

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DU  
DOCTORAT EN GÉNIE  
Ph.D.

PAR  
Abdelhamid HAMADI

CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DES FILTRES HYBRIDES DE PUISSANCE UTILISÉS  
POUR AMÉLIORER LA QUALITÉ DE L'ÉNERGIE DANS LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE  
DE DISTRIBUTION

MONTREAL, LE 14 SEPTEMBRE 2010

© Tous droits réservés, Abdelhamid Hamadi, 2010

CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE

PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

M. Kamal Al-Haddad, directeur de thèse  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure

M. Salem Rahmani, Co-directeur de thèse  
Département de génie électrique à l'institut Supérieur des Technologies Médicales de Tunis,  
Tunisie

M. Maarouf Saad, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure

M. Ambrish Chandra, membre du jury  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure

M. Sheldon Williamson, examinateur externe  
Département de génie électrique et d'informatique, Université de Concordia

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 11 AOÛT 2010

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE



## **REMERCIEMENTS**

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué dans le cadre du programme de doctorat en génie électrique, au sein du laboratoire GRÉPCI.

Ce travail est supporté par la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance CRC-CÉÉÉP.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse, Monsieur Kamal Al-Haddad, Professeur à l'École de Technologie Supérieure, titulaire de la Chaire de Recherche du Canada en Conversion de l'Énergie Électrique et Électronique de Puissance, pour son aide, et pour m'avoir offert la possibilité de réaliser mon projet au sein du laboratoire GRÉPCI.

Je tiens à remercier aussi mon co-directeur de thèse, Monsieur Salem Rahmani, Professeur à l'Institut Supérieur des Technologies Médicales de Tunis pour son aide et ses recommandations.

Mes remerciements vont également au membre du jury, le Professeur Ambrish Chandra du département de génie électrique de l'École de Technologie Supérieure, le Professeur Marouf Saad ainsi que le Professeur Sheldon Williamson pour avoir accepté de juger ce travail.

Je remercie aussi Monsieur Yves Robitaille, technicien en génie électrique, pour son aide, sa disponibilité et pour l'approvisionnement des composants au laboratoire du GRÉPCI.

Je désire remercier ma mère, ma famille et mes sœurs.

# **CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DES FILTRES HYBRIDES DE PUISSANCE UTILISÉS POUR AMÉLIORER LA QUALITÉ DE L'ÉNERGIE DANS LE RÉSEAU ÉLECTRIQUE DE DISTRIBUTION**

Abdelhamid HAMADI

## **RÉSUMÉ**

L'utilisation des convertisseurs de puissance est en pleine croissance grâce à leur efficacité d'avoir diverses formes d'énergie et à la facilité de leur contrôle. Cependant, ces derniers absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction. Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter les limites imposées par les normes IEEE 519-1992 et CEI 61000.3-2/4. Pour améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent. Parmi elles, le filtrage actif est le plus utilisé, mais il présente des inconvénients spécifiques, notamment son coût et son dimensionnement élevé pour des applications industrielles. Citons aussi le filtrage passif, ce dernier présente aussi des inconvénients notamment le manque d'adaptabilité lors de la variation de l'impédance du réseau, de la charge et des résonances possibles avec l'impédance du réseau. Ces inconvénients peuvent être simultanément limités en utilisant des filtres actifs hybrides et des filtres passifs hybrides. Le but de cette thèse est de proposer des solutions afin d'améliorer la qualité de l'onde dans le réseau électrique. Dans ce contexte, le filtre passif hybride proposé est une solution efficace car il est insensible à la variation de l'impédance du réseau ou de la charge; par ailleurs, il empêche les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques et permet aussi de compenser la puissance réactive. L'autre solution consiste à appliquer les techniques de commande avancées au filtre hybride shunt triphasé afin d'améliorer ses performances dynamiques et statiques. Pour ce faire, une méthode de modélisation a été proposée à laquelle on a appliqué la commande non-linéaire (compensation de la non linéarité). Finalement, une nouvelle topologie du filtre hybride série triphasé est aussi proposée pour compenser les creux de tension, les surtensions, les tensions harmoniques, les courants harmoniques et le facteur de puissance.

**Mots clés :** Filtres actifs; filtres hybrides shunts; filtres actifs séries; filtres hybrides séries, filtres passifs.

# **CONTRIBUTION TO THE STUDY OF HYBRID POWER FILTERS USED TO IMPROVE THE POWER QUALITY IN THE ELECTRICAL DISTRIBUTION NETWORK**

Abdelhamid HAMADI

## **ABSTRACT**

The use of power converters is increasing due to their utility for various forms of energy and ease of control. However, they absorb non-sinusoidal currents and thereby introduce currents and voltages harmonics in electrical distribution network. The presence of harmonics in the system results in several effects including increased heating losses in transformers, motors and lines, low power factor, torque pulsation in motors and poor utilization of distribution wiring and plant. Electric distributors must deliver electric energy to the electricity users at acceptable levels of service quality, which respect the limits imposed by IEEE 519-1992 and IEC 61000.3-2 /4. Several solutions are used, among them the active filtering, which is the most used, but there are specific disadvantages, including its cost and its high design for industrial applications. Traditionally, passive filters have been used to eliminate specific harmonics and improve the power factor, but their bulky size, limited compensation ability, and susceptibility to resonance with the source impedance constitute a major drawback. These problems can be limited simultaneously by using the shunt hybrid filter and the hybrid passive filter. The aim of this thesis is to propose some solutions to improve the power quality: In this context, a new hybrid passive filter configuration have been proposed to compensate load harmonics, correct power factor, eliminate the chances of series and parallel resonance and eliminate large variation of power factor and terminal voltage with varying loads under stiff and distorted source conditions. The second solution involves modeling of the three-phase shunt hybrid filter, which helps to apply the advanced control technique in order to improve the static and dynamic performances. Finally, an economical solution for a new topology of three-phase series hybrid filter is proposed in order to handle the voltage dips, the sags, the voltage harmonics, the currents harmonic and the power factor.

**Key words:** Shunt active filter; shunt hybrid filter; series active filter; series hybrid filter; passive hybrid filter.



## TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 PROBLÉMATIQUE DE RECHERCHE ET REVUE DE LA LITTÉRATURE .....	3
1.1 Problématique .....	3
1.1.1 Problèmes de résonance série et parallèle dans les filtres passifs .....	4
1.1.2 Réduction du dimensionnement du filtre passif hybride .....	4
1.1.3 Problème de la modélisation du filtre hybride shunt triphasé .....	4
1.1.4 Problème du filtre hybride série .....	5
1.2 Revue de la littérature .....	5
1.2.1 Filtrage passif .....	5
1.2.2 Filtrage actif.....	7
1.2.2.1 Filtre actif shunt de type source de tension .....	8
1.2.2.2 Filtre actif shunt de type source de courant .....	9
1.2.3 Filtre actif shunt à quatre fils.....	10
1.2.3.1 Filtre actif de type source de tension à quatre fils avec un condensateur à point milieu .....	11
1.2.3.2 Filtre actif de type source de tension à quatre fils avec quatre bras.....	12
1.2.3.3 Filtre actif de type source de tension avec trois ponts .....	13
1.2.4 Filtre hybride shunt.....	13
1.2.4.1 Filtre hybride shunt avec transformateur.....	14
1.2.4.2 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et une inductance .....	15
1.2.4.3 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et un condensateur .....	16
1.2.4.4 Filtre hybride shunt comportant un transformateur, un condensateur et deux branches du filtre passif .....	17
1.2.4.5 Filtre hybride shunt sans transformateur .....	17
1.2.4.6 Filtre hybride shunt avec deux bras sans transformateur.....	18
1.2.5 Filtre actif série.....	20
1.2.6 Filtre hybride série.....	21
1.2.7 Filtre actif universel (UPQC) .....	22
1.3 État de l'art des différents types de commande en courant .....	23
1.3.1 Commande par hystérésis.....	23

1.3.2	Commande par hystérésis modulée .....	24
1.3.3	Modulation de Largeur d'Impulsion .....	25
1.3.3.1	MLI inter sélective.....	26
1.3.3.2	MLI vectorielle .....	27
1.4	État de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques .....	27
1.4.1	Méthodes fréquentielles.....	28
1.4.2	Domaine temporel .....	28
1.4.2.1	Méthode de la puissance instantanée pq.....	28
1.4.2.2	Méthode indirecte .....	29
1.4.2.3	Méthode du courant instantané dq.....	29
1.4.2.4	Filtre adaptatif Notch.....	32
1.4.2.5	La Boucle à verrouillage de phase.....	33
1.5	État de l'art des principaux régulateurs .....	34
1.5.1	Régulateur proportionnel- intégral .....	34
1.5.2	Commande par retour d'état avec intégrateur .....	36
1.5.3	Régulateur quasi linéaire .....	37
1.5.4	Régulateur flou .....	38
1.5.4.1	Régulateur flou de type Mamdani .....	38
1.5.4.2	Régulateur flou de type Sugeno.....	40
1.5.4.3	Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System).....	41
1.6	État de l'art des principales techniques de commandes .....	41
1.6.1	Méthode du référentiel synchrone (SRF) .....	42
1.6.2	Commande non linéaire.....	43
1.6.3	Commande par mode de glissement.....	44
1.6.4	Commande adaptative directe .....	45
1.6.5	Commande adaptative indirecte .....	46
1.6.6	Commande basée sur la stabilité de Lyapunov .....	47
1.6.7	Commande indirecte du filtre actif.....	47
1.7	Conclusion.....	48
1.8	Contributions .....	49
1.8.1	Première contribution .....	49
1.8.2	Deuxième contribution .....	49
1.8.3	Troisième contribution .....	50
1.8.4	Quatrième contribution.....	50
1.8.5	Cinquième contribution .....	50
CHAPITRE 2 FILTRE PASSIF TRIPHASÉ .....		51
2.1	Introduction .....	51
2.2	Filtre passif hybride monophasé.....	53
2.2.1	Configuration du filtre hybride passif monophasé .....	53

2.2.2	Principe de la compensation.....	54
2.2.3	Filtre passif série.....	54
2.2.4	Filtre passif shunt .....	55
2.2.5	Filtre passif hybride .....	57
2.2.5.1	Fonction de transfert de l'impédance de sortie.....	57
2.2.5.2	Fonction de transfert de l'impédance d'entrée du filtre passif hybride.....	59
2.2.6	Résultats de simulations .....	60
2.2.6.1	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant harmonique .....	62
2.2.6.2	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	63
2.2.6.3	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant et source de tension.....	64
2.2.6.4	Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation de la charge non linéaire.....	65
2.2.6.5	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant alimentée par un réseau déformé .....	66
2.2.7	Résultats expérimentaux.....	67
2.2.7.1	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant .....	67
2.2.7.2	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	68
2.2.7.3	Réponse dynamique lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de courant .....	69
2.2.7.4	Réponse dynamique lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de tension.....	70
2.3	Filtre passif hybride triphasé .....	71
2.3.1	Résultats de simulation.....	72
2.3.1.1	Réponse en régime permanent par une charge non linéaire de type source de courant .....	73
2.3.1.2	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	75
2.3.1.3	Réponse en régime permanent pour deux charges non linéaires de type source de tension et de courant harmoniques.....	76
2.3.1.4	Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation des charges de type source de tension et source de courant.....	78



2.3.1.5	Réponse en régime permanent pour deux charges de type source de courant et source de tension en régime déformé .....	79
2.3.2	Résultats expérimentaux.....	80
2.3.2.1	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant .....	80
2.3.2.2	Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de courant .....	82
2.3.2.3	Comportement du filtre passif hybride lors de la suppression de la charge .....	82
2.3.2.4	Réponse en régime permanent du filtre passif hybride en régime déformé .....	83
2.3.2.5	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	84
2.3.2.6	Réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de tension .....	86
2.4	Avantages et inconvénients du filtre passif hybride .....	88
2.5	Conclusion .....	89

CHAPITRE 3	STATOCOMPENSATEUR À RÉACTANCE CONTRÔLÉE PAR THYRISTORS .....	90
3.1	Introduction .....	90
3.2	Configuration du filtre passif hybride triphasé.....	91
3.3	Modélisation du filtre passif shunt .....	92
3.4	Commande adaptative directe avec modèle de référence.....	95
3.5	Détermination de l'angle d'allumage $\alpha$ .....	100
3.6	Détermination de la valeur limite de l'angle d'allumage du TCR .....	103
3.7	Comparaison entre le couplage étoile et le couplage triangle du filtre passif shunt.....	105
3.8	Dimensionnement des paramètres du filtre passif parallèle .....	108
3.9	Concept d'inductance mutuelle .....	110
3.10	Impédance du filtre passif parallèle en fonction de l'angle d'allumage du TCR.....	111
3.11	Résultats de simulation.....	112
3.11.1	Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lors de la variation de l'angle d'allumage de la charge et lorsque le TCR est couplé en triangle .....	114
3.11.2	Réponse dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle.....	116
3.11.3	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle.....	117
3.11.4	Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle .....	119

3.11.5	Réponse en régime dynamique du système suite à un phénomène de résonance .....	120
3.11.6	Régime dynamique de la tension aux bornes de la charge .....	121
3.11.7	Réponse du filtre hybride passif en régime déformé .....	122
3.11.8	Influence du couplage du filtre passif parallèle sur la performance de compensation du TCR .....	123
3.12	Résultats expérimentaux .....	124
3.12.1	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile .....	125
3.12.2	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle .....	126
3.12.3	Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile .....	128
3.12.4	Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle .....	129
3.12.5	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile .....	130
3.12.6	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle .....	132
3.12.7	Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile .....	133
3.12.8	Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile .....	134
3.12.9	Robustesse du filtre passif hybride lors d'une variation importante de la charge .....	135
3.13	Conclusion .....	138
CHAPITRE 4 COMMANDE NON LINÉAIRE DU FILTRE HYBRIDE PARALLÉLE .....		
4.1	Introduction .....	140
4.2	Configuration du filtre hybride shunt triphasé .....	141
4.2.1	Modélisation du filtre hybride shunt dans le plan '123' .....	142
4.2.2	Conversion 123 / dq du modèle du filtre hybride .....	145
4.2.3	Commande du filtre hybride shunt .....	147
4.2.4	Commande des courants harmoniques .....	149
4.2.5	Boucle de régulation de la tension du bus de .....	152
4.2.6	Impédance caractéristique .....	156
4.3	Résultats de simulation .....	156
4.3.1	Compensation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant .....	157



4.3.2	Réponse dynamique du filtre hybride shunt pour une charge non linéaire de type source de courant lors de la variation de la charge .....	159
4.3.3	Compensation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	159
4.3.4	Réponse dynamique du filtre hybride shunt lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de tension.....	161
4.4	Résultats expérimentaux.....	162
4.4.1	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.....	163
4.4.2	Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant.....	164
4.4.3	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.....	166
4.4.4	Réponse en régime dynamique du filtre hybride shunt lors de la variation de la charge non linéaire de type source de tension .....	167
4.5	Conclusion.....	168
CHAPITRE 5 FILTRE HYBRIDE SÉRIE TRIPHASÉ.....		169
5.1	Introduction .....	169
5.2	Topologie du filtre hybride série .....	170
5.2.1	Onduleur de tension.....	171
5.2.2	Modélisation du filtre actif triphasé .....	172
5.2.2.1	Génération des courants de références .....	175
5.2.2.2	Améliorations des performances de filtrage .....	176
5.2.3	Compensation des creux de tension et des surtensions .....	177
5.3	Modélisation du filtre passif shunt .....	178
5.4	Commande du filtre actif triphasé .....	180
5.5	Commande du TCR.....	181
5.6	Résultats de simulation.....	182
5.6.1	Réponse en régime dynamique.....	183
5.6.2	Compensation des creux de tension, des surtensions et des harmoniques de tension .....	184
5.7	Conclusion.....	186
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....		187
BIBLIOGRAPHIE.....		190

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance .....39
Tableau 1.2	Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance .....40
Tableau 2.1	Paramètres du système simulé .....61
Tableau 2.2	Paramètres du système simulé .....73
Tableau 3.1	Valeurs des inductances du filtre passif parallèle pour différents angles d'allumage du TCR.....112
Tableau 3.2	Paramètres du système simulé .....114
Tableau 3.3	Comparaison des performances des deux types de couplage du TCR.....123
Tableau 3.4	Comparaison des TDH des courants de source et des tensions de charge lorsque le TCR est couplé en étoile ou en triangle.....137
Tableau 4.1	Paramètres du système simulé .....157

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Filtres passifs accordés aux harmoniques 5 et 7. ....5
Figure 1.2	Réponses fréquentielles du filtre passif. ....6
Figure 1.3	Système triphasé comportant le filtre actif shunt.....9
Figure 1.4	Système triphasé comportant le filtre actif shunt de type .....10
Figure 1.5	Système triphasé comportant le filtre actif shunt à .....11
Figure 1.6	Système triphasé comportant le filtre actif shunt.....12
Figure 1.7	Système triphasé comportant le filtre actif shunt.....13
Figure 1.8	Configuration du système comportant le filtre .....14
Figure 1.9	Configuration du système comportant le filtre hybride .....15
Figure 1.10	Configuration du système comportant le filtre hybride .....16
Figure 1.11	Configuration du système comportant le filtre hybride shunt, .....17
Figure 1.12	Système triphasé comportant le filtre hybride .....18
Figure 1.13	Système triphasé comportant le filtre hybride shunt.....19
Figure 1.14	Système triphasé comportant le filtre actif série.....20
Figure 1.15	Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif.....21
Figure 1.16	Système triphasé comportant l'UPQC. ....22
Figure 1.17	Commande par hystérésis. ....24
Figure 1.18	Commande montrant la bande d'hystérésis. ....24
Figure 1.19	Commande par hystérésis modulée. ....25

Figure 1.20	Algorithme 'pq' d'extraction de référence par la méthode.....	29
Figure 1.21	Schéma bloc d'identification des perturbations du courant.....	30
Figure 1.22	Filtres classiques pour l'extraction de la.....	30
Figure 1.23	Filtre multi-variable. ....	31
Figure 1.24	Filtre multi-variable pour l'extraction des harmoniques. ....	32
Figure 1.25	PLL pour l'extraction des harmoniques.....	33
Figure 1.26	Système incluant un contrôleur PI. ....	35
Figure 1.27	Système incluant un contrôleur retour .....	37
Figure 1.28	Régulateur flou de type Mamdani intégré .....	38
Figure 1.29	Régulateur flou de type Sugéno pour le contrôle du système.....	40
Figure 1.30	Structure du régulateur ANFIS. ....	41
Figure 1.31	Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt. ....	43
Figure 1.32	Commande non linéaire par linéarisation exacte. ....	44
Figure 1.33	Commande par mode de glissement. ....	45
Figure 1.34	Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.....	46
Figure 1.35	Commande non linéaire adaptative indirecte.....	46
Figure 1.36	Commande indirecte du filtre actif. ....	48
Figure 2.1	Filtre passif hybride monophasé proposé. ....	53
Figure 2.2	Filtre passif passe-bande: (a) Filtre passif série, (b) Impédance du filtre passif série en fonction de la fréquence. ....	55
Figure 2.3	Filtre passif passe bande : (a) Filtre passif parallèle, (b) Impédance du filtre passif shunt en fonction de la fréquence. ....	56



Figure 2.4	(a) Impédance de sortie, (b) Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'impédance de la source, (c) Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'impédance du filtre passif parallèle.....	58
Figure 2.5	(a) Impédance d'entrée, (b) réponse fréquentielle de l'impédance .....	60
Figure 2.6	Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasé de type source de courant, (b) spectre du courant de source après compensation, (c) spectre du courant de source avant compensation. ....	62
Figure 2.7	Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasée de type source de tension, (b) spectre du courant de source après compensation, (c) spectre du courant de source avant compensation. ....	63
Figure 2.8	Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour deux charges non linéaires de type source de courant et de tension, (b) spectre du courant de source avant compensation, (c) spectre du courant de source après compensation. ....	64
Figure 2.9	Réponse dynamique du filtre passif hybride lors.....	65
Figure 2.10	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant sous une tension réseau déformée.....	66
Figure 2.11	Résultats expérimentaux, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasée de type source de courant, (b) spectre du courant de source .....	68
Figure 2.12	Résultats expérimentaux, (a) formes d'ondes de la compensation des courants harmoniques et réactif absorbés par une charge non linéaire.....	69
Figure 2.13	Résultats expérimentaux pour une charge non linéaire de type source de courant, (a) Augmentation de la charge, (b) Diminution de la charge. ....	70
Figure 2.14	Résultats expérimentaux de la compensation des courants harmoniques et réactifs, (a) Performance du filtre suite à une augmentation de la charge non linéaire de type source de tension,	

	(b) Performance du filtre suite à une diminution de la charge non linéaire de type source de tension. ....	71
Figure 2.15	Système étudié. ....	72
Figure 2.16	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire ....	74
Figure 2.17	Spectre du courant de source pour la phase 1 : ....	74
Figure 2.18	Résultats de simulation en régime permanent pour une charge.....	75
Figure 2.19	Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 :.....	76
Figure 2.20	Résultats de simulation en régime permanent pour deux types.....	77
Figure 2.21	Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 :.....	77
Figure 2.22	Réponse dynamique du filtre passif hybride, (a) variation de .....	78
Figure 2.23	Réponse en régime permanent pour une charge de type source .....	79
Figure 2.24	Spectres harmoniques de la tension et du courant de source, (a) tension au point de raccordement, (b) courant de source avant compensation, (c) courant de source après compensation. ....	80
Figure 2.25	Résultats expérimentaux en régime permanent pour une .....	81
Figure 2.26	Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 :.....	81
Figure 2.27	Résultats expérimentaux en régime dynamique pour .....	82
Figure 2.28	Résultats expérimentaux en régime dynamique : .....	83
Figure 2.29	Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant sous des tensions du réseau déformées. ....	84
Figure 2.30	Résultats expérimentaux permanent pour une charge .....	85
Figure 2.31	Spectres harmoniques du courant de source, .....	85
Figure 2.32	Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension harmonique. ....	87

Figure 3.1	Schéma du montage étudié. ....	92
Figure 3.2	Circuit équivalent du filtre passif parallèle. ....	93
Figure 3.3	Inductance équivalente du TCR. ....	101
Figure 3.4	Représentation de la susceptance du TCR en fonction de l'angle d'allumage pour un couplage triangle. ....	102
Figure 3.5	Détermination de l'angle d'allumage limite du TCR. ....	104
Figure 3.6	Schéma bloc de la commande du TCR. ....	105
Figure 3.7	Représentation de l'impédance du filtre passif shunt ....	108
Figure 3.8	Représentation de la puissance réactive et des valeurs de l'inductance ....	109
Figure 3.9	Branchement des inductances du filtre passif série. ....	110
Figure 3.10	Représentation de l'impédance du filtre passif shunt en ....	111
Figure 3.11	Régime dynamique lors de la variation de l'angle d'allumage. ....	115
Figure 3.12	Réponse en régime dynamique lors d'une variation de la charge ....	116
Figure 3.13	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle, (a) pour un angle ....	118
Figure 3.14	Réponse en régime dynamique lors d'une variation de la charge ....	119
Figure 3.15	Performance du système suite à un phénomène de résonance. ....	120
Figure 3.16	Réponse dynamique pour mettre en évidence la régulation ....	121
Figure 3.17	Réponse dynamique pour une charge non linéaire de type. ....	122
Figure 3.18	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire ....	125
Figure 3.19	Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1, ....	126
Figure 3.20	Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire ....	127



Figure 3.21	Spectres harmoniques du courant de la phase 1 de la source .....127
Figure 3.22	Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est connecté en étoile, .....128
Figure 3.23	Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est connecté en triangle, (a) diminution de la charge, (b) augmentation de la charge. ....129
Figure 3.24	Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge.....131
Figure 3.25	Résultat expérimentaux en régime permanent lorsque le TCR .....132
Figure 3.26	Résultat expérimentaux en régime permanent.....133
Figure 3.27	Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire .....134
Figure 3.28	Réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge .....135
Figure 3.29	Performance du filtre passif hybride suite .....136
Figure 4.1	Système triphasé comportant le filtre hybride shunt.....142
Figure 4.2	Schéma de la commande non linéaire du filtre hybride shunt. ....149
Figure 4.3	Schéma bloc de la boucle interne du courant $i_q$ . ....151
Figure 4.4	Schéma bloc de la régulation de la tension du bus dc.....154
Figure 4.5	Résultats de simulation en régime permanent pour une .....158
Figure 4.6	Spectre du courant de source de la phase 1, (a) avant compensation, .....158
Figure 4.7	Performance dynamique pour une charge non.....159
Figure 4.8	Réponse en régime permanent du filtre hybride .....160
Figure 4.9	Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1, .....161
Figure 4.10	Résultats de simulation du système en régime .....162
Figure 4.11	Résultats expérimentaux en régime permanent .....163



Figure 4.12	Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1 .....	164
Figure 4.13	Réponse dynamique du filtre hybride shunt pour une .....	165
Figure 4.14	Résultats expérimentaux en régime permanent pour .....	166
Figure 4.15	Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1 .....	166
Figure 4.16	Réponse dynamique du filtre hybride shunt lors de la.....	167
Figure 5.1	Système triphasé comportant le filtre hybride série triphasé. ....	171
Figure 5.2	Onduleur de tension avec filtre de sortie. ....	172
Figure 5.3	Onduleur de tension avec filtre de sortie. ....	173
Figure 5.4	Spectres harmoniques de tension aux bornes du transformateur en fonction du gain $k$ .....	177
Figure 5.5	Schéma équivalent du filtre passif shunt avec TCR. ....	178
Figure 5.6	Schéma de commande du filtre actif série. ....	181
Figure 5.7	Schéma de commande du TCR.....	182
Figure 5.8	Résultats de simulation lors de la variation de la charge. ....	183
Figure 5.9	Spectres harmoniques a) courant de source .....	184
Figure 5.10	Résultats de simulation lors de l'injection des creux.....	185
Figure 5.11	Spectres harmoniques a) tension de la charge .....	185

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

HVDC	High Voltage Direct Current
AC/DC	Convertisseur alternatif-continu
DC/AC	Convertisseur continu-alternatif
IGBT	Transistor Bipolaire à Grille Isolée
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
TCR	Réactance contrôlée par Thyristor
FMV	Filtre Multi Variable
CEE	Commission internationale de réglementation en vue de l'approbation de l'Équipement Électrique
CEI	Commission Électrotechnique Internationale
DC	Direct Current
FAP	Filtre actif parallèle
FPP	Filtre passif parallèle
FPS	Filtre passif série
SRF	Théorie du référentiel lié au synchronisme
HF	Haute fréquence
HB	Bande d'hystérésis
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion

PI	Correcteur proportionnel-intégral
TDH	Taux de Distorsion Harmonique
$\alpha, \beta$	Axes du plan stationnaire ' $\alpha\beta$ '
1, 2, 3	Axes du plan '123'
d, q	Axe direct, axe en quadrature du plan tournant synchrone 'dq'
p	Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant
q	Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant
$\tilde{p}$	Puissance harmonique active
$\tilde{q}$	Puissances réactive harmonique
$\alpha$	Angle de retard à l'amorçage d'un thyristor
$C_{dc}$	Condensateur côté continu du filtre actif
$f_s$	Fréquence du réseau
$K_p$	Gain proportionnel
$K_i$	Gain intégral
PI	Proportionnel-intégral
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PLL	Boucle à verrouillage de phase
$v_u$	Vecteur unitaire de la source de tension
$V_{dcref}$	Tension de référence du condensateur du filtre actif

$v_s$	Tension d'alimentation
$V_{dc}$	Tension aux bornes du bus dc
$V_{dc}^*$	Tension de référence du bus dc
$I'_{seff}$	Tension efficace de la source
$P_L$	Puissance active de la charge
$S_f$	Puissance apparente du filtre actif
$S_L$	Puissance apparente de la charge
$d_{iu}$	Fonction séquentielle de l'axe i
$\xi$	Amortissement
$L_{PF}$	Inductance du filtre passif shunt en série avec le filtre actif
$C_{PF}$	Capacité du filtre passif shunt en série avec le filtre actif
$R_{PF}$	Résistance du filtre passif shunt en série avec le filtre actif
$v_{Fa}$	Tension du filtre actif série
$i_c$	Courant du filtre actif
$i_1$	Courant de charge
$i_s$	Courant de source
$A_r$	Amplitude du signal triangulaire

$e$	Erreur, symbole utilisé dans le régulateur flou
$\Delta e$	Variation de l'erreur
$\varepsilon$	Erreur, symbole utilisé dans la commande du filtre actif

## INTRODUCTION

L'utilisation de plus en plus fréquente de charges non linéaire contribue à la détérioration de la qualité de l'énergie dans le réseau électrique. Ces charges non linéaire absorbent des courants non sinusoïdaux, même si elles sont alimentées par une tension sinusoïdale, elles se comportent par conséquent comme des générateurs d'harmoniques et échangent en plus de l'énergie réactive. Les principales sources à l'origine de la pollution harmonique du réseau sont les arcs électriques, les convertisseurs statiques, les appareillages informatiques, les appareils d'éclairage fluorescent, les téléviseurs, les appareils électroménagers, etc.

