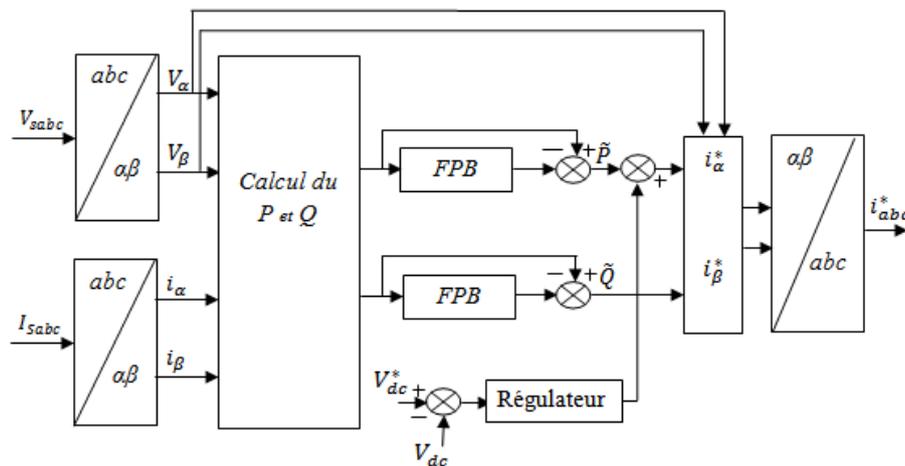


Figure 3.6. Diagramme de génération des courants de référence par la méthode pq .

Les courants de références obtenus analytiquement en utilisant les équations (3.25), (3.29) et (3.31) sont formulés comme suit :

$$\begin{cases} i_{sa_f} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}((\xi\omega_0)^2 + a_h^2)} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \\ i_{sb_f} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}((\xi\omega_0)^2 + a_h^2)} I_h \sin\left(h\omega t + \varphi_h - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc_f} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}((\xi\omega_0)^2 + a_h^2)} I_h \sin\left(h\omega t + \varphi_h + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.32)$$

Il est bien connu que le taux de déformation harmonique (THD%) est le facteur qui détermine la qualité du filtrage. Pour le système des courants défini par l'équation précé-

dente (3.32), il est formulé comme suit :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \left(\frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}((\xi\omega_0)^2 + a_h^2)} I_h \right)^2}}{I_1} \quad (3.33)$$

A partir des équations (3.26) et (3.27), le temps du régime transitoire t_r pour atteindre le régime permanent avec un erreur de $\pm 5\%$ est obtenu par la résolution numérique de l'équation non linéaire suivante :

$$\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t_r) + \cos(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t_r) = \pm 0.05 e^{\xi \omega_0 t_r} \quad (3.34)$$

La puissance active p , est donnée par l'équation (3.24), dans le cas où $h = 1$ lié au fondamentale du courant, le terme de la puissance est dite puissance active moyenne \bar{p} , tandis que le somme des autres composantes est une puissance alternative \tilde{p} , liée aux harmoniques du courant comme il montré dans l'équation (3.23), pour rendre l'idée claire un schéma synoptique de ces harmoniques et leur origine est donnée par la figure (3.7). Nous remarquons que les harmoniques de courant de rangs $(6k \pm 1)$ donnent naissance à des puissances alternatives aux pulsations multiples de 6.

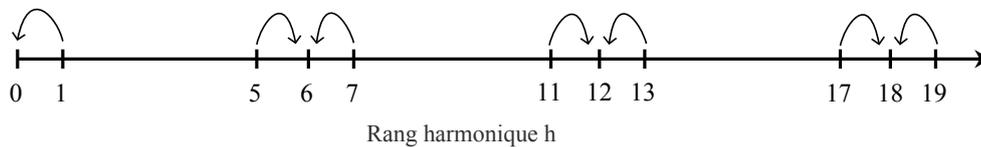
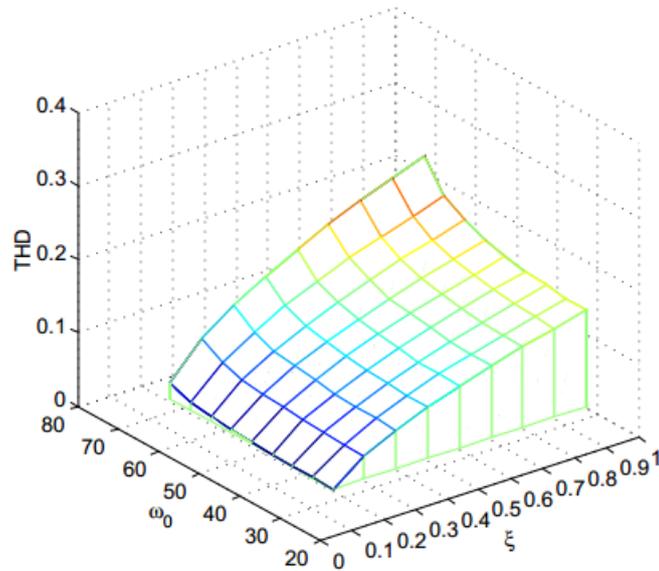
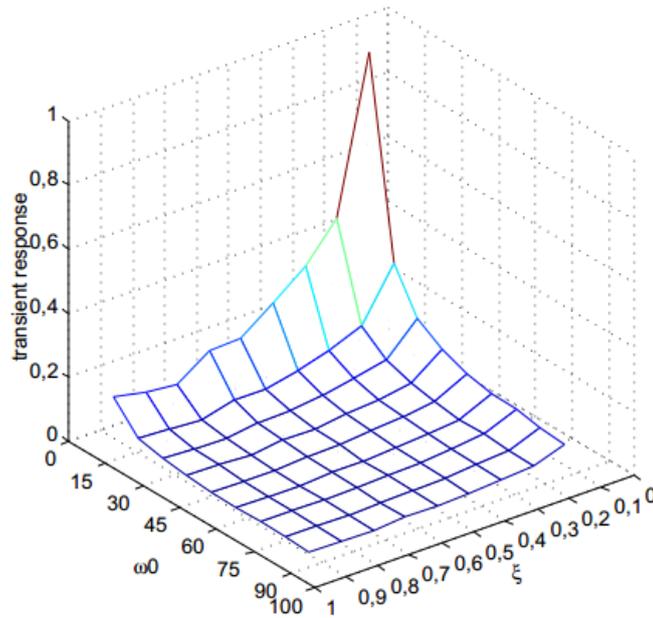


Figure 3.7. Génération des composantes $6k$ de la puissance par des tensions équilibrées.

Les figures (3.8) et (3.9) montrent la représentation analytique des équations (3.26) et (3.27) en fonction de ξ et ω_c . De ces figures on remarque que la plus petite valeur de THD (0.012%), correspond à la plus grande valeur du temps de réponse 0.92s, correspond à 46 périodes de la fréquence fondamentale et la plus grande valeur du THD 0.47%, correspond à un temps de réponse de 0.009s qui signifie 0.4 de cette période. donc, il est clair que les performances de la méthode des puissances active et réactive forment un compromis entre le temps de réponse et le THD qui dépendent principalement des paramètres du filtre adapté.

3.2.3 Performances de la méthode pq avec des tensions déséquilibrées

En considérant les tensions d'alimentation déséquilibrées et non-sinusoïdales et en utilisant les équations (3.24) et (3.25), les parties continues des puissances actives et réactives

Figure 3.8. Variation du THD du courant de référence fondamental en fonction de ω_c et ξ .Figure 3.9. Variation du temps de réponse du courant de référence fondamental en fonction de ω_c et ξ .

en ne considérant que le régime permanent, devient :

$$\bar{p} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_h I_h \cos(\varphi_h - \varphi_h) + \sum_{h'=-\infty}^{+\infty} \sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq h'}}^{+\infty} \frac{a_{h',h} \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2} \left((\xi \omega_0)^2 + a_{h',h}^2 \right)} \frac{3}{2} V_{h'} I_h \cos\left((h-h')\omega t + \varphi_h - \varphi_{h'}\right) \quad (3.35)$$

$$\bar{q} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} V_h I_h \sin(\varphi_h - \varphi_h) + \sum_{h'=-\infty}^{+\infty} \sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{and } h \neq h'}}^{+\infty} \frac{a_{h',h} \omega_0}{\sqrt{1-\xi^2} \left((\xi \omega_0)^2 + a_{h',h}^2 \right)} \frac{3}{2} V_{h'} I_h \sin\left((h-h')\omega t + \varphi_h - \varphi_{h'}\right) \quad (3.36)$$

où : $a_{h',h} = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} + (h' - h)\omega$

En exploitant les équations (3.35, 3.36, 3.29 et 3.31), la formule de la composante fondamentale se formule comme suit :

$$i_{sa_f} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \sum_{h'=-\infty}^{+\infty} \sum_{h''=-\infty}^{+\infty} \frac{a_{h',h}\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}((\zeta\omega_0)^2 + a_{h',h}^2)} \frac{V_{h'}V_{h''}I_h}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \sin\left((h - h' + h'')\omega t + \varphi_h - \varphi_{h'} + \varphi_{h''}\right) \quad (3.37)$$

Si on considère que $v_\alpha^2 + v_\beta^2 \simeq V_1^2$, il est clair que la composante fondamentale est obtenue quand la condition $(h - h' + h'' = 1)$ est vérifiée. Dans le cas où on ne considère que la composante fondamentale de la tension seulement la combinaison $(h = 1, h' = 1)$ et $(h'' = 1)$ donne la composante fondamentale du courant, ce qui nous permet de conclure que toutes autres combinaisons de $(h - h' + h'' = 1)$ donnent des composants additionnelles et incorrectes à la composante fondamentale du courant de système.

Les courants de la deuxième et de la troisième phase sont obtenus par la même formule en décalant les phases par $\frac{-2\pi}{3}$ et $\frac{2\pi}{3}$ respectivement.

La figure (3.10) présente les rangs des composantes de puissances générées par les courants harmoniques de la charge et les tensions directes du réseau électrique présenté en couleur noire. D'autre part, l'interaction du courant fondamentale avec la composante inverse de la tension génère une puissance alternative de pulsation 2ω , et cette composante inverse composée avec les courants harmoniques donne une puissance alternative de pulsations $4\omega, 8\omega, 10\omega, 14\omega, \dots$

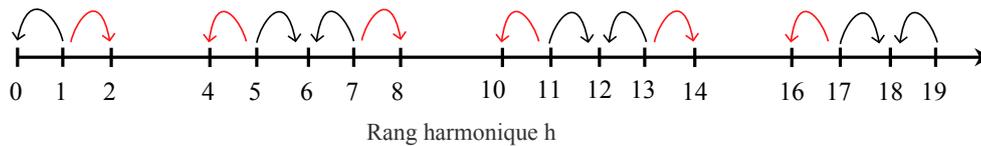


Figure 3.10. Génération des composantes de la puissance par des tensions déséquilibrées.

Les équations (3.36) et (3.37) comme il est signalé auparavant, expliquent pour la théorie PQ échoue dans l'extraction des courants harmoniques dans le cas d'une source de tension déséquilibrée [99], figure (3.11).

Par exemple, dans la figure (3.13) nous considérons deux phases distordues de tension, le THD de la première phase est 14.74 %, le THD de la deuxième phase est 12.28 % et la troisième phase est parfaitement sinusoïdale. Le THD du courant fondamental extrait est égale à 17.26 % et montre le comportement défavorable de la théorie PQ dans les conditions de distorsion des tensions.

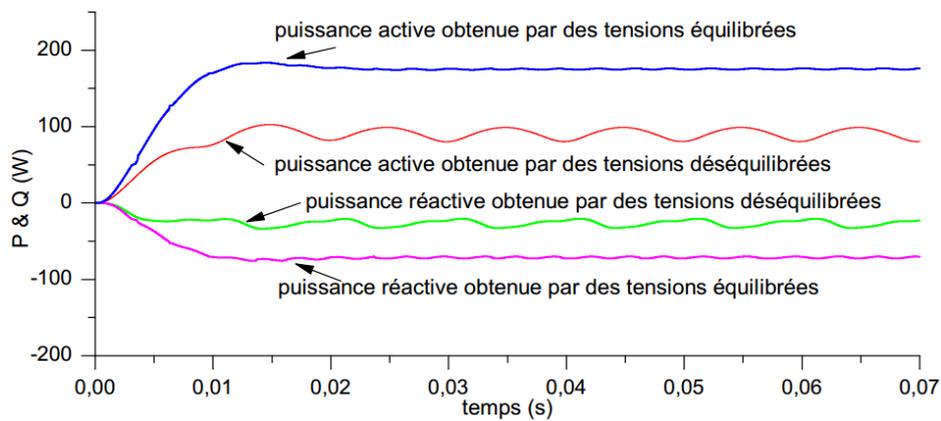


Figure 3.11. Résultat de simulation : les puissances actives et réactives obtenues dans des conditions de tensions équilibrés et déséquilibrés.

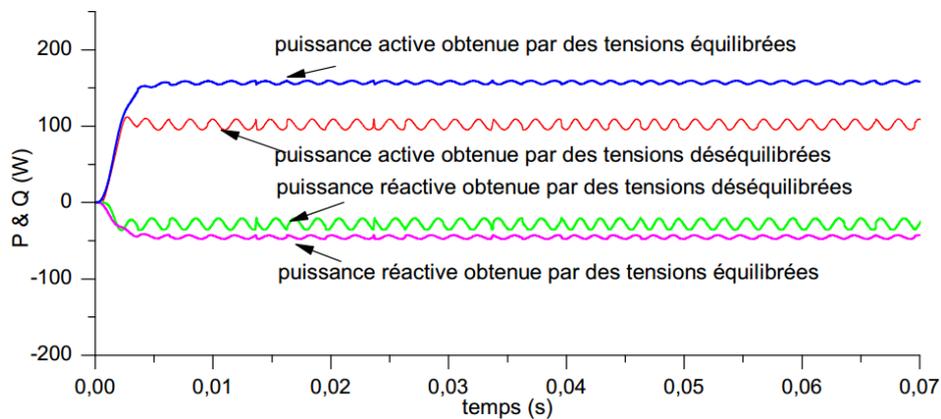


Figure 3.12. Résultat expérimental : les puissances actives et réactives obtenues dans des conditions des tensions équilibrés et déséquilibrés.

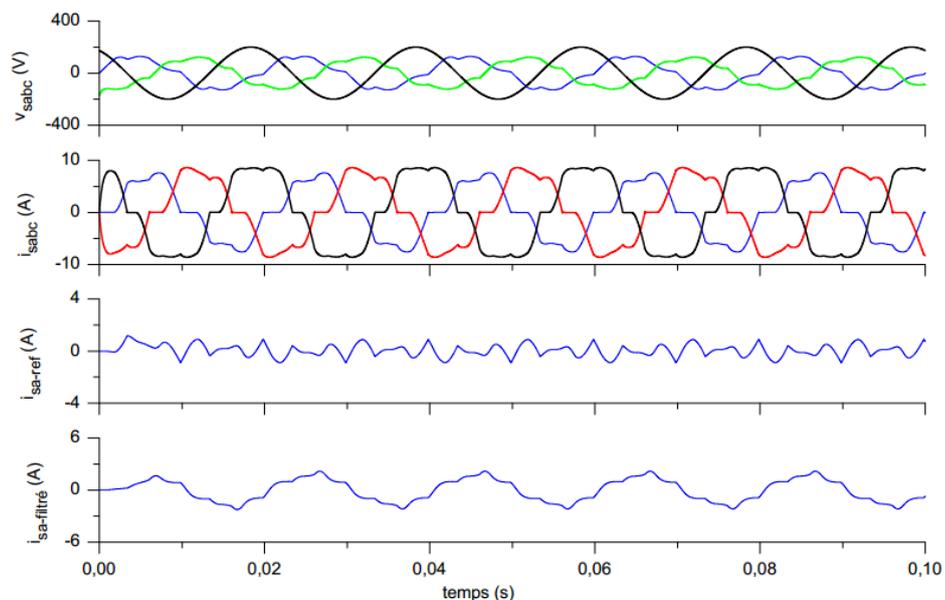


Figure 3.13. Résultat de simulation : de haut en bas (PQ) : les tensions de la source distordus, les courants de la charge non linéaire, courant harmonique de référence et le courant fondamental extrait.

Comme une solution à ce problème, les boucles à verrouillage de phase (PLLs) sont largement utilisées en littérature pour atténuer le déséquilibre de tension qui mène à une

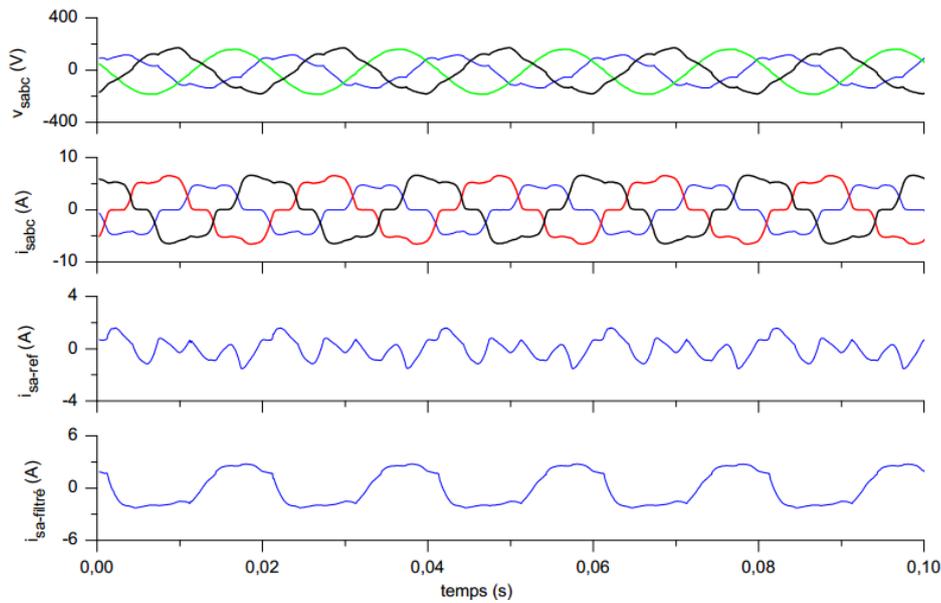


Figure 3.14. Résultat expérimental : de haut en bas (PQ) : les tensions de la source distordus, les courants de la charge non linéaire, courant harmonique de référence et le courant fondamental extrait.

bonne détermination des courants de références. Cependant, ils présentent un temps de réponse considérable [100, 101].

3.3 Méthode du référentiel synchrone (SRF)

Dans la méthode du référentiel synchrone [93], les courants triphasés de la charge sont exprimés dans le système dq . Si θ est l'angle de transformation, la transformation est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

La méthode du référentiel synchrone utilise dans chaque phase une boucle à verrouillage de phase, PLL (*Phase Locked Loop*) [102], pour détecter la position angulaire θ du référentiel synchrone dq . Ce dernier est synchronisé avec les tensions triphasées et tourne à une vitesse constante.

Les courants fondamentaux dans les axes dq sont donnés par :

$$\begin{cases} i_d = I_1 \cos(\varphi_1) + \sum_{h=2}^n I_h \cos((h-1)\omega t + \varphi_h) \\ i_q = -I_1 \sin(\varphi_1) + \sum_{h=2}^n I_h \sin((h-1)\omega t + \varphi_h) \end{cases} \quad (3.39)$$

L'équation précédente montre que chaque composante des courants contient une partie continue et une partie alternative.

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (3.40)$$

L'obtention de la composante harmonique du signal transformée en dq est accomplie en éliminant les composantes continues du courant. Ceci est effectué en utilisant un filtre passe-haut (FPH).

La figure (3.15) donne le schéma bloc de la méthode du référentiel synchrone dq .

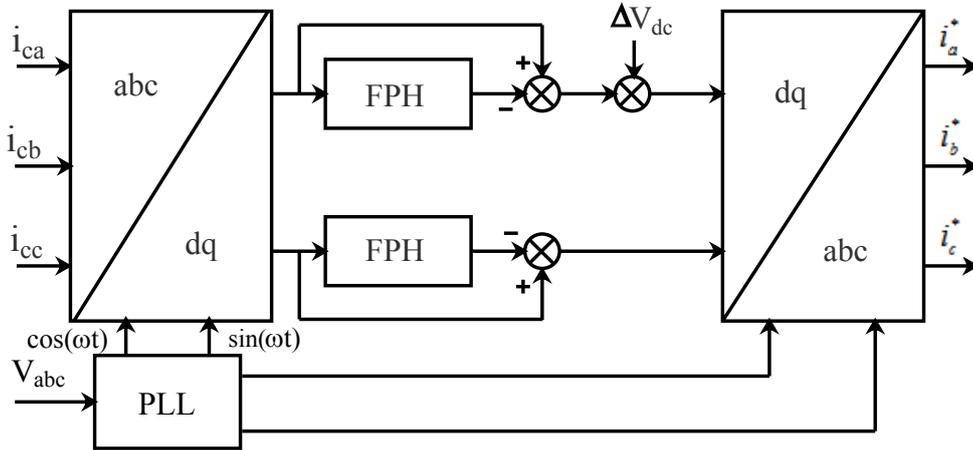


Figure 3.15. Diagramme de génération des courants de référence par la méthode du référentiel synchrone.

La réponse temporelle filtrée des équations (3.39) prend les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \bar{i}_d = & \overbrace{\left(I_1 \cos(\varphi_1) \left(\cos(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}t) \right) e^{-\zeta\omega_0 t} \right)}^{\text{Partie I : régime transitoire de la composante continue des harmoniques.}} + \\ & \overbrace{\sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2} \left((\zeta\omega_0)^2 + a_h^2 \right)} \frac{3}{2} V_1 I_h \cos((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1) \left[1 - \left(\frac{\zeta\omega_0}{a_h} \sin(a_h t) + \cos(a_h t) \right) e^{-\zeta\omega_0 t} \right]}^{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned}
 \bar{i}_q = & \underbrace{\left(-I_1 \sin(\varphi_1) \right)}_{\text{la valeur prévue du régime permanent.}} \left(\underbrace{\left(-\cos(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right) e^{-\zeta \omega_0 t}}_{\text{Partie II: le régime transitoire de la composante harmonique.}} \right) + \\
 & \underbrace{\sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \frac{a_h \omega_0}{\sqrt{1 - \zeta^2} \left((\zeta \omega_0)^2 + a_h^2 \right)} \frac{3}{2} V_1 I_h \cos \left((h - 1) \omega t + \varphi_h - \phi_1 \right)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \left[1 - \left(\frac{\zeta \omega_0}{a_h} \sin(a_h t) + \cos(a_h t) \right) e^{-\zeta \omega_0 t} \right]
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Les figures (3.16) et (3.17) montrent l'évolution du THD en fonction de ζ et ω_c des équations (3.41) et (3.42). Il est évident que la plus petite valeur de THD (0.473 %), correspond à la plus grande valeur du temps de réponse (0.184 s), et la plus grande valeur du THD (9.527 %), correspond à un temps de réponse de (0.007 s). Donc, il est évident que les performances de la méthode du référentiel synchrone sont similaires à celles de la théorie PQ.

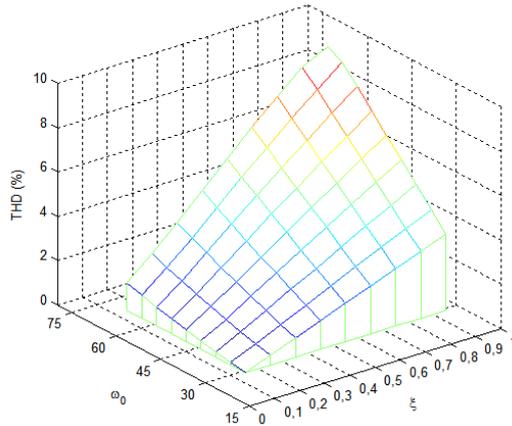


Figure 3.16. Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ .

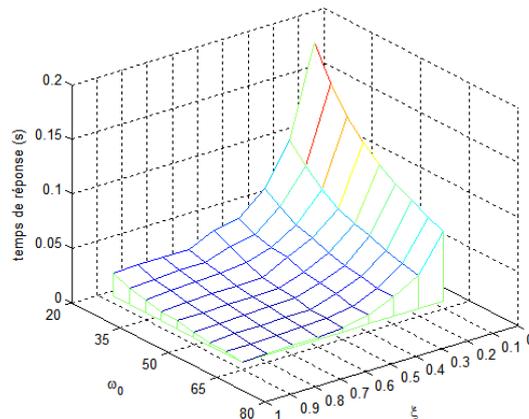


Figure 3.17. Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ .

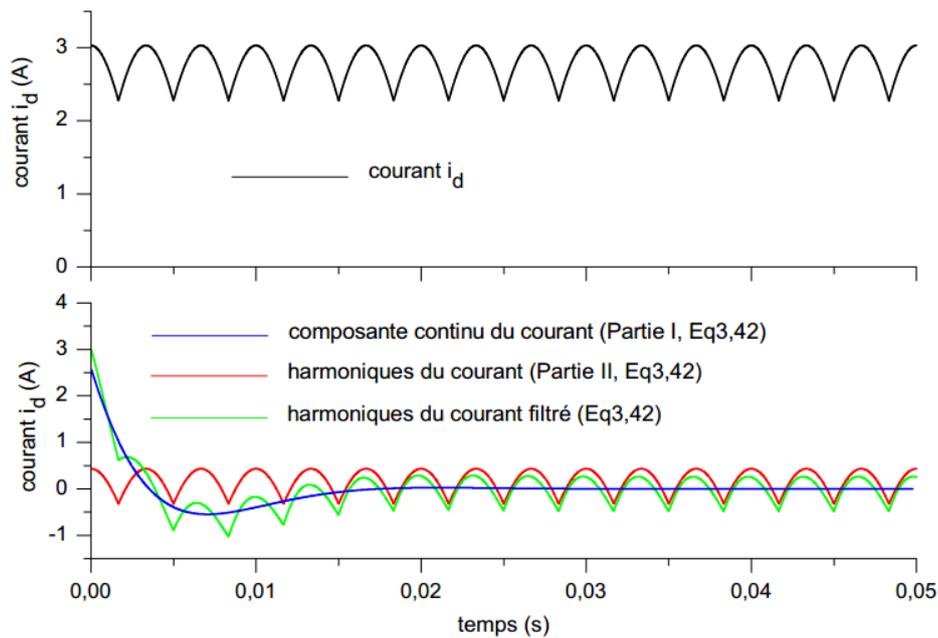


Figure 3.18. Courant harmonique de référence i_d donné par l'équation (3.41).

Les équations (3.41) et (3.42) sont présentées indépendamment dans les figures (3.18) et (3.19).

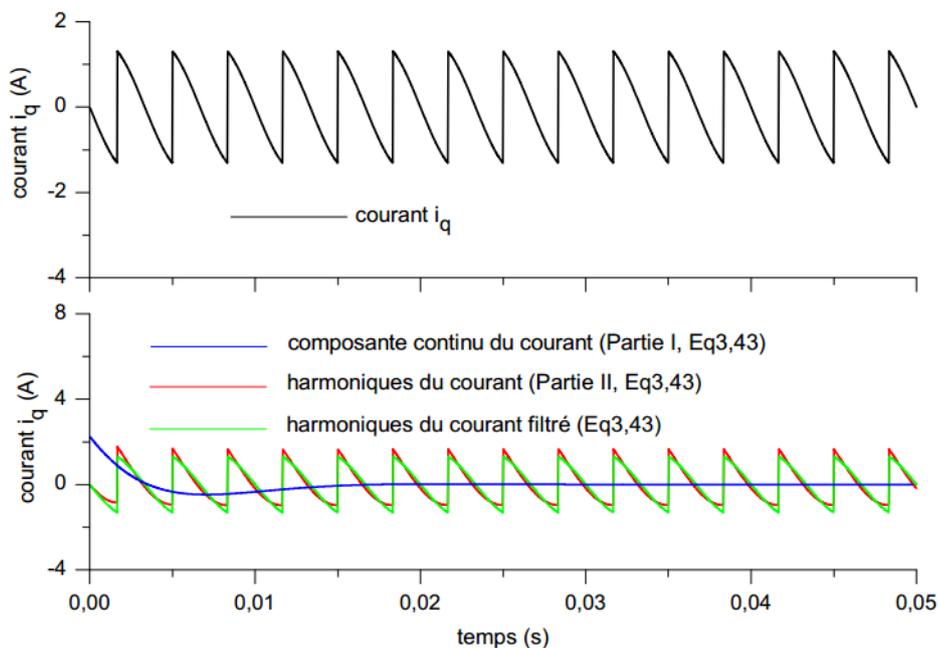


Figure 3.19. Courant harmonique de référence i_q donné par l'équation (3.42).

3.4 Méthode du filtre Notch

Cette méthode est la plus simple des algorithmes de calcul des courants harmoniques de référence [103], dans ce type de commande le courant de charge est filtré par un filtre coupe-bande qui parfois est appelé filtre *Notch*. Ce type de filtres éliminent la composante

fondamentale tout en laissant passer les composantes harmoniques. Ils ont par conséquent, la même fréquence de coupure.

Ce filtre a trois caractéristiques :

- 👉 Les tensions du réseau électrique ne sont pas nécessaires dans la détection des composantes harmoniques, donc il peut être également employé pour détecter les composantes harmoniques de la tension et du courant.
- 👉 Les séquences fondamentales positive et négative ne peuvent pas être séparées par ce genre de filtre.
- 👉 La précision de filtrage dépend des paramètres du filtre choisis comme il est sensible aux variations de la fréquence. En outre, il provoque une erreur de phase.

La fonction de transfert associée à ces filtres est de la forme suivante :

$$H(p) = \frac{p^2 + \omega_c^2}{p^2 + p\frac{\omega_c}{\zeta} + \omega_c^2} \quad (3.43)$$

la figure(3.20) illustre le schéma bloc de la méthode et la figure (3.21) donne son diagramme de Bode pour deux valeurs du paramètre ζ . La qualité de filtrage de ce filtre dépend également de ses paramètres choisis.

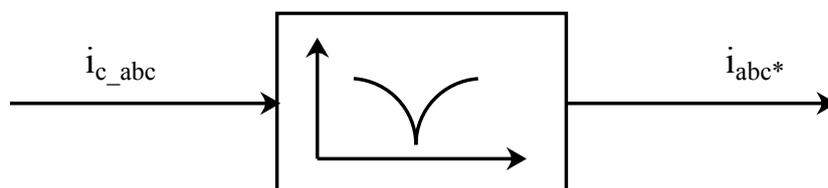


Figure 3.20. Diagramme de génération des courants harmoniques de référence par le filtre Notch.

La réponse temporelle filtrée des courants de charge dans l'équation (3.2) à la sortie du

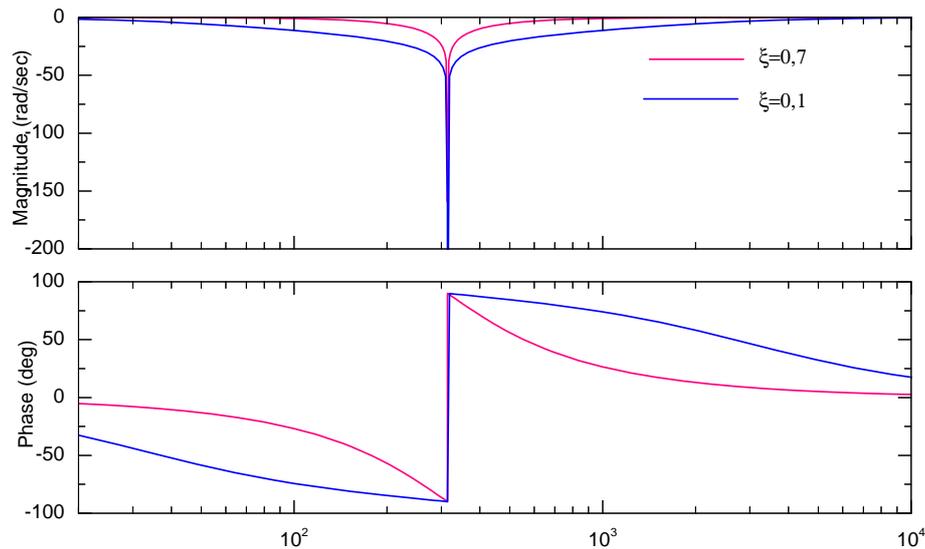


Figure 3.21. Diagramme de Bode d'un Notch filtre.

filtre prend l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 & \text{Partie I : régime transitoire de la composante continue des harmoniques.} \\
 & \text{la valeur prévue du régime permanent.} \\
 i_{a_{ref}} = & \quad \underbrace{0 \times \sin(\omega t + \varphi_1)}_{\text{Partie I : régime transitoire de la composante continue des harmoniques.}} - \\
 & \underbrace{\frac{I_1}{\omega_0 \sqrt{\frac{1}{\xi^2} - 4}} \left[\frac{\omega_0^2 + s_1^2}{\sqrt{s_1^2 + \omega^2}} \sin\left(\varphi_1 + \text{atan}\left(\frac{\omega}{s_1}\right)\right) e^{s_1 t} + \frac{\omega_0^2 + s_2^2}{\sqrt{s_2^2 + \omega^2}} \sin\left(\varphi_1 + \text{atan}\left(\frac{\omega}{s_2}\right)\right) e^{s_2 t} \right]}_{\text{Partie II: le régime transitoire de la composante harmonique.}} + \\
 & \underbrace{A_h \times \sin\left((h\omega)t + \varphi_h + \text{atan}\left(\frac{1}{\frac{s_1^2 + s_2^2}{(h\omega)} - \frac{\omega_0}{(h\omega)^2 - \omega_0^2}}\right)\right)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} - \\
 & \underbrace{\sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \frac{I_h}{\omega_0 \sqrt{\frac{1}{\xi^2} - 4}} \left[\frac{\omega_0^2 + s_1^2}{\sqrt{s_1^2 + (h\omega)^2}} \sin\left(\varphi_h + \text{atan}\left(\frac{(h\omega)}{s_1}\right)\right) e^{s_1 t} + \frac{\omega_0^2 + s_2^2}{\sqrt{s_2^2 + (h\omega)^2}} \sin\left(\varphi_h + \text{atan}\left(\frac{(h\omega)}{s_2}\right)\right) e^{s_2 t} \right]}_{\text{Partie II: le régime transitoire de la composante harmonique.}}
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

avec

$$A_h = \sum_{\substack{h=-\infty \\ \text{et } h \neq 1}}^{+\infty} \sqrt{\frac{\left(I_h (h\omega)^2 \left((h\omega)^2 - \omega_0^2 \right) - \omega_0 (s_1^2 + s_2^2) \right)^2 + \left((h\omega) (s_1 + s_2) (\omega_0^2 - (h\omega)^2) \right)^2}{(s_1^2 + (h\omega)^2) (s_2^2 + (h\omega)^2)}}$$

$$s_1 = -\frac{\omega_0}{\xi} - \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\frac{1}{\xi^2} - 4}$$

$$s_2 = -\frac{\omega_0}{\xi} + \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\frac{1}{\xi^2} - 4}$$

La figure (3.22) présente les différents composantes du courants de référence $i_{a_{ref}}$ selon l'équation (3.44). Le taux de déformation harmonique (THD %) pour le filtre Notch est

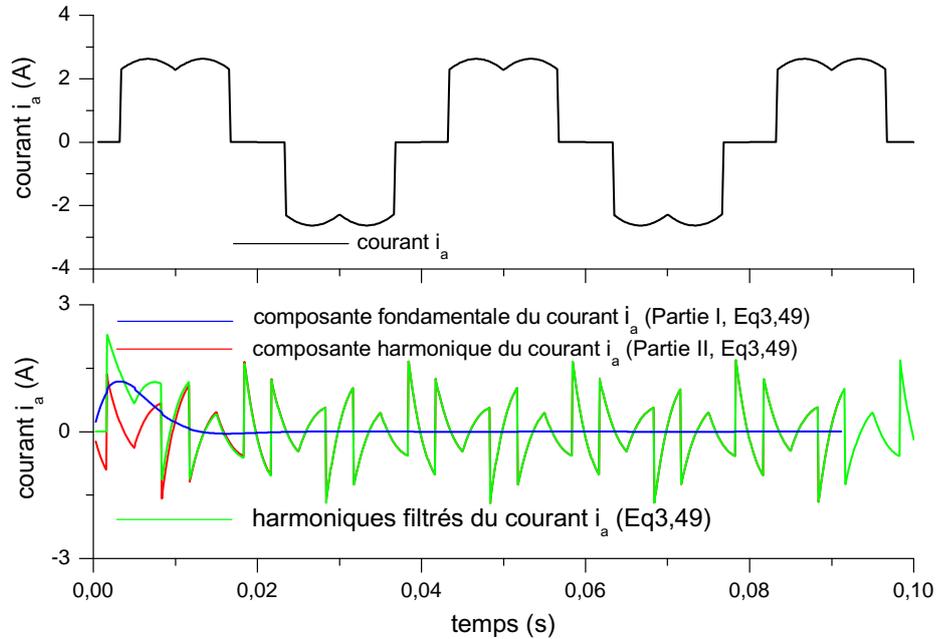


Figure 3.22. Courant harmonique de référence $i_{a_{ref}}$ filtré par Notch filtre.

défini selon l'équation (3.44), par :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{h=-\infty \\ et h \neq 1}}^{+\infty} A_h^2}}{I_1} \quad (3.45)$$

A partir de la première partie de l'équation (3.44), le temps de réponse t_r pour atteindre le régime permanent avec une erreur de $\pm 5\%$ peut être obtenu itérativement par la résolution de l'équation non linéaire suivante :

$$\left(\frac{\omega_0^2 + s_1^2}{\sqrt{s_1^2 + \omega^2}} \sin\left(\varphi_1 + \text{atan}\left(\frac{\omega}{s_1}\right)\right) e^{s_1 t_r} + \frac{\omega_0^2 + s_2^2}{\sqrt{s_2^2 + \omega^2}} \sin\left(\varphi_1 + \text{atan}\left(\frac{\omega}{s_2}\right)\right) e^{s_2 t_r} \right) = \pm 0.05 I_h \quad (3.46)$$

Les figures (3.23) et (3.24) montrent la représentation analytique de l'équation (3.44) en fonction de ξ et ω_0 . Si on prend par exemple une valeur du THD égale à (4.60 %), corres-

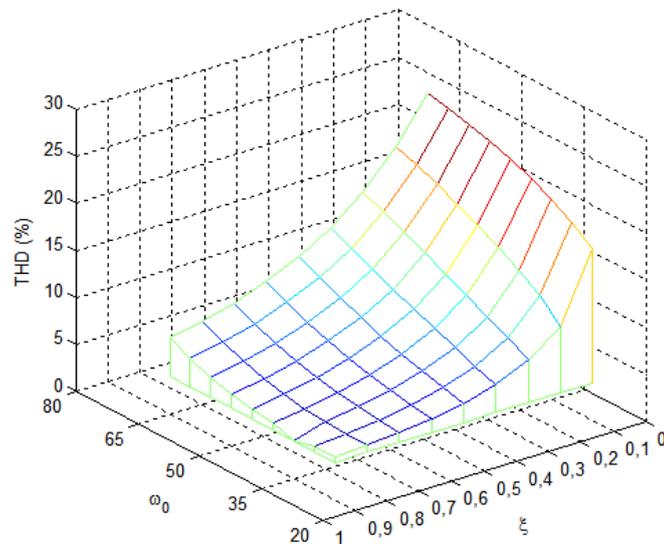


Figure 3.23. Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ .

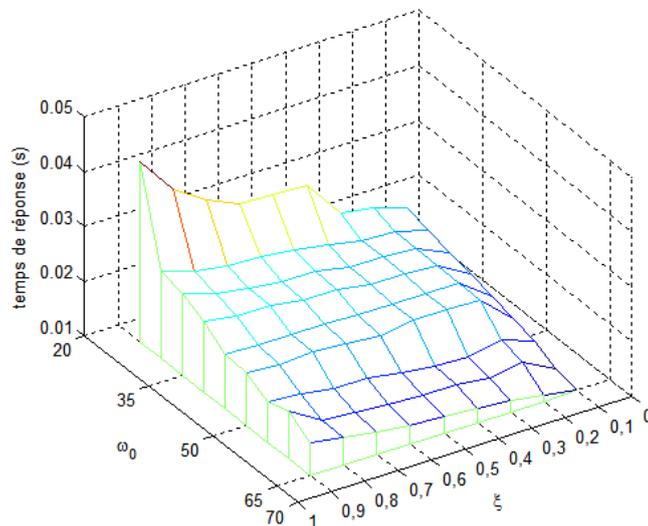


Figure 3.24. Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction de ω_c et ζ .

pond à un temps de réponse de (0.043 s), et pour la valeur du THD de (8.63 %), correspond à un temps de réponse de (0.022 s). On note que le Notch filtre un comportement similaire aux méthodes précédentes.

3.5 Méthode basée sur le filtre multi variable (FMV)

Song Hong Scok, a montré comment récupérer la fonction de transfert d'une intégrale dans le repère des références synchrones *SRF* exprimée par l'équation suivante [104] :

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt \quad (3.47)$$

où V_{xy} et U_{xy} sont les valeurs instantanées avant et après l'intégration.

La fonction de transfert de cette équation est comme suit :

$$H(p) = \frac{V_{xy}(p)}{U_{xy}(p)} = \frac{p + j\omega_c}{p^2 + \omega_c^2} \quad (3.48)$$

Dans [104] l'auteur a introduit une constante K dans la fonction de transfert du filtre FMV :

$$H(p) = k \frac{(p + k) + j\omega_c}{(p + k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.49)$$

En traçant le diagramme de Bode de la fonction (3.49) (figure 3.25), nous remarquons que la sélectivité du filtre FMV augmente avec la diminution des valeurs du paramètre k .

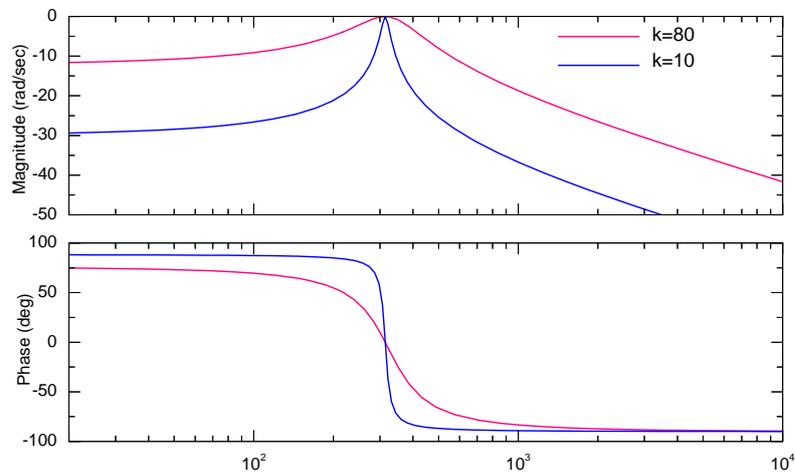


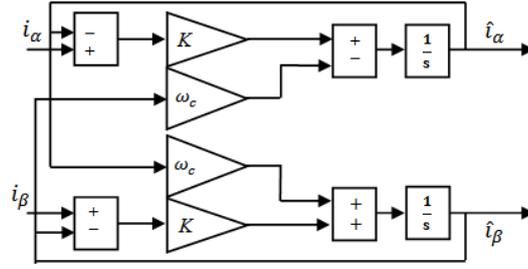
Figure 3.25. Diagramme de Bode du filtre FMV.

Si on remplace le signal d'entrée $V_{xy}(p)$ par $X_{\alpha\beta}(p)$, et le signal de sortie $U_{xy}(p)$ par $\tilde{X}_{\alpha\beta}(p)$ on obtient :

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha(p) = \frac{k(p+k)}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(p) - \frac{k\omega_c}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(p) \\ \tilde{x}_\beta(p) = \frac{k(p+k)}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(p) + \frac{k\omega_c}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(p) \end{cases} \quad (3.50)$$

Plusieurs configurations du *FMV* ont été présentées dans la littérature, on peut l'utiliser directement selon les axes $\alpha\beta$ pour extraire les composantes harmoniques des courants, comme on peut également l'intégrer dans d'autre méthode comme la méthode des puissance instantanées *PQ* ou comme PLL [104–106]. La figure (3.26) illustre le schéma bloc de la méthode basée sur le filtre *FMV*.

Les courants de la charge polluante exprimés précédemment dans le repère *abc*, sont

Figure 3.26. Diagramme de blocs de génération des courants de référence par le filtre *FMV*.

transformés dans le repère $\alpha\beta$ et représentés par :

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=2}^n I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \\ i_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) - \sum_{h=2}^n I_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \end{cases} \quad (3.51)$$

La réponse temporelle filtrée au sortie du filtre *FMV* selon les axes $\alpha\beta$ est donnée par les équations (3.52) et (3.53) :

$$\begin{aligned} \hat{i}_\alpha(t) = & \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\omega t + \varphi_1)}_{\text{la valeur prévue du régime permanent.}} \left(1 - e^{-kt}\right) + \\ & \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^n \frac{I_h}{\sqrt{1 + A_h^2}} \left(\sin(h\omega t + \varphi_h + \text{atan}(A_h)) - e^{-kt} \sin(\omega t + \varphi_h + \text{atan}(A_h)) \right)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \end{aligned} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_\beta(t) = & \underbrace{-\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\omega t + \varphi_1)}_{\text{la valeur prévue du régime permanent.}} \left(1 - e^{-kt}\right) - \\ & \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^n \frac{I_h}{\sqrt{1 + A_h^2}} \left(\cos(h\omega t + \varphi_h + \text{atan}(A_h)) - e^{-kt} \cos(\omega t + \varphi_h + \text{atan}(A_h)) \right)}_{\text{la composante harmonique au régime permanent.}} \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$\text{avec } A_h = \frac{(1-h)\omega}{k}$$

Les équations obtenues du filtre multi variable (3.52) et (3.53) sont tracées indépendamment dans les figures (3.27) et (3.28) respectivement, pendant lequel le régime transitoire, le résidu des harmoniques dans la composante fondamentale et le courant fondamental

selon les axes $\alpha\beta$ sont représentés.

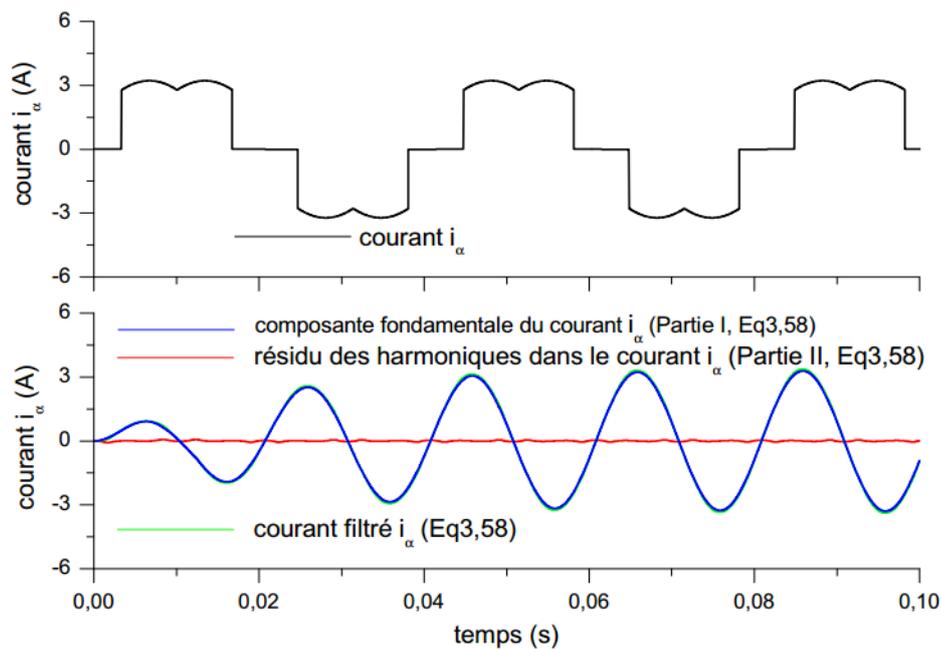


Figure 3.27. Le courant fondamental i_α obtenu par le filtre FMV.