Pour faire face à une multitude de problèmes liés à la dégradation de la qualité de l'onde dans les réseaux de distribution électrique, plusieurs compensateurs actifs shunts et séries sont mis en œuvre par des chercheurs. Ils sont constitués principalement par un onduleur de tension utilisant des transistors de puissance à grille isolée (IGBT). Ces systèmes offrent de nombreux avantages, citons l'amélioration de la qualité de l'onde, toutefois, le dimensionnement de ces systèmes est très élevé. C'est pourquoi, d'autres filtres sont conçus tels que les filtres hybrides séries et shunts, dans le but de réduire le dimensionnement des filtres actifs. Cependant, les filtres hybrides shunts n'assurent pas une complète compensation, mais leur dimensionnement est réduit à moins de 10% (Akagi, Srianthumrong et al. 2003; Srianthumrong and Akagi 2003; Wiroj, Hatada et al. 2007). Par contre le filtre hybride série améliore la qualité de l'onde, son dimensionnement est réduit, mais il ne compense pas les creux et les surtensions sans avoir recours à une source d'énergie extérieure. Le conditionneur unifié de réseau (UPQC) devient ainsi une solution adéquate pour une complète compensation incluant les creux et les surtensions. Toutefois sa commande revêt un niveau de complexité élevé. Il est conçu pour augmenter la capacité de transfert d'énergie, mais avec un prix élevé.



Dans ce contexte, cette thèse traite les différentes topologies pour la compensation de la qualité de l'onde électrique, axées spécialement sur la réduction du dimensionnement des compensateurs, l'optimisation du nombre de perturbations à compenser. Elle traite aussi de la validation expérimentale des différents concepts théoriques proposés dans la thèse. La partie logicielle utilisée pour la commande en temps réel du compensateur, ainsi que les différents circuits secondaires constituant le montage expérimental seront également décrits. La thèse comporte cinq chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous effectuerons un survol bibliographique des travaux ayant trait aux principales topologies de compensateurs, ainsi que leurs diverses techniques de modélisations et de commandes. En plus, nous avons identifié la problématique de la recherche qui sera traitée dans cette thèse.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des nouvelles topologies du filtre passif hybride monophasé et triphasé.

Le troisième chapitre présente une nouvelle topologie du filtre passif hybride triphasé incluant le concept de réduction du dimensionnement du filtre passif hybride et utilisant la commande adaptative avec modèle de référence.

Le quatrième chapitre traite de l'application de la technique de commande non linéaire pour une nouvelle approche de la modélisation du filtre hybride shunt triphasé.

Le cinquième chapitre présente une nouvelle topologie du filtre hybride série adoptant une commande en cascade capable de remplir les mêmes fonctions de compensation que l'UPQC.

## **CHAPITRE 1**

### **PROBLÉMATIQUE DE RECHERCHE ET REVUE DE LA LITTÉRATURE**

#### **1.1 Problématique**

Le thème du sujet de recherche porte sur la contribution à l'amélioration des performances des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution. Compte tenu de l'état de l'art actuel, des problèmes de recherche ont été identifiés et ont fait l'objet d'une exploration pour une éventuelle exploitation et concrétisation scientifique. Ces problèmes sont définis comme étant : (a) La résonance série et parallèle dans les filtres passifs, (b) La réduction du dimensionnement du filtre passif hybride et la compensation de la puissance réactive de façon adaptative, (c) La modélisation du filtre hybride shunt triphasé, et (d) La non compensation du filtre hybride série des creux et des surtensions sans avoir recours à une source d'énergie extérieure. L'élargissement de nos connaissances suite à notre longue étude et recherche bibliographique, nous permet d'apporter des solutions aux problèmes de la qualité de l'énergie. On a fait appel aux recherches antérieures, qui traitent des problèmes semblables de recherche ou de problèmes connexes. Nous avons émis des hypothèses citées ci-dessus et nous avons opté au départ à travailler sur des topologies déjà existantes ayant trait aux compensateurs actifs et hybrides et d'y apporter des améliorations substantielles. Le but de ce travail est de vérifier la validité de l'hypothèse et d'organiser tous les éléments pouvant être d'une utilité quelconque vis-à-vis de l'hypothèse. Un ensemble de références liées directement aux aspects de la recherche comporte des articles de journaux récents, des articles de conférences, des ouvrages particuliers, des monographies et des périodiques.



### **1.1.1 Problèmes de résonance série et parallèle dans les filtres passifs**

La première problématique a trait au filtrage passif pour son 'inadaptabilité lors de la variation de l'impédance du réseau et l'apparition des résonances possibles. Dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans le condensateur du filtre et dans le réseau. Ainsi, cette problématique présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans ces circonstances particulières.

### **1.1.2 Réduction du dimensionnement du filtre passif hybride**

La deuxième problématique consiste à réduire le dimensionnement du filtre passif hybride. Pour ce faire, le concept de Réactance Contrôlée par Thyristor (TCR) est introduit au niveau du filtre passif shunt. Ceci permet l'adaptabilité de la compensation de la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire, en plus il contribue à la réduction du dimensionnement du filtre passif shunt. En outre, le concept de l'inductance mutuelle est introduit pour réduire le dimensionnement du filtre passif série.

### **1.1.3 Problème de la modélisation du filtre hybride shunt triphasé**

La troisième problématique réside dans l'inexistence des modélisations du filtre hybride shunt triphasé dans la littérature. Or ces modèles nous permettent d'appliquer les techniques de commande avancées pour améliorer les performances statiques et dynamiques du filtre hybride shunt triphasé. Plusieurs auteurs ont contourné ce problème en le traitant, notamment en comparant les références aux signaux mesurés sans aucun modèle mathématique.

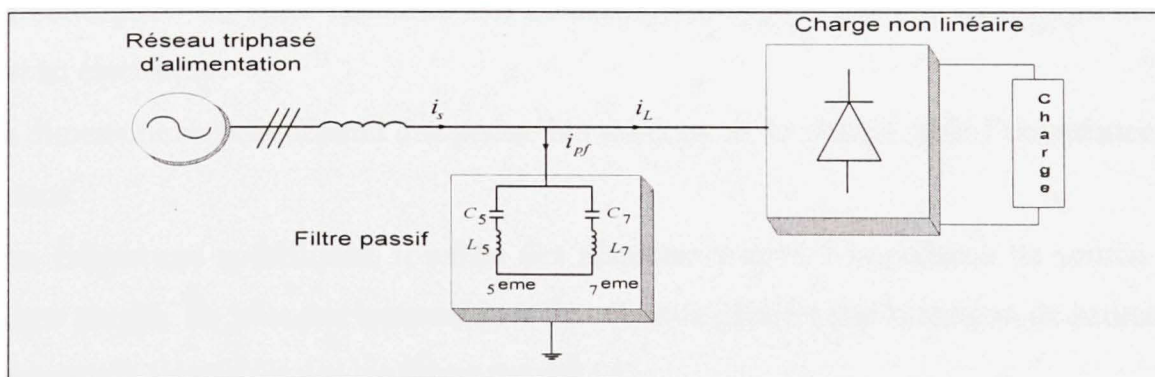
### 1.1.4 Problème du filtre hybride série

La quatrième problématique concerne le filtre hybride série, qui est incapable de compenser simultanément les creux de tension, les surtensions, les harmoniques de courant et le facteur de puissance sans avoir recours à une source d'énergie extérieure.

## 1.2 Revue de la littérature

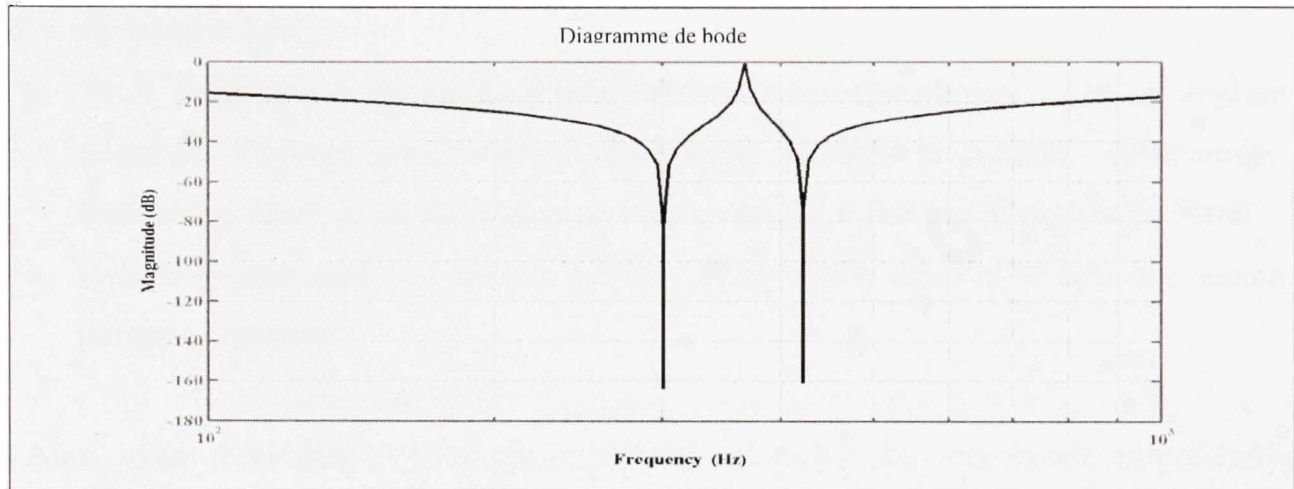
### 1.2.1 Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour la compensation des harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des condensateurs et des résistances. En général, les filtres des harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges polluantes (les redresseurs à diodes ou à thyristors, les fours à arcs électriques, etc.). Il y a quatre types de filtres passifs : les filtres accordés à des fréquences bien déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres accordés aux 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmoniques comme le montre la Figure 1 (Fujita, Yamasaki et al. 2000; Rivas, Moran et al. 2003; Akagi 2005).



**Figure 1.1 Filtres passifs accordés aux harmoniques 5 et 7.**

La réponse fréquentielle de la figure 1.2 montre l'atténuation des harmoniques du courant de charge par rapport au courant de source :



**Figure 1.2 Réponses fréquentielles du filtre passif.**

Les filtres passifs ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin de compenser une quantité déterminée de la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients :

- La conception du filtre nécessite une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des résonances entre l'impédance de source et les filtres passifs. En plus, les harmoniques de courants générés par la tension de source non-sinusoidale s'écoulent par les filtres passifs LC.
- La variation de fréquence de la source alternative affecte les caractéristiques de

compensation des filtres passifs. Par conséquent, la taille des composants dans chaque branche accordée devient peu pratique si la variation de fréquence est importante. Dans les systèmes de puissance, nous considérons une grande variation de la fréquence de plus ou moins 0,5 Hz.

- Toute modification du réseau (restructuration, nouveaux clients, ...), en changeant la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbé (phénomène de résonance). Donc, si les paramètres du réseau change, il faut modifier ceux du filtre.
- Pour le fondamental, ces circuits ont un comportement capacitif et sont une source de puissance réactive.

Ainsi, avant d'installer un filtre passif, une étude détaillée doit être menée afin d'analyser, cas par cas, les risques de résonances et de surcharge.

### **1.2.2 Filtrage actif**

Les filtres actifs shunts de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif L-R. Ces filtres actifs shunt présentent des avantages et des inconvénients par rapport aux filtres passifs. (Akagi 2005).

#### **a) Avantages**

- La taille du filtre actif est plus réduite.
- La capacité de compensation des harmoniques et du facteur de puissance est supérieure.
- La flexibilité et l'adaptabilité sont meilleures.

### **b) Inconvénients**

- Le coût est élevé,
- Le dimensionnement est important.

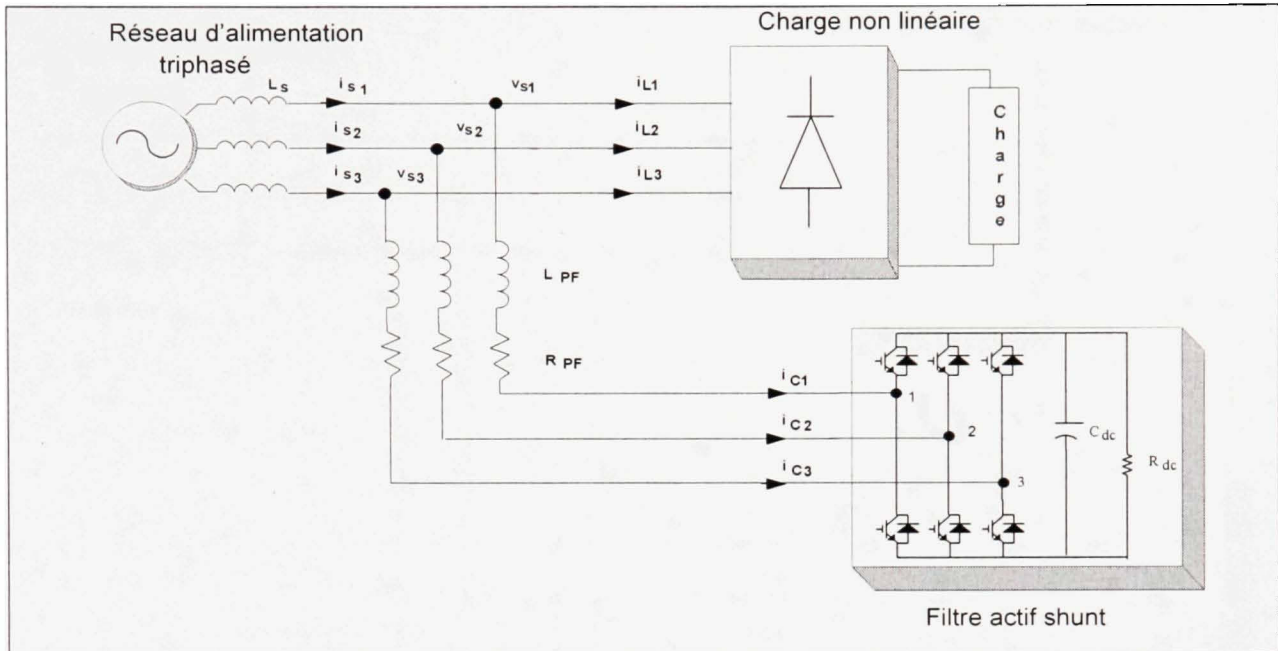
On peut distinguer trois configurations du filtre actif parallèle triphasé à structure tension qui sont :

- Trois onduleurs monophasés,
- Onduleur triphasé à quatre bras,
- Onduleur triphasé à trois bras.

#### **1.2.2.1 Filtre actif shunt de type source de tension**

La figure ci-dessous montre le schéma d'un filtre actif de type source de tension. Cette configuration est extensible pour les multi niveaux. Elle est capable d'améliorer les performances de compensation avec des basses fréquences de commutation.(Pal, Swarup et al. 2008) (Akagi, Srianthumrong et al. 2003).

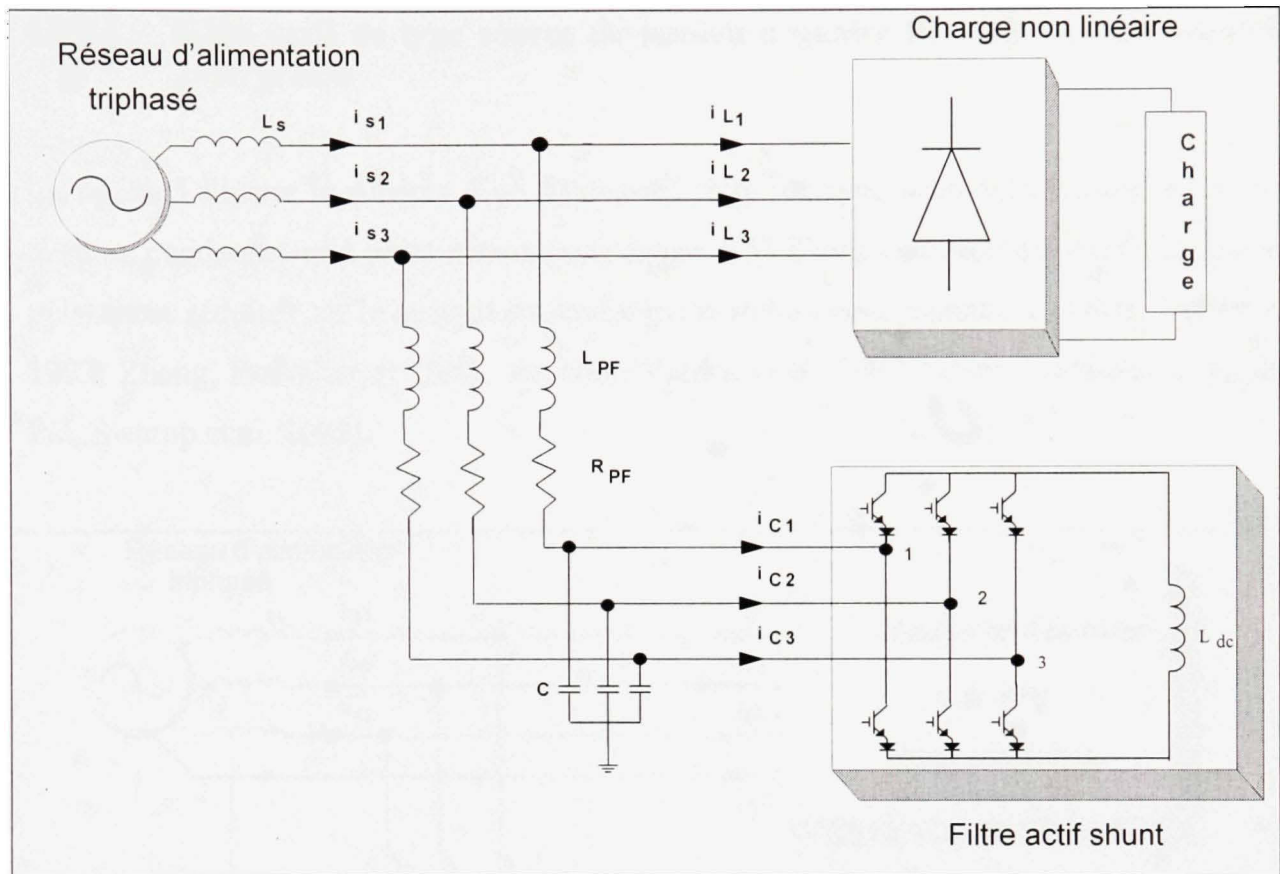




**Figure 1.3** Système triphasé comportant le filtre actif shunt.

#### 1.2.2.2 Filtre actif shunt de type source de courant

En ce qui concerne la technologie de l'onduleur de type source de courant, il comprend un commutateur de courant avec une inductance côté continu et un filtre de raccordement capacitif côté réseau (voir Figure 1.4). Actuellement, même si l'on trouve des articles basés sur le commutateur de courant, l'onduleur de tension est le plus préféré à cause de son meilleur rendement, de son faible coût et de son volume plus réduit que celui de l'onduleur de courant. Par ailleurs, les modules à IGBTs disponibles actuellement sur le marché sont bien adaptés aux onduleurs de tension car en général une diode en antiparallèle est rajoutée pour chaque IGBT. Le commutateur de courant exige en série avec chaque IGBT une diode anti-retour pour sa protection. De plus, un aspect vient clore provisoirement le choix : le commutateur de courant ne peut pas être utilisé avec des topologies multi-niveaux classiques. (Routimo, Salo et al. 2007; Pal, Swarup et al. 2008).



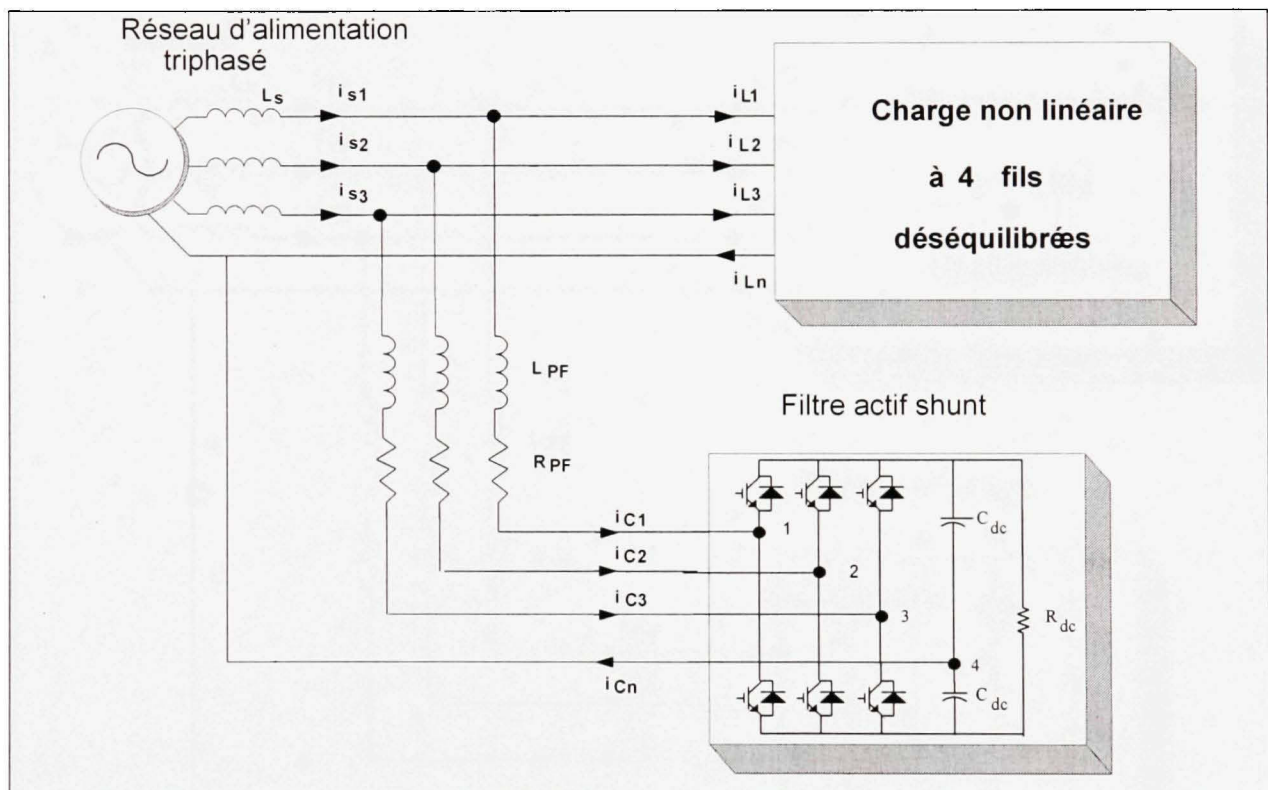
**Figure 1.4** Système triphasé comportant le filtre actif shunt de type source de courant.

### 1.2.3 Filtre actif shunt à quatre fils

Un grand nombre de charges monophasées peuvent être alimentées à partir d'un système triphasé avec le neutre. Elles peuvent causer un courant harmonique excessif dans le neutre, une surcharge de la puissance réactive et un déséquilibre. Pour réduire ces problèmes, des compensateurs à quatre fils ont été développés dans les références (Singh, Al-Haddad et al. 1999; Pal, Swarup et al. 2008).

### 1.2.3.1 Filtre actif de type source de tension à quatre fils avec un condensateur à point milieu

La figure 5 illustre le schéma d'un filtre actif shunt de type source de tension à quatre fils avec un condensateur à point milieu (voir figure 1.5). Cette topologie est employée pour des puissances réduites car le courant du neutre traverse les condensateurs. (Aredes, Hafner et al. 1997; Zhang, Prasad et al. 2002; Escobar, Valdez et al. 2007; Grino, Cardoner et al. 2007; Pal, Swarup et al. 2008).

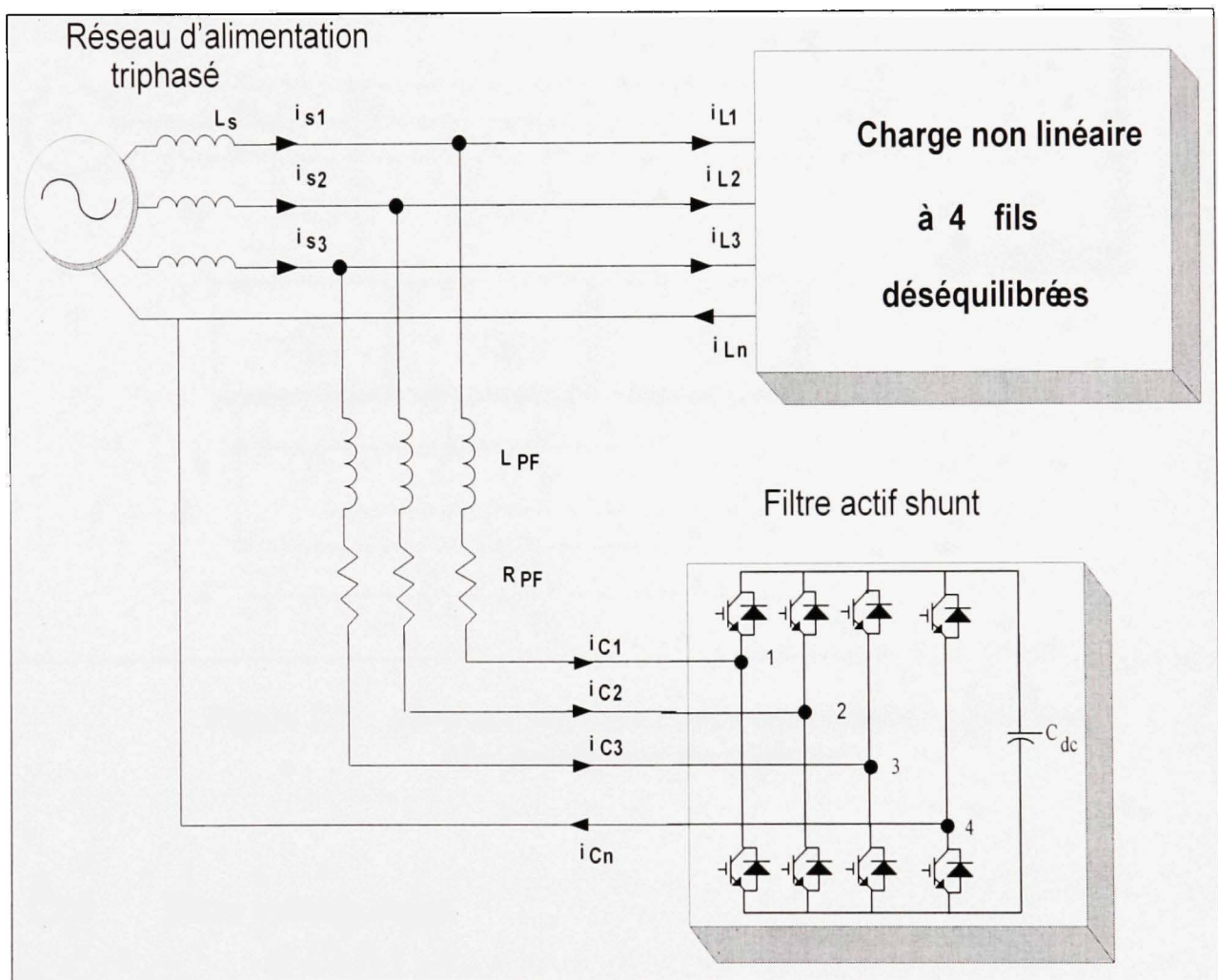


**Figure 1.5** Système triphasé comportant le filtre actif shunt à quatre fils avec un condensateur à point milieu.



### 1.2.3.2 Filtre actif de type source de tension à quatre fils avec quatre bras

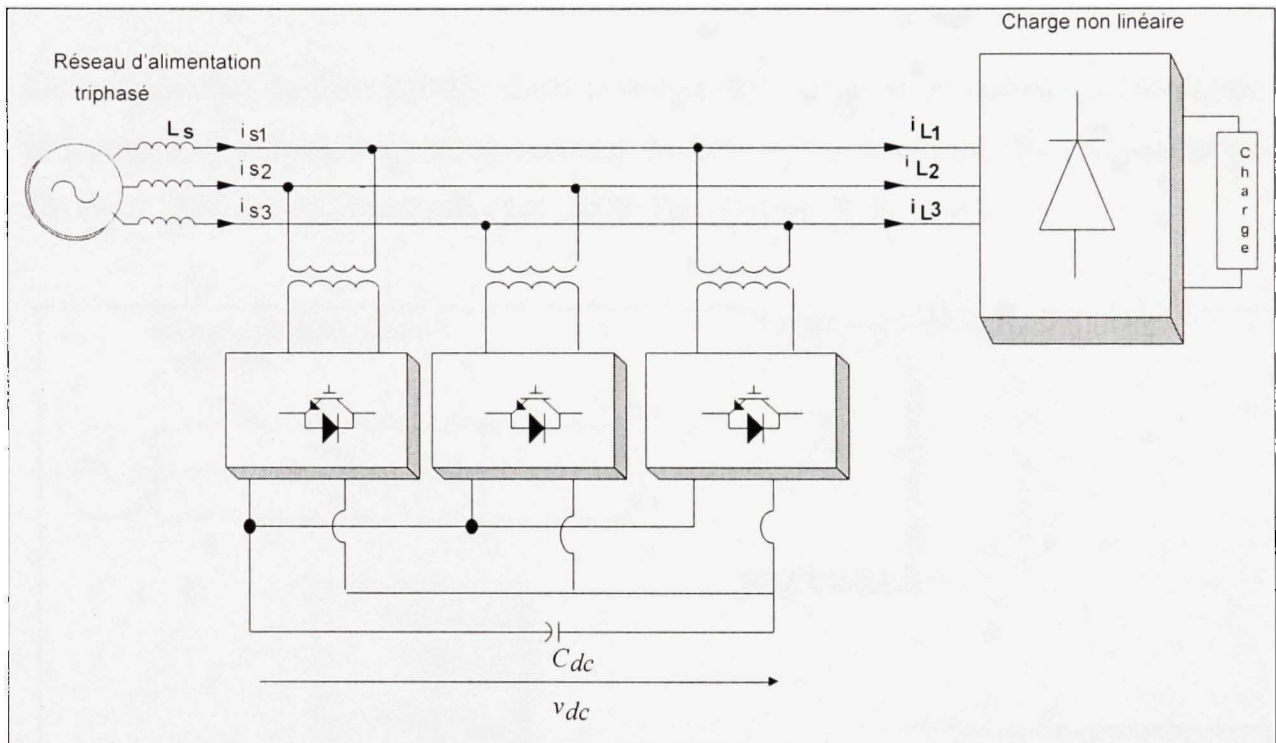
La Figure 1.6 montre une configuration du filtre actif shunt de type source de tension à quatre fils et qui est connue sous le nom filtre actif à quatre bras, ou le quatrième bras est utilisé pour stabiliser et contrôler le courant du neutre du filtre actif (Elmitwally, Abdelkader et al. 2000; Hirve, Chatterjee et al. 2007; Pal, Swarup et al. 2008) et (Sawant and Chandorkar 2009).



**Figure 1.6** Système triphasé comportant le filtre actif shunt à quatre bras et quatre fils.

### 1.2.3.3 Filtre actif de type source de tension avec trois ponts

La Figure 1.7 montre une configuration avec trois ponts. Cette topologie permet de sélectionner sa propre tension pour chaque semi conducteur et améliorer la fiabilité du filtre actif. Cette configuration est étudiée dans les références (Khadkikar and Chandra 2008; Pal, Swarup et al. 2008).



**Figure 1.7** Système triphasé comportant le filtre actif shunt Avec trois ponts monophasés.

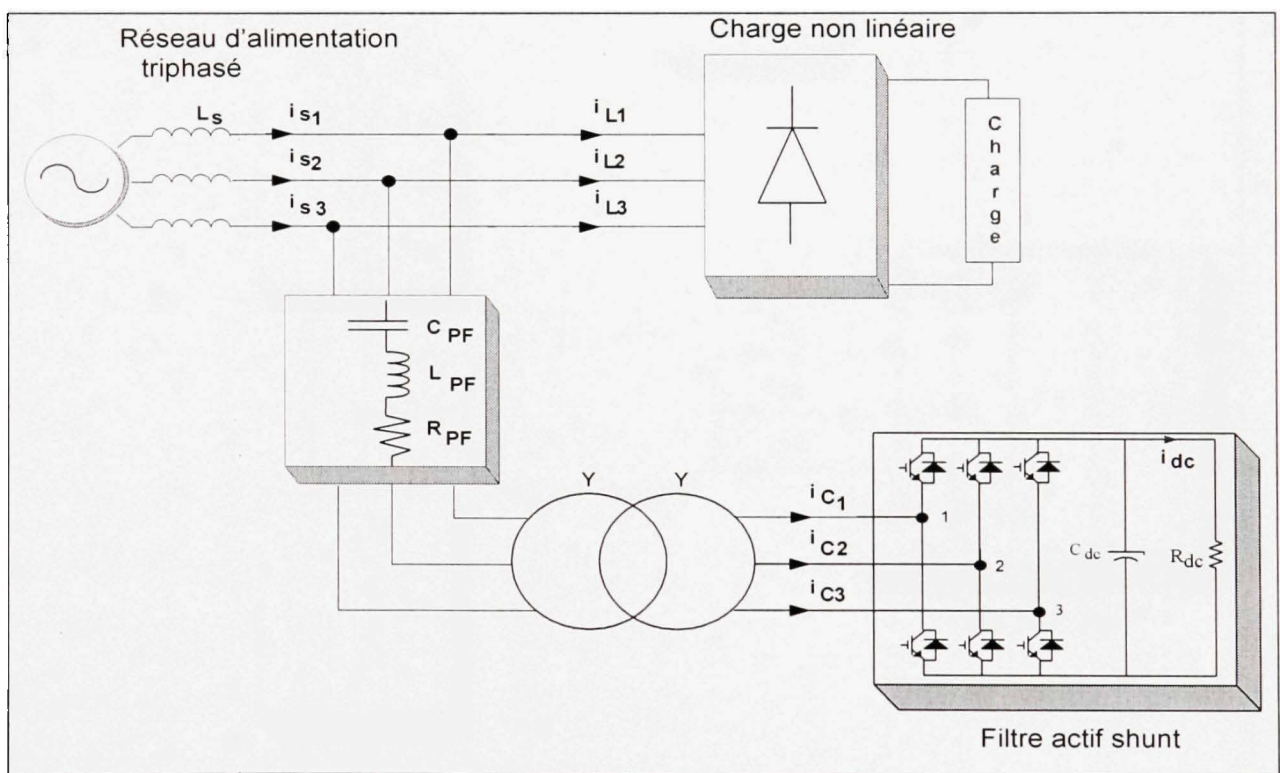
### 1.2.4 Filtre hybride shunt

Ces dernières années, de nombreuses topologies de filtres hybrides associées à différentes stratégies de commande ont été présentées dans la littérature afin d'améliorer la qualité de

l'énergie et réduire le dimensionnement du filtre actif de puissance et par conséquent son coût. Les filtres hybrides peuvent être classés selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé à trois fils et triphasé à quatre fils) et le type d'onduleur utilisé (structure de tension ou de courant).

#### 1.2.4.1 Filtre hybride shunt avec transformateur

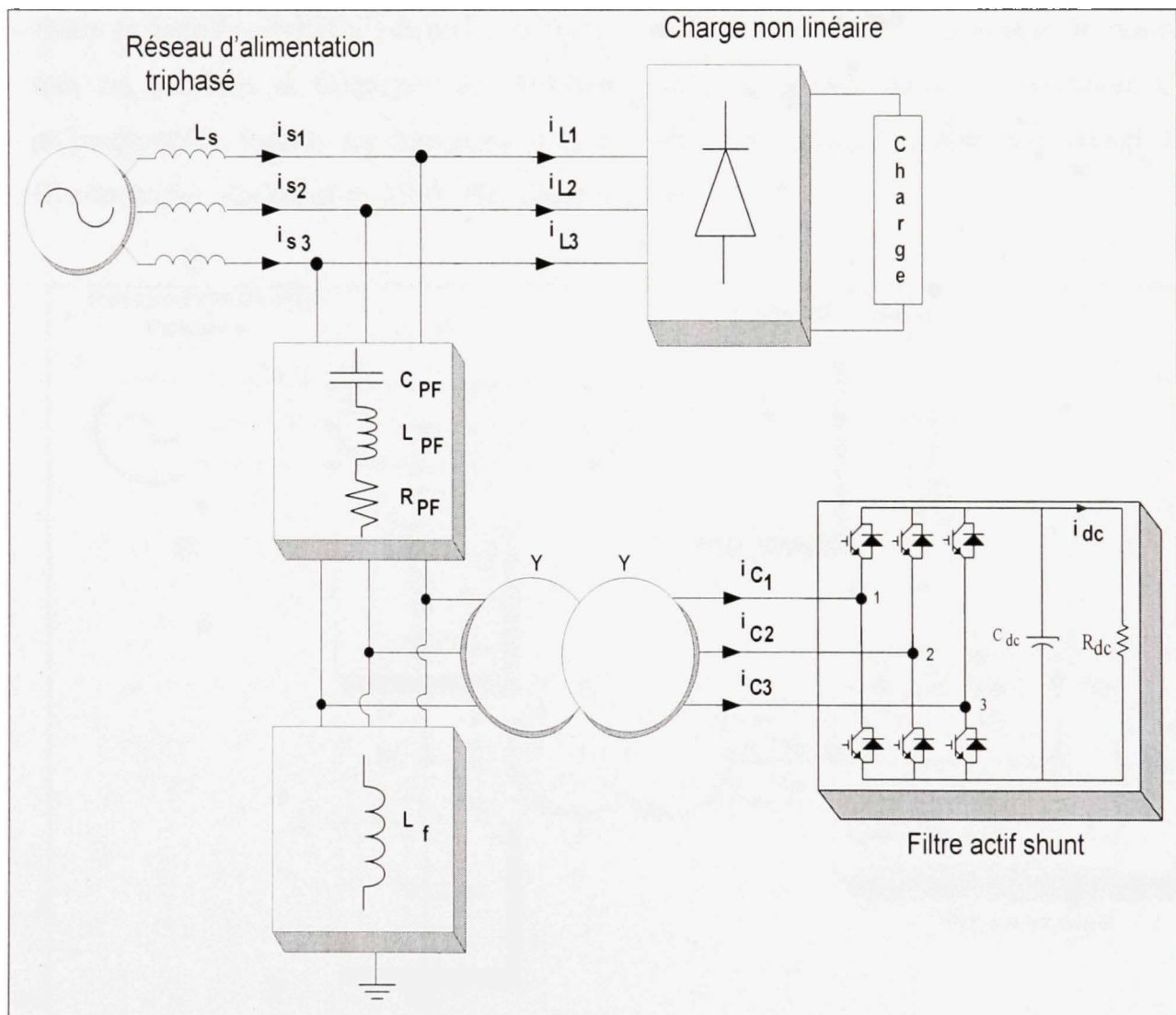
La configuration du filtre hybride shunt avec transformateur est représentée sur la Figure 1.8. Elle permet de réduire le dimensionnement du filtre actif à moins de 2% (Bhattacharya, Potai et al. 1997; Fujita, Yamasaki et al. 2000; Pal, Swarup et al. 2008).



**Figure 1.8 Configuration du système comportant le filtre hybride shunt avec transformateur.**

### 1.2.4.2 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et une inductance

Une autre configuration du filtre hybride shunt est montrée à la Figure 1.9. Dans ce cas le filtre actif est relié à une inductance en parallèle avec un transformateur, et ceci dans le but de réduire le dimensionnement du filtre actif (Sukin, Jeong-Hyoun et al. 1999; Pal, Swarup et al. 2008).

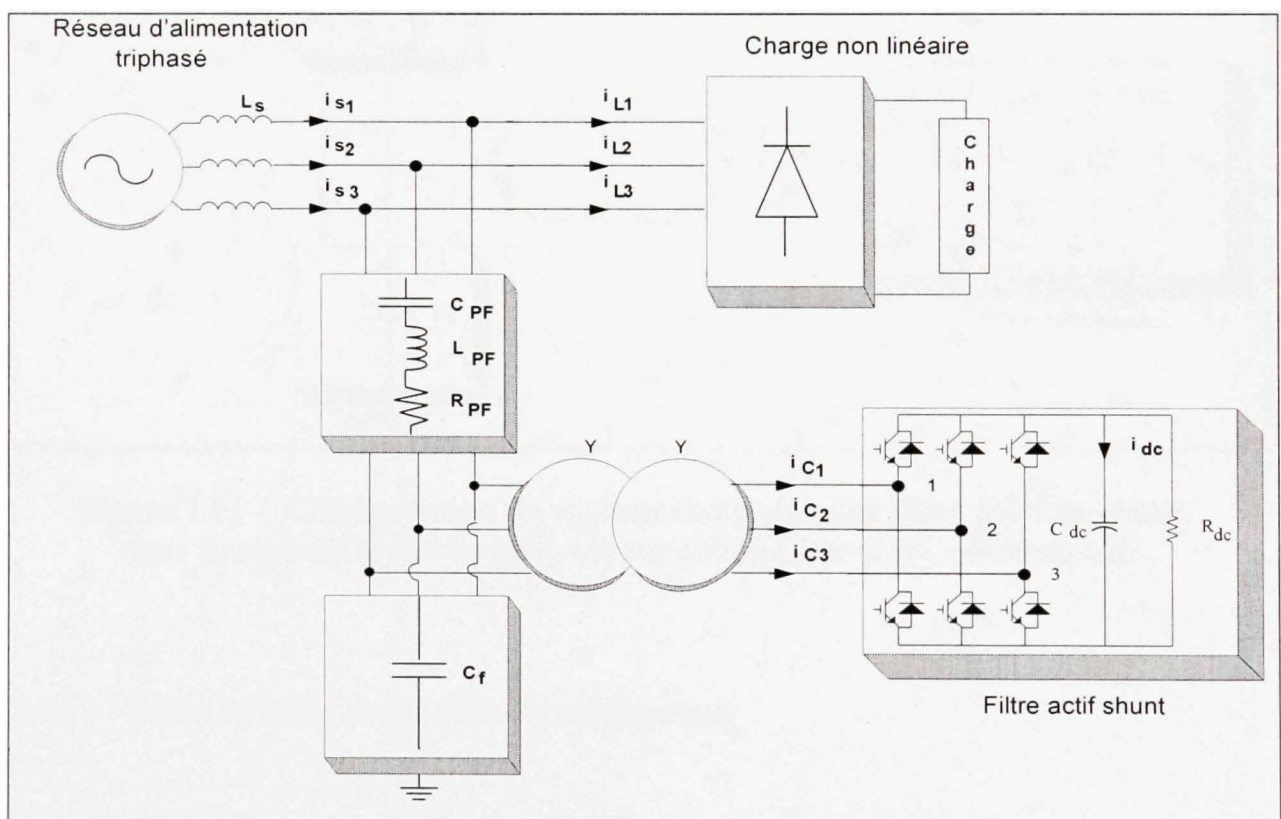


**Figure 1.9** Configuration du système comportant le filtre hybride shunt, un transformateur et une inductance.



### 1.2.4.3 Filtre hybride shunt comportant un transformateur et un condensateur

Plusieurs topologies de filtres actifs séries, de filtres actifs shunt et de filtres hybrides (combinaison de filtres actifs série et shunt) ont été développés et commercialisés, telles que les applications nécessitant une alimentation de puissance ininterrompue. Cependant, peu de topologies peuvent éliminer les phénomènes de résonances qui peuvent apparaître dans des systèmes d'alimentation équipés des correcteurs de facteur de puissance. Le filtre hybride shunt de puissance (FHSP) donné à la Figure 1.10 peut amortir le phénomène de résonance tout en décalant la fréquence de résonance créée par l'inductance de la source et les correcteurs de facteur de puissance à une valeur non critique (Fujita and Akagi 1991; Bhattacharya, Po-Tai et al. 1997; Pal, Swarup et al. 2008).

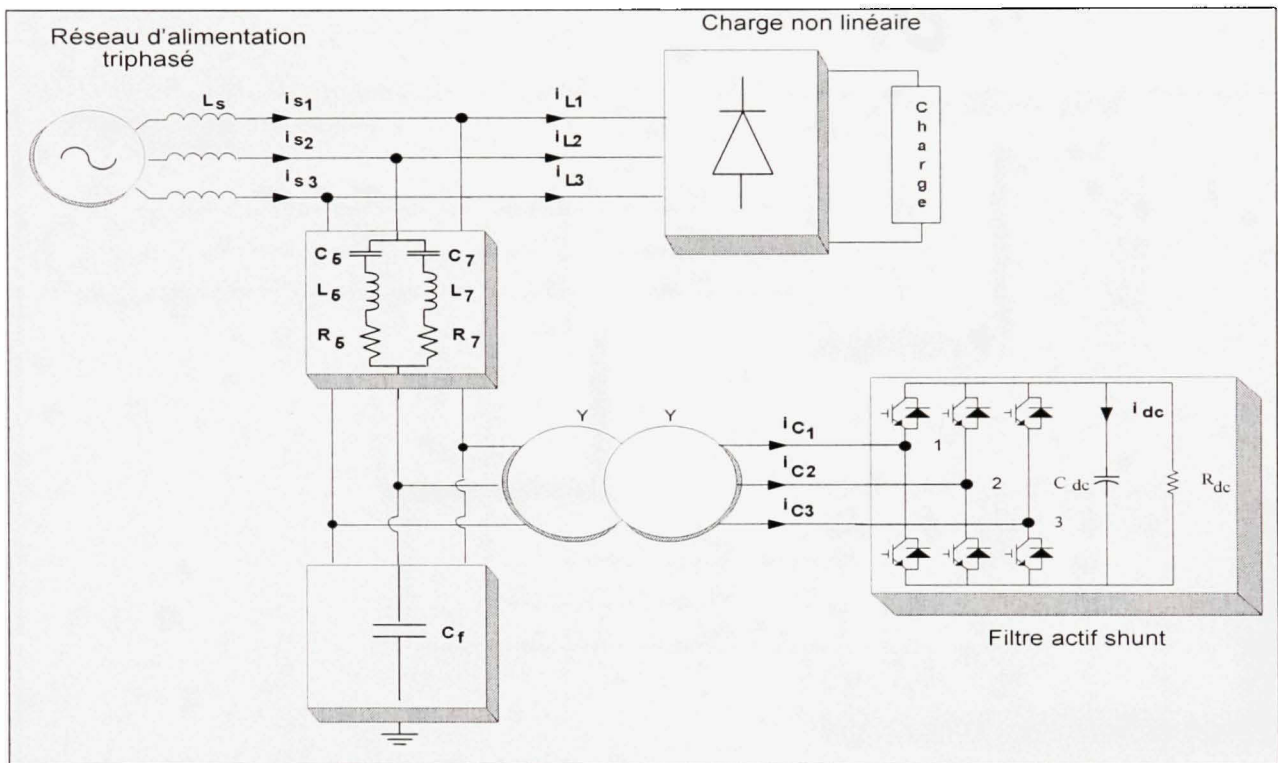


**Figure 1.10 Configuration du système comportant le filtre hybride shunt, un transformateur et un condensateur.**



#### 1.2.4.4 Filtre hybride shunt comportant un transformateur, un condensateur et deux branches du filtre passif

Cette topologie du filtre hybride shunt réduit largement le dimensionnement du filtre actif. Elle élimine les résonances parallèles et les résonances séries entre l'impédance de la source et le filtre shunt passif (Yue, Zhaoan et al. 2005; Pal, Swarup et al. 2008).

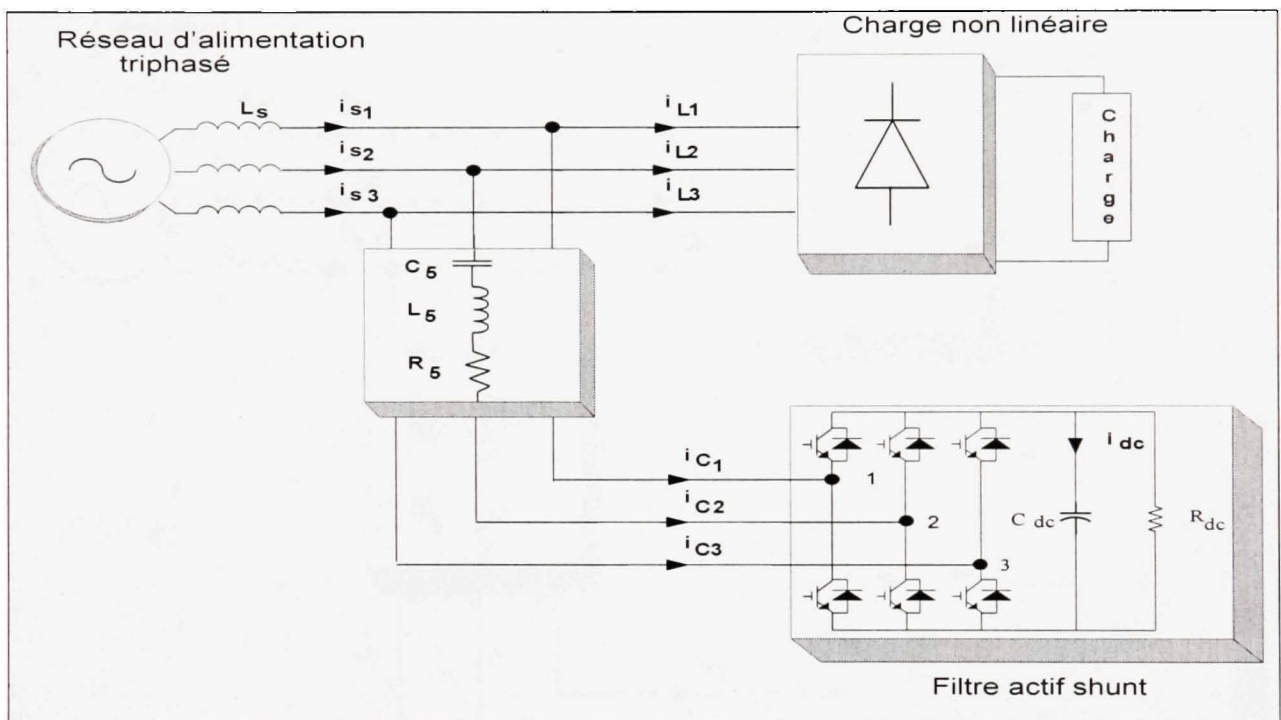


**Figure 1.11 Configuration du système comportant le filtre hybride shunt, deux branches du filtre passif, un transformateur et un condensateur.**

#### 1.2.4.5 Filtre hybride shunt sans transformateur

La topologie du filtre hybride shunt triphasé sans transformateur intégré est montrée à la Figure 1.12. Le filtre hybride shunt triphasé est composé d'un filtre passif accordé à la 7<sup>ème</sup>

harmonique, et un filtre actif de dimensionnement réduit formé par un onduleur de type source de tension. Le filtre actif joue un rôle essentiel en réduisant les harmoniques de courant de source. Dans ce cas, le filtre passif se comporte comme une faible impédance à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce système présente deux avantages : le dimensionnement en puissance du filtre actif est encore plus réduit du fait que le courant qui le traverse est plus faible et que le filtre actif est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge (Wiroj, Hatada et al. 2007).