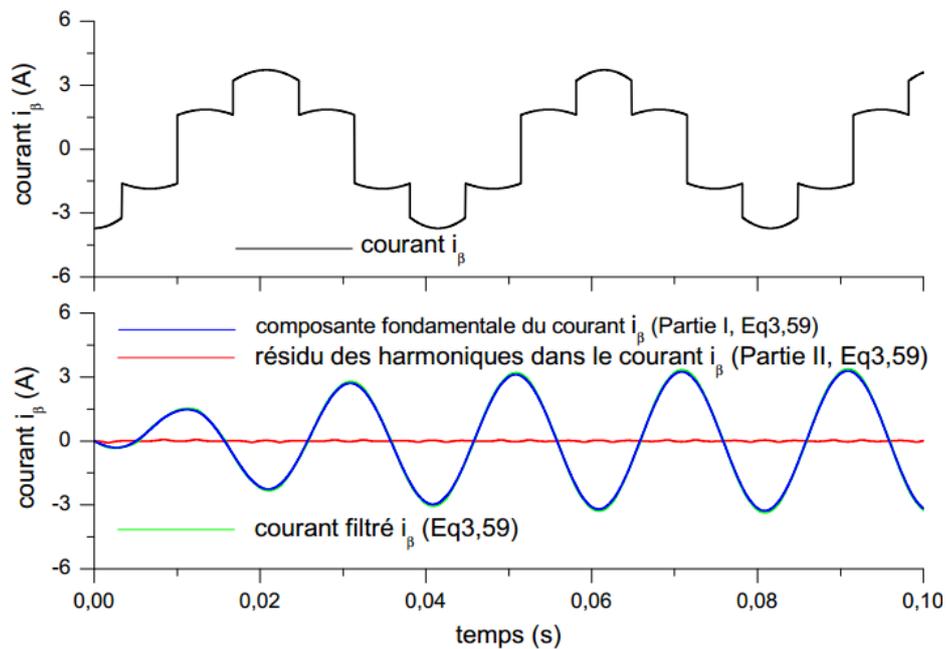


Figure 3.28. Le courant fondamental i_β obtenu par le filtre FMV.

A partir des équations (3.52) et (3.53), le taux de distorsion harmonique de la composante fondamentale est définie par :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\left(\sum_{h=2}^n \frac{I_h}{\sqrt{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2}}\right)^2}}{I_1} \quad (3.54)$$

De l'équation (3.54), on peut noter qu'avec des petites valeurs de k , la suppression harmonique sera meilleure, mais selon la partie exponentielle des équations (3.52) et (3.53), le temps du régime transitoire va être trop long. Donc comme les méthodes précédentes, les performances du filtre FMV présentent un compromis entre une excellente suppression des harmoniques et un bon temps de réponse.

Les figures (3.29) et (3.30) montrent la représentation analytique des équations (3.52) et (3.53) en fonction du paramètre k dans lequel ω_c est constante. On peut noter que la minimisation du temps de réponse est inversement proportionnelle à la qualité du filtrage.

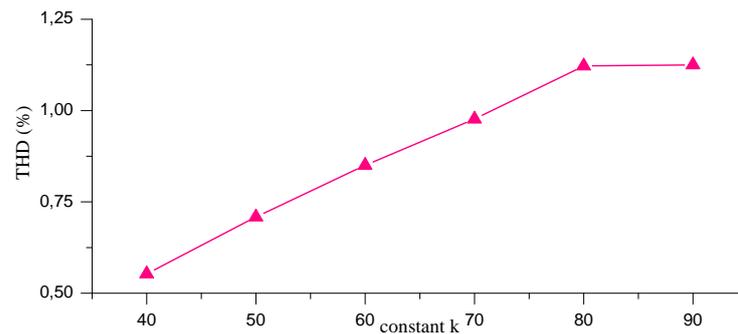


Figure 3.29. Variation du THD du courant fondamental de référence en fonction du paramètre k .

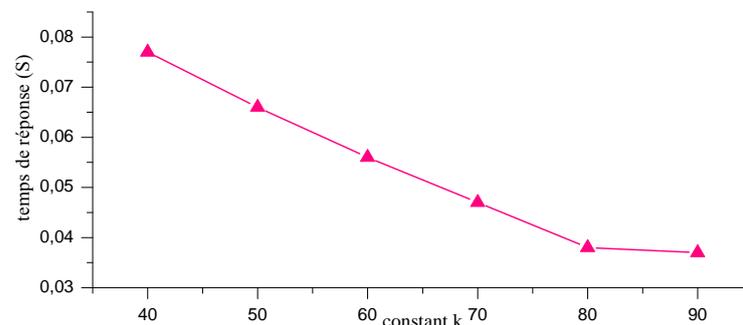


Figure 3.30. Variation du temps de réponse du courant fondamental de référence en fonction du paramètre k .

3.6 Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques

Afin de comparer les différentes méthodes, le temps de réponse et le THD de la composante fondamentale extraite sont considérés. Dans un premier temps, on compare le THD des différentes composantes fondamentales extraites par les quatre méthodes pour le même temps de réponse. La fréquence de coupure est $\omega_c = 50\text{Hz}$ pour toutes les méthodes et les valeurs du paramètre ζ est de 0.9, 0.5 pour le FPB et le FPH respectivement et le paramètre $k_{FMV} = 190$.

Les résultats obtenus pour les courants harmoniques présentés sur la figure (3.31), sont présentés sur la figure (3.32) et récapitulés dans les tableaux (3.1) et (3.2).

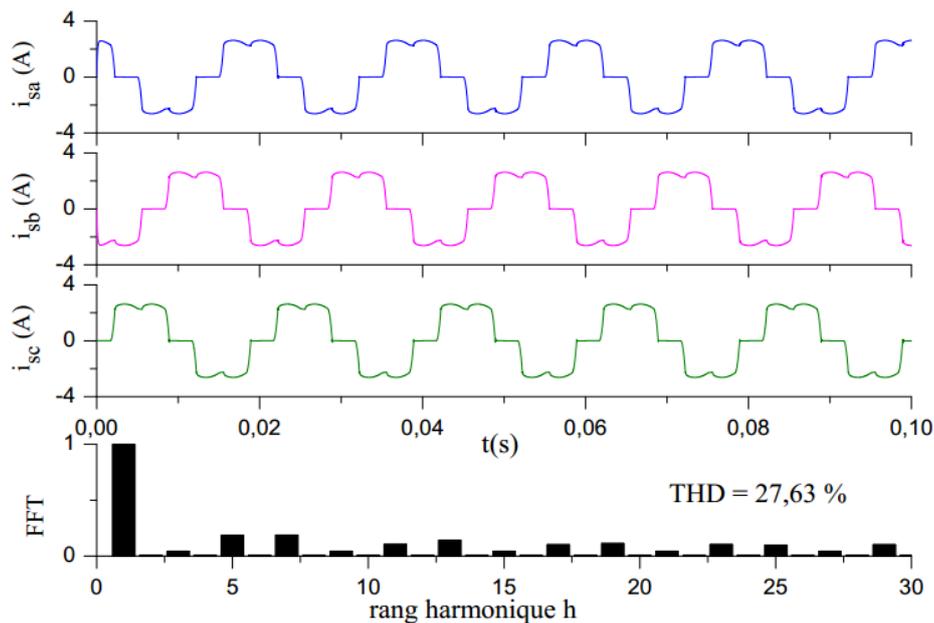


Figure 3.31. Courants de la charge non linéaire (haut) et leurs spectres normalisés (bas).

Selon la référence [107], la méthode du référentiel synchrone (SRF) est certainement un cas particulier de la méthode PQ, ce qui explique la similarité des deux méthodes. Nous pouvons remarquer que le filtre passe-bas *FPB* est plus performant que le filtre passe-haut *FPH* utilisé par la méthode PQ et la méthode RS. Le filtre FMV présente la plus petite valeur du (THD=0.57%). D'autre part, le filtre Notch présente des performances moins importante avec un THD de (6.098 %). Les valeurs des essais expérimentaux viennent en concordance avec ceux de simulation.

$\omega_c = 50\text{Hz}$	PQ & SRF		FMV	Notch filtre
	FPB $\zeta = 0.9$	FPH $\zeta = 0.5$	$k_{FMV} = 190$	$\zeta = 0.8$
temps de réponse(s)	0.0135	0.0134	0.0139	0.0131
THD %	0.7462	6.2220	0.5734	6.098

TABLE 3.1

Résultats de simulation : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.

$\omega_c = 50\text{Hz}$	PQ & SRF		FMV	Notch filtre
	FPB $\zeta = 0.9$	FPH $\zeta = 0.5$	$k_{FMV} = 190$	$\zeta = 0.8$
temps de réponse(s)	0.0220	0.0230	0.0221	0.0228
THD %	0.8249	6.3676	0.8045	6.850

TABLE 3.2

Résultats expérimentaux : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.

Dans le deuxième temps, le THD est maintenu constant à 0.7%. Le calcul du temps de réponse pour des résultats de simulation et expérimentaux des quatre méthodes est récapitulé dans les tableaux (3.3) et (3.4). Les paramètres sont choisis de telle façon à obtenir

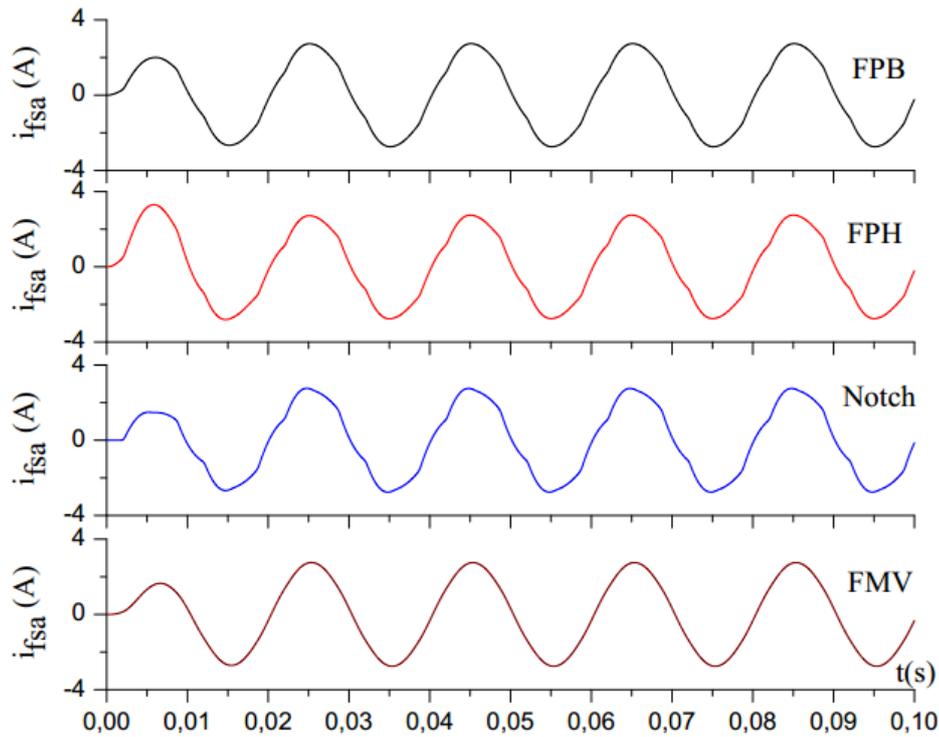


Figure 3.32. Le régime transitoire de la composante fondamentale (de haut en bas) : FPB et FPH pour les méthodes PQ, le Notch filtre et le filtre FMV.

le même taux de distorsion. On peut souligner que la méthode PQ ou SRF avec un filtre passe bas donne les résultats les plus satisfaisants.

	PQ & SRF		FMV	Notch
	FPB	FPH		
Parmètres, $\omega_c = 50\text{Hz}$	$\zeta = 0.03$	$\zeta = 0.07$	$K_{FMV} = 57$	$\zeta = 0.09$
THD %	0.7462	0.7497	0.7162	0.799
temps(s)	0.0135	0.2521	0.0446	0.902

TABLE 3.3

Résultats de simulation : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.

	PQ & SRF		FMV	Notch
	FPB	FPH		
Parmètres, $\omega_c = 50\text{Hz}$	$\zeta = 0.03$	$\zeta = 0.07$	$K_{FMV} = 57$	$\zeta = 0.09$
THD %	0.886	0.889	0.889	0.899
temps(s)	0.0145	0.2989	0.0650	1.03

TABLE 3.4

Résultats expérimentaux : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.

Les tableaux (3.5) et (3.6) synthétisent les résultats obtenus par simulation et expérimentation respectivement dans le cas où le déséquilibre des tensions est considéré. Le FPB est utilisé par les deux méthodes PQ et SRF. Nous pouvons constater une dégradation des performances de la méthode PQ qui emploie directement les tensions déséquilibrées dans son algorithme. La méthode du référentiel synchrone SRF n'est pas perturbée, car elle utilise seulement les courants de la ligne pour générer les courants de références, comme

on note également que les performances du filtre FMV restent acceptables et un mauvais comportement du filtre Notch.

	THD % i_{load}	THD % $i_{fundamental\ extracted}$			
		PQ	RS	FMV	Notch filtre
Phase1	27.96	18.13	1.03	2.89	20.82
Phase2	23.39	17.26	0.72	2.39	18.52
Phase3	22.64	20.64	0.71	2.38	25.80

TABLE 3.5

Résultats de simulation : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.

	THD % i_{load}	THD % $i_{fundamental\ extracted}$			
		PQ	RS	FMV	Notch filtre
Phase1	27.62	20.46	2.24	2.99	22.53
Phase2	23.84	19.34	2.09	2.59	19.02
Phase3	22.44	22.83	2.29	2.46	27.05

TABLE 3.6

Résultats expérimentaux : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques de référence largement utilisées. Nous nous sommes basés sur l'étude analytique de ces méthodes qui nous permet de voir les performances de chaque méthode dans différentes conditions.

La méthode des puissances instantanées a été présentée pour identifier les courants harmoniques de référence, elle présente des bons résultats aux conditions équilibrés contrairement aux conditions déséquilibrés, car elle n'était pas adaptée au cas d'une tension d'alimentation déséquilibrée.

La méthode du référentiel synchrone reste tributaire en plus, des performances du PLL au contraire du cas du FMV. Enfin le Notch filtre est le moins performant.

Chapitre 4

Mise en œuvre de la commande du filtre actif à structure de tension

4.1 Introduction

Après avoir examiné les différentes topologies des filtres actifs, les algorithmes de détection des courants harmoniques de référence, les stratégies de commande, nous allons présenter dans ce chapitre le problème du déséquilibre des tensions de la source dans les réseaux électriques et montrer l'importance de la détection des séquences positive et négative de la tension pour compenser le déséquilibre de la source. Puis, on va présenter un algorithme de détection des référence en exposant les résultats expérimentaux de leurs application à la détection des séquences de la tension et au filtrage des harmoniques. La génération des courants de référence se fait à base de la méthode proposée dans ce chapitre. Ces courants de référence seront générés numériquement à l'aide d'une plateforme de type *dSPACE* 1104.

Parmi les principaux objectifs de cette étude expérimentale, nous mettrons en avant la validation de la méthode proposée sur la carte *dSPACE*, puis, la mise en œuvre du filtre actif parallèle examiné dans le chapitre précédent.

4.2 Détection des séquences positive et négative de tension

De nos jours, les réseaux électriques souffrent de divers genres de problèmes comme les harmoniques, flickers, chute de tension ou surtension, déformation de tension provoquée par le matériel électrique et électronique. Pour cette raison, une solution efficace doit être suggérée pour assurer la sûreté de fonctionnement des réseaux de distribution d'énergie. Selon différentes études historiques, approximativement 92% des interruptions dans les installations industrielles sont des chutes de tension, ou surtension de courte-durée [108], en particulier, cause un dysfonctionnement de diverses opérations [3]. Une des solutions répandues à ce problème est de servir un contrôleur électronique avec un transformateur

de tension constante.

Dans des applications triphasées, la nécessité aux séquences positive et négative de tension peut contribuer dans le bon fonctionnement des systèmes électriques reliés au système d'alimentation comme le restaurateur dynamique de tension *Dynamic voltage restorer* [109], les conditionneurs de qualité de puissance *power quality conditioners* [110, 111],...etc.

L'application des méthodes de filtrage à la détection des références que ce soit courant ou tension présente un bon fonctionnement sur les réseaux dont la source de la tension est équilibrée. Dans le cas contraire, ou bien si les tensions du réseau sont déséquilibrées, l'identification de ces références risque d'être incomplète. De ce fait, l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop ou PLL) est très importante.

4.2.1 Principe de base d'une PLL

Les tensions simples $V_{s_{abc}}$, mesurées au point de raccordement, subissent dans un premier temps la transformation de Concordia. Les tensions triphasées peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = v_{sa}^+ + v_{sa}^- \\ v_{sb} = v_{sb}^+ + v_{sb}^- \\ v_{sc} = v_{sc}^+ + v_{sc}^- \end{cases} \quad (4.1)$$

où $v_{sa}^+, v_{sb}^+, v_{sc}^+$ et $v_{sa}^-, v_{sb}^-, v_{sc}^-$ sont les trois tensions des séquences positive et négative respectivement.

En considérant que :

$$\begin{cases} v_{sa}^+ = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+) \\ v_{sb}^+ = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+ - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc}^+ = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+ + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} v_{sa}^- = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^-) \\ v_{sb}^- = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^- + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc}^- = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^- - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.3)$$

où, $V_h^+, \phi_h^+, V_h^-, \phi_h^-$ sont les amplitudes et les angles de phase d'harmonique de rang h^{th} de la séquence positive et négative respectivement.

Les composantes de tension dans le repère $\alpha\beta$, sont alors donnés par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Les tensions ainsi obtenues sont exprimées dans le repère de Park par un angle de rotation $\hat{\theta}$:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_s \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

L'angle de cette rotation $\hat{\theta}$ est compté par l'intégration de la pulsation ω_s du réseau estimée par un régulateur convenable. La pulsation ω_s du repère tournant soit identique à la pulsation ω des tensions $V_{s_{abc}}$. L'amplitude de la grandeur asservie V_{sd} détermine le déphasage entre la tension V_s et $\sin(\hat{\theta})$, la différence de phase sera contrôlée à l'aide d'une tension de référence V_{sd}^* [112]. Le schéma de principe de la PLL est représenté sur la figure (4.1).

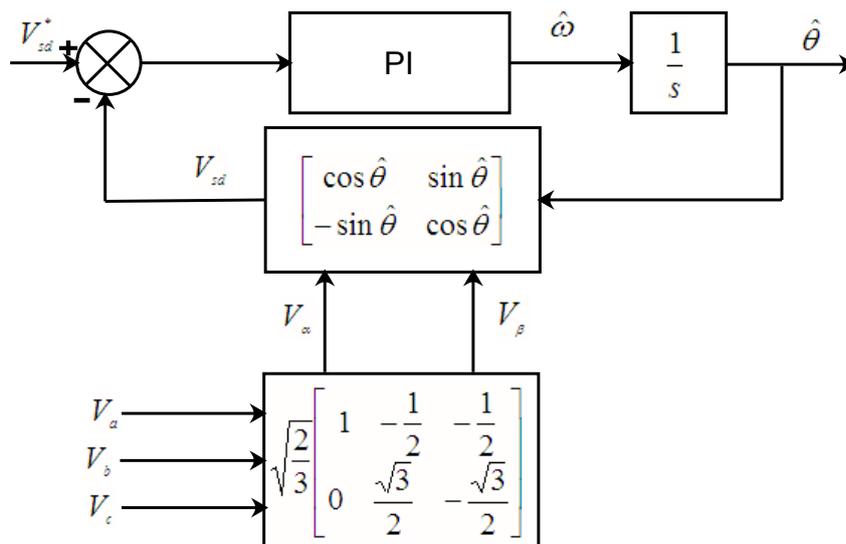


Figure 4.1. Schéma de principe de boucle à verrouillage de phase (PLL).

4.3 La méthode proposée pour le calcul des références

La tension du réseau électrique appliquée dans les méthodes d'identification est une tension triphasée. En effet, comme nous l'avons présenté dans le paragraphe précédent, la tension du réseau doit être sinusoïdale et équilibrée, sinon les méthodes d'identification risquent de perdre leurs fiabilités parce que la tension du réseau est souvent perturbée. Donc l'utilisation d'une PLL est très importante pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau, mais elle présente des divers inconvénients dans le cas de déséquilibre. Pour cette raison nous avons présenté une alternative au lieu d'utiliser la PLL conventionnelle.

4.3.1 Le filtre multi variable fonctionne comme une PLL

En considérant k trop petit, les équations(3.52) et (3.53) deviennent :

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} (1 - e^{-kt}) \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \tilde{x}_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} (1 - e^{-kt}) \cos(\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (4.7)$$

Afin de surmonter le fait du temps de réponse long pour k assez petit (équivalent d'excellent qualité de filtrage), un *sinus* et un *cosinus* dans le repère $\alpha\beta$ peuvent être obtenus comme suit (figure (4.2)) [113] :

$$\begin{cases} \frac{\tilde{x}_\alpha(t)}{\sqrt{\tilde{x}_\alpha^2 + \tilde{x}_\beta^2}} = \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \frac{\tilde{x}_\beta(t)}{\sqrt{\tilde{x}_\alpha^2 + \tilde{x}_\beta^2}} = \cos(\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (4.8)$$

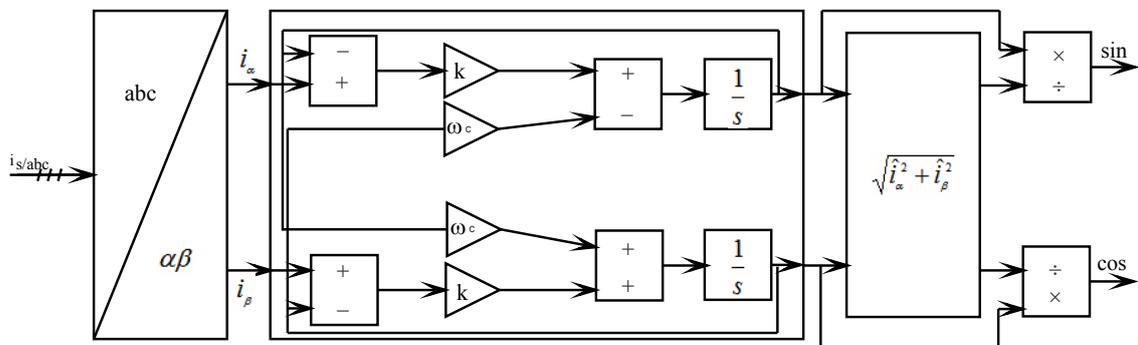


Figure 4.2. Schéma d'implémentation pour la génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre FMV.

4.3.2 Performance du filtre multi variable

Dans ce paragraphe, nous allons examiner les performances du filtre *FMV* dans l'extraction des *sin* et *cos* avec présence de la perturbation.

4.3.2.1 Signaux d'entrées équilibrés et en absence des harmoniques

Dans ce cas, les signaux d'entrées sont parfaitement sinusoïdaux et ne contiennent pas d'harmoniques en plus le temps de réponse est presque nul. le THD des *sin* et *cos* obtenus sont de 0.002 % et 0.52 % respectivement (figure (4.3)).

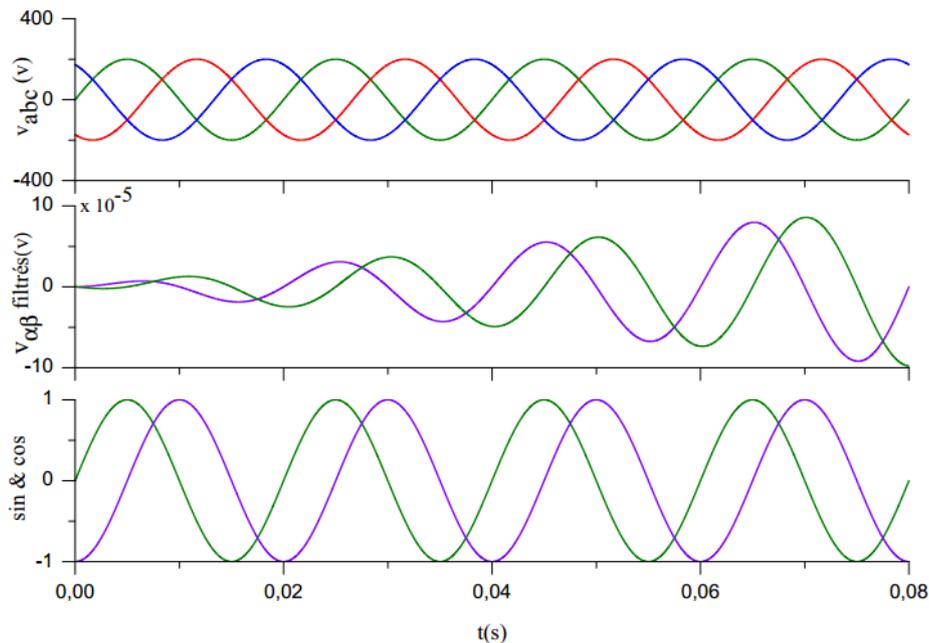


Figure 4.3. Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre *FMV*-signaux d'entrées équilibrés en absence des harmoniques-, de haut en bas : tensions équilibrées, les signaux au sortie du *FMV* et les sinus et cosinus obtenus.