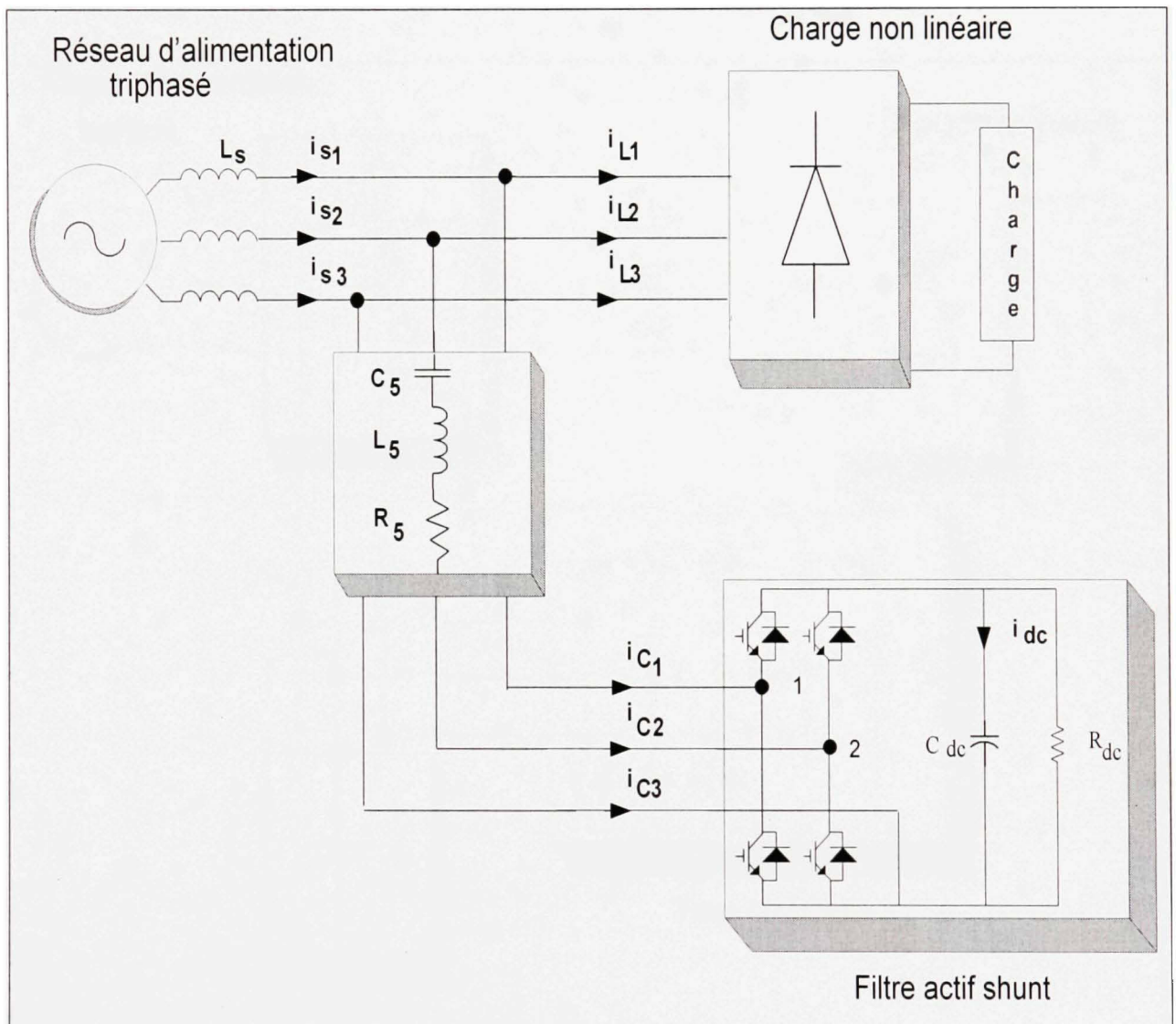


**Figure 1.12 Système triphasé comportant le filtre hybride shunt sans transformateur.**

#### 1.2.4.6 Filtre hybride shunt avec deux bras sans transformateur

La Figure 1.13 montre la configuration du filtre hybride de puissance. Il est composé d'un filtre actif triphasé à deux bras et d'un filtre passif triphasé, classiquement accordé sur

l'harmonique 5. Ces deux filtres sont directement connectés en série sans l'intermédiaire d'un transformateur. L'ensemble est ensuite connecté en parallèle sur le réseau près de la charge non linéaire. Le filtre passif se comporte comme une faible impédance à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce filtre passif absorbe les courants harmoniques de rang 5 générés par la charge et le filtre actif améliore l'efficacité du filtre passif (Bor-Ren, Yuan-An et al. 2004).



**Figure 1.13** Système triphasé comportant le filtre hybride shunt avec un onduleur monophasé.

### 1.2.5 Filtre actif série

Le filtre actif série permet d'éliminer les harmoniques de tension, de compenser le déséquilibre et de réguler la tension aux points de raccordement. Cette configuration permet aussi d'éviter tout risque de résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau (Figure 1.14). (Benchaita, Saadate et al. 1999; Zhaoan, Qun et al. 2001; Srianthumrong, Fujita et al. 2002; Pal, Swarup et al. 2008).

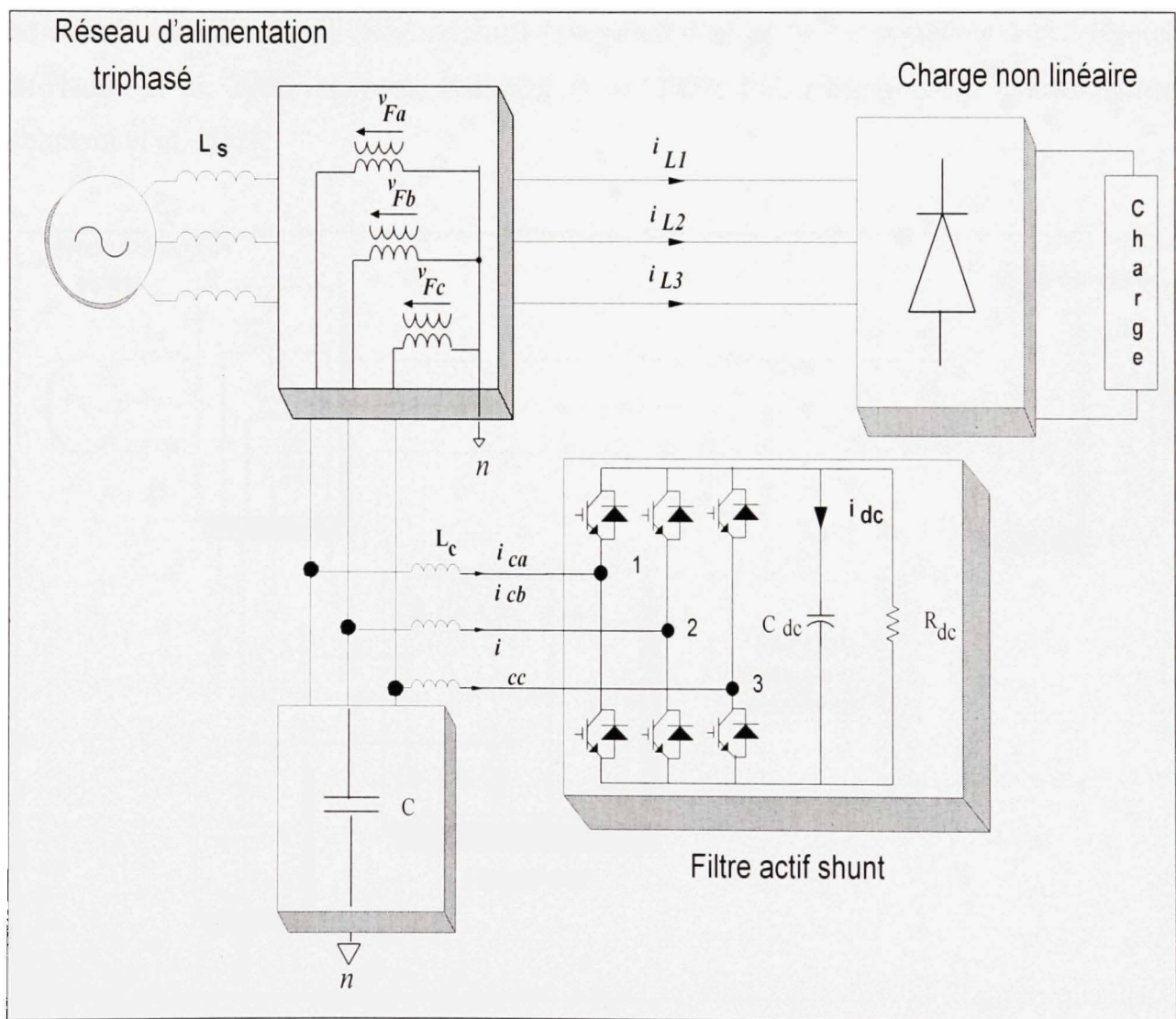
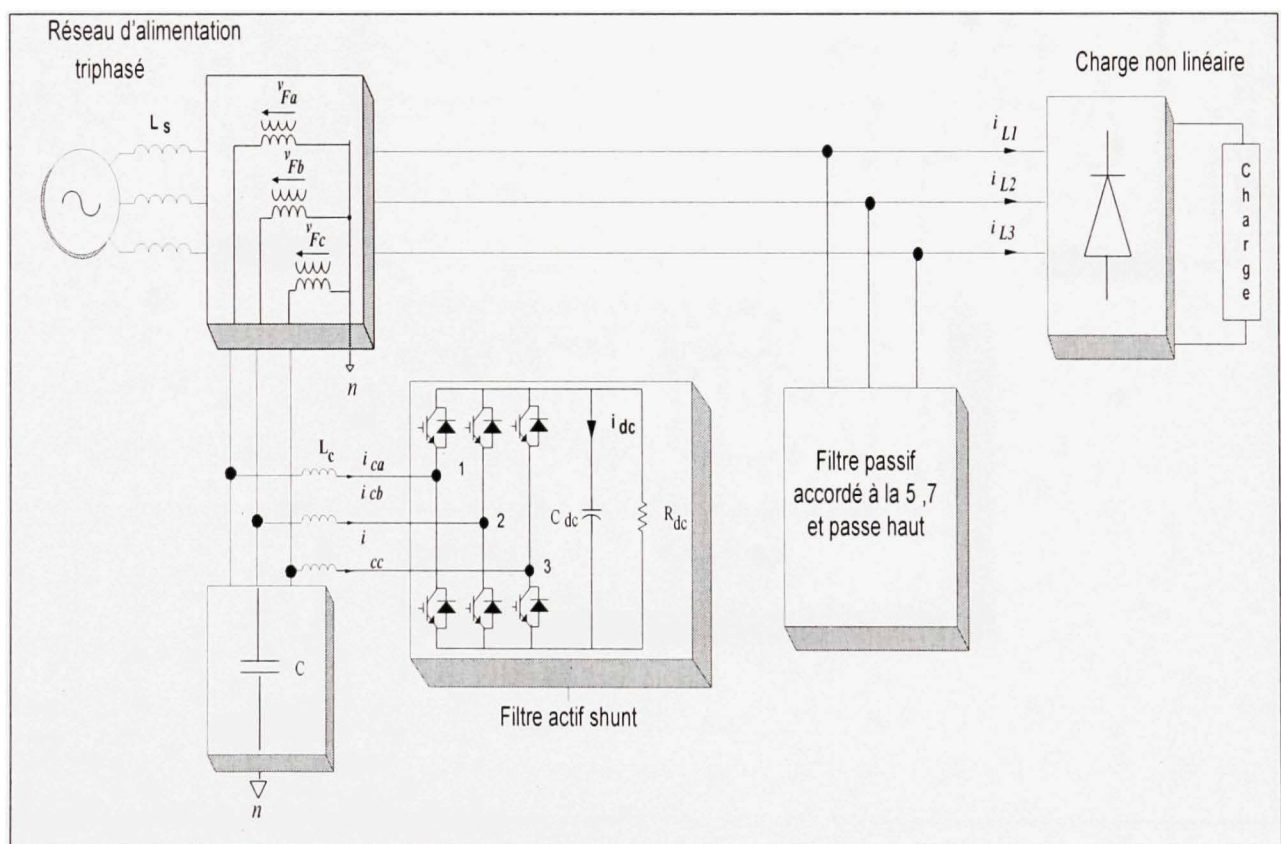


Figure 1.14 Système triphasé comportant le filtre actif série.



### 1.2.6 Filtre hybride série

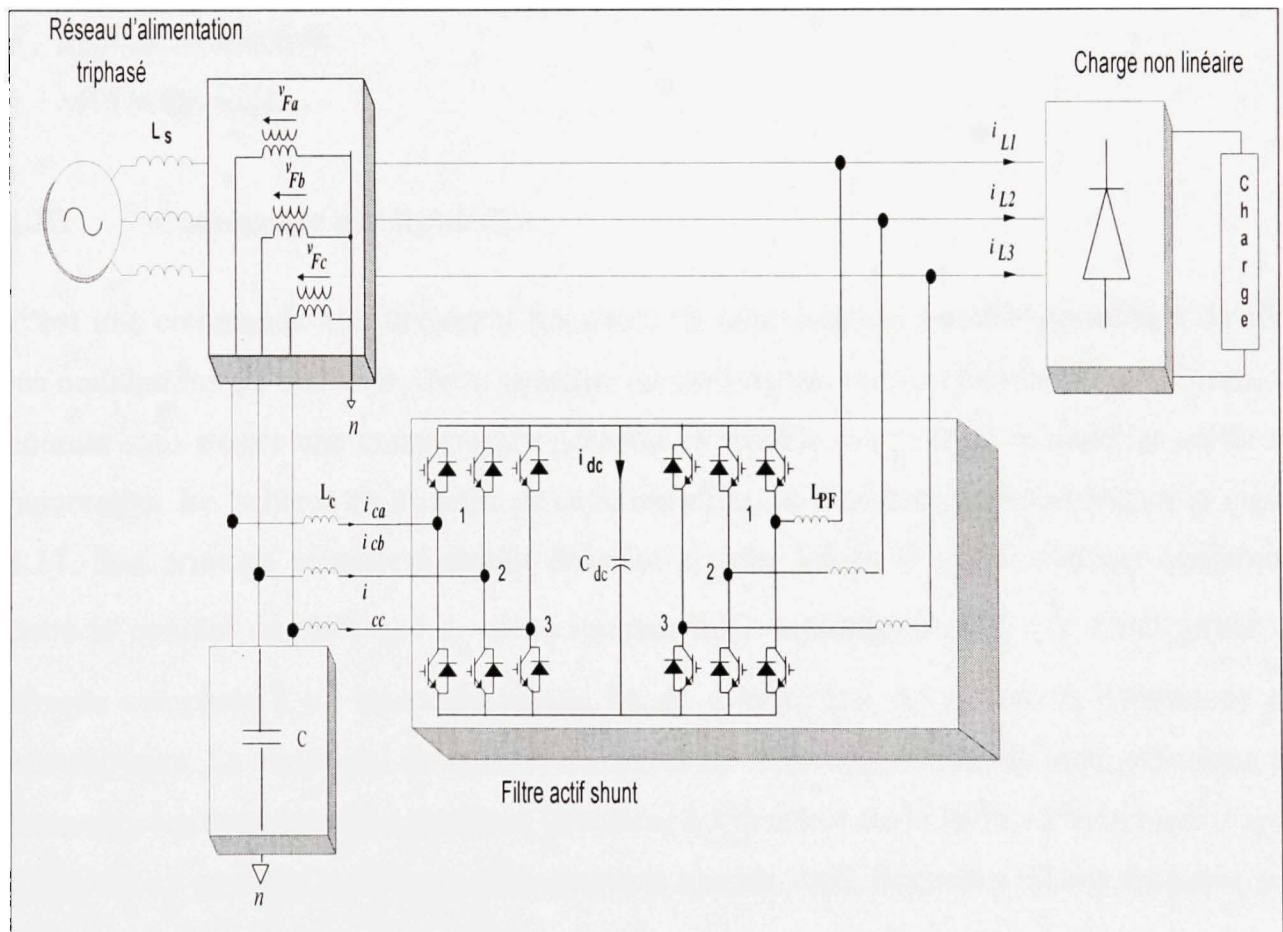
La structure donnée à la Figure 1.15 permet de réduire les risques de résonances entre les éléments des filtres passifs et l'impédance du réseau. Dans ce cas, le filtre actif série agit comme une résistance à la fréquence des harmoniques vis-à-vis des courants harmoniques et les oblige à circuler dans le filtre passif, tout en restant transparent à la fréquence fondamentale. C'est une configuration très populaire parce que les semi-conducteurs utilisés dans le filtre actif peuvent être réduits en volume et en prix (5% de la charge). Le filtre passif est utilisé pour éliminer les harmoniques de courant d'ordre 5, 7 et supérieur à 11. (Hamadi, Al-Hadda et al. 2006; Hamadi, Rahmani et al. 2007; Pal, Swarup et al. 2008; Hamadi, Rahmani et al. 2009).



**Figure 1.15 Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif.**

### 1.2.7 Filtre actif universel (UPQC)

La Figure 1.16 montre le schéma du filtre actif universel, appelé encore conditionneur unifié de réseau (Unified Power Quality Conditioner (UPQC)). Cette configuration est considérée comme un filtre actif idéal qui élimine les harmoniques de tension et de courant. Elle est capable de délivrer une puissance propre sous des pollutions harmoniques assez élevées, de compenser le déséquilibre de tension et de courant. Ce pendant son coût est élevé et sa commande est complexe du fait qu'il y a beaucoup de semi-conducteurs impliqués (Khadkikar and Chandra 2008; Pal, Swarup et al. 2008; Khadkikar and Chandra 2009).



**Figure 1.16** Système triphasé comportant l'UPQC.

### 1.3 État de l'art des différents types de commande en courant

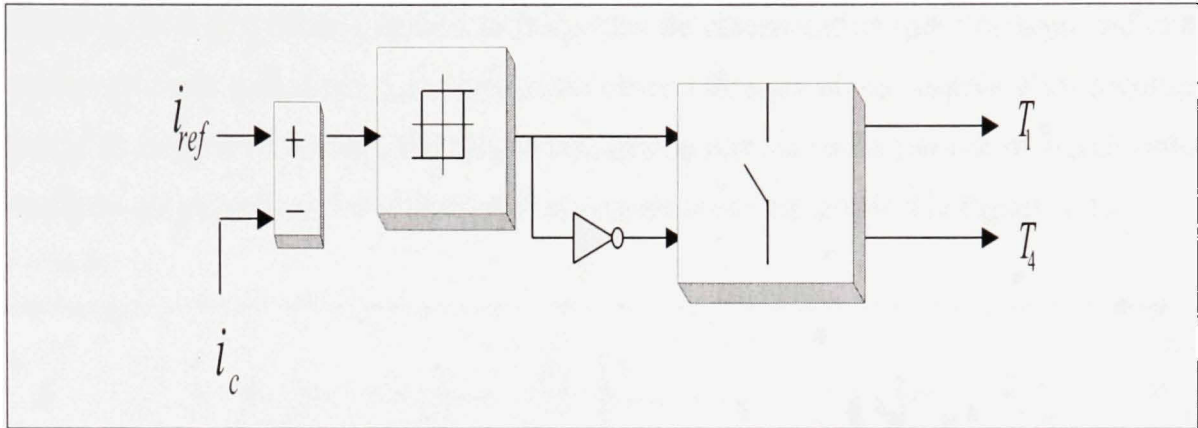
Cette section présente les techniques de commande étudiées dans la littérature. Une description courte de chaque commande est exposée.

Ces commandes du filtre actif sont utilisées pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif très proche de sa référence. Plusieurs techniques de commande peuvent être utilisées :

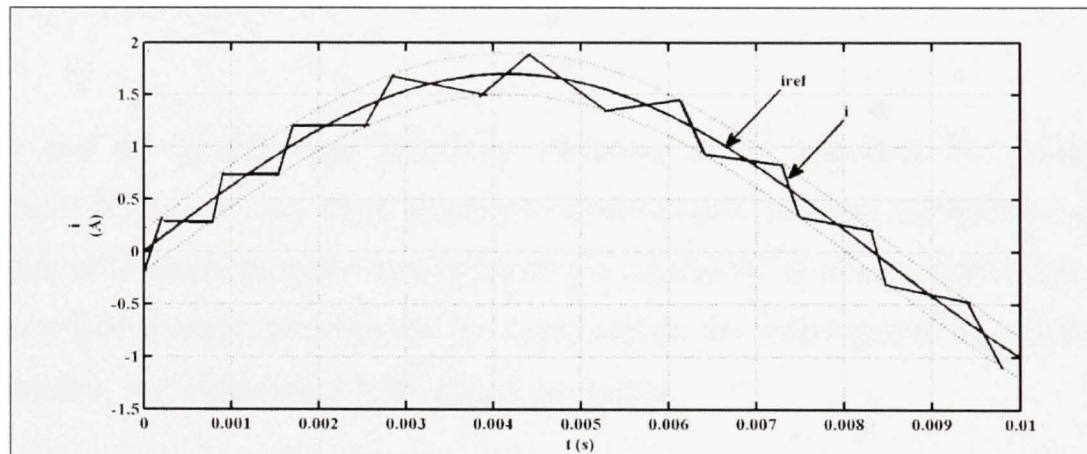
- Hystérésis,
- Hystérésis modulée,
- MLI inter-sélective,
- MLI vectorielle.

#### 1.3.1 Commande par hystérésis

C'est une commande non-linéaire à fréquence de commutation variable permettant de fixer les ondulations de courants. Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure 1.17. Son principe consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur (différence entre le courant de référence  $i_{ref}$  et le courant du compensateur actif  $i_c$ ). Cette erreur est ensuite comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis qui génère la commande des interrupteurs. La simplicité de sa mise en œuvre est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis (Figure 1.18). On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutation (Zabihi and Zare 2006).



**Figure 1.17** Commande par hystérésis.



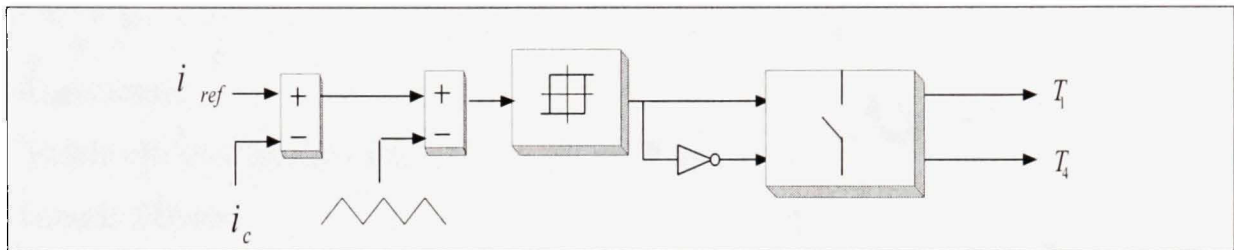
**Figure 1.18** Commande montrant la bande d'hystérésis.

### 1.3.2 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée a pour objectif d'apporter une amélioration en résolvant l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle par la fixation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette amélioration consiste à ajouter au signal d'erreur ( $\varepsilon = i_{ref} - i_c$ ), un signal triangulaire à la fréquence de commutation.



La fréquence doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande  $2BH$  (Band Hysterisis) dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la Figure 1.19.



**Figure 1.19 Commande par hystérésis modulée.**

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir l'amplitude du signal triangulaire et la bande passante du régulateur par hystérésis. Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance sera soit supérieure, soit inférieure, à la fréquence souhaitée.

### 1.3.3 Modulation de Largeur d'Impulsion

La fonction de la modulation est de déterminer les instants de commutation des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation présentant le même spectre basse fréquence que le signal d'origine. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste à adopter une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité, et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu. L'objectif de cette commande est de diminuer les

harmoniques supplémentaires et non-souhaités présents dans les courants générés par l'onduleur. La MLI est applicable à des systèmes linéaires, de fréquence de commutation constante. Cette commande présente des avantages et des inconvénients :

**a) Avantages**

- Robustesse,
- Faible effort de commande,
- Grande fiabilité.

**b) Inconvénients**

- Augmentation des pertes par commutation qui sont dues à la haute fréquence de commutation.
- Faiblesse pour des systèmes avec bruit et pour des paramètres du système variable.
- Modèle mathématique exigé.
- Non contrôle des ondulations de courants.

Ce sujet a été largement abordé dans plusieurs études de recherche. On distingue deux techniques : la MLI inter sélective et la MLI vectorielle.

**1.3.3.1 MLI inter sélective**

C'est la modulation la plus classique, elle consiste à comparer le signal de référence de tension à une porteuse haute fréquence. Le résultat de cette comparaison détermine les instants de commutation des interrupteurs..De nos jours, la plupart des systèmes de contrôle d'onduleurs s'implantent numériquement. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulier est

souvent utilisée, où la référence de la tension reste constante pendant la période d'échantillonnage.

### **1.3.3.2 MLI vectorielle**

A la différence de la MLI inter sélectives, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et leurs temps d'application (afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur) sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation, par l'approximation de la valeur moyenne de la MLI. Si on sélectionne les vecteurs adéquats et si on les applique dans l'ordre correct, il est possible d'obtenir une fréquence de commutation relativement élevée à la sortie avec une fréquence de commutation réduite. La modulation vectorielle diffère des techniques inters sélectives par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps.