4.3.2.2 Signaux d'entrées équilibrés en présence des harmoniques

Pour montrer l'efficacité du filtre multi-variable *FMV*, les signaux d'entrées contiennent une composante fondamentale, en plus, des harmoniques du troisième et du cinquième ordre :

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t) = I \sin(\omega t + \varphi_1) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t + \varphi_5) \\ i_{\beta}(t) = -I \cos(\omega t + \varphi_1) - \frac{1}{3} \cos(3\omega t + \varphi_3) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t + \varphi_5) \end{cases} \quad (4.9)$$

Le THD des signaux d'entrées est égal à 38.87 %. Afin de réduire la déformation harmonique le gain k du filtre *FMV* est choisi 80 dans un premier temps et (0.0001) dans le deuxième temps. Ceci a donné des signaux filtrés avec un THD% de 1.61 et de 0.02 pour le premier et le deuxième temps respectivement. Il est important de noter que la sélectivité du filtre augmente en prenant des petites valeurs de la constante k (figure (4.4)).

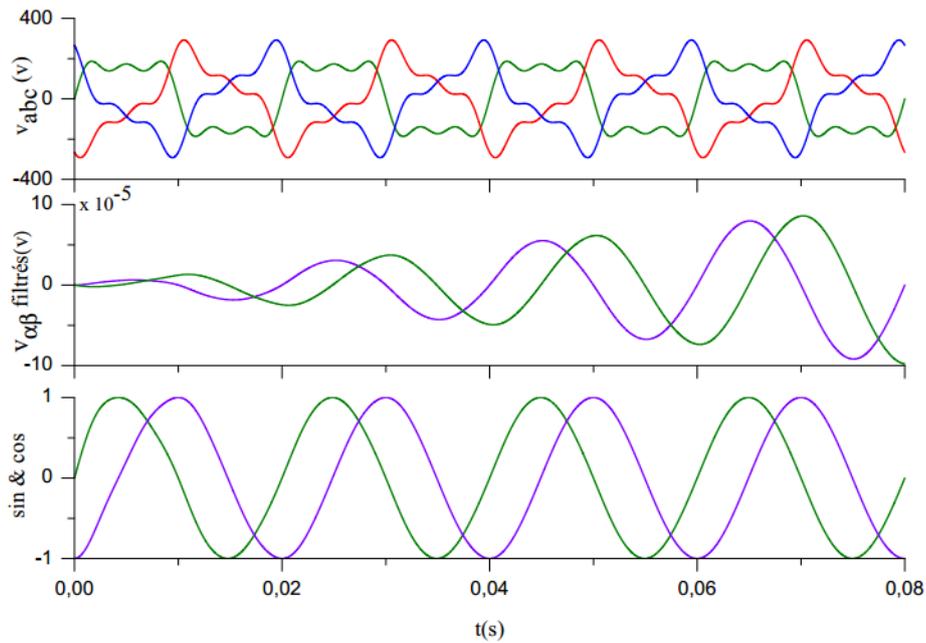


Figure 4.4. Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre *FMV*-signaux d'entrée équilibrés en présence des harmoniques-, de haut en bas : tensions distordues, les signaux au sortie du *FMV* et les sinus et cosinus obtenus.

4.3.2.3 Signaux d'entrées déséquilibrés en présence des harmoniques

Pour mettre le filtre *FMV* dans des conditions totalement défavorables, nous considérons dans ce cas le déséquilibre et les harmoniques en même temps, les THD des signaux d'entrées est de 38.78%, 38.99% et 38.99% respectivement des phases 1,2 et 3. Le THD des *sin* et *cos* est de 0.63% et 0.62% respectivement, il est clair que le comportement du *FMV* est influencé par la présence d'un fort déséquilibre et distorsion harmoniques, quoique les résultats restent plus que satisfaisants (figure (4.5)).

Les figures (4.4),(4.3) et (4.5) montrent que le *sinus* et le *cosinus* sont instantanément obtenus et leurs THDs sont assurés facilement en diminuant la valeur de k suffisamment. En outre, les signaux des *sinus* et *cosinus* obtenus sont synchronisés avec les composantes fondamentales des courants dans le repère $\alpha\beta$ et donne l'avantage pour considérer seulement la puissance active, en effet la puissance réactive est nulle par ce choix.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_f} \\ i_{\beta_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \varphi_1) & \cos(\omega t + \varphi_1) \\ -\cos(\omega t + \varphi_1) & \sin(\omega t + \varphi_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle p \rangle \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

avec $\langle p \rangle$ la valeur moyenne de la puissance sur une période.

Les courantes harmoniques de références dans le repère $\alpha\beta$ sont alors donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha_f} \\ i_{\beta} - i_{\beta_f} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

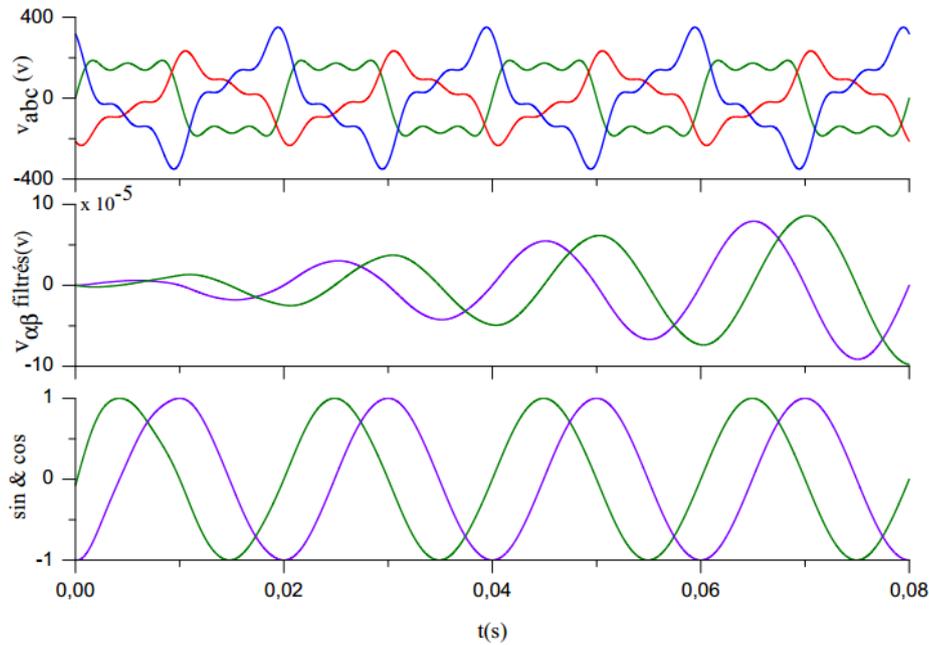


Figure 4.5. Génération des sinus et cosinus en utilisant le filtre *FMV*-signaux d'entrées déséquilibrés en présence des harmoniques-, de haut en bas : tensions distordues, les signaux au sortie du *FMV* et les sinus et cosinus obtenus.

4.3.3 Séparation des séquences positive et négative de la tension

Dans le cas où des tensions déséquilibrées, $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ contiennent les deux séquences positive et négative $(v_{\alpha}^+, v_{\beta}^+)$, $(v_{\alpha}^-, v_{\beta}^-)$ respectivement. Ces composantes sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{\alpha}^+ = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \sin(h\omega t + \phi_h^+) \\ v_{\beta}^+ = -\sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \cos(h\omega t + \phi_h^+) \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha}^- = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \sin(h\omega t + \phi_h^-) \\ v_{\beta}^- = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \cos(h\omega t + \phi_h^-) \end{cases} \quad (4.13)$$

Le calcul des composantes de p et q par la formule des puissances instantanées nous donne :

$$\begin{bmatrix} p^+ \\ q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) & -\cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t + \phi) & \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} p^- \\ q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) & \cos(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) & \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Le développement de ces équations nous donnent les formules suivantes :

$$p^+ = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1^+ \cos(\phi_1^+ - \phi) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^{\infty} V_h^+ \cos((h-1)\omega t + \phi_h^+ - \phi) - \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \cos((h+1)\omega t + \phi_h^- + \phi) \quad (4.16)$$

$$q^+ = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1^+ \sin(\phi_1^+ - \phi) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^{\infty} V_h^+ \sin((h-1)\omega t + \phi_h^+ - \phi) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^- \sin((h+1)\omega t + \phi_h^- + \phi) \quad (4.17)$$

$$p^- = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1^- \cos(\phi_1^- - \phi) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^{\infty} V_h^- \cos((h-1)\omega t + \phi_h^- - \phi) - \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \cos((h+1)\omega t + \phi_h^+ + \phi) \quad (4.18)$$

$$q^- = -\sqrt{\frac{3}{2}}V_1^- \sin(\phi_1^- - \phi) - \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=2}^{\infty} V_h^- \sin((h-1)\omega t + \phi_h^- - \phi) - \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=1}^{\infty} V_h^+ \sin((h+1)\omega t + \phi_h^+ + \phi) \quad (4.19)$$

A partir des équations (4.16), (4.17), (4.18) et (4.19) il est clair que chaque formule ait une composante continue et une autre alternative. La méthode basée sur la théorie PQ utilise un filtre passe-bas du deuxième ordre pour annuler la composante alternative qui correspond aux harmoniques ou au système inverse généré dans le cas des tensions déséquilibrés. L'utilisation des filtres n'est pas recommandée dans le cas d'un régime transitoire rapide. Pour surmonter ce problème, nous calculons en temps réel les différentes valeurs moyennes, et ceci sera accompli dans un temps inférieur à une demi-période.

Les tensions positives et négatives sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^p \\ v_\beta^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) & \cos(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) & \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle p^+ \rangle \\ \langle q^+ \rangle \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) & -\cos(\omega t + \phi) \\ \cos(\omega t + \phi) & \sin(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle p^- \rangle \\ \langle q^- \rangle \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Finalement, il est facile d'obtenir les tensions positives et négative selon les axes abc par la transformation de *Concordia* inverse :

$$\begin{bmatrix} v_{sa}^p \\ v_{sb}^p \\ v_{sc}^p \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^p \\ v_\beta^p \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sa}^n \\ v_{sb}^n \\ v_{sc}^n \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

où :

$$\begin{cases} v_{sa}^p = V_1^+ \sin(\omega t + \phi_1^+) \\ v_{sa}^n = V_1^- \sin(\omega t + \phi_1^-) \end{cases} \quad (4.24)$$

4.3.4 Séparation des courants harmoniques de référence

L'utilisation des filtres Passe-bas ou Passe-haut pour extraire la partie continue de la puissance active, n'est pas appropriée parce qu'elle présente un temps de réponse prohibitif [113]. On a employé la méthode de la valeur moyenne exprimée par l'équation (4.25), ce qui constitue une bonne solution pour avoir les courants harmoniques de références avec un régime transitoire T_k égale à un sixième d'une période dans le cas des thyristors ou un convertisseur à diode triphasé $T_k = \frac{T}{6}$ et $T_k = \frac{T}{2}$ dans le cas d'un déséquilibre dans les trois courants.

$$\langle p \rangle = \frac{1}{T_k} \int_t^{t+T_k} p \, dt \quad (4.25)$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned} \langle p \rangle &= \frac{1}{T_k} \int_t^{t+T_k} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \cos((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1) \\ &= \frac{3}{2} I_1 + \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \frac{1}{T_k(h-1)\omega} \times \left[\sin((h-1)\omega(t+T_k) + \varphi_h - \varphi_1) - \right. \\ &\quad \left. \sin((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1) \right] \end{aligned} \quad (4.26)$$

Dans le cas d'un redresseur à diodes ou thyristors, le rang harmonique h dans la puissance active équation (4.26) peut être exprimé par :

$$h = 6k + 1 \mid_{k=\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots} \quad (4.27)$$

Cela donne $h - 1 = 6k$, $T_k = \frac{T}{6}$ et l'équation (4.26) donne :

$$\langle p \rangle = \frac{3}{2} I_1 \quad (4.28)$$

La figure (4.6) récapitule le schéma d'implémentation de la méthode de la valeur moyenne.

La figure (4.7) présente la valeur moyenne obtenue dans le cas d'un redresseur à diodes ou thyristors. D'une part, on peut voir que le régime permanent est obtenu après une durée de $\frac{T}{6}$, d'autre part la variation de la valeur moyenne dans le régime transitoire est

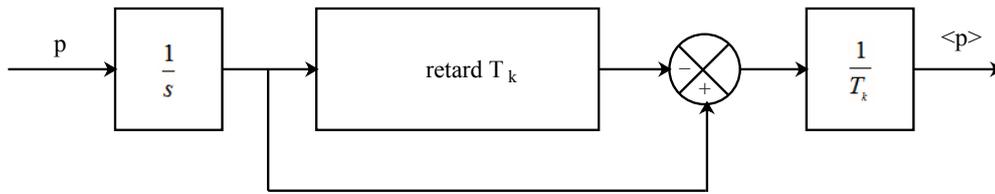


Figure 4.6. Schéma de la méthode de la valeur moyenne.

presque linéaire, et cela donne l'idée que nous pouvons obtenir la composante continue de la puissance active plus rapidement à partir de la variation de la pente de la valeur moyenne dans le régime transitoire [114]. Dans ce cas-ci la valeur moyenne obtenue peut être exprimée par :

$$\langle p \rangle = \frac{1}{nT_e} \int_t^{t+nT_e} p \, dt \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} \langle p \rangle &= \frac{1}{nT_e} \int_t^{t+nT_e} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \cos((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1) \\ &= \frac{3}{2} I_1 - \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \frac{1}{nT_e(h-1)\omega} \times \left[\sin((h-1)\omega(t+nT_e) + \varphi_h - \varphi_1) - \right. \\ &\quad \left. \sin((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1) \right] \end{aligned} \quad (4.30)$$

où n est un nombre entier et T_e est la période d'échantillonnage.

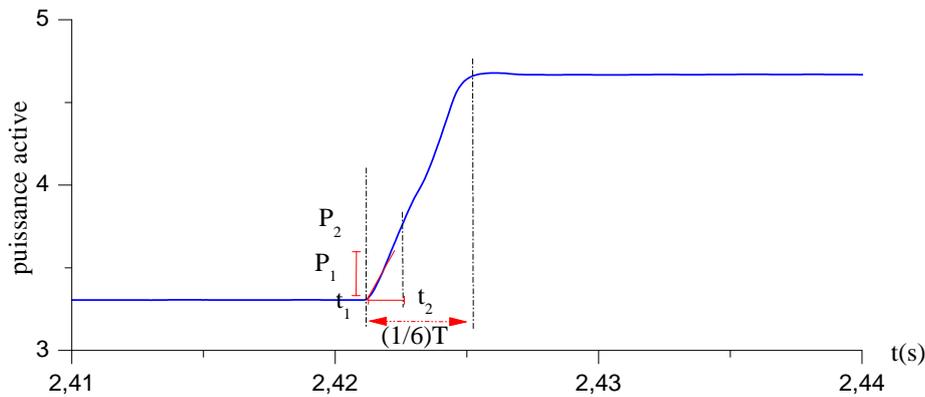


Figure 4.7. Calcul de la pente de la valeur moyenne.

La valeur moyenne de la puissance active p donnée par l'équation (4.30) est obtenue après quelques pas d'échantillonnage (nT_e) qui sera maintenu à cette valeur jusqu'à une nouvelle variation significative de la puissance active. On remarque que la valeur de la puissance obtenue n'est pas la composante exacte de la puissance active recherchée et loin d'elle avec une erreur $\langle p \rangle_{\text{erreur}}$ (figure (4.8)).

$$\langle p \rangle = \frac{3}{2} I_1 - \langle p \rangle_{\text{erreur}} \quad (4.31)$$

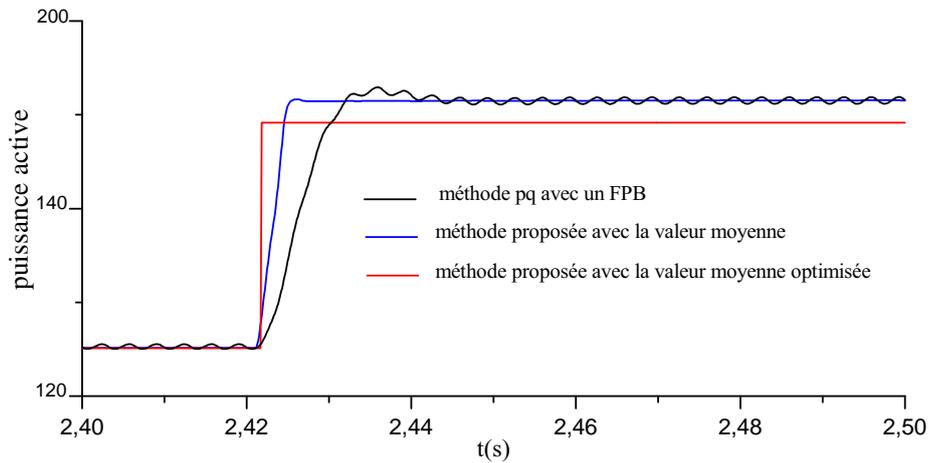


Figure 4.8. La composante continue de la puissance active obtenue par les trois méthodes.

où :

$$\langle p \rangle_{\text{erreur}} = \sum_{h=-\infty \text{ et } h \neq 1}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \frac{1}{nT_e(h-1)\omega} \times \left[\sin\left((h-1)\omega(t + nT_e) + \varphi_h - \varphi_1\right) - \sin\left((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1\right) \right] \quad (4.32)$$

Si nous considérons un système avec des composantes harmoniques décrits par l'équation (4.27) et en employant l'équation (4.32) avec $nT_e = 10 \times 10^{-4} \text{s}$, la valeur maximale de l'erreur $\langle p \rangle_{\text{erreur}}$ est moins de 36.45 %, qu'est donnée par :

$$\langle p \rangle_{\text{erreur}} = \sum_{h=-\infty \text{ et } h \neq 1}^{+\infty} \frac{3}{2} I_h \frac{1}{nT_e(h-1)\omega} = 0.3645 \times \frac{3}{2} I_1 \quad (4.33)$$

A partir de l'équation (4.33) l'erreur dépend du nombre des points d'échantillonnage et de composants harmoniques considérés du signal filtré. Comme un exemple, la figure (4.9) considère deux systèmes triphasés, le premier avec une grande valeur du THD (28.32 %) et l'autre avec une petite valeur du THD (2.53 %). Dans le cas le plus défavorable, nous pouvons atteindre 90 % de la valeur correcte de la puissance dans un temps inférieure à $\frac{1}{20}$ d'une période et dans un temps meilleur pour le deuxième cas où le THD est de (2.53 %).

L'erreur restante sera compensée par la régulation de la tension continue de l'onduleur figure (4.10), on peut noter également, que la tension du bus continu n'est pas considérablement perturbée. Cela est dû à la minimisation du régime transitoire du calcul des courants harmoniques de référence.

la figure (4.11) présente le schéma global de l'algorithme proposé.

La figure (4.12) donne une comparaison entre la méthode basée sur la théorie PQ, la méthode de la valeur moyenne et la méthode optimisée de la valeur moyenne. La méthode

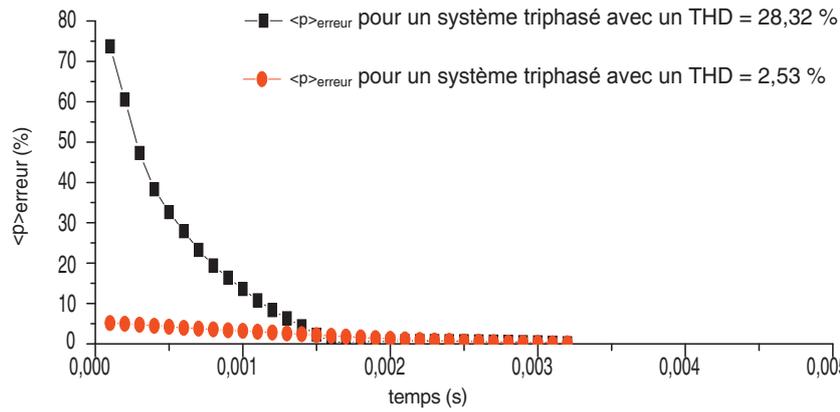


Figure 4.9. L'évolution du $\langle p \rangle_{\text{erreur}}$ en fonction de nombre des points d'acquisition pour deux degrés de distorsion d'un système triphasé .

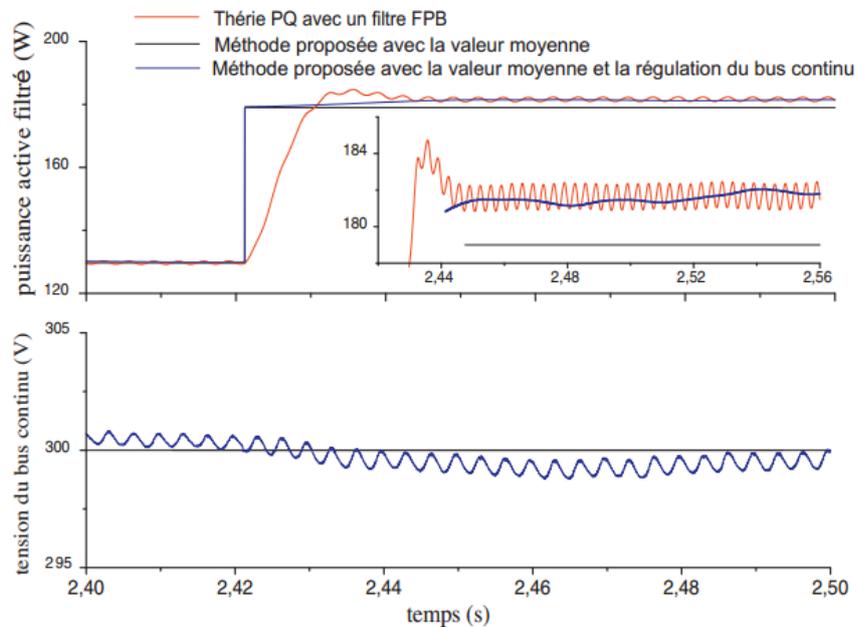


Figure 4.10. Les composantes continues des puissances active corrigés par la régulation du bus continu (haut), tension du bus continu (bas).

basée sur théorie PQ nécessite une demi-période pour atteindre le régime permanent, la méthode de la valeur moyenne prend un sixième d'une période et la méthode optimisée de la valeur moyenne prend moins de ($< \frac{1}{20} T$), pour donner les courants harmoniques de références.

4.4 Résultats de simulation avec le déséquilibre de la tension du réseau

Une source triphasée équilibrée de tensions est considérée pour alimenter un convertisseur triphasé relié à une charge résistive. Les tensions déséquilibrées du système sont

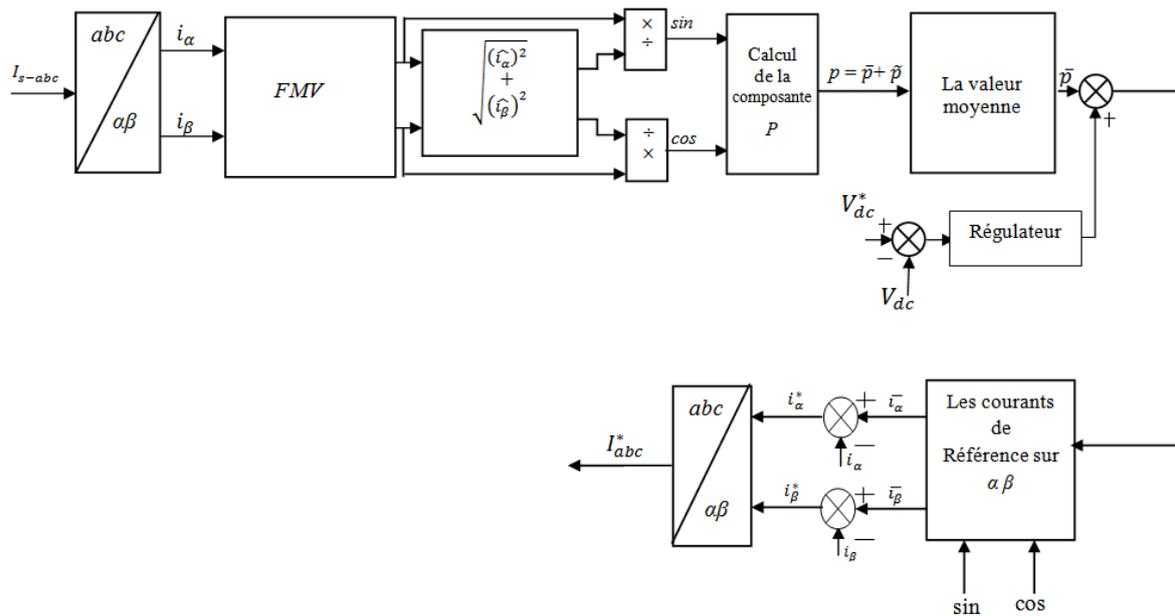


Figure 4.11. Diagramme block de la méthode proposée.