## **1.4 État de l'art des différentes techniques d'extraction des harmoniques**

Cette identification sert à générer des références nécessaires à la compensation. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs d'entre elles présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode. Ces méthodes se classifient en deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé.

### **1.4.1 Méthodes fréquentielles**

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement. Elles permettent donc une compensation sélective. Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables (Asiminoaei, Blaabjerg et al. 2005).

### **1.4.2 Domaine temporel**

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont décrites dans les articles : (Nava-Segura and Carmona-Hernandez 1999).

#### **1.4.2.1 Méthode de la puissance instantanée $p_q$**

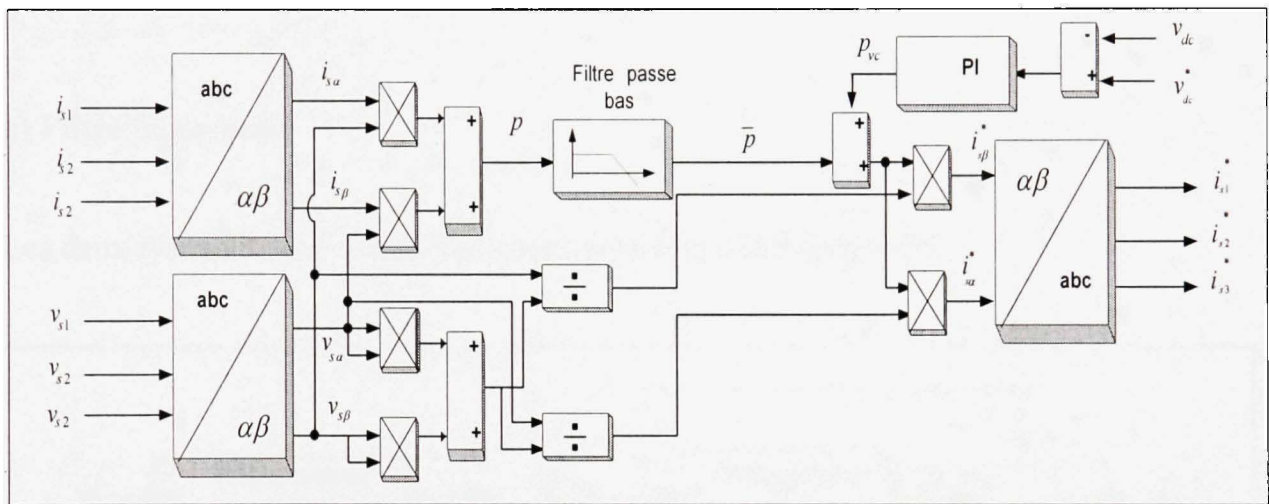
La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre des méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Cette méthode a été introduite par H. Akagi. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère  $\alpha$ - $\beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ensuite, pour la détermination des courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en des composantes alternatives. Dans la méthode classique des



puissances instantanées, on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. La Figure suivante présente le principe de cette méthode (Salem Rahmani, thèse).

#### 1.4.2.2 Méthode indirecte

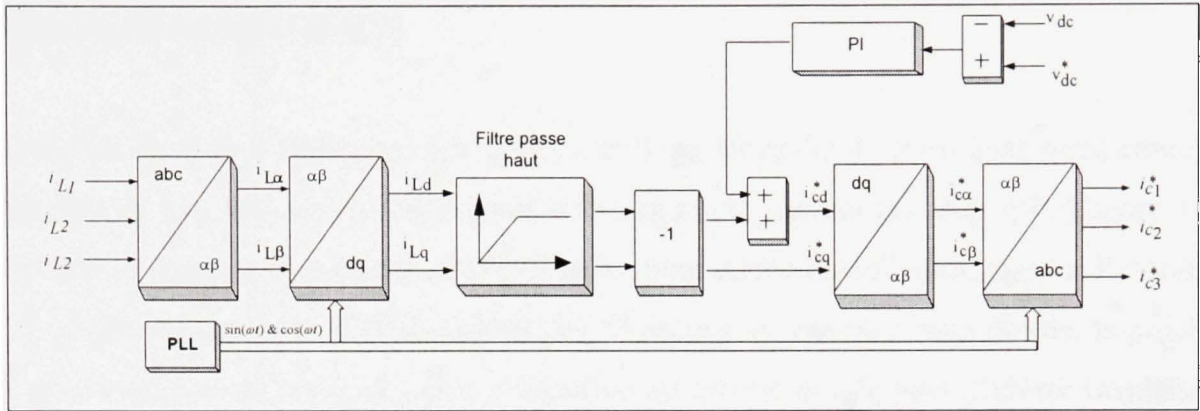
La régulation des courants consiste à l'asservissement des courants issus du réseau (commande indirecte en  $i_s$ ).



**Figure 1.20** Algorithme 'pq' d'extraction de référence par la méthode de contrôle indirecte.

#### 1.4.2.3 Méthode du courant instantané dq

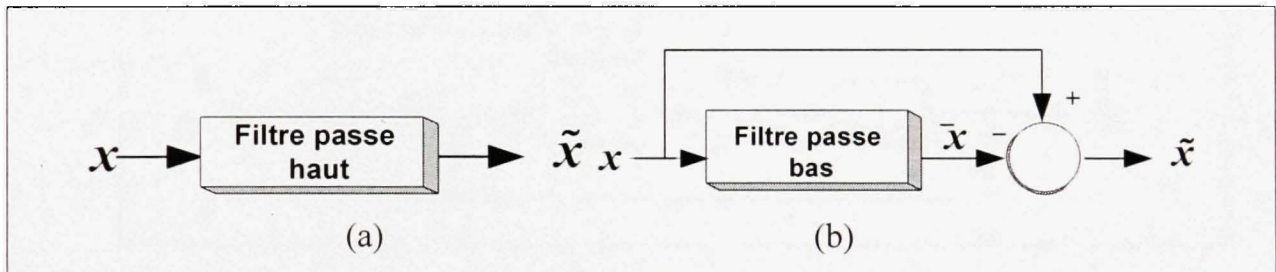
On transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de Park (Figure 1.21). Ainsi, les courants sont composés d'une composante continue, liée au fondamental, et d'une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas (Herrera, Salmeron et al. 2009).



**Figure 1.21** Schéma bloc d'identification des perturbations du courant avec la méthode du courant instantanée dq.

#### a) Filtre passe haut

Les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la Figure 1.22

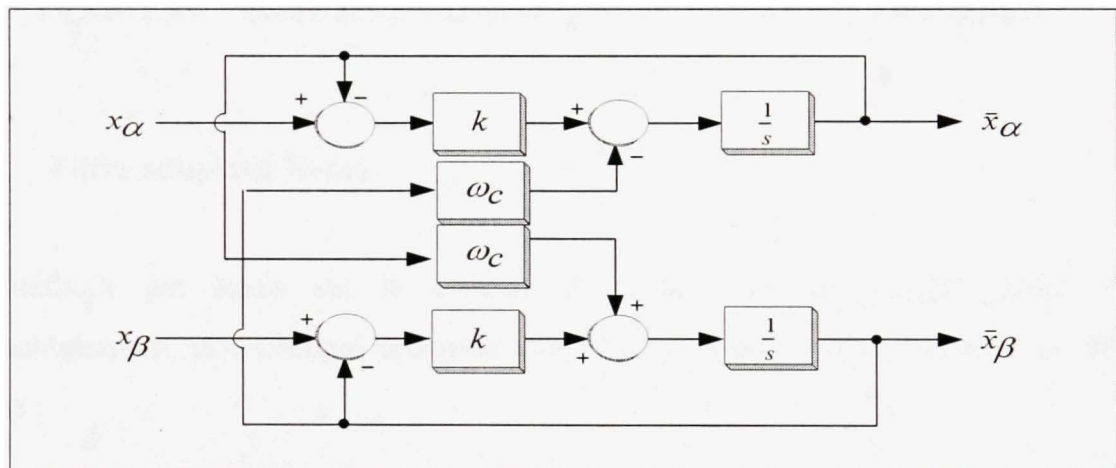


**Figure 1.22** Filtres classiques pour l'extraction de la composante harmonique.

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes.

### b) Filtre multi-variable (FMV)

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, suivant les axes  $\alpha$ - $\beta$  (Figure 1.23). La réponse en régime dynamique du filtre passe haut décrit précédemment pour l'extraction des harmoniques est lente. Si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et elle peut s'avérer insuffisante. Le filtre FMV permet d'outrepasser cette contrainte. Il permet ainsi de filtrer efficacement les composantes harmoniques et d'améliorer les performances du filtrage (Abdusalem, Mohamed Muftah, thèse).



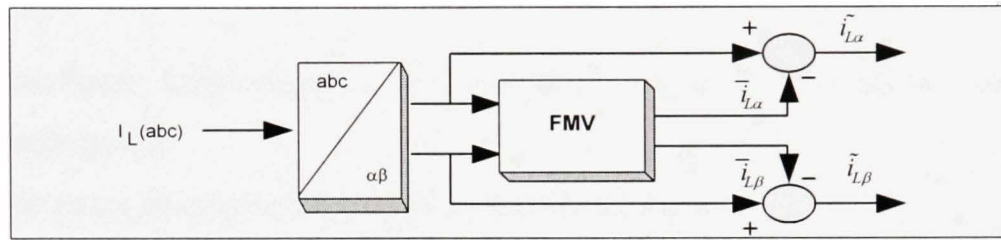
**Figure 123 Filtre multi-variable.**

Suivant les axes  $\alpha$ - $\beta$ , les expressions liant les composantes  $\tilde{x}_\alpha$  et  $\tilde{x}_\beta$  du filtre FMV aux composantes d'entrée  $x_\alpha$  et  $x_\beta$  sont les suivantes :

$$x_\alpha = \frac{k}{s} (x_\alpha(s) - \tilde{x}_\alpha(s)) - \frac{\omega_c}{s} \tilde{x}_\beta(s) \quad (1.1)$$

$$x_\beta = \frac{k}{s} \left( x_\beta(s) - \tilde{x}_\beta(s) \right) - \frac{\omega_c}{s} \tilde{x}_\alpha(s) \quad (1.2)$$

L'application de ce filtre pour extraire les courants harmoniques d'une charge non linéaire est donnée par la Figure 1.24.



**Figure 1.24 Filtre multi-variable pour l'extraction des harmoniques.**

#### 1.4.2.4 Filtre adaptatif Notch

Cette méthode est basée sur le concept du filtre 'adaptive notch filter' (ANF). Fondamentalement, la technique proposée par (Mojiri, Karimi-Ghartemani et al. 2006) se compose :

- D'un maître ANF qui estime les composantes fondamentales du signal et de sa fréquence.
- D'une multiplicité d'ANFs esclave, qui estiment les composants harmoniques du signal se basant sur l'évaluation de la fréquence fournie par le maître ANF.
- Le maître ANF et l'esclave ANF sont liés ensemble dans une structure parallèle, où des fréquences opérationnelles de l'ANF esclave sont dictées par la boucle d'évaluation de la fréquence incluse dans le maître ANF.



### 1.4.2.5 La Boucle à verrouillage de phase

Dans le cas de l'extraction des harmoniques et des courants réactifs, cette méthode est décrite comme suit : (Karimi-Ghartemani and Iravani 2002; Karimi-Ghartemani and Mokhtari 2006).

- Les courants harmoniques, les inter-harmoniques et réactifs sont extraits indépendamment.
- Sa structure est adaptative en ce qui concerne la fréquence.
- Sa structure est robuste en ce qui concerne les valeurs des paramètres internes.
- Sa performance est fortement à l'abri contre les bruits et les perturbations.
- L'exactitude et la vitesse de sa réponse sont contrôlables.
- Elle convient parfaitement pour des contrôleurs incorporés.

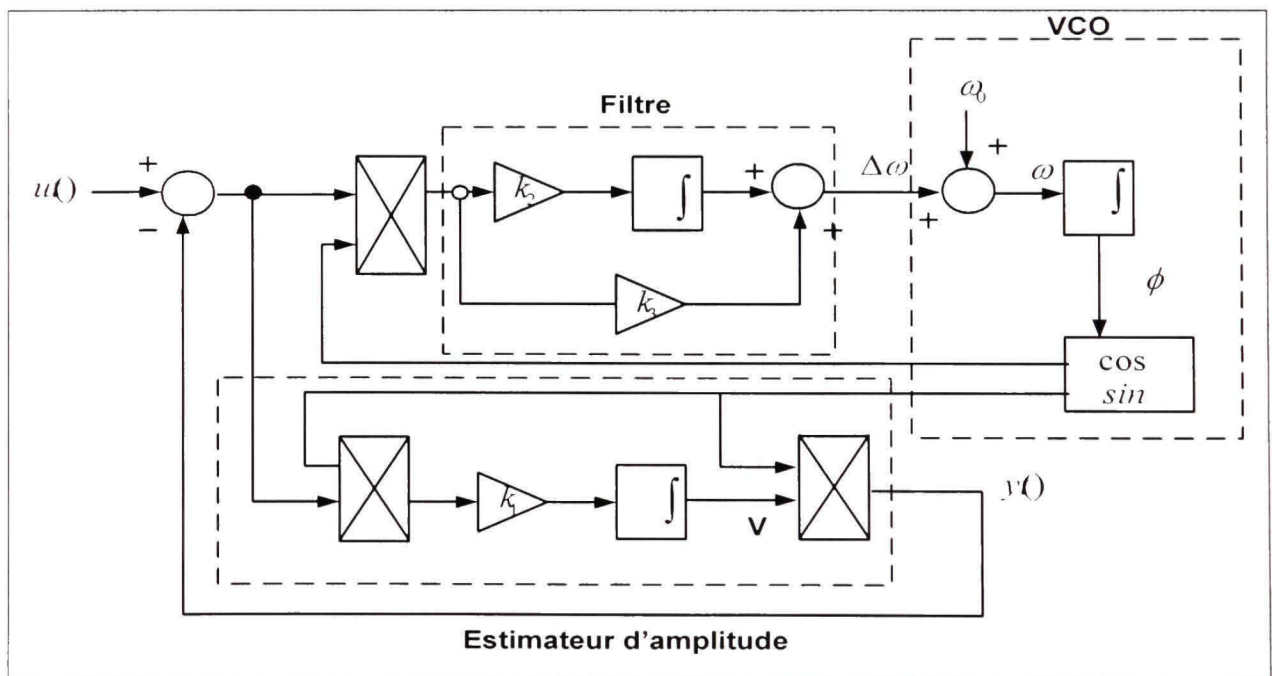


Figure 1.25 PLL pour l'extraction des harmoniques.

Ce système reçoit le signal d'entrée  $u(t)$  et fournit une estimation des signaux suivants :

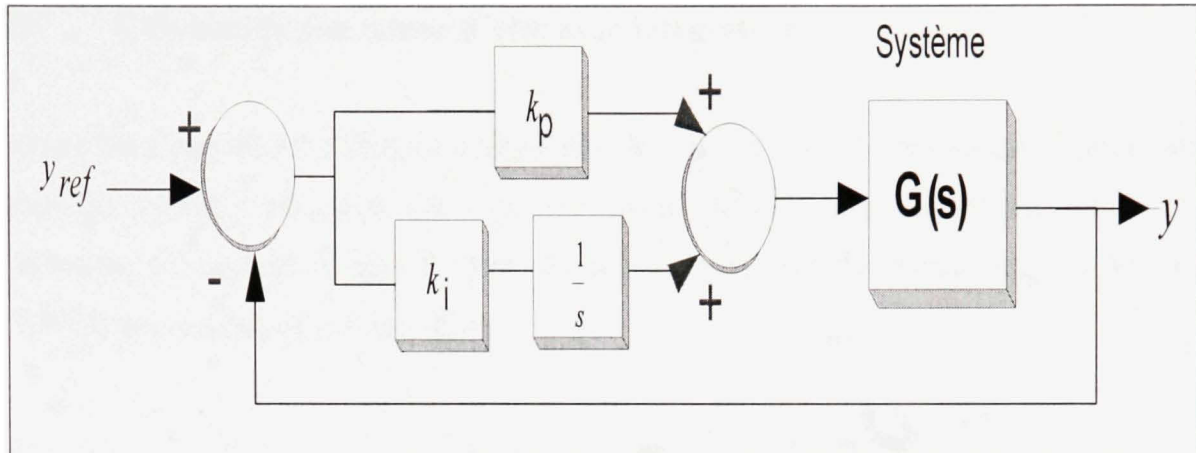
- 1) La composante fondamentale synchronisée,  $y(t)$ ,
- 2) L'amplitude,  $v(t)$  de  $y(t)$ ,
- 3) L'angle de phase,  $\varphi(t)$ , de  $y(t)$ ,
- 4) La déviation de fréquence  $\Delta\omega = \omega(t) - \omega_0$ ,
- 5) La dérivées temporelles de l'amplitude, de la phase et de la fréquence.

Ceci désigné porte le nom d'un PLL amélioré (EPLL). Le signal d'erreur,  $e(t) = u(t) - y(t)$  définit la distorsion totale de l'entrée. La vitesse de la réponse est déterminée par les paramètres  $k_1$ ,  $k_2$  et  $k_3$ . Ces paramètres contrôlent aussi le régime dynamique et le régime permanent. Ce système est en soi adaptatif et suit les variations de l'amplitude, de la phase et de la fréquence du signal d'entrée. Il est capable d'estimer exactement la composante fondamentale d'un signal pollué. Sa structure simple le rend approprié pour l'implantation en temps réel.

## **1.5 État de l'art des principaux régulateurs**

### **1.5.1 Régulateur proportionnel- intégral**

Ce type de contrôleur est largement utilisé pour la commande des systèmes linéaires. Sa structure est donnée par la Figure ci-dessous.



**Figure 1.26** Système incluant un contrôleur PI.

#### **a) Régulation proportionnelle**

Le rôle du gain  $K_p$  est de réduire l'erreur de réglage, qui est inversement proportionnelle à ce gain. Plus le gain est grand, plus l'erreur est réduite et plus la réponse devient de plus en plus oscillatoire.

#### **b) Régulation intégrale**

Le rôle principal de l'action intégrale  $\frac{k_i}{s}$  est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'action intégrale est un élément à retard de phase, donc l'augmentation de l'action intégrale (c.à.d. diminué  $T_i$ ) produit une instabilité car elle déplace le lieu de Nyquist vers la gauche. La valeur optimale est choisie pour satisfaire un compromis stabilité- rapidité.

### 1.5.2 Commande par retour d'état avec intégrateur

Le correcteur par retour d'état ne permet pas de faire le rejet de perturbation (annulation de l'erreur en régime permanent). Ce correcteur est modifié en lui rajoutant une action intégrale de telle façon à assurer le rejet de perturbation. La structure de commande par retour d'état est définie par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}x_I(k+1) &= x_I(k) + (y^*(k) - y(k)) \\ u(k) &= -Kx(k) - K_I x_I\end{aligned}\tag{1.3}$$

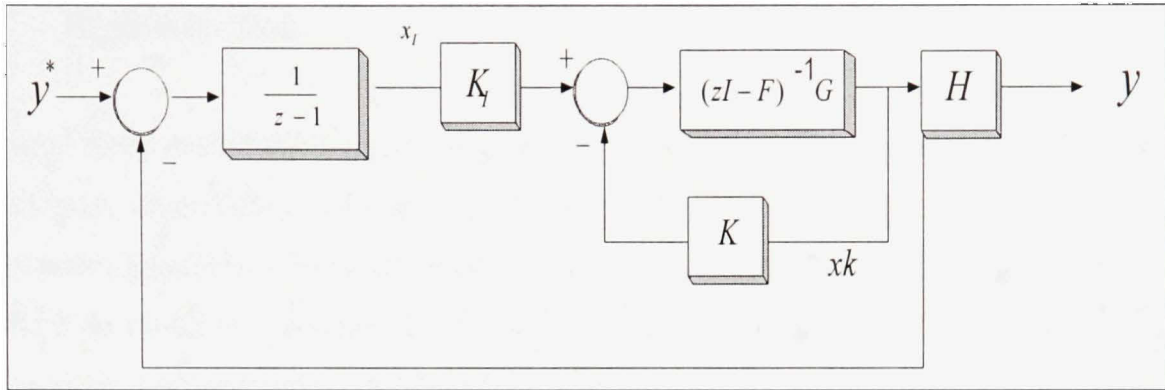
Où  $K$  et  $K_I$  sont des paramètres à déterminer.  $u(k)$  est la loi de commande. Une nouvelle variable d'état  $x_I$  est introduite. La variable  $x_I$  est déterminée par :

$$zx_I(k) = x_I(k) + (y^*(k) - y(k))\tag{1.4}$$

$$x_I(k) = \frac{(y^*(k) - y(k))}{z - 1}\tag{1.5}$$

Ce correcteur contient donc un intégrateur représenté par  $\frac{1}{z-1}$ . Le système en boucle fermé peut être représenté par la Figure suivante.





**Figure 1.27** Système incluant un contrôleur retour d'état avec intégrateur.

Avec un choix approprié par placement de pôle, la commande par retour d'état permet de déterminer les gains  $K$  et  $K_I$  et assurer le rejet de perturbation.

### 1.5.3 Régulateur quasi linéaire

La forme générale du compensateur quasi linéaire est donnée par :

$$G_c(s) = \frac{k \prod_{i=0}^{r-1} (s + z_i)}{\prod_{i=1}^{r-1} (s + a_i k^i)} \quad (1.6)$$

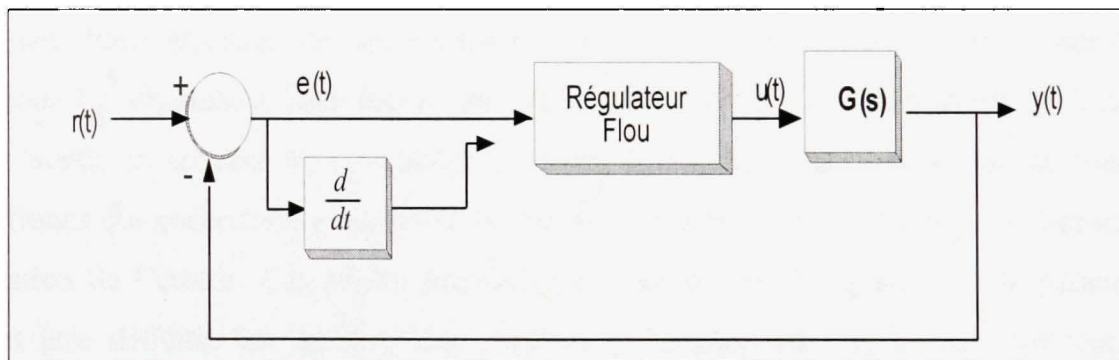
La raison de l'introduction de ce nouveau concept est d'éliminer les limitations de performance imposées au système. Il est possible de suivre les références sous des perturbations importantes et pour des paramètres du système inconnus. La réponse n'est pas oscillatoire pour des gains importants. Le concept du régulateur quasi linéaire s'explique par son adaptation automatique par la stabilité des pôles en boucle fermée (Kelemen 2002; Kelemen and Bensoussan 2004).

### 1.5.4 Régulateur flou

La logique floue est introduite par Zadeh en 1987. Elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif de l'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparant aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système (temps de réponse et dépassement).

#### 1.5.4.1 Régulateur flou de type Mamdani

La méthode de Mamdani utilise une approche basée sur les connaissances du domaine pour élaborer les règles d'inférences et le choix des fonctions d'appartenance. Une autre méthode permettant de déduire ces règles se fait à partir des connaissances à priori des résultats obtenus avec des régulateurs linéaires classiques. (Saad and Zellouma 2009).



**Figure 1.28** Régulateur flou de type Mamdani intégré pour le contrôle du système.

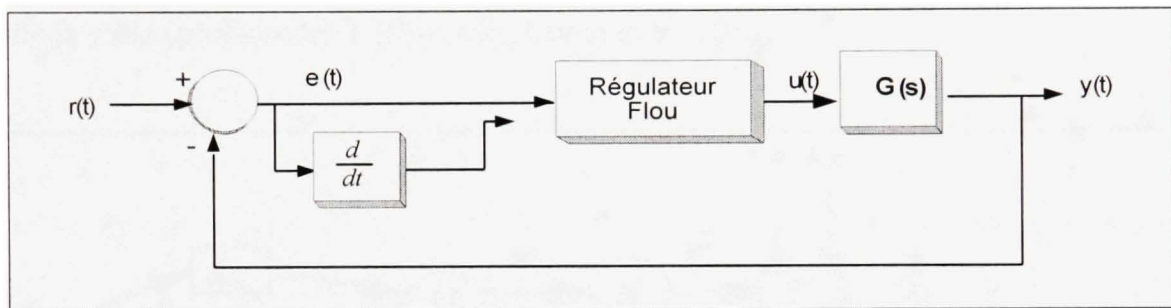
Tableau 1.1 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance

$\Delta e \backslash e$	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	N	N	Z
N	NG	N	Z	P	P
Z	N	Z	Z	P	P
P	Z	Z	P	P	PG
PG	Z	P	P	PG	PG

L'étape de fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrées et de sorties. Pour chacune de ces variables, on doit connaître à priori son intervalle de définition. Le régulateur flou reçoit comme entrée, l'erreur et la variation de l'erreur et comme sortie la tension de commande. L'étape d'inférence est l'étape où on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de la variation de l'erreur. Ces règles peuvent être déduites par l'expertise de la personne, où peuvent être déduites en utilisant des résultats préalablement acquis avec les régulateurs classiques tels que le proportionnel-intégral (PI), le proportionnel-intégral dérivée (PID). L'étape de défuzzification consiste à obtenir une valeur réelle à partir de la surface obtenue dans l'étape d'inférence. Plusieurs méthodes de défuzzification existent. On peut citer : Centroid, Bisector, Mom, Som, Iom.

### 1.5.4.2 Régulateur flou de type Sugeno

La méthode Takagi-Sugeno-Khan est introduite en 1985. Elle est similaire à celle de Mamdani sur plusieurs aspects. Les deux premières parties (moteur d'inférence et fuzzification) sont exactement les mêmes, la différence principale réside à la sortie du régulateur flou (commande  $u$ ). Dans la méthode de Sugeno, la sortie est de type linéaire ou de type constant (Bhende, Mishra et al. 2006).