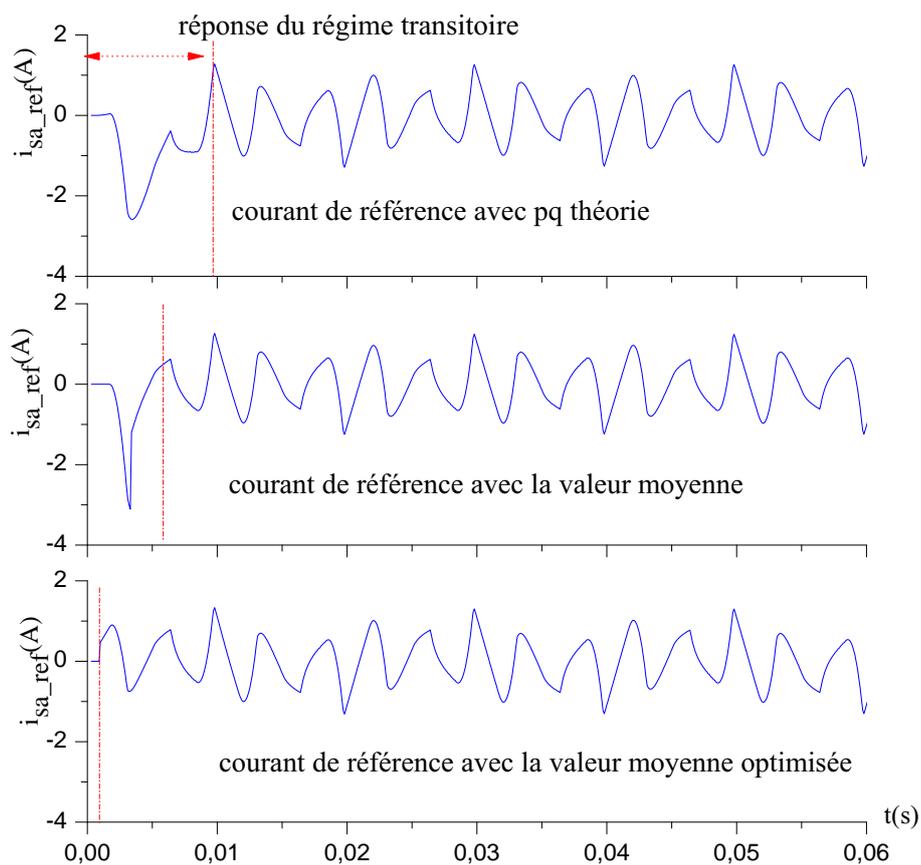


Figure 4.12. Résultats de génération des courants harmonique en utilisant de haut en bas : la théorie PQ, la méthode proposée de la valeur moyenne et la valeur moyenne optimisée.

intentionnellement créées par une insertion soudaine d'une série de résistances dans deux phases différentes. La figure (4.13) montre la structure du schéma proposé.

La figure (4.14) montre un zoom des tensions triphasées et les angles de phase respecti-

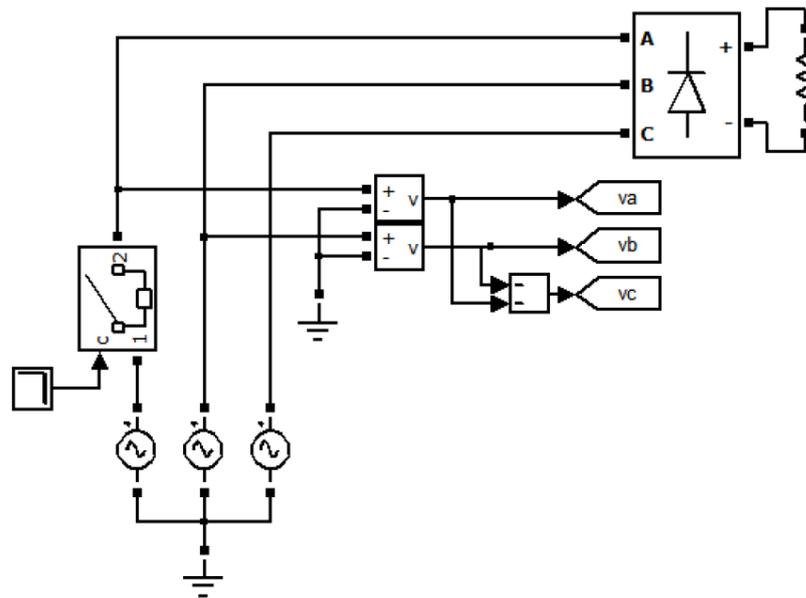


Figure 4.13. La structure des tensions déséquilibrées.

vement autour de $t = 6.37s$ à $t = 6.65s$ où le déséquilibre de la source de tension est créée par l'introduction des résistances.

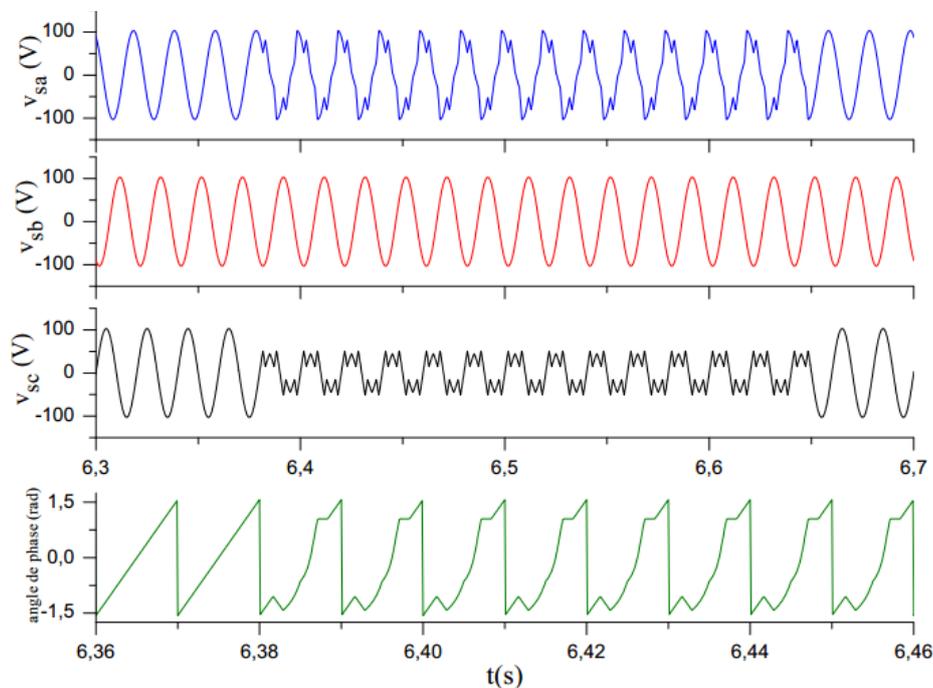


Figure 4.14. Résultats de simulation : les tensions déséquilibrées simulée et leurs angle de phase.

Les figures (4.15) et (4.16) présentent les séquences positive et négative de la tension et leurs angles de phase respectivement. Ces figures montrent l'efficacité de la méthode proposée dans l'extraction des séquences positive et négative du système déséquilibré.

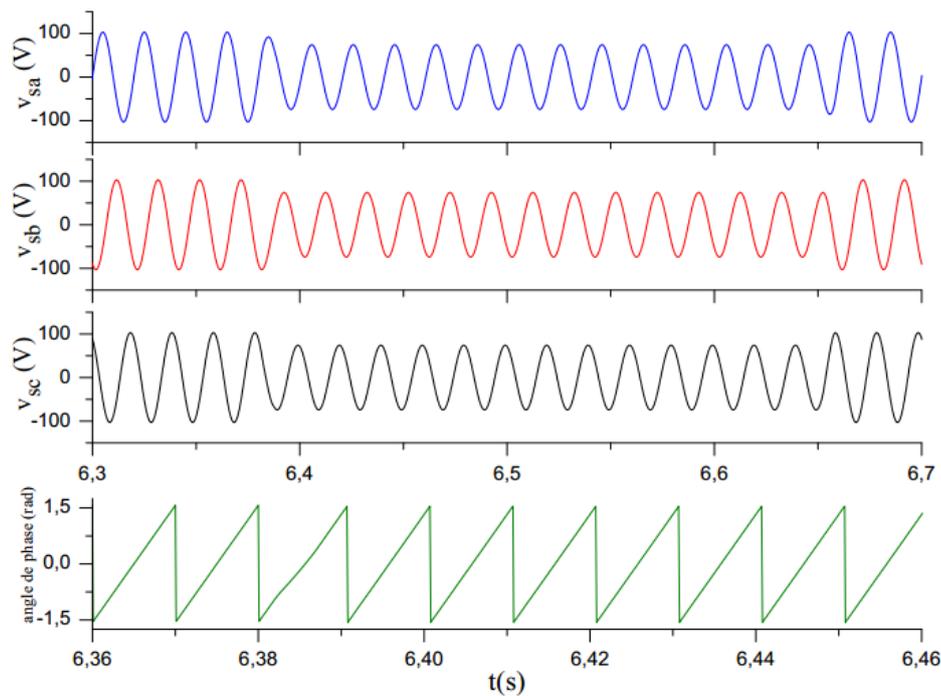


Figure 4.15. Résultats de simulation : Les tensions de la séquence positive extraites et leur angle de phase .

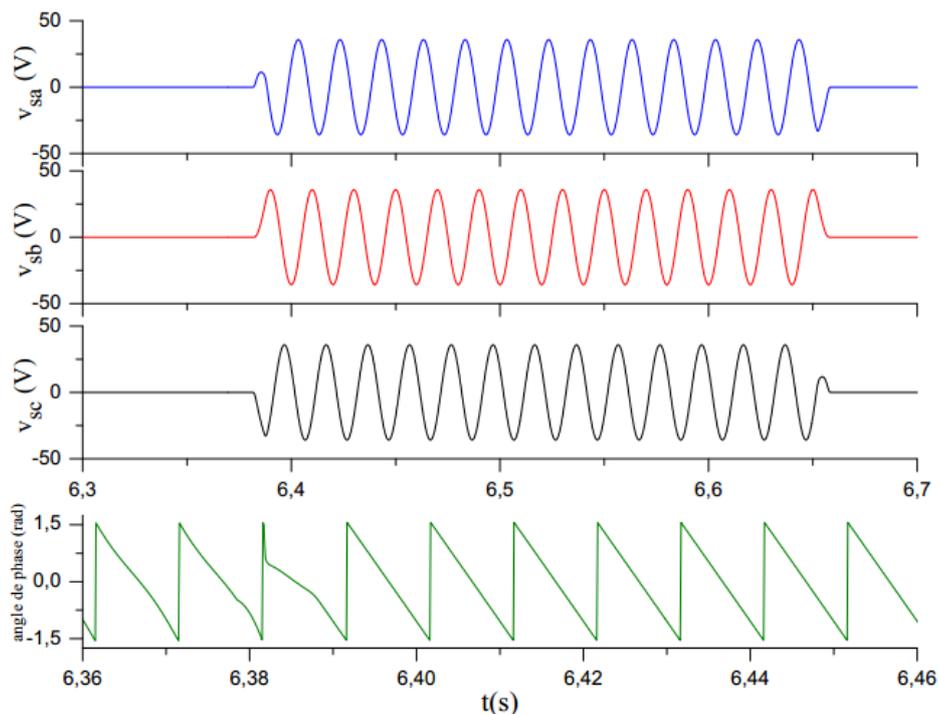


Figure 4.16. Résultats de simulation : Les tensions de la séquence négative extraites et leur angle de phase .

4.5 Résultats expérimentaux avec le déséquilibre de la tension du réseau

La figure (4.17) montre la forme des tensions en considérant le déséquilibre. On peut voir que l'angle de phase des trois tensions a été influencé lorsque la série des résistances est introduite pour créer l'asymétrie en amplitudes des tensions à $t = 6.37s$.

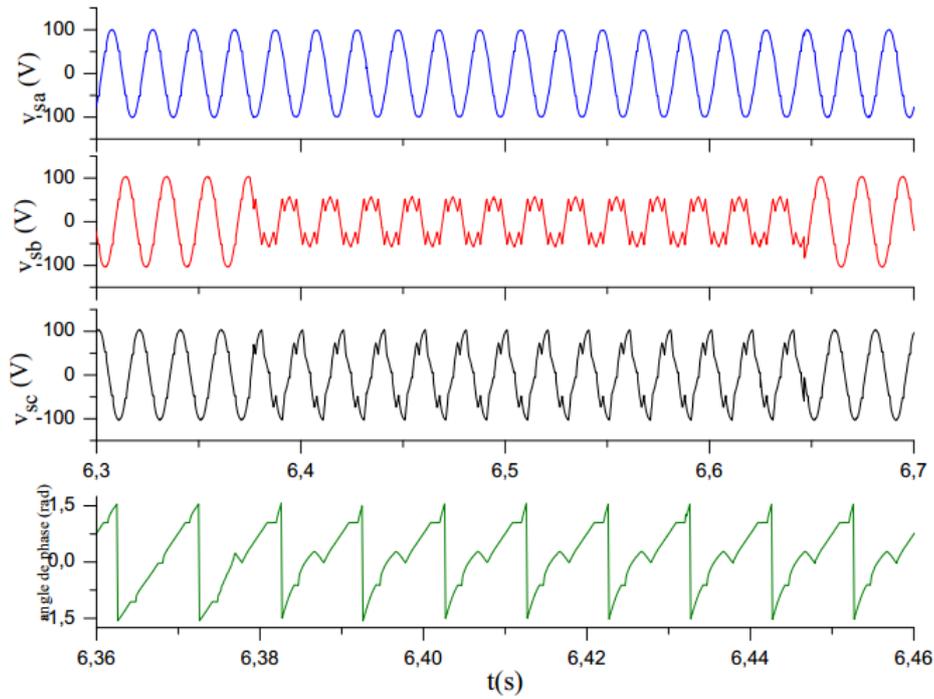


Figure 4.17. Résultat expérimental : les tensions déséquilibrées et leurs angle de phase.

A partir des figures (4.18) et (4.19) nous pouvons noter que la méthode proposée présente également un bon comportement dans l'expérimentation, comme la simulation, où les deux séquences positives et négatives sont obtenues avec succès.

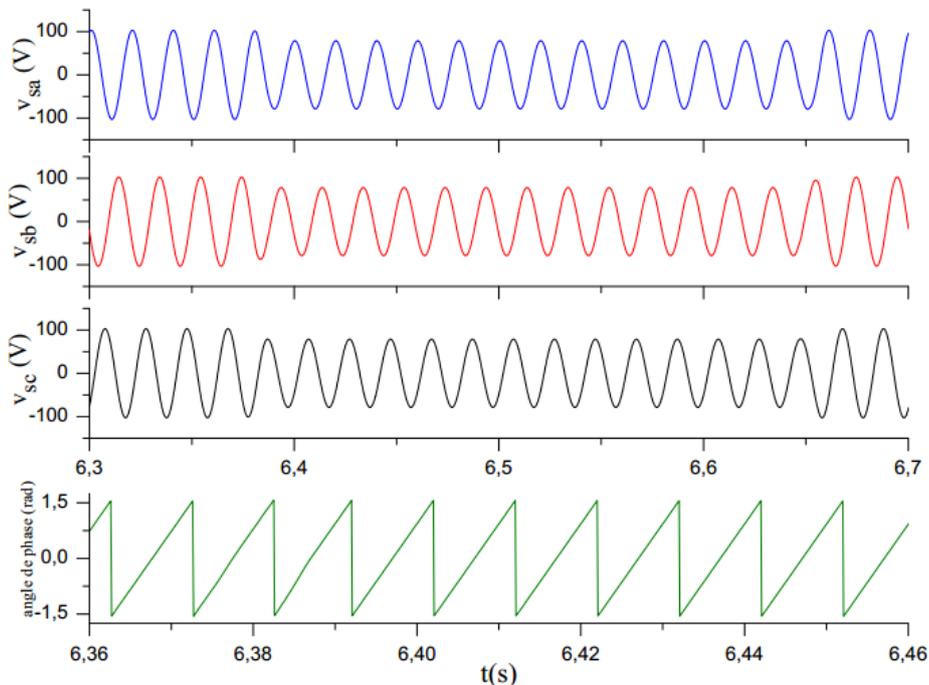


Figure 4.18. Résultat expérimental : Les tensions de la séquence positive extraites et leur angle de phase.

Les figures (4.20) et (4.21) montrent les amplitudes des séquences positive et négative de la tension, il est clairement remarquable que la méthode proposée présente des bonnes performances dans la détection des amplitudes.

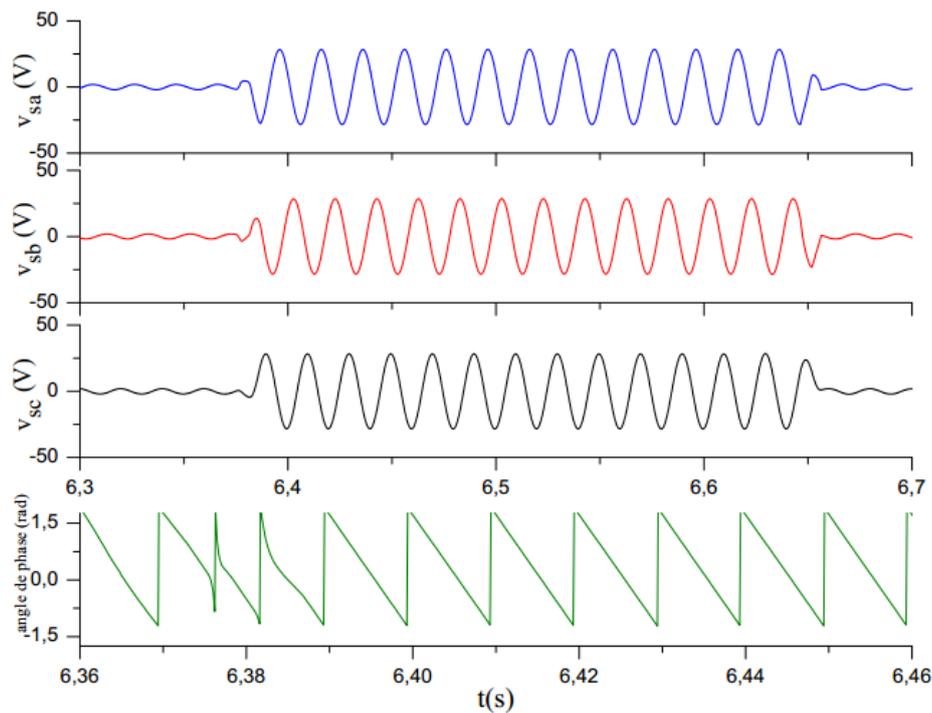


Figure 4.19. Résultat expérimental : Les tensions de la séquence négative extraites et leur angle de phase .

Pour évaluer les performances de la méthode basée sur la théorie PQ qui utilise des filtres conventionnels pour éliminer la composante alternative, un filtre Passe-bas du deuxième ordre est considéré et comparé avec la méthode de la valeur moyenne. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure (4.20) où nous pouvons noter que la méthode PQ classique utilisant le FPB a échoué dans l'extraction des séquences positives et négatives de tension.

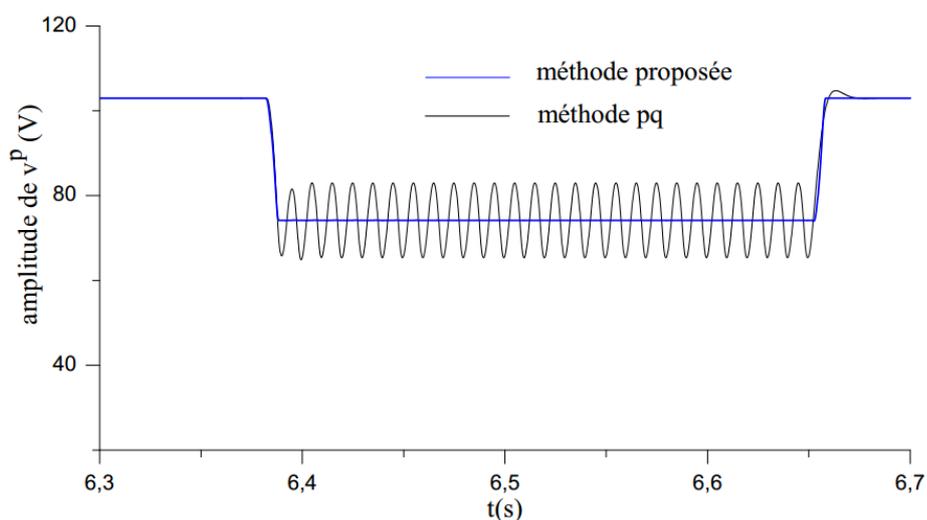


Figure 4.20. Résultats de simulation : les amplitudes de la séquence positive obtenue par la méthode PQ et la méthode de la valeur moyenne.

Dans cet essai, la détection des séquences positive et négative de tension est accomplie, la suppression de la composante alternative est effectuée en calculant la valeur moyenne de chaque composante désirée pour éviter le long régime transitoire provoqué par les

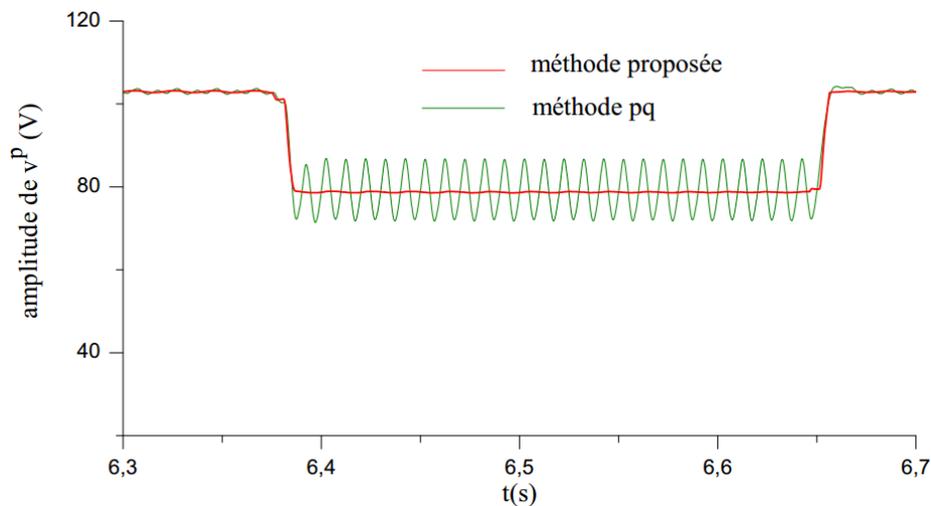


Figure 4.21. Résultats expérimentaux : les amplitudes de la séquence positive obtenue par la méthode PQ et la méthode de la valeur moyenne.

filtres conventionnels. Pour éviter un autre retard de temps additionnel, un filtre *FMV* est employé pour obtenir des composants synchronisés au lieu d'employer la solution fréquemment utilisée basée sur la *PLL*.

Les résultats de simulation et de l'expérimentation ont montré les performances de la méthode proposée.

4.6 Commande du filtre actif parallèle par les différentes méthodes

Ce paragraphe regroupe l'ensemble des résultats obtenus par simulation sur le prototype présenté précédemment, en commandant le filtre actif par les différentes stratégies illustrées dans le chapitre 2, dans différentes conditions. Le système de simulation est composé principalement d'une source de tension triphasée alimentant un redresseur triphasé à diodes qui débite sur une charge *RL*, les paramètres du système simulé sont récapitulés dans le tableau (4.1).

Pour tester les performances des méthodes d'identification des harmoniques, on propose de commander le filtre actif par chacune de ces méthodes.

V_s	f	l_f	l_c	V_{dc}	c_d	R_d	l_d
100 v	50 Hz	3 mH	0.8 mH	400 v	1100 μF	48 Ω	40 mH

TABLE 4.1

Les paramètres du système simulé.

4.6.1 Cas des tensions de source équilibrées

Nous prenons dans cette partie, les tensions de source équilibrées qui ne contiennent pas d'harmoniques.

Les figures (4.22) et (4.23) présentent les tensions équilibrées de la source, le courant de la source et le spectre harmonique correspondant pour la simulation et l'expérimental respectivement. A partir du spectre des courants, on constate que seuls les harmoniques d'ordre $(6k \pm 1)$ sont présents, avec des THD de 27,81% et 28,12% pour la simulation et l'expérimentation respectivement.

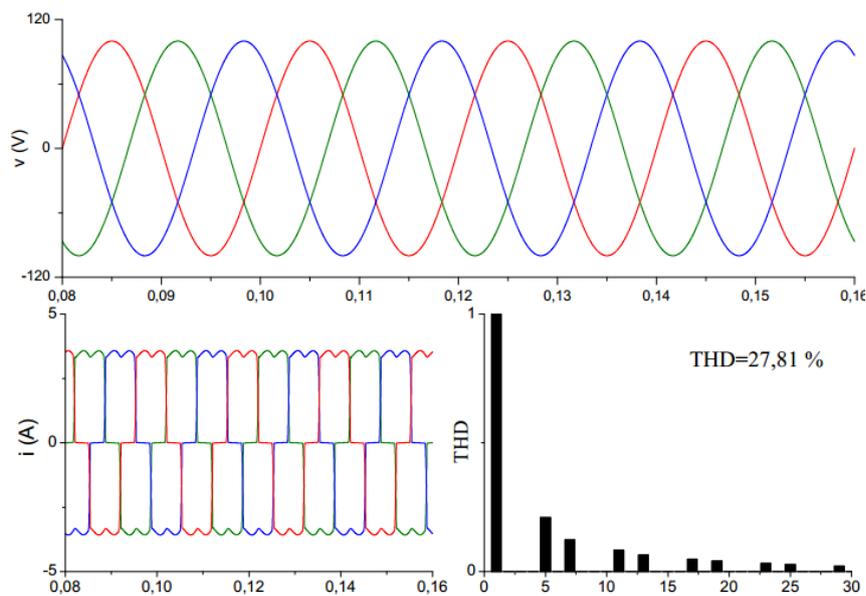


Figure 4.22. Résultats de simulation : tensions de source, courant de source et son spectre harmonique .

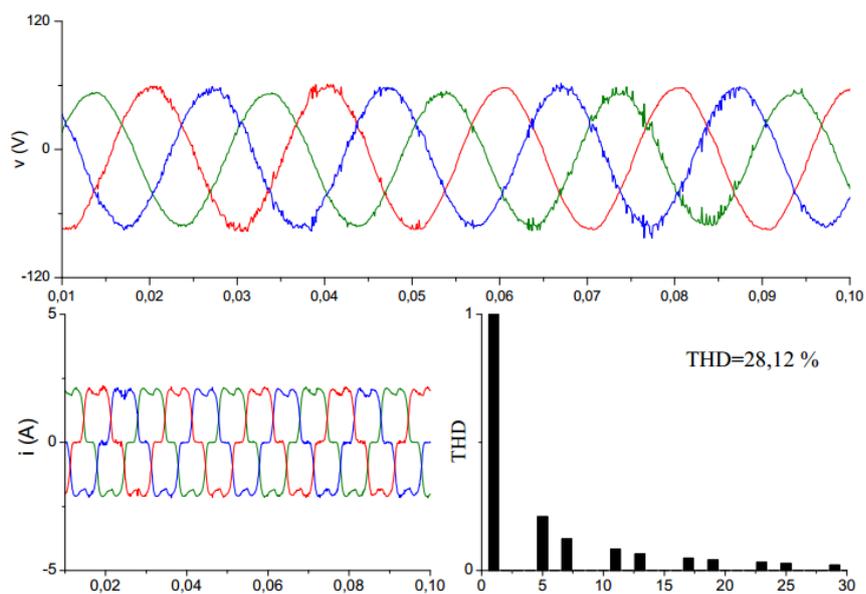


Figure 4.23. Résultats expérimentaux : tensions de source, courant de source et son spectre harmonique .

4.6.1.1 Méthode des puissances instantanées

Les figures (4.24) et (4.25) montrent les courants de références générés la méthode PQ et les courants du filtre actif obtenus par simulation et expérimentation respectivement.

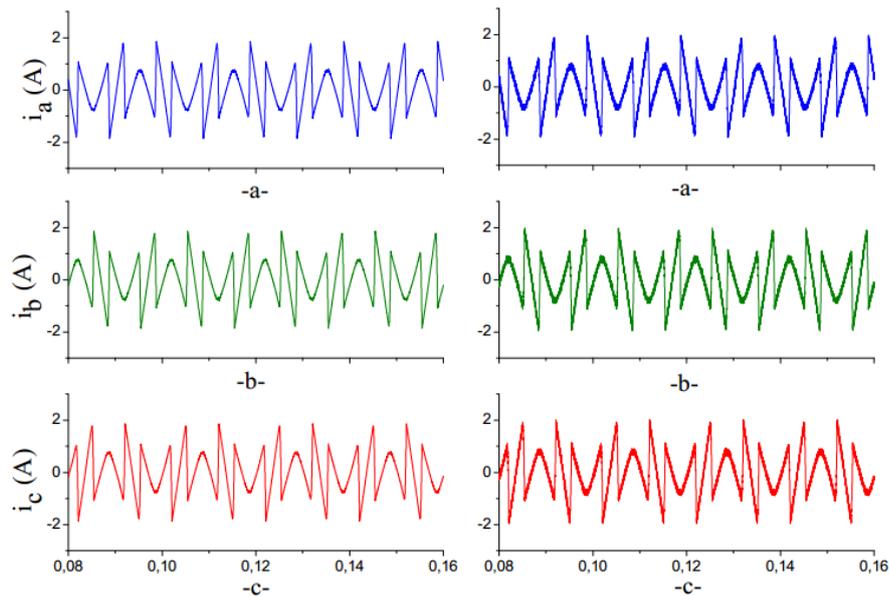


Figure 4.24. Résultats de simulation-méthode pq : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

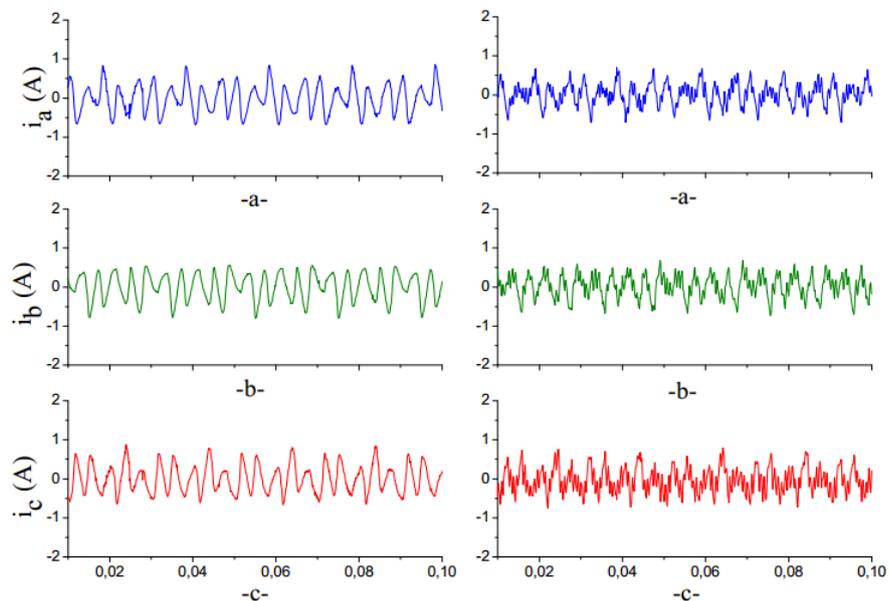


Figure 4.25. Résultats expérimentaux-méthode pq : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

Les figures (4.26) et (4.27) montrent les courants de la ligne après la compensation (à gauche) et le spectre d'une phase du courant compensé, il est clair que le THD de ce courant est réduit d'une façon notable à 2.70 % pour la simulation et à 2,92 % pour l'expérimental.

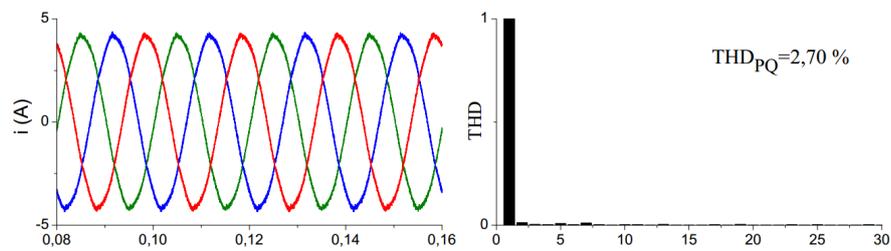


Figure 4.26. Résultats de simulation-méthode pq : les courants filtrés et son spectre harmonique.

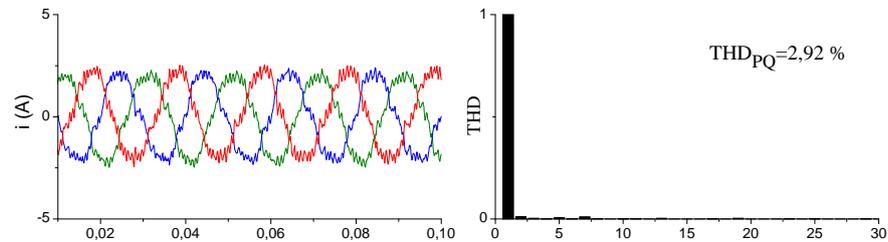


Figure 4.27. Résultats expérimentaux-méthode pq : les courants filtrés et son spectre harmonique.

4.6.1.2 Méthode du référentiel synchrone

Les figures (4.28) et (4.29) présentent les courants de référence générés par la méthode du référentiel synchrone et les courants de référence du filtre actif pour la simulation et la validation expérimental respectivement, il est clair que les courants du filtre suivent bien leurs références.

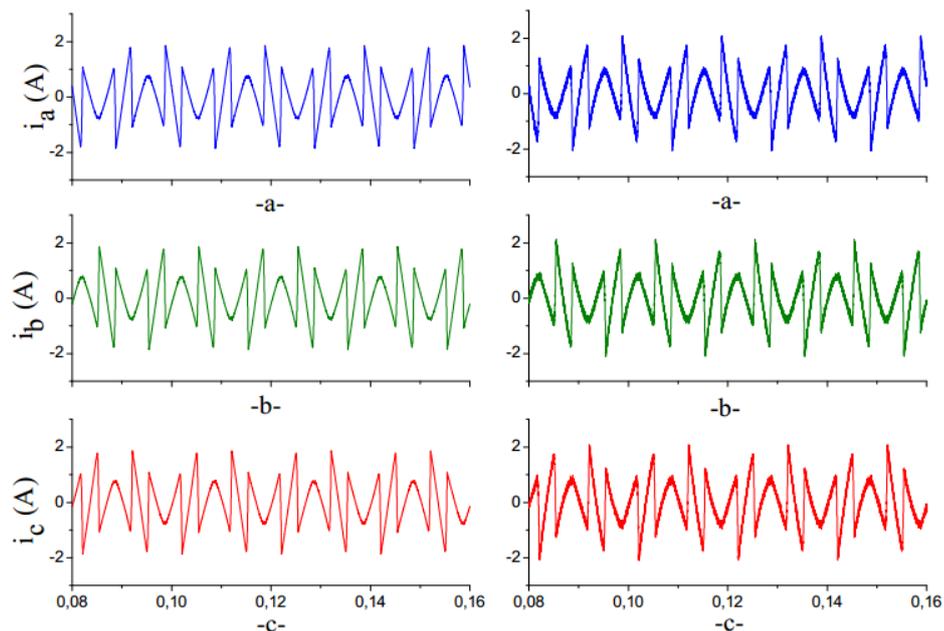


Figure 4.28. Résultats de simulation-méthode RS : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

Ce type de commande exige deux filtres passe-haut afin d'éliminer la composante fondamentale des courants de référence. D'après les figures (4.30) et (4.31), on constate que le THD du courant compensé est de 2.90 % et de 3.11 % pour la simulation et l'expérimental respectivement, donc le taux de distorsion est réduit d'une manière remarquable.

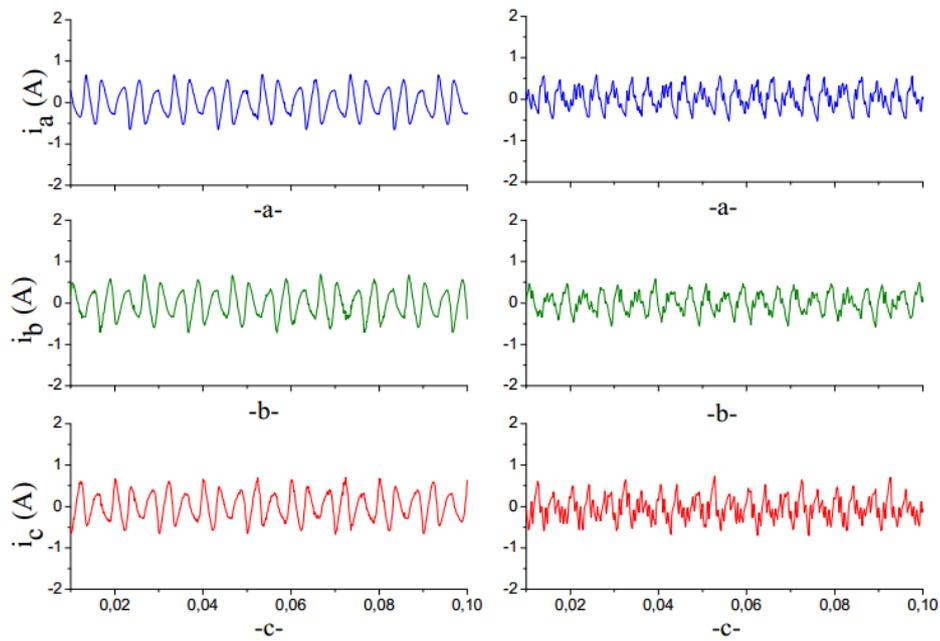


Figure 4.29. Résultats expérimentaux-méthode RS : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droite).

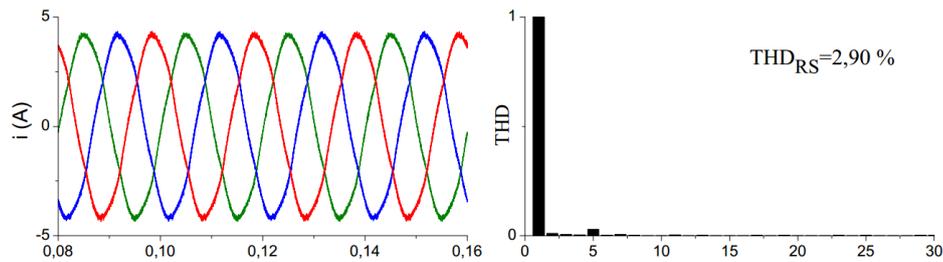


Figure 4.30. Résultats de simulation-méthode RS : les courants filtrés et son spectre harmonique.

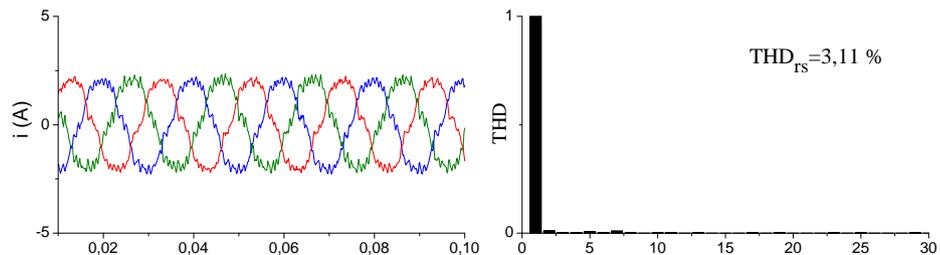


Figure 4.31. Résultats expérimentaux-méthode RS : les courants filtrés et son spectre harmonique.

4.6.1.3 Méthode du filtre Notch

Les figures (4.32) et (4.33) montrent les courants de référence et les courants du filtre actif générés par la méthode du filtre Notch pour la simulation et l'expérimental respectivement. Cette méthode peut être appliquée aux systèmes monophasé, biphasé et triphasé, équilibré ou déséquilibré. Cependant, cette stratégie présente un découplage moins net entre la composante fondamentale et les harmoniques.

D'après les figures (4.34) et (4.35), nous remarquons que les courants compensés ont une forme quasi sinusoïdale avec un THD de 6.91% pour la simulation et un THD de

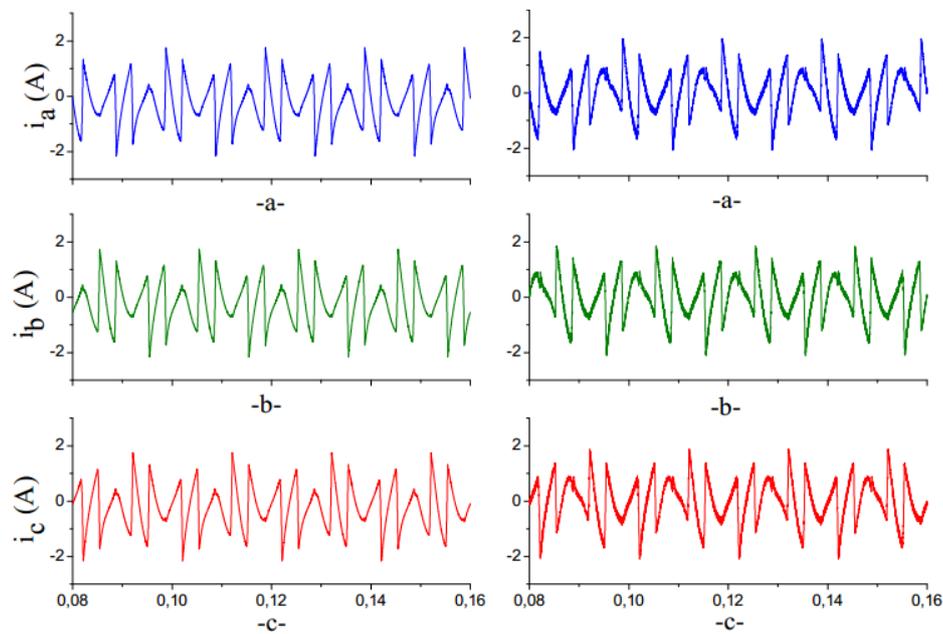


Figure 4.32. Résultats de simulation-méthode du filtre Notch : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

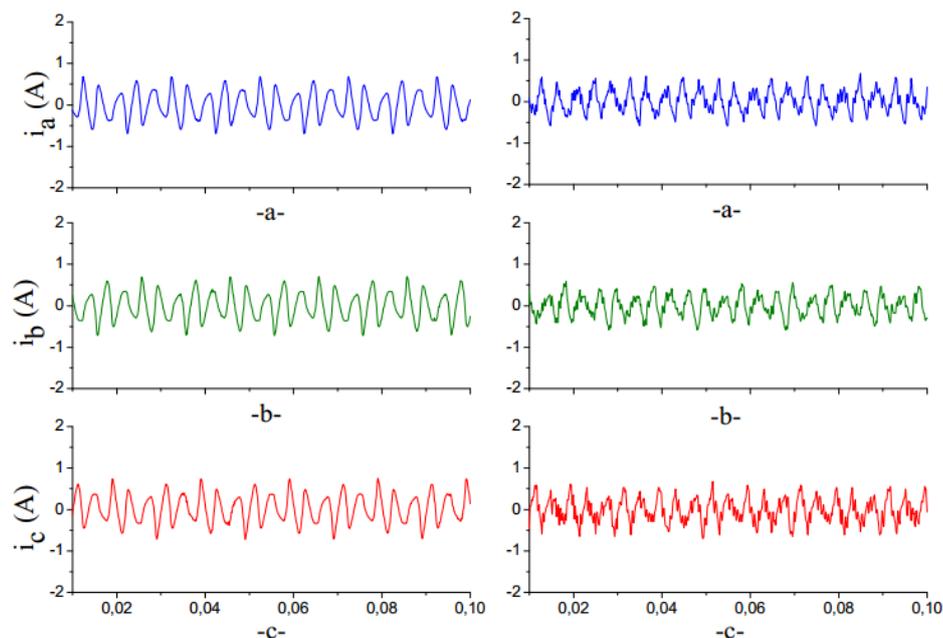


Figure 4.33. Résultats expérimentaux-méthode du filtre Notch : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

7.20% pour l'expérimental respectivement. Il est évident que la dégradation de la qualité du filtrage dans ce cas est liée à la qualité du calcul des références.

4.6.1.4 Méthode proposée

Les figures (4.36) et (4.37) représentent les courants harmoniques de référence générés par la méthode proposée et les courants du filtre actif pour la simulation et l'expérimental respectivement, nous remarquons que les courants du filtre actif sont similaires à celles des référence qui conduit à bon filtrage des harmoniques.

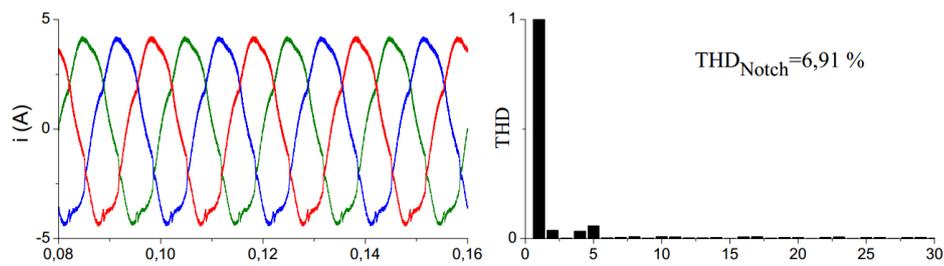


Figure 4.34. Résultats de simulation-méthode du filtre Notch : les courants filtrés et son spectre harmonique.

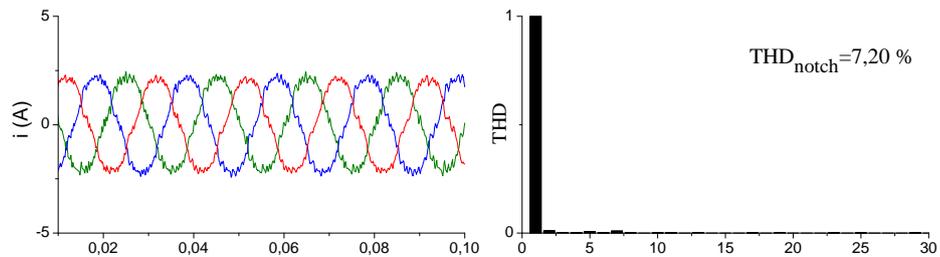


Figure 4.35. Résultats expérimentaux-méthode du filtre Notch : les courants filtrés et son spectre harmonique.

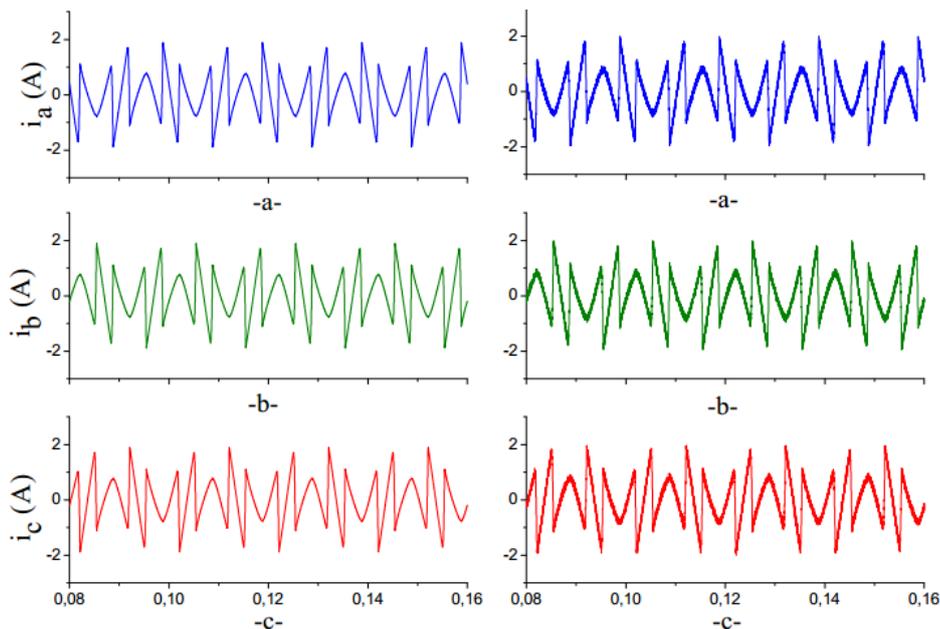


Figure 4.36. Résultats de simulation-méthode proposée : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

L'analyse spectrale du courant de la phase (a) du réseau après filtrage est représenté dans les figures (4.38) et (4.39) pour la simulation et l'expérimental respectivement, le THD du courant de la charge est de 27,81 %, et de 2.60 % côté réseau pour la simulation et le THD de la charge est de 28.12 % et de 2.73% côté réseau pour l'expérimental, ce qui certifie la bonne qualité de filtrage.