**Figure 1.29 Régulateur flou de type Sugeno pour le contrôle du système.**

**Tableau 1.2 Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenance**

$\Delta e$ \ $e$	NG	N	Z	P	PG
NG	$a_{11}$	$a_{12}$	$a_{13}$	$a_{14}$	$a_{15}$
N	$a_{21}$	$a_{22}$	$a_{23}$	$a_{24}$	$a_{25}$
Z	$a_{31}$	$a_{32}$	$a_{33}$	$a_{34}$	$a_{35}$
P	$a_{41}$	$a_{42}$	$a_{43}$	$a_{45}$	$a_{45}$
PG	$a_{51}$	$a_{52}$	$a_{53}$	$a_{54}$	$a_{55}$



### 1.5.4.3 Régulateur flou de type ANFIS (Adaptive Neuro-Inference System)

Le système utilise un apprentissage avec minimisation d'erreur de type hybride (mélange entre back-propagation et les moindres carrés) pour optimiser les paramètres du système flou de 1<sup>er</sup> ordre (système Sugeno). Le principe d'optimisation consiste à récupérer les données à l'entrée et à la sortie du régulateur flou précédemment déterminé avec la méthode de type Mamdani ou Sugeno. Ensuite ces données seront présentées à l'entrée de ANFIS (Adaptive-Neuro-Fuzzy-Inference Systems), ces données sont composées des entrées  $e$  et  $\Delta e$  et de la cible (professeur)  $Y$  (Bayindir, Cuma et al. 2006).

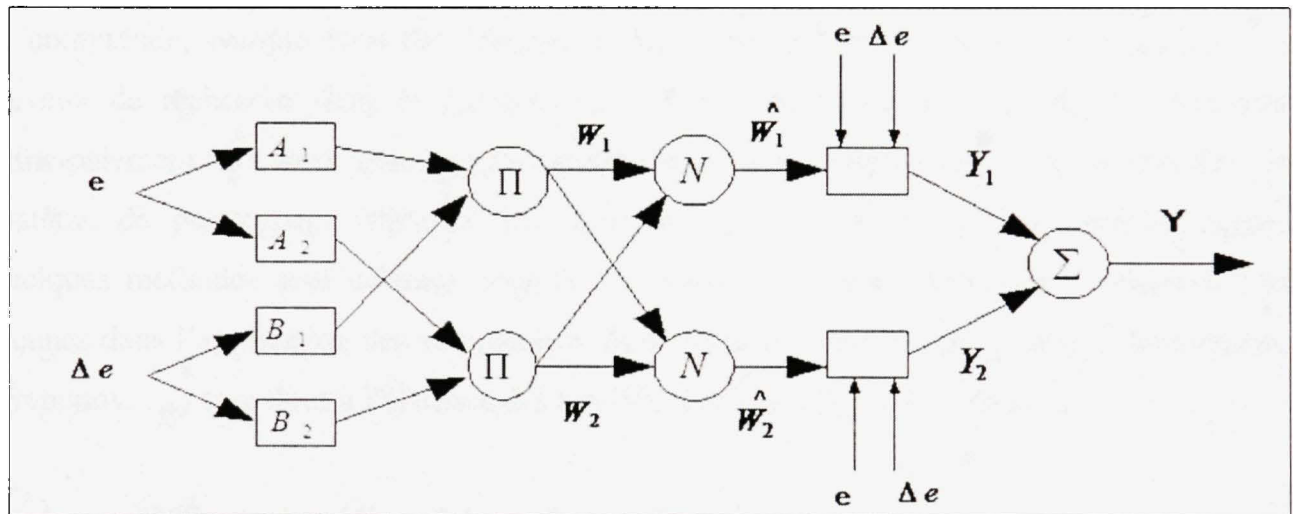


Figure 1.30 Structure du régulateur ANFIS.

## 1.6 État de l'art des principaux techniques de commandes

Les performances des filtres actifs ou hybrides dépendent très fortement d'une part de plusieurs facteurs :

- De l'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions.
- Du mode de contrôle utilisé (MLI, hystérésis, hystérésis modulée, ...) pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance.
- Des performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif.

D'autre part, les performances du filtre actif dépendent également de la technique retenue (analogique ou numérique) lors de la mise en œuvre pratique de la commande.

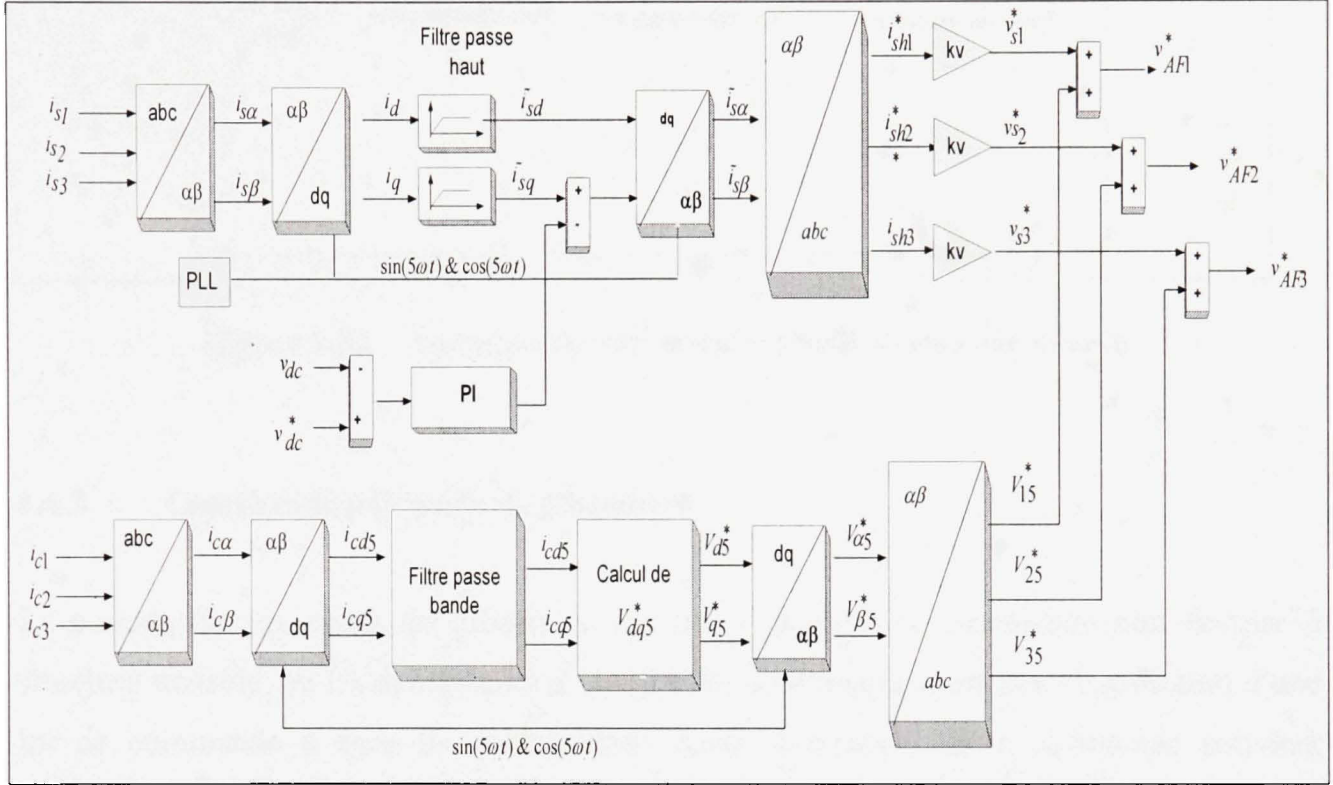
Le filtrage actif exige en effet des performances temps réels élevées lors de l'implantation de la commande, compte tenu des fréquences des harmoniques à générer. Aujourd'hui, les travaux de recherche dans le domaine du contrôle des systèmes électriques s'orientent principalement vers deux technologies numériques lors de l'implantation des commandes : le système de prototypage dSPACE ou la technologie FPGA. Dans la littérature, seules quelques méthodes sont utilisées pour la commande du filtre hybride shunt triphasé. Les lacunes dans l'application des commandes dites avancées (non linéaire, mode de glissement, Lyapunov, ...) sont dues à l'absence des modèles des filtres hybrides triphasés.

### **1.6.1 Méthode du référentiel synchrone (SRF)**

La Figure ci-dessous présente le schéma global classique de contrôle du filtre hybride shunt. Pour les deux boucles de contrôle, la méthode synchrone (Synchronous Reference Frame) est utilisée afin d'identifier les références en tension de l'onduleur.

Le principe de cette méthode est basé sur l'utilisation d'une PLL et de la transformation de Concordia afin de déterminer les composantes d'axes  $d-q$  des courants et tensions dans le repère de Park. Ensuite les composantes alternatives ont été extraites à l'aide de deux filtres passe haut du premier ordre pour la boucle de retour, et un filtre passe bande pour extraire la

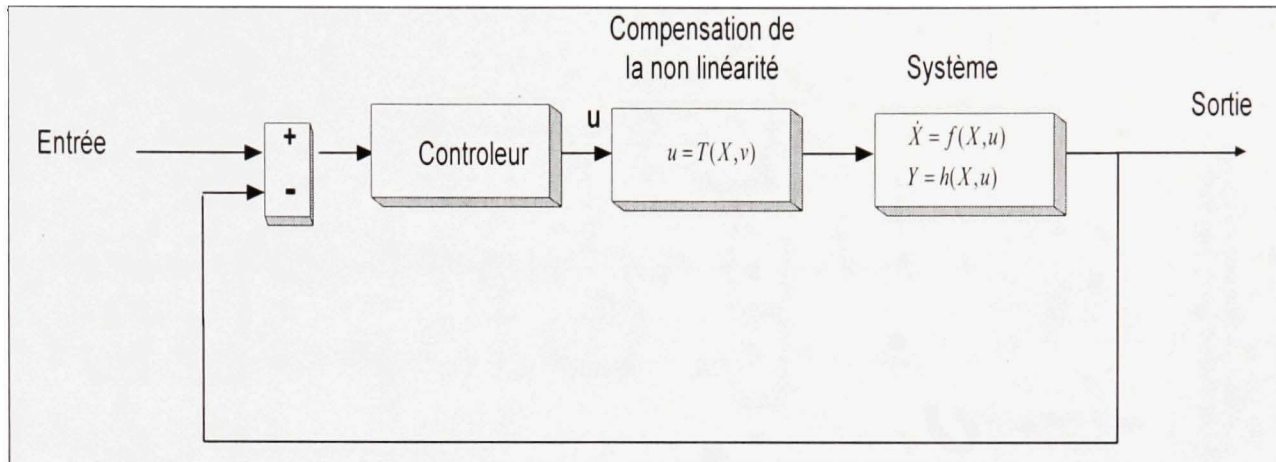
composante de la cinquième harmonique pour la boucle feedforward (Wiroj, Hatada et al. 2007).



**Figure 1.31 Schéma classique de la méthode du référentiel synchrone pour le filtre hybride shunt.**

### 1.6.2 Commande non linéaire

La commande non-linéaire repose sur deux étapes principales. La première étape est la détermination de la loi de commande en dérivant autant de fois la sortie du système jusqu'à ce que l'entrée  $u$  du système apparaisse. La deuxième étape consiste à appliquer des contrôleurs linéaires au système linéarisé précédemment de façon à imposer des dynamiques bien spécifiques au système en boucle fermée. Le principe de cette technique est décrit par la Figure 33. (Mendalek, Al-Haddad et al. 2003), (Nesrine, Yacoubi, thèse).

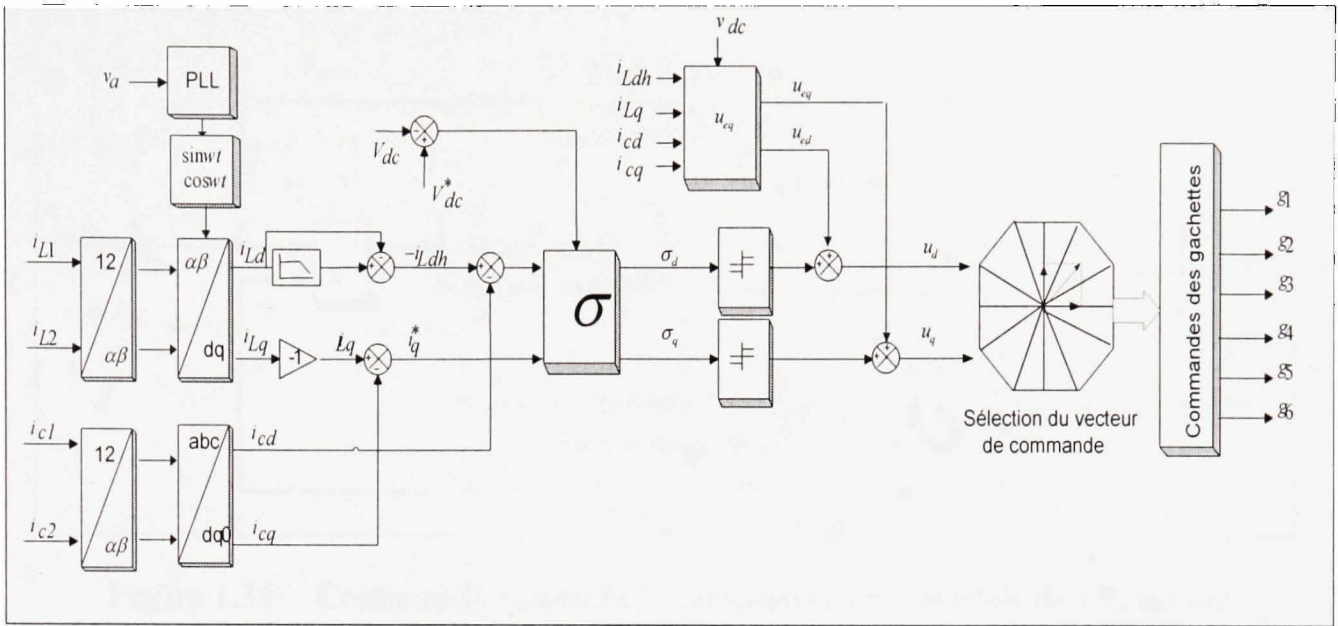


**Figure 1.32 Commande non linéaire par linéarisation exacte.**

### 1.6.3 Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable, où les dynamiques d'un système sont transformées par l'application d'une loi de commande à base de commutation haute fréquence. Cette commande convient parfaitement pour les filtres actifs dont la configuration varie avec les séquences de fonctionnement. Le fait que le modèle dynamique d'un filtre actif varie dans le temps, rend l'application de la commande par mode de glissement très appropriée. Le concept de mode de glissement est également dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov pour extraire les lois de commande et vérifier la stabilité. Il s'agit de forcer les trajectoires d'états d'un système dynamique vers une certaine surface, appelée surface de glissement ou surface de commutation. Ce principe est représenté par la Figure ci-dessous dans le cas de la commande du filtre actif commandé par mode de glissement (Gous and Beukes 2004; Matas, de Vicuna et al. 2008; Mendalek, Al-Haddad et al. 2008; Komurcugil 2009; Mendalek 2009).

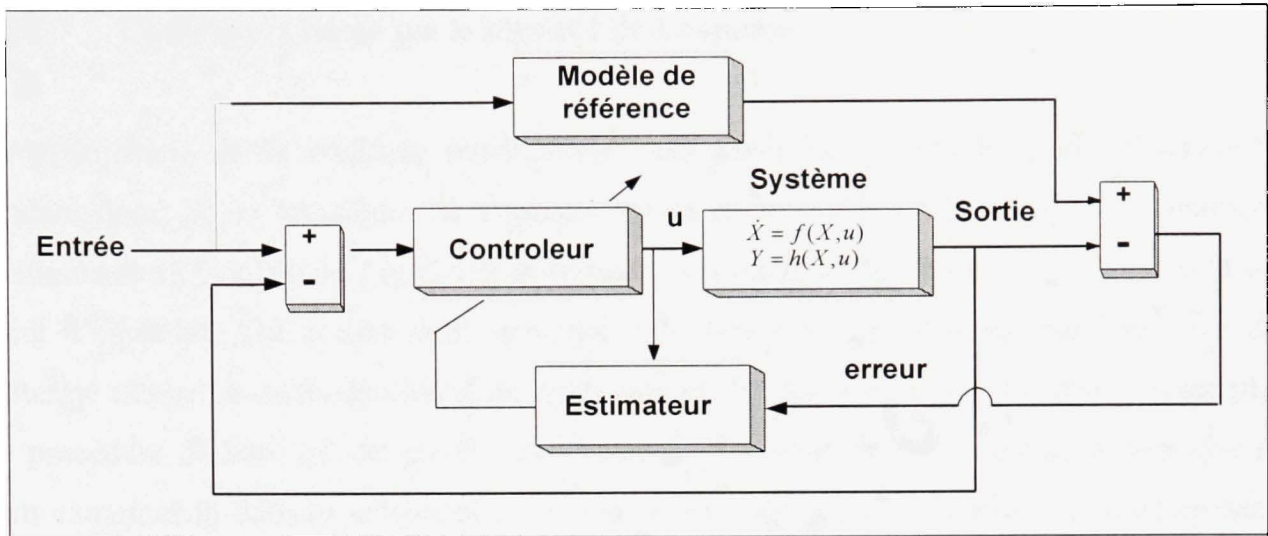




**Figure 1.33 Commande par mode de glissement.**

#### 1.6.4 Commande adaptative directe

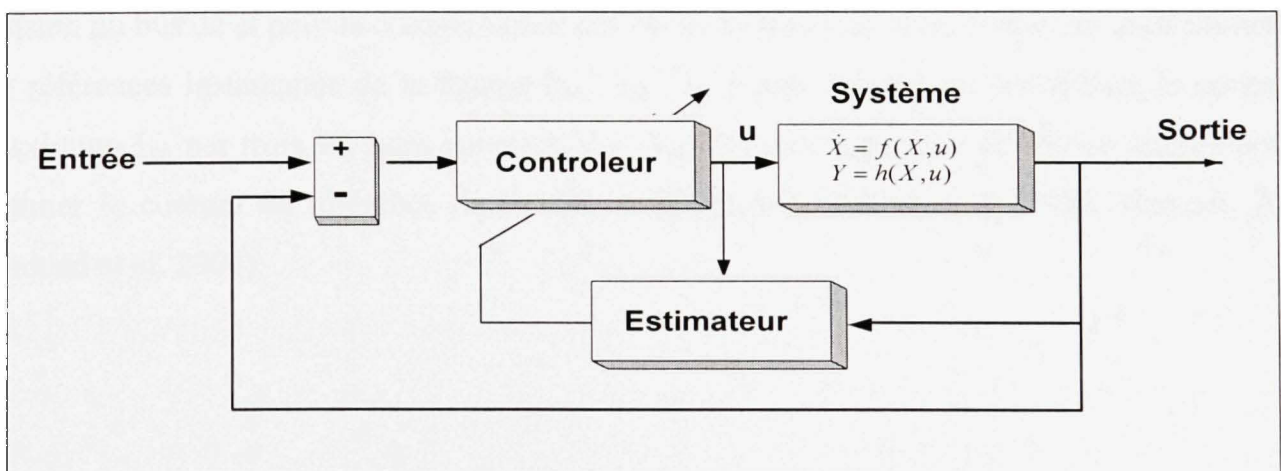
Le principe de la commande adaptative directe est représenté par la Figure 134. Les paramètres des contrôleurs sont directement mis à jour par une loi d'adaptation, déterminée de façon à avoir la dérivée de l'énergie asymptotiquement stable. Les dynamiques du système commandé doivent suivre un modèle de référence d'où son nom 'commande adaptative avec modèle de référence.



**Figure 1.34** Commande non linéaire adaptative avec modèle de référence.

### 1.6.5 Commande adaptative indirecte

La commande adaptative indirecte est représentée à la Figure 1.35, les paramètres du contrôleur sont estimés à partir des paramètres du système. Cette estimation utilise un algorithme des moindres carrés ou d'autres variantes (Yacoubi, Al-Haddad et al. 2006).



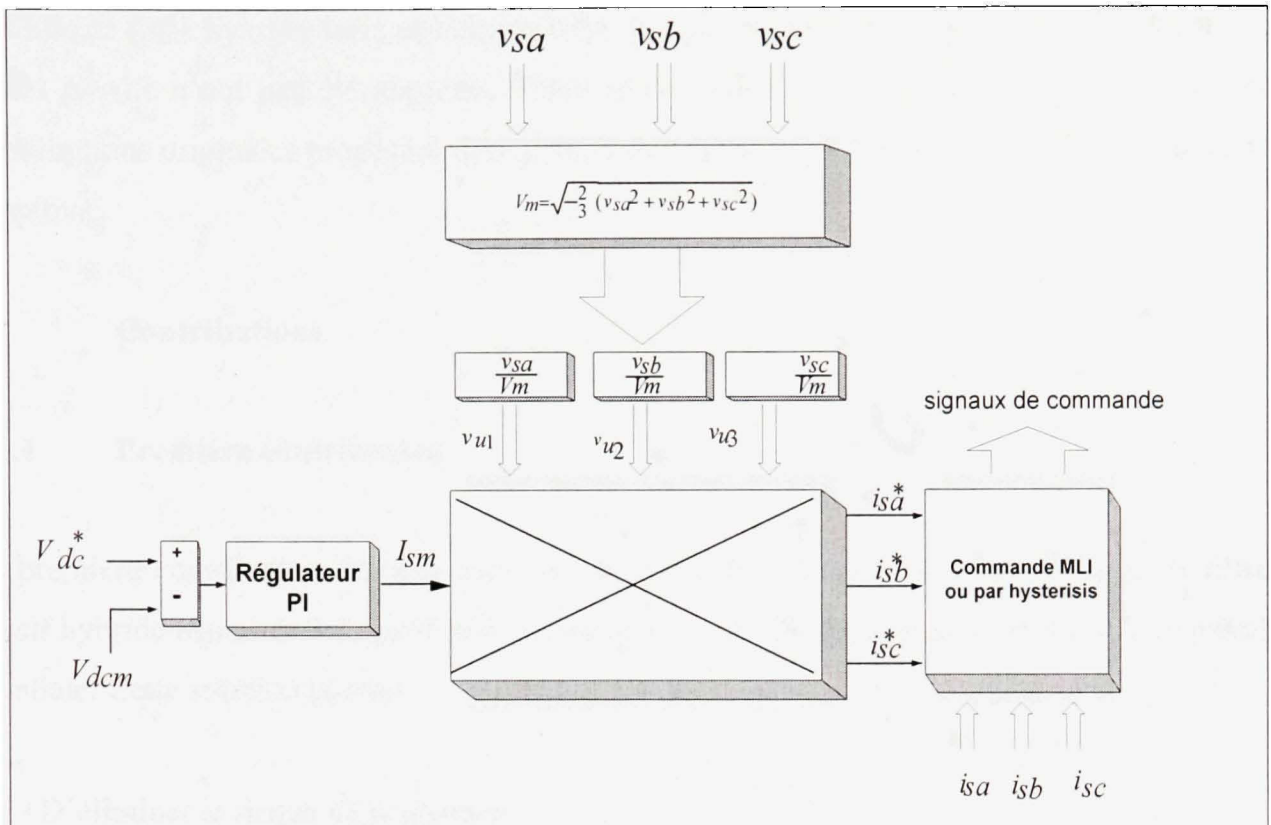
**Figure 1.35** Commande non linéaire adaptative indirecte.

### 1.6.6 Commande basée sur la stabilité de Lyapunov

La philosophie de la méthode réside dans l'extension mathématique d'une observation fondamentale de la physique. Si l'énergie totale d'un système est dissipée de manière continue, alors le système, (qu'il soit linéaire ou non linéaire) devra rejoindre finalement un point d'équilibre. On pourra donc conclure à la stabilité d'un système par l'examen de l'énergie totale. La méthode directe de Lyapunov est fondée sur l'extension de ces concepts. La procédure de base est de générer une fonction d'énergie pour le système dynamique et d'en examiner la dérivée temporelle. On peut ainsi conclure à la stabilité du système sans avoir recours à la solution explicite des équations différentielles non linéaires (Komurcugil and Kukrer 2005; Komurcugil 2007).

### 1.6.7 Commande indirecte du filtre actif

Le principe de la commande indirecte est donné à la figure 1.36. Il est décrit comme suit : la tension du bus dc du filtre actif est mesurée et comparée avec une tension de référence  $V_{dc}^*$ . L'erreur qui y est engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, qui estime le courant maximum de la source  $I_{sm}$ . Ce courant prend en charge le courant actif pour la régulation de la tension du bus dc et pour la compensation des pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de références instantanés de la source ( $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ ,  $i_{sc}^*$ ) sont évalués en multipliant le courant maximum  $I_{sm}$  par trois vecteurs unitaires  $V_{u1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{u3}$  de la tension de source utilisés pour estimer le courant de référence de la source (Singh, Al-Haddad et al. 1999; Hamadi, Al-Haddad et al. 2004).



**Figure 136 Commande indirecte du filtre actif.**

## 1.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'abord d'identifier les différents problèmes pour la compensation des perturbations générées par les charges non-linéaires et leur impact sur le réseau électrique de distribution. Ensuite, les différents problèmes qui sont liés à la qualité de l'onde et qui ont beaucoup d'impact sur le coût et les performances des compensateurs ont été soulevés. Ce chapitre présente également une revue de la littérature des travaux de recherche portant sur les compensateurs actifs, hybrides et passifs pour la compensation des perturbations. Ces analyses permettront au lecteur de constater et d'évaluer l'avancement de la recherche dans ce domaine. Cependant, malgré la multitude de ces travaux, on remarque que : la modélisation du filtre hybride shunt triphasé, la compensation des perturbations de tension en



utilisant le filtre hybride série et l'élimination des phénomènes de résonance en utilisant des filtres passifs n'ont pas été abordées d'une façon concrète. Ce qui permettra de situer les contributions originales proposées dans cette thèse et qui seront présentées dans les prochains chapitres.

## **1.8 Contributions**

### **1.8.1 Première contribution**

La première contribution de cette thèse est la conception d'une nouvelle topologie de filtre passif hybride triphasé. Il s'agit d'une combinaison d'un filtre passif série et d'un filtre passif parallèle. Cette solution permet :

- D'éliminer le risque de résonance.
- De compenser les courants harmoniques.
- De compenser les tensions harmoniques.

### **1.8.2 Deuxième contribution**

La deuxième contribution porte sur la conception d'une nouvelle topologie de filtre passif hybride triphasé. Il s'agit d'une combinaison d'un filtre passif série et d'un filtre passif parallèle, auquel on adjoint des thyristors en tête bêche pour contrôler le courant dans l'inductance du filtre passif parallèle. Cette topologie permet :

- D'éviter la résonance avec l'impédance du réseau.

- De réduire le dimensionnement de l'inductance du filtre passif série en utilisant la technique de l'inductance mutuelle, ainsi que celle du filtre passif parallèle en utilisant le TCR.
- De compenser automatiquement la puissance réactive consommée par la charge.
- De compenser les harmoniques de courant.

### **1.8.3 Troisième contribution**

La troisième contribution porte sur la proposition d'un nouveau model du filtre hybride shunt, ce qui a permis d'appliquer une commande avancée et de la valider expérimentalement en utilisant dSPACE.

### **1.8.4 Quatrième contribution**

Elle porte sur une nouvelle modélisation du filtre hybride shunt, cette modélisation a permis d'éviter l'utilisation de la dérivée de la tension coté continue du filtre actif au dénominateur et d'appliquer la commande par mode de glissement (publier dans ISIE 2010).

### **1.8.5 Cinquième contribution**

La cinquième contribution consiste en une nouvelle topologie du filtre hybride série triphasé. Cette topologie permet de compenser les creux et les surtensions en plus des harmoniques et du facteur de puissance.

## CHAPITRE 2

### FILTRE PASSIF TRIPHASÉ

#### 2.1 Introduction

La contamination harmonique dans les réseaux de distribution est due en grande partie à l'utilisation croissante des charges non linéaires. En effet, ces charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive. Ces harmoniques de courant vont à leur tour générer des tensions harmoniques aux différents points de connexion du réseau électrique de distribution. Ces tensions harmoniques se propagent dans les réseaux et perturbent le fonctionnement de certains équipements électriques voire même engendrent leur destruction. Cette pollution harmonique se traduit aussi par des surcoûts importants pour l'utilisateur : surdimensionnement des installations, perte de productivité, etc. C'est pour cette raison que des normes, telles que IEEE Standard 519 et IEC 555-2, qui imposent une limite maximale du Taux de Distorsion Harmonique (TDH) des grandeurs électriques caractérisant l'alimentation, existent actuellement (Santana, Al-Haddad et al. 2007). Des solutions classiques, à base de filtres passifs sont souvent pénalisantes, par ailleurs, leur mise en œuvre nécessite des précautions, notamment pour éviter l'apparition de résonances gênantes. Ces filtres présentent aussi des inconvénients tels que l'inadaptabilité aux variations du spectre harmonique suite aux évolutions de la charge (Yaow-Ming 2003). Ces solutions sont généralement utilisées pour absorber les courants harmoniques et compenser la puissance réactive (Rahmani, Al-Haddad et al. 2005; Singh, Verma et al. 2005; Rahmani, Hamadi et al. 2007; Hamadi, Rahmani et al. 2009; Rahmani, Hamadi et al. 2009).

Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle topologie du filtre passif hybride (FPH) pour améliorer le comportement des filtres passifs et remédier aux problèmes d'inadaptabilité et de résonance des filtres passifs classiques. Nous nous intéressons en particulier à la

compensation des harmoniques de la tension, du courant et du facteur de puissance. Ce FPH est formé d'une combinaison d'un filtre passif parallèle (FPP) et d'un filtre passif série (FPS). Le FPP convient pour une charge de type source de courants harmoniques. Il est constitué par des circuits résonants séries LC, dont chacun est accordé à une fréquence fondamentale. Une seule cellule (LC parallèle) est chargée d'éliminer tous les harmoniques en haute fréquence. En plus, le FPP peut aussi fournir une compensation limitée de la puissance réactive et peut aussi assurer la régulation de la tension aux bornes de la charge. Le FPS a été trouvé approprié pour les harmoniques de type source de tension. Il empêche les harmoniques de courant de circuler du côté de la source d'alimentation à cause de sa grande impédance à la fréquence des harmoniques. Le FPS a permis de rendre la compensation des harmoniques pratiquement indépendante de l'impédance du réseau.

Dans cette première partie, nous avons proposé une topologie monophasée du filtre hybride passif, composée d'une combinaison d'un filtre passif série et d'un filtre passif parallèle. Cette topologie a permis de mettre en commun les avantages des filtres passifs séries avec les avantages des filtres passifs parallèles tout en corrigeant leurs inconvénients. Ensuite, nous avons étudié un filtre passif hybride triphasé pour la compensation des perturbations dues aux courants harmoniques et au facteur de puissance engendrées par les charges non linéaires de types source de tension ou de type source de courant. Les résultats expérimentaux et de simulation seront présentés afin de valider et de montrer les performances de filtrage de ces nouvelles configurations proposées. Le travail présenté dans ce chapitre a fait l'objet des publications (Rahmani, Hamadi et al. 2008; Rahmani, Hamadi et al. 2009).



## 2.2 Filtre passif hybride monophasé

### 2.2.1 Configuration du filtre hybride passif monophasé

Le système étudié est donné à la figure 2.1. Le filtre passif hybride est connecté entre le réseau d'alimentation et les charges non linéaires. Le FPH est formé par un filtre passif série constitué par un filtre passe bande accordé à la fréquence fondamentale et d'un filtre passif parallèle constitué d'un filtre passif coupe bande accordé à la fréquence fondamentale.

La combinaison parallèle-série passif (FPH) est une solution pour compenser les harmoniques de tension, les harmoniques de courant et la puissance réactive. L'exploitation des avantages de ces deux types de filtres permet d'éliminer les inconvénients inhérents à chacun d'entre eux.

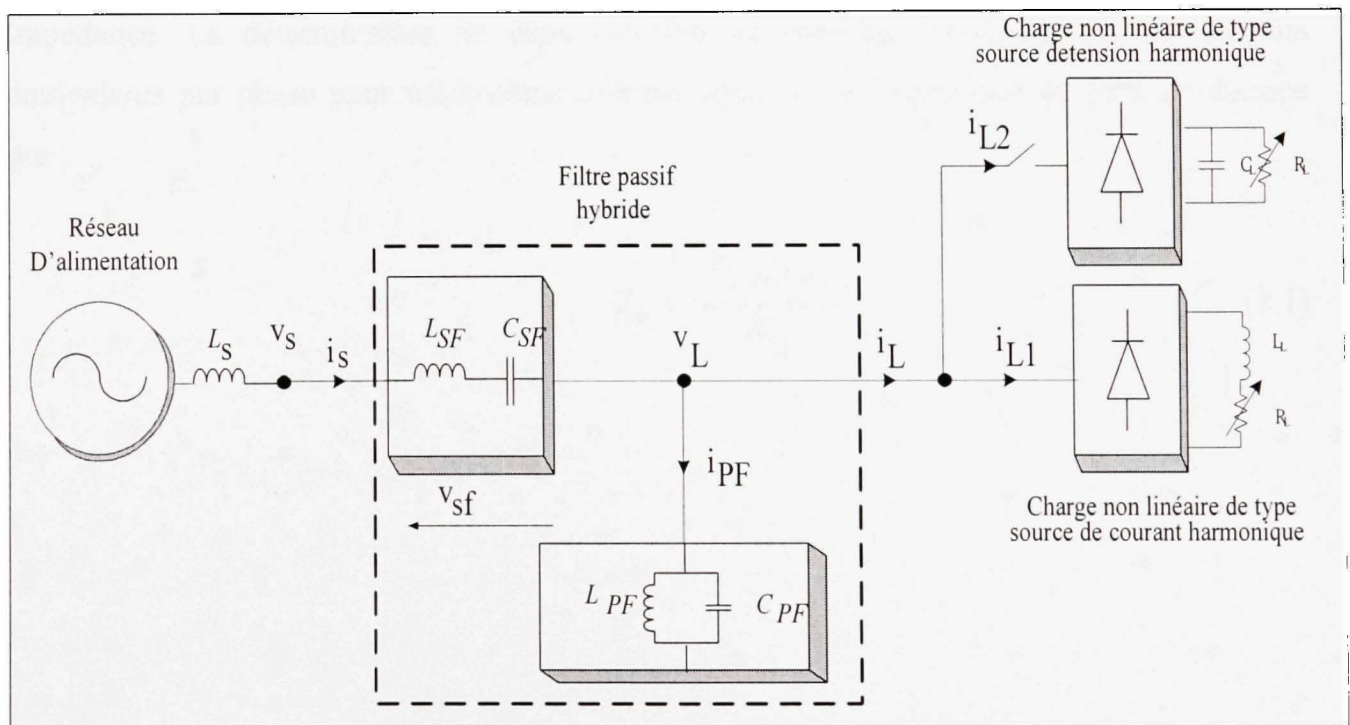


Figure 2.1 Filtre passif hybride monophasé proposé.

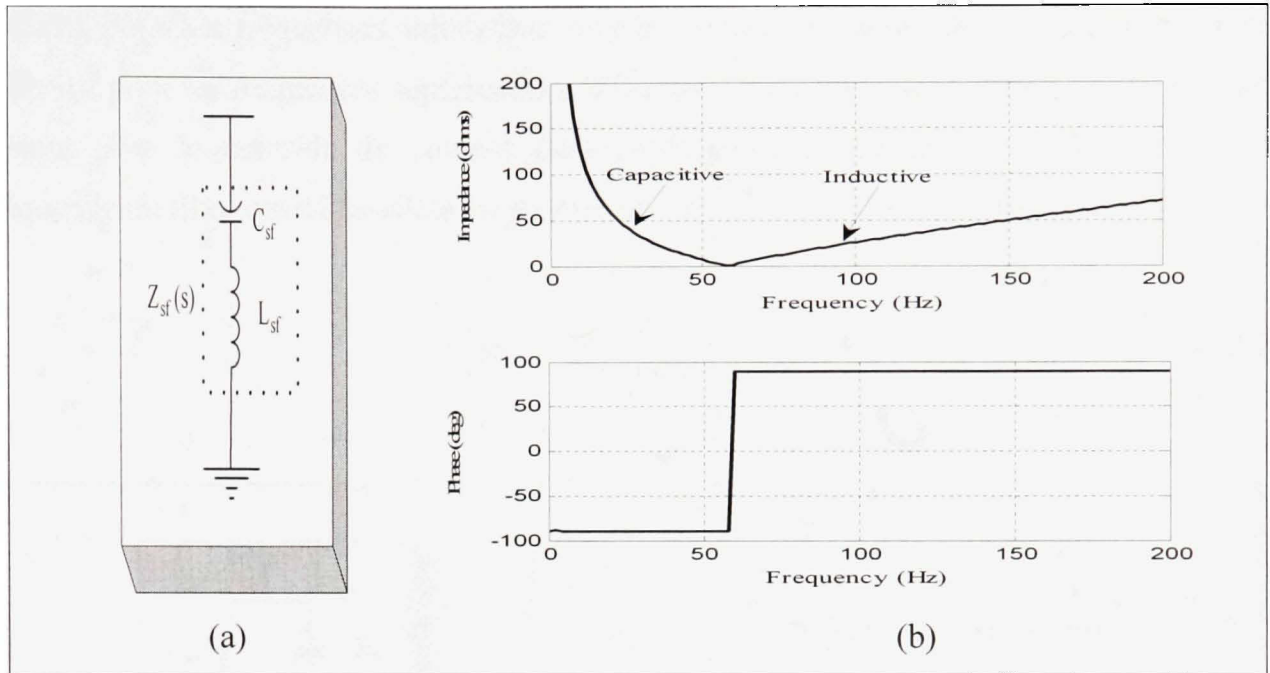
### 2.2.2 Principe de la compensation

Cette combinaison réciproque est insensible à la variation de l'impédance du réseau électrique. Elle élimine ainsi tout risque de résonance, car elle déplace la fréquence de résonance du système au dessous de 80 Hz où on ne s'attend à aucune excitation. D'une part, cette complémentarité facilite la circulation des courants harmoniques dans le FPP du fait que ce dernier présente une grande impédance à la fréquence fondamentale et une très faible impédance à la fréquence des harmoniques. D'autre part le FPS bloque les courants harmoniques, il présente une impédance importante à la fréquence des harmoniques et une très faible impédance à la fréquence fondamentale.

### 2.2.3 Filtre passif série

Les figures 2.2a et 2.2b montrent respectivement, le FPS et la réponse fréquentielle de son impédance. La détermination de cette fonction de transfert est basée sur des circuits équivalents par phase pour un système triphasé équilibré. L'impédance du FPS est donnée par :

$$Z_{sf} = \frac{s^2 L_{sf} C_{sf} + 1}{s C_{sf}} \quad (2.1)$$



**Figure 2.2** Filtre passif passe-bande: (a) Filtre passif série, (b) Impédance du filtre passif série en fonction de la fréquence.

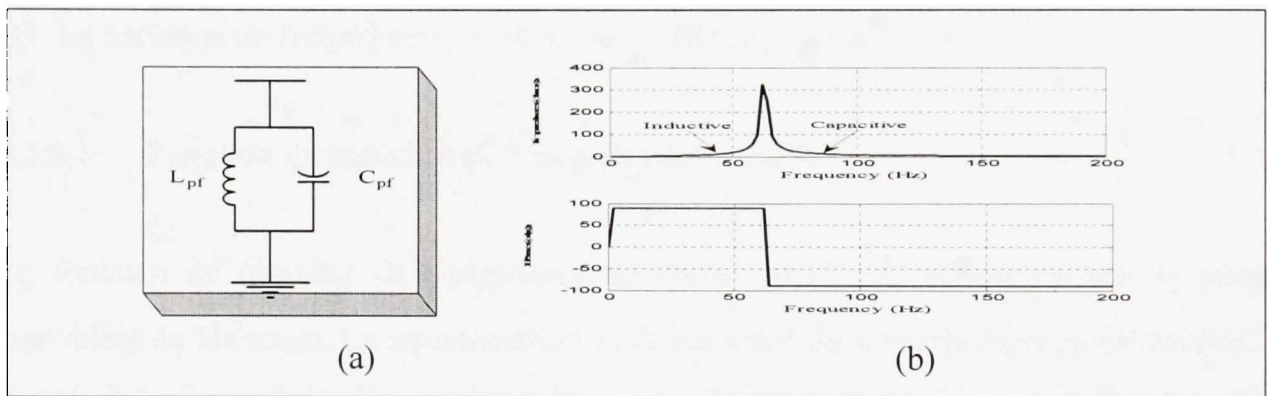
La représentation harmonique de cette impédance donnée à la figure 2.2b montre que le filtre passif série présente une grande impédance à la fréquence des harmoniques (supérieure à 300 Hz) ; ceci aide ainsi à bloquer significativement les harmoniques de courants générés par la charge non linéaire à se diriger vers le réseau d'alimentation. Son impédance à la fréquence fondamentale (60 Hz) est nulle.

#### 2.2.4 Filtre passif parallèle

Le filtre passif shunt est montré à la Figure 2.3. Il est constitué d'une inductance en parallèle avec un condensateur. Il présente une impédance faible pour tous les harmoniques et une impédance suffisamment importante au fondamental, ce qui empêche les courants harmoniques de se propager vers le réseau. Le filtre passif parallèle à un comportement

inductif pour les fréquences inférieures à la fréquence fondamentale et un comportement capacitif pour les fréquences supérieures à la fréquence fondamentale, ce qui est un avantage majeur pour le contrôle du courant dans l'inductance. L'impédance en fonction de la fréquence du filtre passif parallèle est donnée par la Figure 2.3b. Elle est exprimée par :

$$Z_{pf} = \frac{sL_{pf}}{s^2 L_{pf} C_{pf} + 1} \quad (2.2)$$



**Figure 2.3 Filtre passif passe bande : (a) Filtre passif parallèle, (b) Impédance du filtre passif shunt en fonction de la fréquence.**

La relation 2.3 montre qu'elle admet un zéro à l'origine et deux pôles doubles à la fréquence

$(\omega_s)^2 = \frac{1}{L_{pf} C_{pf}}$ . À partir de l'observation de la figure 2.3b, la représentation fréquentielle de

l'impédance montre qu'elle a un comportement passe bande synchronisé à la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation.



### 2.2.5 Filtre passif hybride

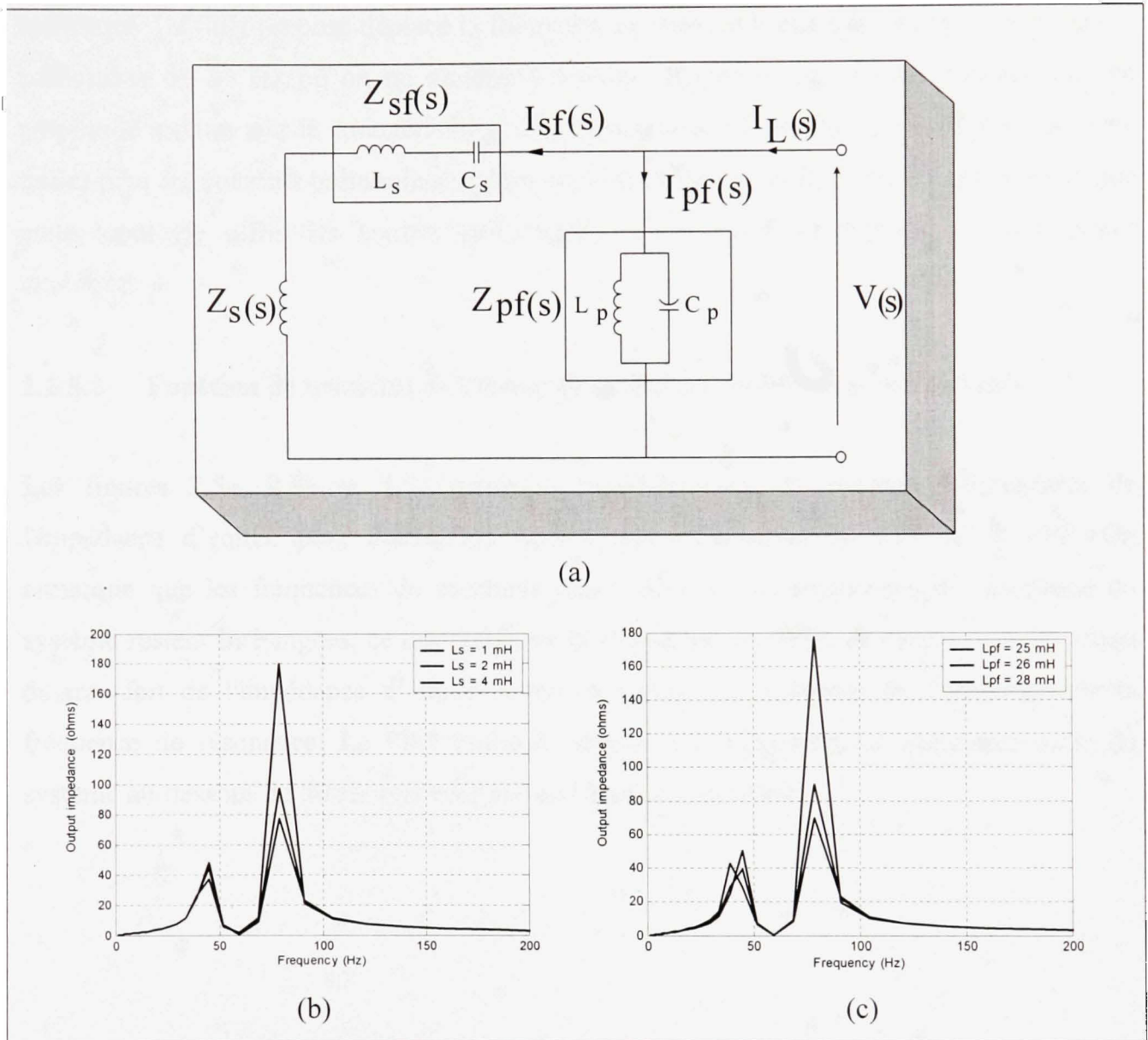
Les fonctions de transfert des impédances de sortie et d'entrée ont été utilisées pour analyser et étudier :

- 1) Les performances du filtre hybride passif proposé, sa sensibilité aux fréquences spécifiques (les risques de l'apparition des phénomènes de résonance série ou parallèle).
- 2) Son comportement lors de la variation de l'impédance de la source.
- 3) La variation de l'impédance du filtre sous l'effet de la température.

#### 2.2.5.1 Fonction de transfert de l'impédance de sortie

La fonction de transfert de l'impédance de sortie  $H_o(s)$  est représentée par le schéma équivalent de Thévenin. La représentation de l'impédance de sortie du filtre passif hybride est donnée à la figure 2.4a. En pratique, la tension d'alimentation et les impédances du filtre sont variables dans le temps, donc, il est nécessaire d'examiner les performances du FPH en considérant des variations dans les impédances du filtre et dans les impédances de la source. Les figures 2.4b et 2.4c montrent respectivement, la réponse fréquentielle de l'impédance de sortie pour différentes valeurs des inductances du filtre passif parallèle et de la source. La fonction de transfert de l'impédance de sortie peut être exprimée comme suit :

$$H_o(s) = Z_o(s) = \frac{V(s)}{I_{pf}(s) + I_{sf}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{pf}(s)} + \frac{1}{Z_{sf}(s) + Z_s(s)}} \quad (2.3)$$



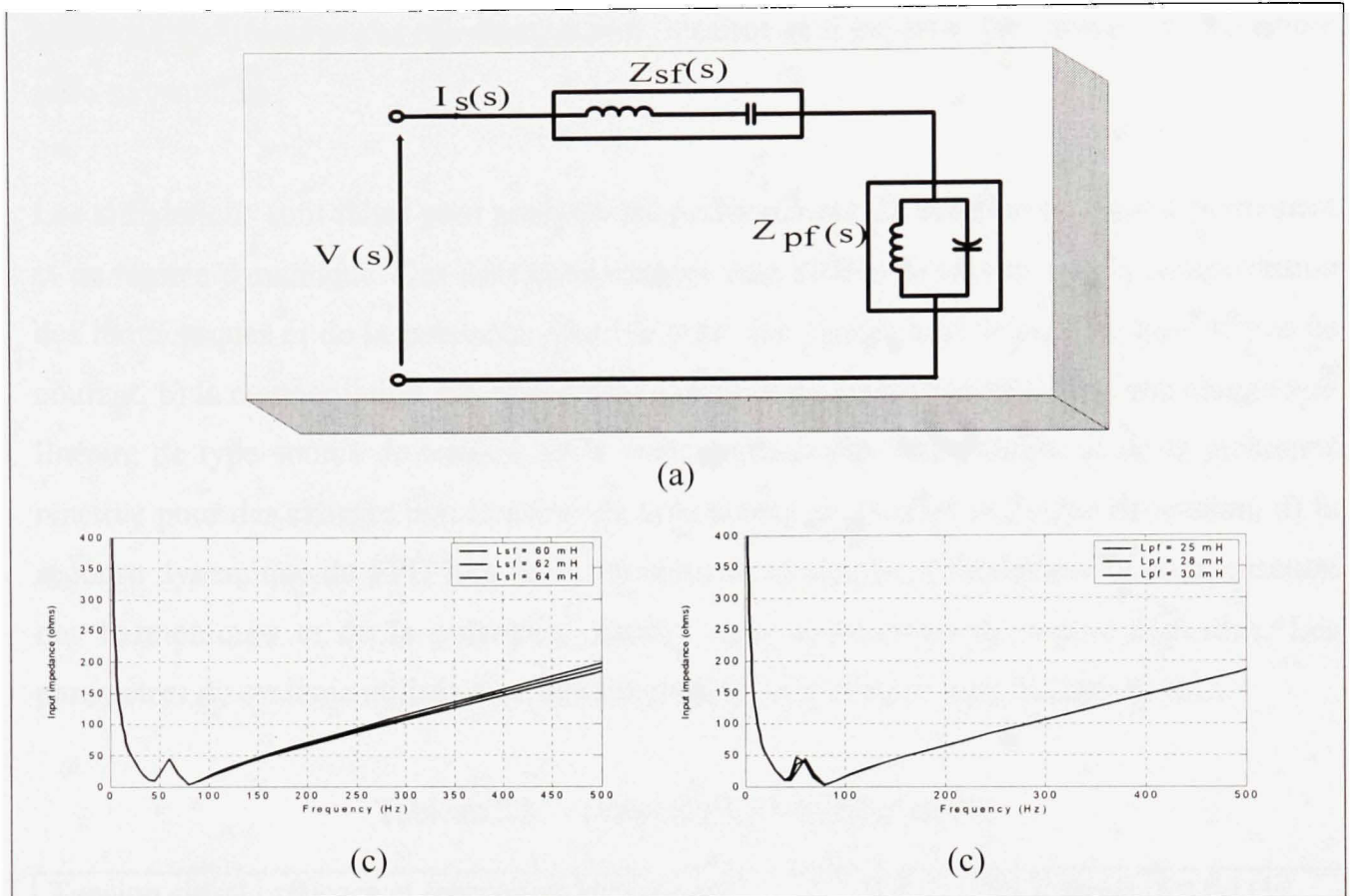
**Figure 2.4** (a) Impédance de sortie, (b) Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'impédance de la source, (c) Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'impédance du filtre passif parallèle.

L'analyse des figures 2.4b et 2.4c montre que les pôles de la fonction de transfert de l'impédance de sortie restent toujours aux alentours de l'excitation de la fréquence de

résonance. Le FPH proposé déplace la fréquence de résonance parallèle du système résultant au-dessous de 80 Hz où on ne s'attend à aucune excitation. La réponse fréquentielle en amplitude montre que la caractéristique d'amortissement est excellente (impédance presque nulle) pour les courants harmoniques se produisant au-dessus de 300 Hz. Ce qui indique que cette topologie offre des bonnes performances de filtrage par rapport au filtre passif classique.

#### **2.2.5.2 Fonction de transfert de l'impédance d'entrée du filtre passif hybride**

Les figures 2.5a, 2.5b et 2.5c montrent respectivement, la réponse fréquentielle de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs des inductances du FPS et du FPP. On remarque que les fréquences de coupures de ce filtre et les fréquences de résonance du système restent inchangées, ce qui confirme la robustesse du FPH. Les zéros de la fonction de transfert de l'impédance d'entrée restent toujours aux alentours de l'excitation de la fréquence de résonance. Le FPH proposé déplace les fréquences de résonance série du système au-dessous de 80 Hz où on ne s'attend à aucune excitation.



**Figure 2.5** (a) Impédance d'entrée, (b) réponse fréquentielle de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de l'impédance du filtre passif série, (c) réponses fréquentielles de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de l'impédance du filtre passif parallèle.