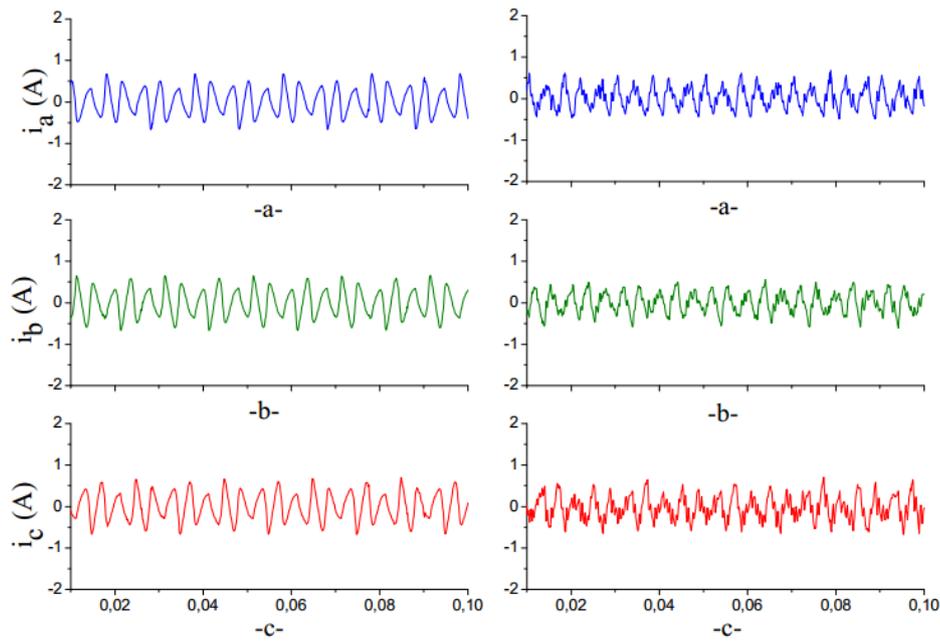


Figure 4.37. Résultats expérimentaux-méthode proposée : courants de référence (à gauche) et courants du filtre actif (à droit).

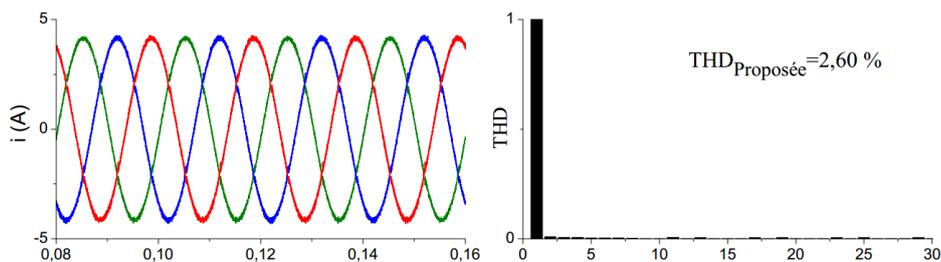


Figure 4.38. Résultats de simulation-méthode proposée : les courants filtrés et son spectre harmonique.

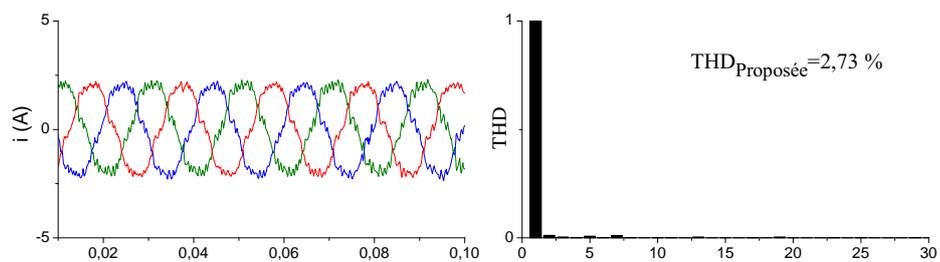


Figure 4.39. Résultats expérimentaux-méthode proposée : les courants filtrés et son spectre harmonique.

4.6.2 Cas du déséquilibre des tensions d'un réseau d'alimentation

Le redresseur triphasé à diodes est alimenté par une source de tension déséquilibrée. En conséquence, nous obtiendrons un déséquilibre au niveau des courants de la charge.

•Premier cas

Les valeurs efficaces des tensions des première et deuxième phases diffèrent respectivement de +10% et de -10% par rapport à la valeur efficace de la troisième phase. Les figures (4.40) et (4.42) reportent les allures des tensions de la source, le courant de la charge et le courant du filtre obtenu par les différentes méthodes de calcul des références.

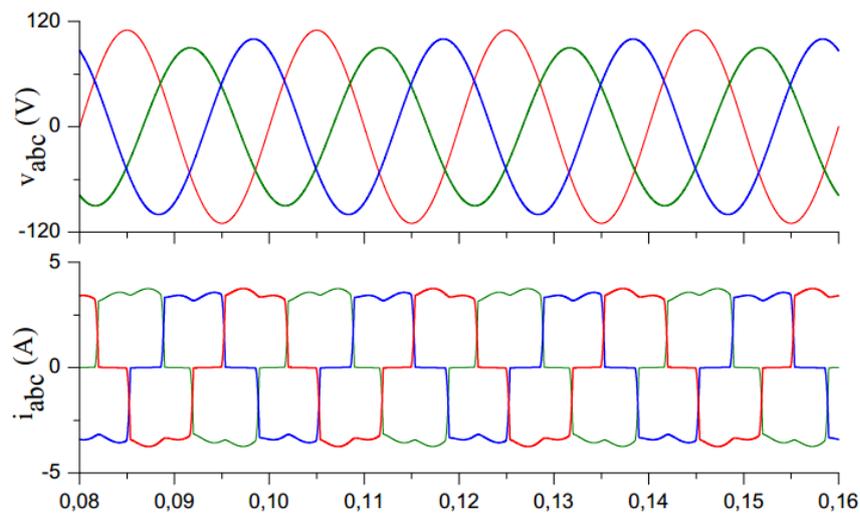


Figure 4.40. Résultats de simulation : tensions de la source déséquilibrée, courant de la source perturbé.

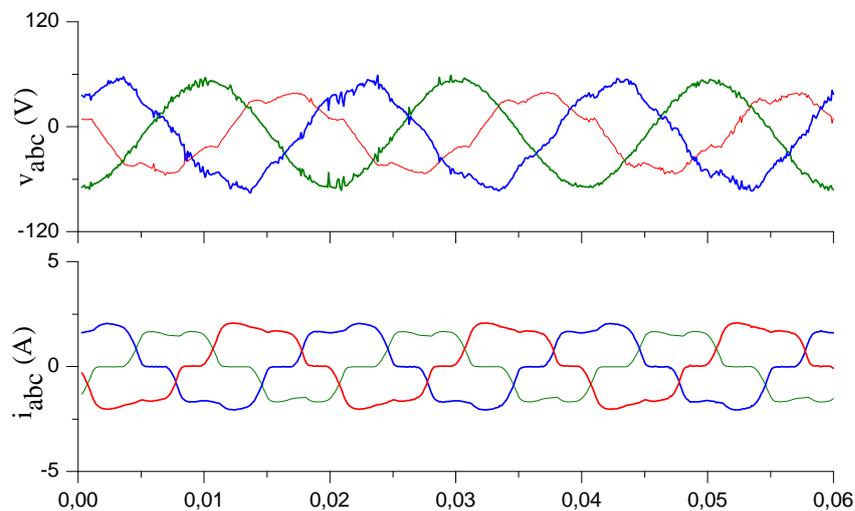


Figure 4.41. Résultats expérimentaux : tensions de la source déséquilibrée, courant de la source perturbé.

Le tableau (4.2) présente le THD des courants de la charge et celui du courant de la source après filtrage pour les différentes méthodes. Les résultats viennent en concordance avec les conclusions du chapitre précédent.

Phase	THD % i_{ch}	THD % du courant compensé i_{abc}			
		PQ	RS	Notch	Proposée
1	30.36	5.86	3.23	7.54	2.76
2	25.23	6.15	2.57	7.25	2.42
3	28.19	6.14	3.27	7.95	3.53

TABLE 4.2

Résultats de simulation : THDs des courant de la source et courants compensés pour les différentes méthodes, cas d'un déséquilibre $\pm 10\%$.

Les résultats expérimentaux reportés dans les figures (4.41) et (4.43) d'une part et le tableau (4.3) d'autre part, confirment les conclusions de la simulation.

• *Deuxième cas ; variation de la charge*

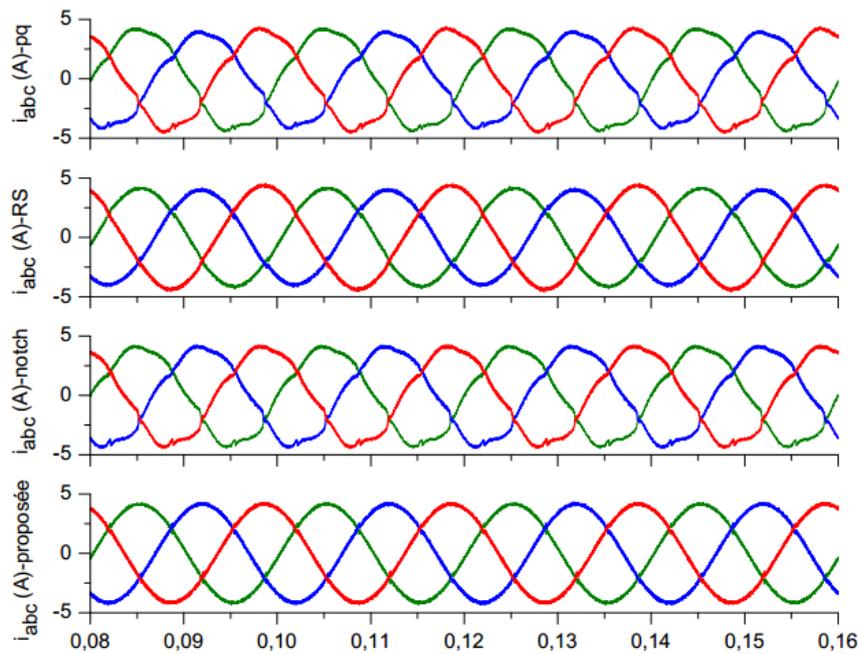


Figure 4.42. Résultats de simulation-tension de source déséquilibrée $\pm 10\%$ -(de haut en bas) courants compensés par : méthode pq, méthode RS, méthode du Notch et la méthode proposée.

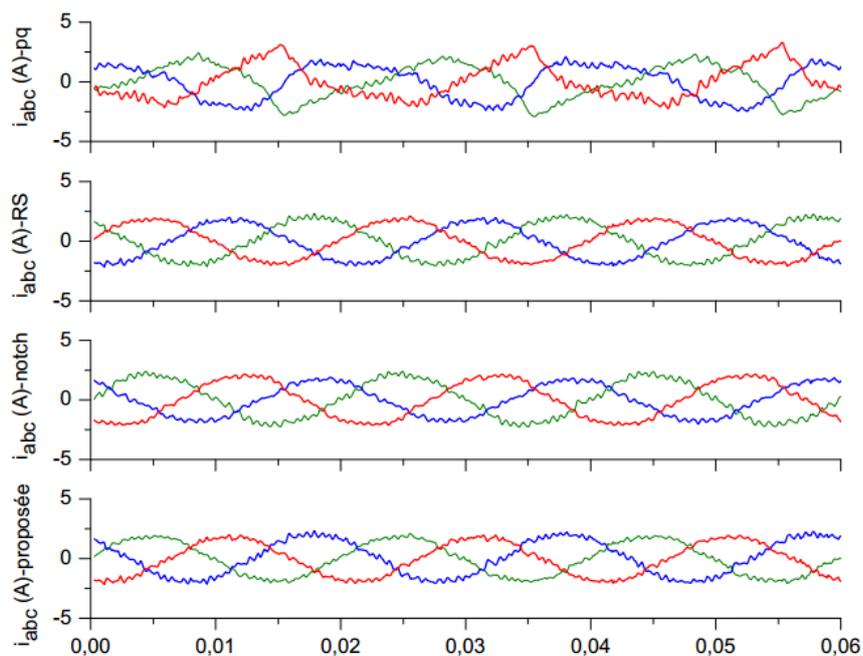


Figure 4.43. Résultats expérimentaux-tension de source déséquilibrée $\pm 10\%$ -(de haut en bas) courants compensés par : méthode pq, méthode RS, méthode du Notch et la méthode proposée.

Phase	THD % i_{ch}	THD % du courant compensé i_{abc}			
		PQ	RS	Notch	Proposée
1	24.01	22.12	8.02	8.22	3.22
2	19.24	15.05	7.07	9.07	3.05
3	20.24	22.58	6.49	7.66	3.83

TABLE 4.3

Résultats expérimentaux : THDs des courant de la source et courants compensés pour les différentes méthodes-cas d'un déséquilibre $\pm 10\%$.

Les figures (4.44) et (4.45) montrent les résultats de simulation et expérimentation respectivement. Il est clair que la méthode proposée assure la compensation des harmoniques du réseau instantanément dans le cas d'une variation de la charge.

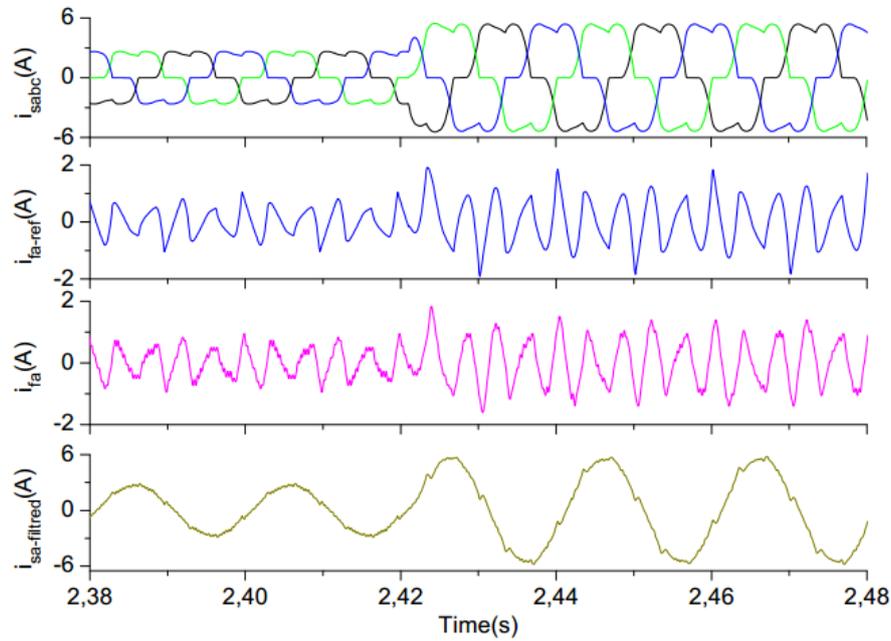


Figure 4.44. Résultats de simulation, de haut en bas : courant de la charge, courant de référence, courant du filtre et courant filtré.

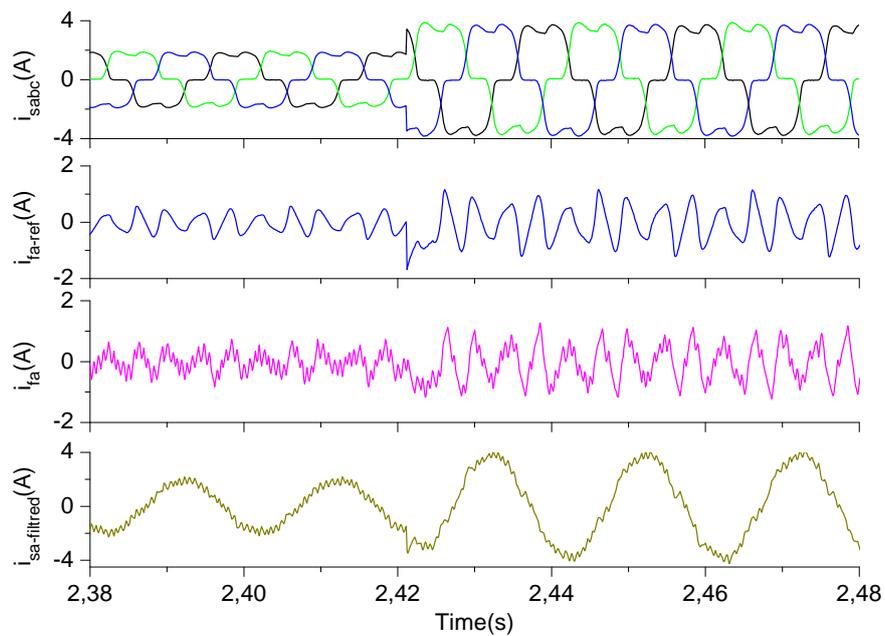


Figure 4.45. Résultat expérimental, de haut en bas : courant de la charge, courant de référence, courant du filtre et courant filtré.

4.7 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé de nouveaux algorithmes pour la séparation des séquences positive et négative des tensions déséquilibrés. Le FMV est proposé comme un PLL, et l'estimation de la valeur moyenne des puissances instantanées PQ a permis de réduire le temps de réponse à moins de $1/20$ de la période du réseau électrique.

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche des solutions appropriés pour objectif de dépolluer les réseaux électriques à base des filtres actifs parallèles pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Le filtre actif parallèle triphasé facilite la réduction du courant harmoniques et la compensation de la puissance réactive du système de distribution. Le processus de filtrage emploie une méthode de contrôle appropriée pour extraire le courant de référence ainsi que le régulation de la tension du condensateur du bus continu de l'onduleur. Le filtre actif parallèle est mis en application avec un onduleur triphasé à source de tension et les commutations des interrupteurs de puissance de l'onduleur sont générées par la modulation de largeur d'impulsion. Différentes techniques de commande du filtre actif parallèle ont été examinées.

La méthode des puissances instantanées PQ est largement utilisée dans la littérature pour le calcul des courants harmoniques de référence. Nous avons confirmé ses qualités par rapport d'autres méthodes comme le filtre multivariable et le filtre notch. La méthode du repère synchrone, également, était présentée comme une autre image de la méthode des puissances instantanées PQ où le PLL assure une partie de l'algorithme et laisse la méthode indépendante des possibles perturbations touchant la tension.

Le compromis temps de réponse et la qualité des références de point de vue THD étaient considérés. Ceci a conduit que nous travaux de recherche aillent vers l'exploitation du filtre multivariables FMV comme un PLL. Le temps de réponse pour avoir les sinus et cosinus synchronisés avec les tensions des réseaux est réduit presque à zéro second, ce qui a permis de dépasser les problèmes liés à la qualité des signaux des tensions de l'alimentation.

Un autre problème évoqué largement dans la littérature, est l'utilisation du filtre de deuxième ordre pour séparer les composantes continues des puissances instantanées PQ . Le compromis temps de réponse et qualité de filtrage de ce filtre étaient critiqués. L'introduction d'un calcul direct a permis d'obtenir les composantes continues dans un temps inférieur à $1/20$ du temps de la période du réseau électrique avec un contenu harmonique atténué à zéro. Les résultats obtenus ont montré que la contribution apportée par ce mémoire de thèse, rassemble entre le temps de réponse réduit pour le calcul des références et l'excellente précision.

L'introduction de l'algorithme proposé dans le système de filtrage (réseaux, charge polluante et filtre actif) a répondu correctement à nos attentes. Les résultats de simulations et expérimentation ont confirmé le bien fondu de notre contribution.

Bibliographie

- [1] E. BETTEGA et J.-N. FIORINA, « Cahier technique n 183 : Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs », *Rapport technique, Schneider Electric, 2000*, janvier 2000.
- [2] « Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems », *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014.
- [3] « Ieee recommended practice for monitoring electric power quality », *IEEE Std 1159-1995*, 1995.
- [4] F. Z. PENG, « Application issues of active power filters », *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 5, p. 21–30, 1998.
- [5] P. GIRIDHAR-KINI, R.-C. BANSAL et R. AITHAL, « A novel approach toward interpretation and application of voltage unbalance factor », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ÉLECTRONICS*, vol. 54, p. 2315–2322.
- [6] M. BOLLEN, *Appendix C : Power Quality Definitions and Terminology*, p. 485–505. Wiley-IEEE Press, 2000.
- [7] Y.-J. WANG, « Analysis of effects of three-phase voltage unbalance on induction motors with emphasis on the angle of the complex voltage unbalance factor », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, p. 270–275, Sep 2001.
- [8] J.-G. KIM, E.-W. LEE, D.-J. LEE et J.-H. LEE, « Comparison of voltage unbalance factor by line and phase voltage », in *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, vol. 3, p. 1998–2001 Vol. 3, Sept 2005.
- [9] C.-Y. LEE, « Effects of unbalanced voltage on the operation performance of a three-phase induction motor », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, p. 202–208, Jun 1999.
- [10] P. PILLAY, P. HOFMANN et M. MANYAGE, « Derating of induction motors operating with a combination of unbalanced voltages and over or undervoltages », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, p. 485–491, Dec 2002.

- [11] J. FAIZ, H. EBRAHIMPOUR et P. PILLAY, « Influence of unbalanced voltage on the steady-state performance of a three-phase squirrel-cage induction motor », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, p. 657–662, Dec 2004.
- [12] Y.-J. WANG, « An analytical study on steady-state performance of an induction motor connected to unbalanced three-phase voltage », in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, vol. 1, p. 159–164 vol.1, 2000.
- [13] A. von JOUANNE et B. BANERJEE, « Assessment of voltage unbalance », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16, p. 782–790, Oct 2001.
- [14] R. WOLL, « Effect of unbalanced voltage on the operation of polyphase induction motors », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-11, p. 38–42, Jan 1975.
- [15] W. KERSTING et W. PHILLIPS, « Phase frame analysis of the effects of voltage unbalance on induction machines », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, p. 415–420, Mar 1997.
- [16] H. MARKIEWICZ et A. KLAJN., *Guide Power Quality, (5.4.2) Caractéristiques de la tension dans les réseaux publics de distribution Norme EN 50160*. Université de technologie de Vroclaw, European Copper Institute, Edition Août 2007.
- [17] « Ieee standard for methods of measurement of radio frequency power line interference filter in the range of 100 hz to 10 ghz », *IEEE Std 1560-2005*, p. 1–92, Feb 2006.
- [18] J. ARRILLAGA et N. R. WATSON, « Power system harmonics, second edition, 2003 ».
- [19] D. DICKMANDER, S. LEE, G. DESILETS et M. GRANGER, « Ac/dc harmonic interactions in the presence of gic for the quebec-new england phase ii hvdc transmission », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 9, p. 68–78, Jan 1994.
- [20] A. HAMMAD, « Analysis of second harmonic instability for the chateauguay hvdc/svc scheme », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 7, p. 410–415, Jan 1992.
- [21] J. REEVE et J. BARON, « Harmonic interaction between hvdc converters and ac power systems », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-90, p. 2785–2793, Nov 1971.
- [22] J. ARRILLAGA et C. CALLAGHAN, « Double-iterative algorithm for the analysis of power and harmonic flows at ac/dc convertor terminals », *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C*, vol. 136, p. 319–324, Nov 1989.
- [23] J. USAOLA et J. MAYORDOMO, « Fast steady-state technique for harmonic analysis », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 6, p. 1789–1790, Oct 1991.
- [24] S. J. JOSEPH, S et M. JOHN, S, « Harmonics - causes, effects, measurements, and analysis : An update », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 26, p. 1034–1042, NOVEMBER.DECEMBER 1990.

- [25] W. M. GRADY et S. SANTOSO, « Understanding power system harmonics », *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 11, p. 8–11, 2001.
- [26] J.-N. FIORINA, *Harmoniques en amont des redresseurs des ASI*. Schneider Electric España SA, 1993.
- [27] S. BHATTACHARYA, D. DIVAN et B. BANERJEE, « Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (thd) in a hybrid series active and parallel passive filter system », in *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, p. 779–786, Jun 1993.
- [28] O. VODYAKHO et C. MI, « Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, p. 1350–1363, May 2009.
- [29] H. SASAKI et T. MACHIDA, « A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation—considerations on basic design », *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-90, p. 2009–2019, Sept 1971.
- [30] A. AMETANI, « Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection », *Power Apparatus and systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-95, p. 441–449, Mars-April 1976.
- [31] H. AKAGI, Y. TSUKAMOTO et A. NABAE, « Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source pwm converters », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, p. 93–98, Jan 1990.
- [32] F.-Z. PENG, H. AKAGI et A. NABAE, « A study of active power filters using quad-series voltage-source pwm converters for harmonic compensation », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, p. 9–15, Jan 1990.
- [33] S. MORAN, « A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation », in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, p. 947–951 vol.1, Oct 1989.
- [34] W. GRADY, M. SAMOTYJ et A. NOYOLA, « Survey of active power line conditioning methodologies », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 5, p. 1536–1542, Jul 1990.
- [35] F. Z. PENG, « Harmonic sources and filtering approaches », *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 4, p. 18–25, 2001.
- [36] S. SRIANTHUMRONG, H. FUJITA et H. AKAGI, « Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, p. 117–124, Jan 2002.

- [37] P. JINTAKOSONWIT, H. FUJITA et H. AKAGI, « Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, p. 132–140, Jan 2002.
- [38] P. JINTAKOSONWIT, H. AKAGI, H. FUJITA et S. OGASAWARA, « Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, p. 438–447, May 2002.
- [39] K. WADA, H. FUJITA et H. AKAGI, « Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, p. 1123–1130, Jul 2002.
- [40] P. JINTAKOSONWIT, H. FUJITA, H. AKAGI et S. OGASAWARA, « Implementation and performance of cooperative control of shunt active filters for harmonic damping throughout a power distribution system », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, p. 556–564, Mar 2003.
- [41] H. AKAGI, « The state-of-the-art of active filters for power conditioning », in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, p. 15 pp.–P.15, 2005.
- [42] H. AKAGI, « Trends in active power line conditioners », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, p. 263–268, May 1994.
- [43] B. SINGH, K. AL-HADDAD et A. CHANDRA, « A review of active filters for power quality improvement », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, p. 960–971, Oct 1999.
- [44] A. TERCIYANLI, M. ERMIS et I. CADIRCI, « A selective harmonic amplification method for reduction of kva rating of current source converters in shunt active power filters », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, p. 65–78, Jan 2011.
- [45] S. FUKUDA et M. YAMAJI, « Design and characteristics of active power filter using current source converter », in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*, p. 965–970 vol.2, Oct 1990.
- [46] Y. HAYASHI, N. SATO et K. TAKAHASHI, « A novel control of a current source active filter for ac power system harmonic compensation », in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, p. 837–842 vol.1, Oct 1988.
- [47] X. DU, L. ZHOU, H. LU et H.-M. TAI, « Dc link active power filter for three-phase diode rectifier », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, p. 1430–1442, March 2012.
- [48] H. AKAGI, Y. KANAZAWA et A. NABAE, « Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-20, p. 625–630, May 1984.

- [49] H. AKAGI, A. NABAE et S. ATOH, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, p. 460–465, May 1986.
- [50] T. M. UNDELAND, W. P. ROBBINS et N. MOHAN, « Power electronics : converters, applications, and design », *New York : John Wiley and Sons*, 2003.
- [51] V. KHADKIKAR, A. CHANDRA et B. SINGH, « Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three h-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters », *Power Electronics, IET*, vol. 4, p. 463–470, April 2011.
- [52] F. Z. PENG, « Application issues of active power filters », *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 4, p. 21–30, Sep 1998.
- [53] F. PENG et D. ADAMS, « Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters », in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 1, p. 448–455 vol.1, 1999.
- [54] Z. WANG, Q. WANG, W. YAO et J. LIU, « A series active power filter adopting hybrid control approach », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, p. 301–310, May 2001.
- [55] Y. PAL, A. SWARUP et B. SINGH, « A review of compensating type custom power devices for power quality improvement », in *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on*, p. 1–8, Oct 2008.
- [56] H. FUJITA et H. AKAGI, « The unified power quality conditioner : the integration of series and shunt-active filters », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, p. 315–322, Mar 1998.
- [57] F. KAMRAN et T. HABETLER, « Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, p. 196–201 vol.1, Jun 1995.
- [58] M. TAKEDA, K. IKEDA, A. TERAMOTO et T. ARITSUKA, « Harmonic current and reactive power compensation with an active filter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, p. 1174–1179 vol.2, April 1988.
- [59] F. PENG, H. AKAGI et A. NABAE, « A novel harmonic power filter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, p. 1151–1159 vol.2, April 1988.

- [60] F. Z. PENG, H. AKAGI et A. NABAE, « A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, p. 983–990, Nov 1990.
- [61] H. FUJITA et H. AKAGI, « A practical approach to harmonic compensation in power systems—series connection of passive and active filters », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, p. 1020–1025, Nov 1991.
- [62] J. H. XU, *Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité*. Thèse doctorat, 1994.
- [63] P. S. Q. ZENG, L. Chang, « Svpwm-based current controller with grid harmonic compensation for three-phase grid-connected vsi », *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 2494–2500, 2004.
- [64] S. KARIMI., « Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "fpga in the loop" : application au filtre actif parallèle », *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences et Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France*, Janvier 2009.
- [65] S. BOWES et M. MOUNT, « Microprocessor control of pwm inverters », *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 128, p. 293–305, November 1981.
- [66] B. MOKRYTZKI, « Pulse width modulated inverters for ac motor drives », *Industry and General Applications, IEEE Transactions on*, vol. IGA-3, p. 493–503, Nov 1967.
- [67] S. BUSO, L. MALESANI et P. MATTAVELLI, « Comparison of current control techniques for active filter applications », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, p. 722–729, Oct 1998.
- [68] M. KAZMIERKOWSKI et L. MALESANI, « Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters : a survey », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, p. 691–703, Oct 1998.
- [69] S. BOWES, « New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter », *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 122, p. 1279–1285, November 1975.
- [70] F. TURNBULL, « Selected harmonic reduction in static dc ac inverters », *Communication and Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 83, p. 374–378, July 1964.
- [71] S. P. JACKSON, « Multiple pulse modulation in static inverters reduces selected output harmonics and provides smooth adjustment of fundamentals », *Industry and General Applications, IEEE Transactions on*, vol. IGA-6, p. 357–360, July 1970.
- [72] H. S. PATEL et R. HOFT, « Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part i harmonic elimination », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-9, p. 310–317, May 1973.

- [73] H. S. PATEL et R. HOFT, « Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters : Part ii voltage control techniques », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-10, p. 666–673, Sept 1974.
- [74] G. S. BUJA et G. B. INDRI, « Optimal pulsewidth modulation for feeding ac motors », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-13, p. 38–44, Jan 1977.
- [75] G. CREIGHTON, I. SMITH et A. MERGEN, « Loss minimisation in 3-phase induction motors with p.w.m. inverter supplies », *Electric Power Applications, IEE Journal on*, vol. 2, p. 167–173, October 1979.
- [76] J. CASTEEL et R. HOFT, « Optimum pwm waveforms of a microprocessor controlled inverter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1978 IEEE*, p. 243–250, June 1978.
- [77] S. BOWES et B. BIRD, « Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors », *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 122, p. 507–513, May 1975.
- [78] S. BOWES et R. CLEMENTS, « Computer-aided design of pwm inverter systems », *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 129, p. 1–, January 1982.
- [79] H. S. O. TAREK A. KASMIEH, « Active power filter dimensioning using a hysteresis current controller », *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 3, no. 4, p. 200–204, 2009.
- [80] M. MOHAPATRA et B. BABU, « Fixed and sinusoidal-band hysteresis current controller for pwm voltage source inverter with lc filter », in *Students' Technology Symposium (TechSym), 2010 IEEE*, p. 88–93, April 2010.
- [81] K. RAHMAN, M. KHAN et M. CHOUDHURY, « Implementation of programmed modulated carrier hcc based on analytical solution for uniform switching of voltage source inverters », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, p. 188–197, Jan 2003.
- [82] M.-S. NEJAD, S. PIERFEDERICI, J.-P. MARTIN et F. MEIBODY-TABAR, « Study of an hybrid current controller suitable for dc-dc or dc-ac applications », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, p. 2176–2186, Nov 2007.
- [83] M. KALE et E. OZDEMIR, « An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter », *Electric Power Systems Research*, vol. 73, no. 2, p. 113–119, 2005.
- [84] G. BODE et D. HOLMES, « Load independent hysteresis current control of a three level single phase inverter with constant switching frequency », in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol. 1, p. 14–19 vol. 1, 2001.

- [85] L. ASIMINOAEI, F. BLAABJERG et S. HANSEN, « Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, vol. 1, p. 635–641 Vol. 1, March 2005.
- [86] S. RAHMANI, A. HAMADI et K. AL-HADDAD, « A comprehensive analysis of hybrid active power filter for power quality enhancement », in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, p. 6258–6267, Oct 2012.
- [87] F. Z. PENG, G. OTT et D. ADAMS, « Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for 3-phase 4-wire systems », in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, vol. 2, p. 1089–1095 vol.2, Jun 1997.
- [88] R. HERRERA et P. SALMERON, « Present point of view about the instantaneous reactive power theory », *Power Electronics, IET*, vol. 2, p. 484–495, Sept 2009.
- [89] R. HERRERA et P. SALMERON, « Instantaneous reactive power theory : A reference in the nonlinear loads compensation », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, p. 2015–2022, June 2009.
- [90] R. HERRERA, P. SALMERON et H. KIM, « Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation : Different approaches, assessment, and experimental results », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, p. 184–196, Jan 2008.
- [91] T. FURUHASHI, S. OKUMA et Y. UCHIKAWA, « A study on the theory of instantaneous reactive power », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 37, p. 86–90, Feb 1990.
- [92] T. TANAKA, N. KOSHIO, H. AKAGI et A. NABAE, « Reducing supply current harmonics », *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 4, p. 31–37, Sep 1998.
- [93] S. BHATTACHARYA et D. DIVAN, « Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system », in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3, p. 2531–2540 vol.3, Oct 1995.
- [94] A. HAMADI, S. RAHMANI et K. AL-HADDAD, « Sliding mode control of three-phase shunt hybrid power filter for current harmonics compensation », in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, p. 1076–1082, July 2010.
- [95] R. ERRABELLI, Y. KOLHATKAR et S. DAS, « Experimental investigation of dvr with sliding mode control », in *Power India Conference, 2006 IEEE*, 2006.

- [96] N. MABROUK, F. FNAIECH, K. AL-HADDAD et S. RAHMANI, « Sliding mode control of a 3-phase-shunt active power filter », in *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on*, vol. 1, p. 597–601 Vol.1, Dec 2003.
- [97] R. ERRABELLI, Y. KOLHATKAR et S. DAS, « Experimental investigation of sliding mode control of inverter for custom power applications », in *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, p. pp.1–8, 2006.
- [98] E. H. WATANABE, R. M. STEPHAN et M. AREDES, « New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 2, p. 697–703, 1993.
- [99] A. BOUSSAID, Y. MAOUCHE, A. NEMMOUR et A. KHEZZAR, « On the use of harmonic detection algorithms for active power filtering control », in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, p. 253–257.
- [100] T. ZAVERI, B. BHALJA et N. ZAVERI, « Comparison of control strategies for dstatcom in three-phase, four-wire distribution system for power quality improvement under various source voltage and load conditions », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 43, no. 1, p. 582–594, 2012.
- [101] S. KARIMI, P. POURE et S. SAADATE, « High performances reference current generation for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, p. 195–201.
- [102] E. S. GHOLIPOUR., « Apport de l'upfc à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques », *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences et Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Octobre 2003.*
- [103] C. QUINN, N. MOHAN et H. MEHTA, « A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, p. 841–846, Mar 1993.
- [104] M. C. BENHABIB., « Contribution a l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : Modélisation, simulation et validation expérimentation de la commande », *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences et Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Décembre 2004.*
- [105] M. M. ABDUSALAM, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences et Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Mai 2008.*

- [106] A. BOUSSAID, Y. MAOUCHE et A. KHEZZAR, « Implémentation expérimentale d'un filtre actif parallèle pour les réseaux électriques », *7th International Conference on Electrical Engineering*, vol. CEE2012, p. 450–454, 2012.
- [107] G. CASARAVILLA, A. SALVIA, C. BRIOZZO et E. WATANABE, « Control strategies of selective harmonic current shunt active filter », in *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 149, p. 689–694, IET, 2002.
- [108] S. CHOI, J. LI et D. M. VILATHGAMUWA, « A generalized voltage compensation strategy for mitigating the impacts of voltage sags/swells », *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 3, p. 2289–2297, 2005.
- [109] S. SASITHARAN et M. MISHRA, « Design of passive filter components for switching band controlled DVR », in *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference*, p. 1–6.
- [110] M. CIRRINCIONE, M. PUCCI, G. VITALE et A. MIRAOU, « Current harmonic compensation by a single-phase shunt active power filter controlled by adaptive neural filtering », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 8, p. 3128–3143, 2009.
- [111] K. H. KWAN, Y. C. CHU et P. L. SO, « Model-based control of a unified power quality conditioner », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 7, p. 2493–2504, 2009.
- [112] S.-H. SHAHALAMI., « Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable », *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences et Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 6 novembre 2001.*
- [113] A. BOUSSAID, Y. MAOUCHE, A. NEMMOUR et A. KHEZZAR, « A positive and negative sequences detecting method based on an improved PQ theory for power grid synchronization », in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, p. 181–185.
- [114] A. BOUSSAID, A. L. NEMMOUR, L. LOUZE et A. KHEZZAR, « A novel strategy for shunt active filter control », *Electric Power Systems Research*, vol. 123, p. 154–163, 2015.

Annexe

A Discrétisation des différentes bloques utilisés

Il existe plusieurs méthodes pour passer de la transmittance en p des régulateurs, à sa transmittance en Z . On remplace l'expression de l'intégrateur par la transformation bilinéaire de l'équation(A.1), nous aurons :

$$\frac{1}{p} = \frac{T_e}{2} \frac{1 + Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} \quad (\text{A.1})$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

A.1 Discrétisation du FMV

Dans un premier temps, nous reprenons les expressions du FMV étudiées précédemment en mode continu vu au troisième chapitre :

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha(p) = \frac{k(p+k)}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(p) - \frac{k\omega_c}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(p) \\ \tilde{x}_\beta(p) = \frac{k(p+k)}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(p) + \frac{k\omega_c}{(p+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(p) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

On en déduit les deux expressions de récurrence suivantes du filtre FMV dans le domaine discret en utilisant la transformation de l'équation (A.1) :

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha(n) = A.\tilde{x}_\alpha(n-1) + B.x_\alpha(n) + B.x_\alpha(n-1) - C.x_\beta(n) - C.x_\beta(n-1) - D.\tilde{x}_\beta(n-1) \\ \tilde{x}_\beta(n) = A.\tilde{x}_\beta(n-1) + B.x_\beta(n) + B.x_\beta(n-1) + C.x_\alpha(n) + C.x_\alpha(n-1) + D.\tilde{x}_\alpha(n-1) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

A.2 Discrétisation du régulateur PI

Nous rappelons l'expression de la fonction de transfert de Laplace d'un régulateur PI, liant sa sortie Y à son entrée X :

$$\frac{Y}{x} = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (\text{A.4})$$

En appliquant la transformation bilinéaire de l'équation (A.1), l'équation (A.4) est transformée en mode discret et leur équation de référence est donnée par :

$$y_n = -y_{n-1} + \frac{T_e K_p + 2K_i}{T_e} x_n + \frac{T_e K_p - 2K_i}{T_e} x_{n-1} \quad (\text{A.5})$$

A.2.1 Discrétisation du filtre passe-bas du deuxième ordre

La fonction de transfert $H(s)$ d'un FPB du 2^{ème} ordre est donnée par l'équation (A.6) :

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega p + \omega_0^2} \quad (\text{A.6})$$

Ce qui nous donne pour l'équation de récurrence :

$$y_n = \frac{1}{\omega_0^2 T_e^2 + 4\xi\omega_0 T_e + 4} \times \left((8 - 2\omega_0^2 T_e^2) y_{n-1} - (\omega_0^2 T_e^2 - 4\xi\omega_0 T_e + 4) y_{n-2} + \omega_0^2 T_e^2 (x_n + 2x_{n-1} + x_{n-2}) \right) \quad (\text{A.7})$$

A.2.2 Discrétisation du filtre passe-haut du deuxième ordre

La fonction de transfert $H(p)$ d'un FPH du 2^{ème} ordre est donnée par l'équation (A.8) :

$$H(p) = \frac{s^2}{p^2 + 2\xi\omega p + \omega_0^2} \quad (\text{A.8})$$

L'équation de récurrence du FPH est donnée donc par la relation (A.9) :

$$y_n = \frac{1}{-4T_e + 4\xi\omega_0 T_e^3 + \omega_0^2 T_e^3} \times \left((4T_e - 4\xi\omega_0 T_e^3 - \omega_0^2 T_e^3) y_{(n-3)} + (4T_e - 4\xi\omega_0 T_e^3 - 8\xi\omega_0 T_e^2 - 3\omega_0^2 T_e^3) y_{(n-2)} + (4T_e + 8\xi\omega_0 T_e^3 + 4\xi\omega_0 T_e^2 + 3\omega_0^2 T_e^3) y_{(n-1)} - (4T_e) (x_{(n)} + x_{(n-3)} + x_{(n-2)} + x_{(n-1)}) \right) \quad (\text{A.9})$$

A.2.3 Discrétisation du filtre Notch

Rappelons la fonction de transfert $H(s)$ du Notch filtre défini dans le troisième chapitre :

$$H(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + p\frac{\omega_0}{\xi} + \omega_0^2} \quad (\text{A.10})$$

En appliquant la transformation bilinéaire, le modèle discret du régulateur devient :

$$y_n = \frac{1}{4\xi T_e + \xi T_e^3 \omega_0^2 + 2T_e^2 \omega_0} \times \left(\left(4\xi T_e + \xi T_e^3 \omega_0^2 \right) \left(x_{(n)} - x_{(n-3)} \right) + \left(12\xi T_e + 3\xi T_e^3 \omega_0^2 \right) \left(-x_{(n-1)} + x_{(n-2)} \right) + \left(12\xi T_e + 3\xi T_e^3 \omega_0^2 + 6\omega_0 T_e^2 \right) \left(y_{(n-1)} - y_{(n-2)} \right) + \left(4\xi T_e + \xi T_e^3 \omega_0^2 + 2\omega_0 T_e^2 \right) y_{(n-3)} \right) \quad (\text{A.11})$$

Résumé

De nos jours, l'utilisation des matériels électriques et électroniques (redresseurs, variateurs de vitesse, ordinateurs, installations industrielles) contenant des semi-conducteurs de puissance tels que les convertisseurs à thyristor a une progression considérable. Le comportement non linéaire de ces équipements produit des harmoniques affectant directement les opérateurs de distribution. En effet, les conséquences de ce phénomène se manifestent par l'échauffement des transformateurs, une réduction de l'efficacité des réseaux électriques, défaut de fonctionnement des installations industrielles. Afin de surmonter ces problèmes, plusieurs solutions ont été présentées dans la littérature. Dans ce travail une contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie en utilisant le filtrage actif est présenté.

la contribution principale traite le calcul des courants de référence dans les différentes conditions, où un algorithme basé sur la théorie des puissances instantanée pour détecter et compenser les courants harmoniques est proposé.

Le compromis temps de réponse et qualité de filtrage de ce filtre étaient évoqués. Le calcul direct introduit a permis d'obtenir les composantes continues dans un temps inférieur à $1/20$ du temps de la période du réseau électrique avec un contenu harmonique atténué à zéro. Les résultats obtenus ont montré que la contribution apportée par ce mémoire de thèse, rassemble entre le temps de réponse réduit pour le calcul des références et l'excellente précision.

L'introduction de l'algorithme proposé dans le système de filtrage (réseaux, charge polluante et filtre actif) a répondu correctement à nos attentes. Les résultats de simulations et expérimentation ont confirmé le bien fondu de notre contribution.

Mots-clés :

Harmoniques, filtre Actif parallèle, théorème des puissances instantanées, déséquilibre des tensions, calcul des courants harmoniques de référence.

Abstract

Nowadays, the use of electric and electronic equipments (rectifiers, variable speed drives, computers, industrial installations) containing power semiconductors such as Thyristor converters, knows a considerable progression. The nonlinear behavior of those equipments generates harmonics that affect directly the distribution utility operations. Indeed, the consequences of this phenomenon could be manifested in transformer overheating, a reduction in the efficiency of the generation, transmission and utilization of electric energy, malfunctioning of the system or plant components. In order to overcome these problems and ensure the electrical sources safety several solutions have been presented in the literature. In this work a contribution to improve the electrical energy quality using active filtering is presented.

The main contribution deals with the calculation of the reference currents in the different conditions, where an algorithm based on the instantaneous power theory to detect and compensate current harmonics is proposed.

The compromise time response and filtering quality of this filter were discussed. The direct calculation introduced made it possible to obtain the continuous components in a time less than $1/20$ of the period time correspond to the electrical network with a harmonic content attenuates to zero. The obtained results show that the contribution brought by this dissertation gathers between the reduced time response for the calculation of the current references and the excellent precision.

The introduction of the algorithm proposed in the filtering system (networks, polluting load and active filter) has met our expectations. The results of simulations and experimentation confirmed the good melting of our contribution.

Keywords:

Harmonics, shunt active Power filter, instantaneous power theory, voltage Unbalance, calculation of harmonic current references.

ملخص :

إن استعمال المعدات الكهربائية والإلكترونية في الوقت الحاضر (مقومات، محركات تغيير السرعة، وأجهزة الكمبيوتر، والآلات الصناعية) التي تحتوي على أشباه الموصلات الطاقوية مثل المحولات الثايرستور، تعرف تطورا كبيرا. السلوك الغير الخطي لهذه المعدات يولد التوافقيات التي تؤثر مباشرة على عمليات شبكات التوزيع الكهربائية. في الواقع، يمكن أن تتجلى عواقب هذه الظاهرة في ارتفاع درجة حرارة المحولات، وانخفاض في كفاءة التوليد ونقل واستخدام الطاقة الكهربائية، خلل في النظام أو الآلات المربوطة في هذه الشبكات الكهربائية. من أجل التغلب على هذه المشاكل وضمان سلامة المصادر الكهربائية عدة حلول قدمت في مختلف الأعمال المنشورة سابقا، وضمن هذا الإطار فإن العمل المقترح يقدم مساهمة في تحسين نوعية الطاقة باستخدام التصفية النشطة.

المساهمة الرئيسية تتناول حساب التيارات المرجعية في مختلف الظروف أين تم اقتراح خوارزمية تعتمد على نظرية القوى الفورية لكشف وتعويض التيارات التوافقية.

التسوية بين زمن الاستجابة و نوعية التصفية تمت مناقشته. الحساب المباشر مكن من الحصول على المكونات المستمرة في وقت أقل من 20/1 من الفترة الزمنية لتواتر الشبكة الكهربائية مع محتوى شبه معدوم لتوافقيات التيار. وقد أظهرت النتائج أن مساهمة هذه الأطروحة تجمع بين زمن الاستجابة القصير لحساب التيارات المرجعية و الدقة الممتازة.

إن إدخال الخوارزمية المقترحة في نظام التصفية (شبكات، حمل الملوثات والمرشحات النشطة) استجاب لتوقعاتنا بشكل جيد وقد أكدت نتائج المحاكاة والنتائج التجريبية فعالية هذه المساهمة.

كلمات مفتاحية:

توافقيات, مصفاة فعالة متوازية, نظرية القوى اللحظية, عدم اتزان فرق الكمون, كشف التيارات المرجعية.