## 2.2.6 Résultats de simulations

Pour valider avec exactitude les performances du filtre passif hybride, le système décrit précédemment a été implanté et simulé en utilisant "Power system Blockset" fonctionnant sous l'environnement Matlab/Simulink. En simulation, les harmoniques de tension ont été introduites délibérément du côté réseau électrique (distorsion de la tension de source et des charges non linéaires hautement polluées), afin de tester l'interaction du réseau avec les



harmoniques générées par ces charges non linéaires et d'explorer l'existence de résonances série ou parallèle.

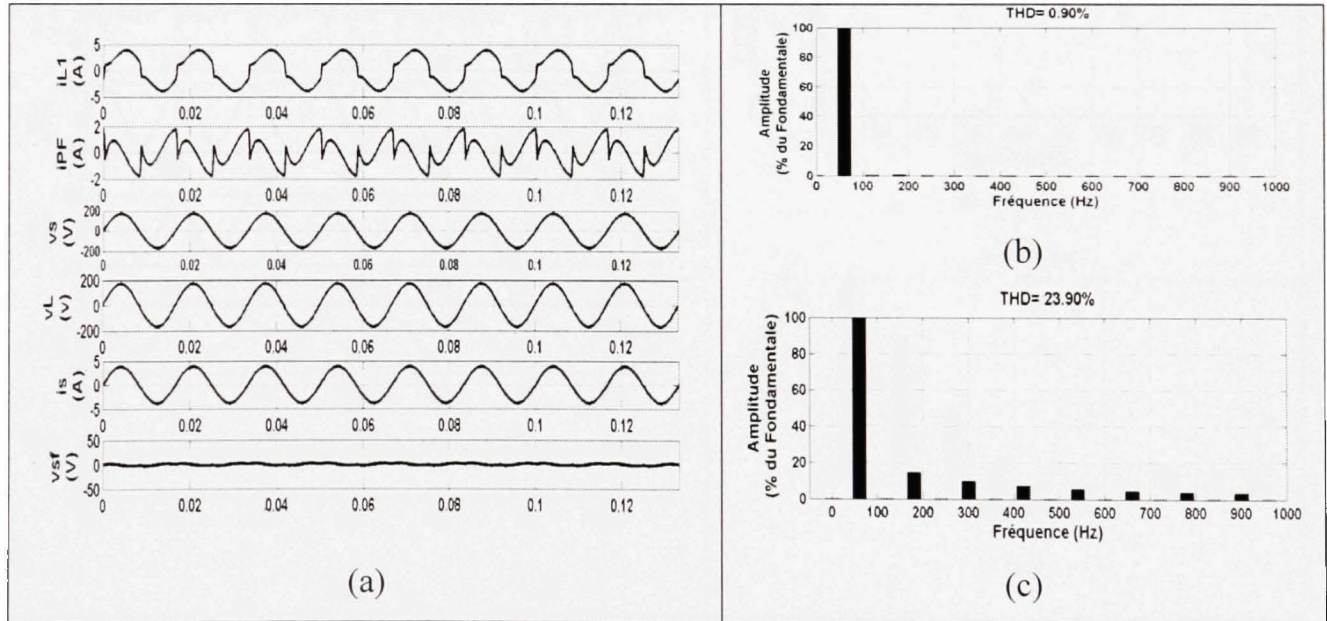
Les simulations sont faites pour analyser les performances du système en régime permanent et en régime dynamique. Ces tests comprennent cinq différents aspects : a) la compensation des harmoniques et de la puissance réactive pour une charge non linéaire de type source de courant, b) la compensation des harmoniques et de la puissance réactive pour une charge non linéaire de type source de tension, c) la compensation des harmoniques et de la puissance réactive pour des charges non linéaires de type source de courant et source de tension, d) la réponse dynamique du FPH lors de la variation de la charge et finalement la compensation des harmoniques et de la puissance réactive sous une tension de source distordue. Les paramètres du système utilisés dans ces simulations sont donnés dans la Tableau 2.1 :

Tableau 2.1 Paramètres du système simulé

Tension simple efficace et fréquence de la source	$V_s=120$ V (rms), $f_s=60$ Hz
Impédance du réseau	$L_s=0.3$ mH, $R_s=0.1$ $\Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de courant	$L_L=50$ mH, $R_L=40$ $\Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de tension	$C_L=400$ $\mu$ H, $R_L=140$ $\Omega$
Paramètres du filtre passif parallèle	$L_{pf}=12.1$ mH, $C_{pf}=600$ $\mu$ F
Paramètres du filtre passif série	$L_{sf}=60$ mH, $C_{sf}=120$ $\mu$ F

### 2.2.6.1 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant harmonique

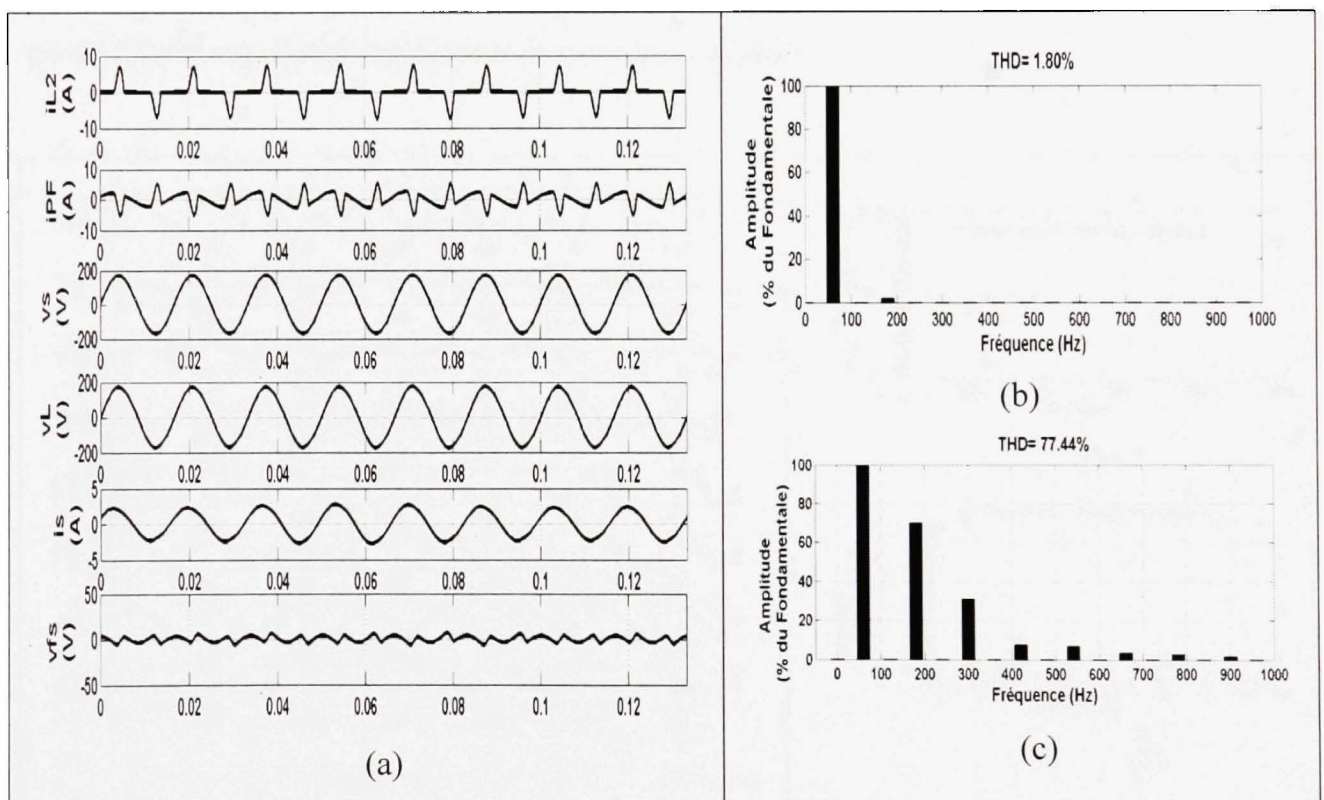
Les résultats de simulation du système pour une charge non linéaire de type source de courant sont donnés à la Figure 2.6a. La charge non linéaire utilisée est un redresseur monophasé à diodes alimentant une charge R-L qui génère un taux de distorsion harmonique de 24.32%. Le courant de la charge ( $i_{L1}$ ), le courant du FPP ( $i_{PPF}$ ), la tension de la source ( $v_s$ ) et le courant de la source ( $i_s$ ) y sont représentés. La figure 43 montre que le courant de source en régime permanent est complètement dépourvu d'harmoniques. Le spectre harmonique du courant de source est donné aux figures 2.6b et 2.6c. Le taux de distorsion harmonique (TDH) avant compensation est de 23.90 %, il est réduit à 0.90 % après compensation. Avec un choix adéquat des valeurs du filtre passif hybride, le facteur de puissance est presque ramené à l'unité.



**Figure 2.6 Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasé de type source de courant, (b) spectre du courant de source après compensation, (c) spectre du courant de source avant compensation.**

### 2.2.6.2 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

La Figure 2.7 présente les résultats de simulations obtenus pour le FPH, les formes d'ondes sont successivement données, pour la phase (a) : le courant de la charge ( $i_{L1}$ ), le courant du FPP ( $i_{PPF}$ ), la tension de source ( $v_s$ ) et le courant de source ( $i_s$ ). La charge non linéaire est un redresseur monophasé à diodes alimentant une charge R-C qui génère un courant avec un taux de distorsion harmonique de 77.44%. Les Figures 2.7b et 2.7c montrent respectivement le spectre harmonique du courant de source dont le TDH avant compensation est de 77.44 %, il est réduit à 1.8 % après compensation.

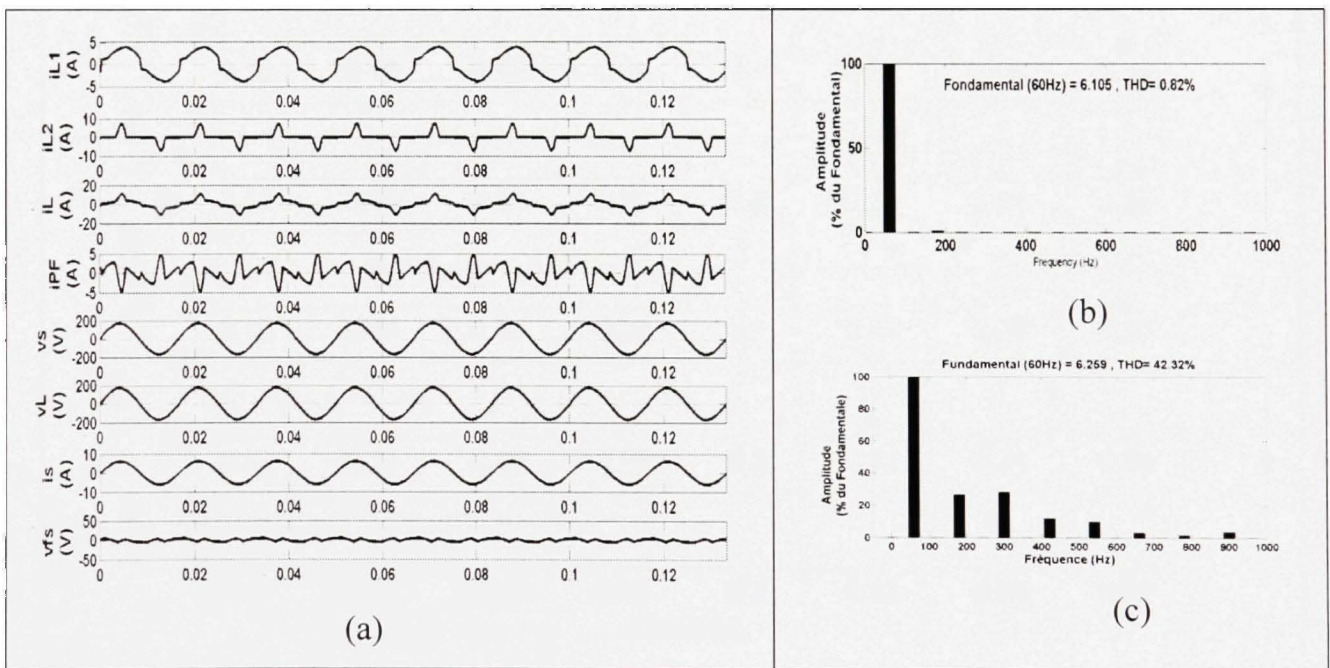


**Figure 2.7 Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasée de type source de tension, (b) spectre du courant de source après compensation, (c) spectre du courant de source avant compensation.**



### 2.2.6.3 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant et source de tension

La Figure 2.8 montre les résultats de simulation du FPH pour une charge de type source de tension et de type source de courant. Sur cette Figure sont représentés : le courant de la charge non linéaire de type source de courant ( $i_{L1}$ ), le courant de la charge non linéaire de type source de tension ( $i_{L2}$ ), le courant de la charge totale ( $i_L$ ), le courant du filtre passif shunt ( $i_{PPF}$ ), la tension de la source ( $v_s$ ) et finalement le courant de la source ( $i_s$ ). Le TDH du courant de source avant compensation est de 42.32 %, il est réduit à 0.82 % après compensation. Les spectres harmoniques du courant de charge et du courant de source sont donnés par les Figures 2.8b et 2.8c. Un choix judicieux des paramètres du filtre passif parallèle permet d'avoir un facteur de puissance unitaire.

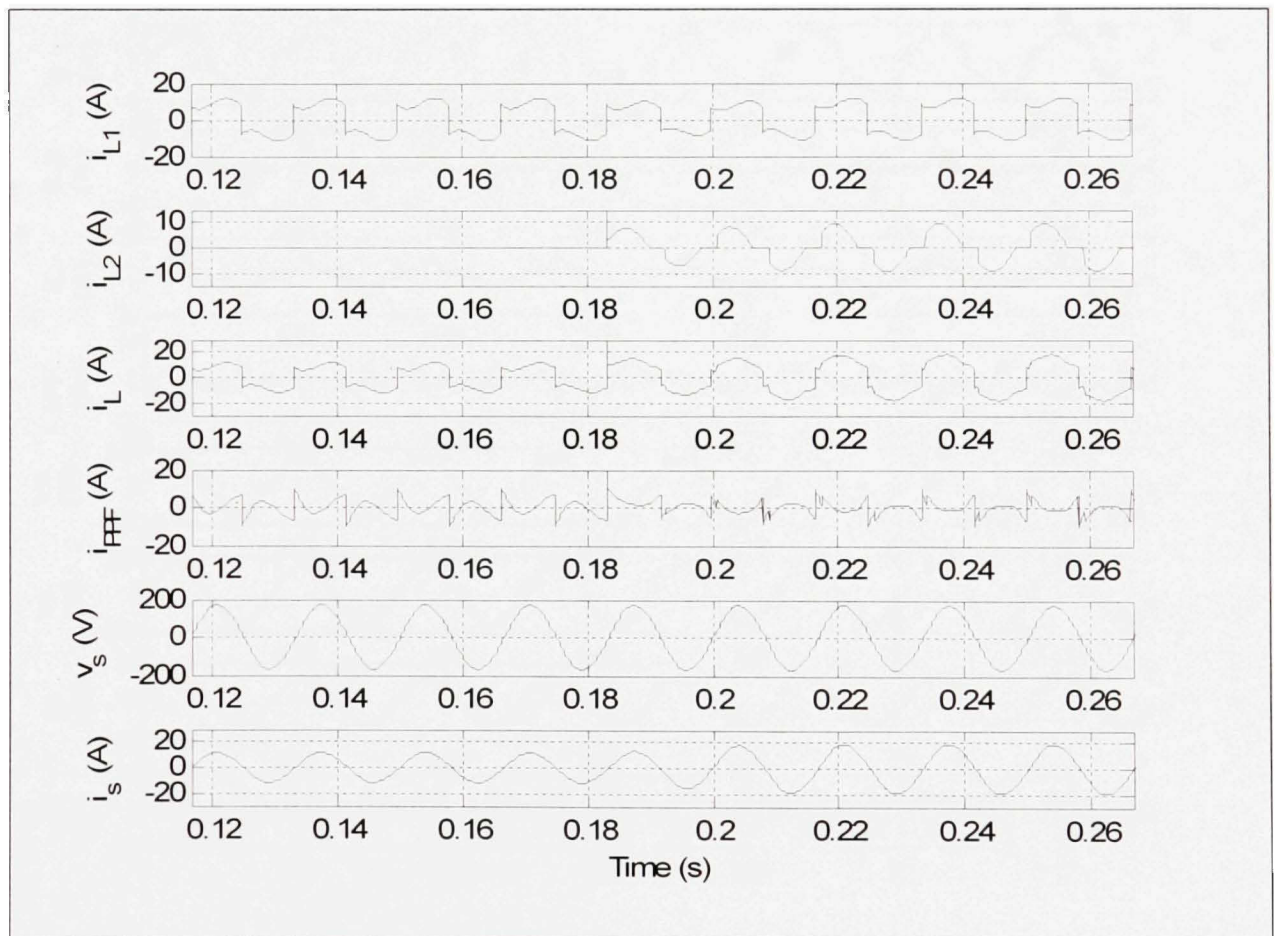


**Figure 2.8 Résultats de simulation, (a) formes d'ondes pour deux charges non linéaires de type source de courant et de tension, (b) spectre du courant de source avant compensation, (c) spectre du courant de source après compensation.**



#### 2.2.6.4 Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation de la charge non linéaire

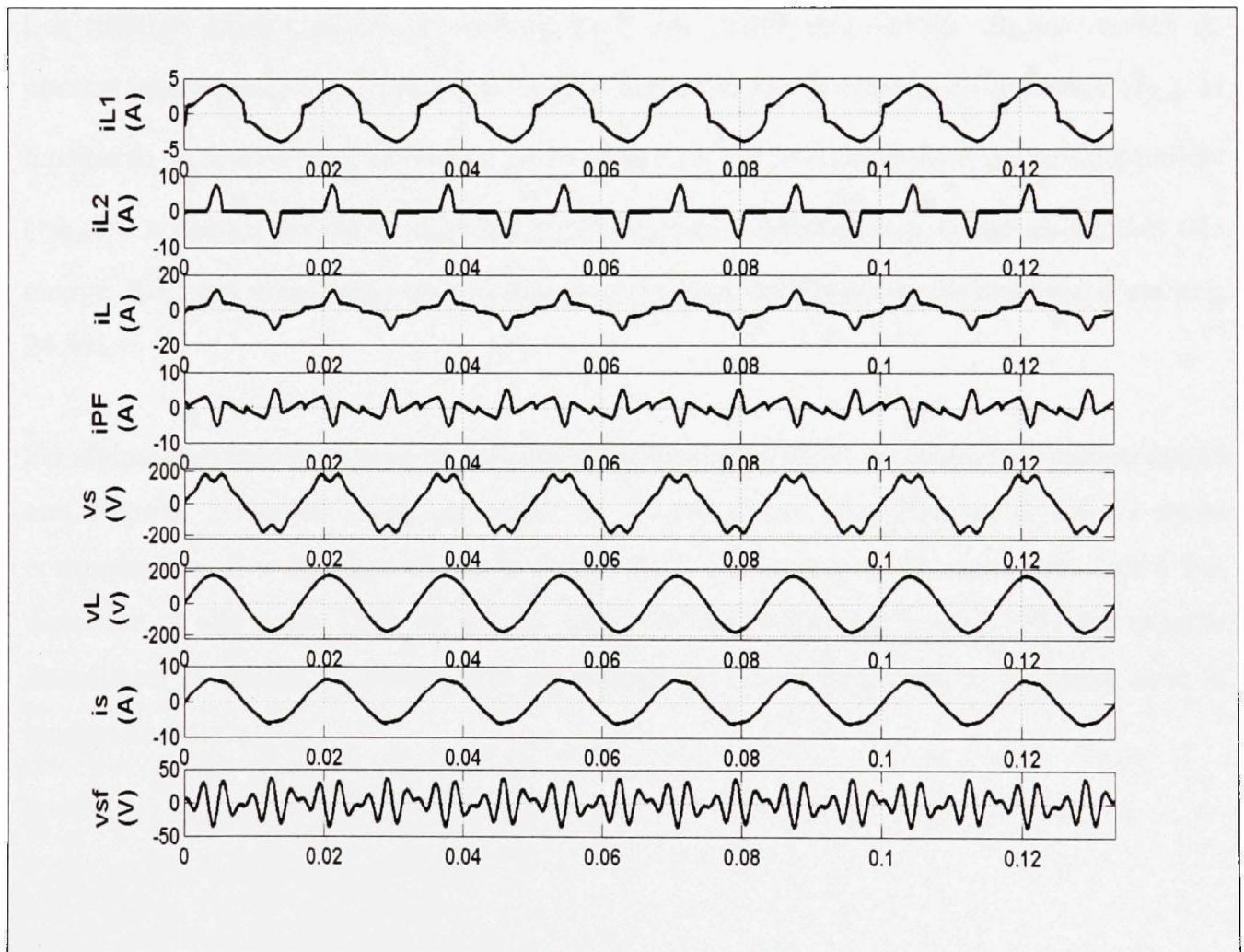
Afin d'évaluer les performances dynamiques du système, le régime transitoire du filtre passif hybride a été testé par une variation de la charge non linéaire de type source de tension. Une augmentation et une diminution d'un échelon de 100% de la charge non linéaire est effectuée à l'instant 0.18 s. La Figure 2.9 montre les résultats de simulation en régime dynamiques suite à cette variation. Le régime permanent est atteint après un cycle de la fréquence du réseau. Ces résultats confirment la bonne réponse dynamique du filtre passif hybride.



**Figure 2.9** Réponse dynamique du filtre passif hybride lors de la variation de la charge.

### 2.2.6.5 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant alimentée par un réseau déformé

Les résultats de simulation pour ce test sont donnés à la Figure 2.10. La tension de réseau est déformée. Ce résultat démontre également la capacité du filtre passif série de bloquer les harmoniques de tension. Le TDH de la tension au point de raccordement est de 24.54% et celui du courant de source est ramené de 47.19% avant compensation à 1.78% après compensation. Ces résultats confirment la robustesse du filtre passif hybride proposé.



**Figure 2.10** Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant sous une tension réseau déformée.

## 2.2.7 Résultats expérimentaux

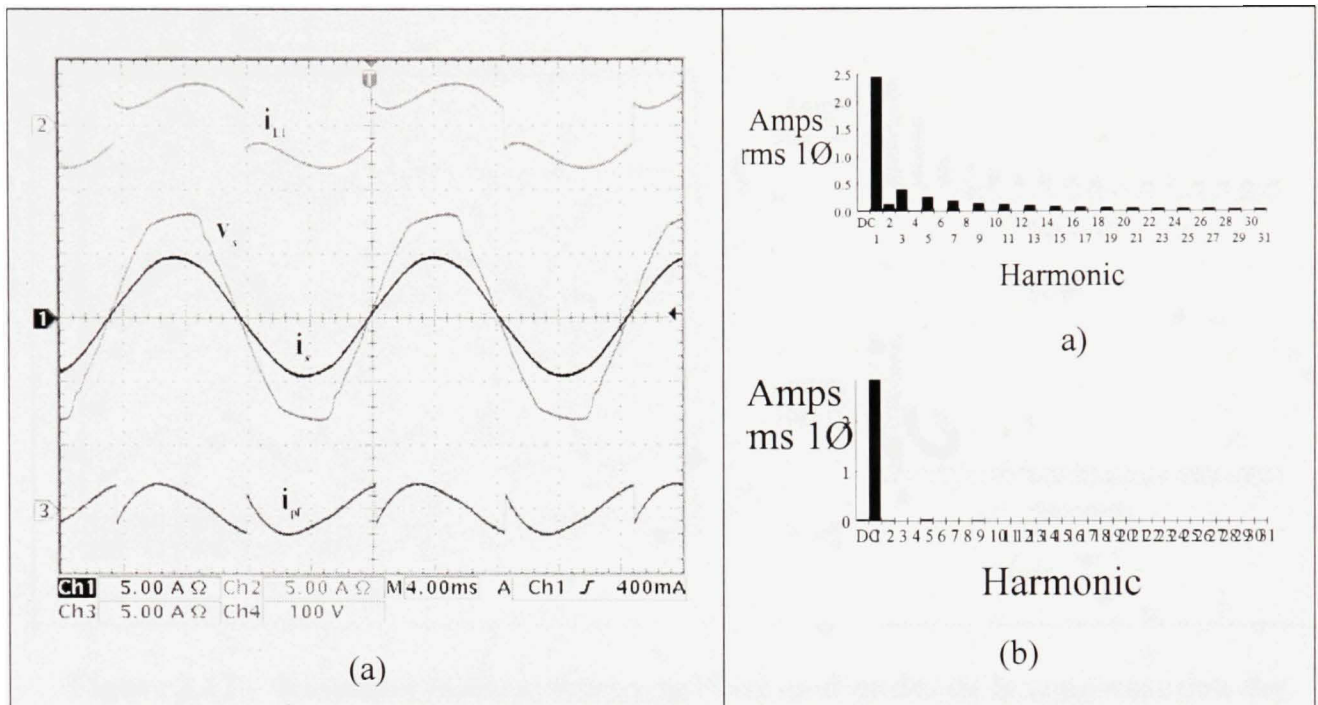
Un prototype expérimental a été réalisé dans le but de valider les résultats de simulation. Les paramètres du système sont les mêmes que ceux donnés par le Tableau 2.1. Quatre différents tests sont réalisés pour étudier le comportement du filtre passif hybride.

### 2.2.7.1 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant

Les résultats expérimentaux du système pour une charge non linéaire de type source de courant sont donnés à la Figure 2.11. Cette figure montre le courant de la charge ( $i_{L1}$ ), la tension de la source ( $v_s$ ), le courant de la source ( $i_s$ ) et le courant du filtre passif parallèle ( $i_{PPF}$ ). La charge polluante utilisée est un redresseur monophasé à diodes alimentant une charge R-L, qui consomme un courant avec un taux de distorsion harmonique d'environ 24.4%.

En régime permanent, le taux de distorsion harmonique (TDH) du courant de source donné aux Figures 2.11b et 2.11c est réduit de 24.4% avant compensation à 0.9 % après compensation. Il a été observé sur la Figure 2.11 que la tension de source est tout à fait distordue et elle a un TDH de 4.8 %. Ces résultats confirment que le FPH est capable d'améliorer la qualité de l'onde avec un courant de source sinusoïdal et en phase avec la tension de source.



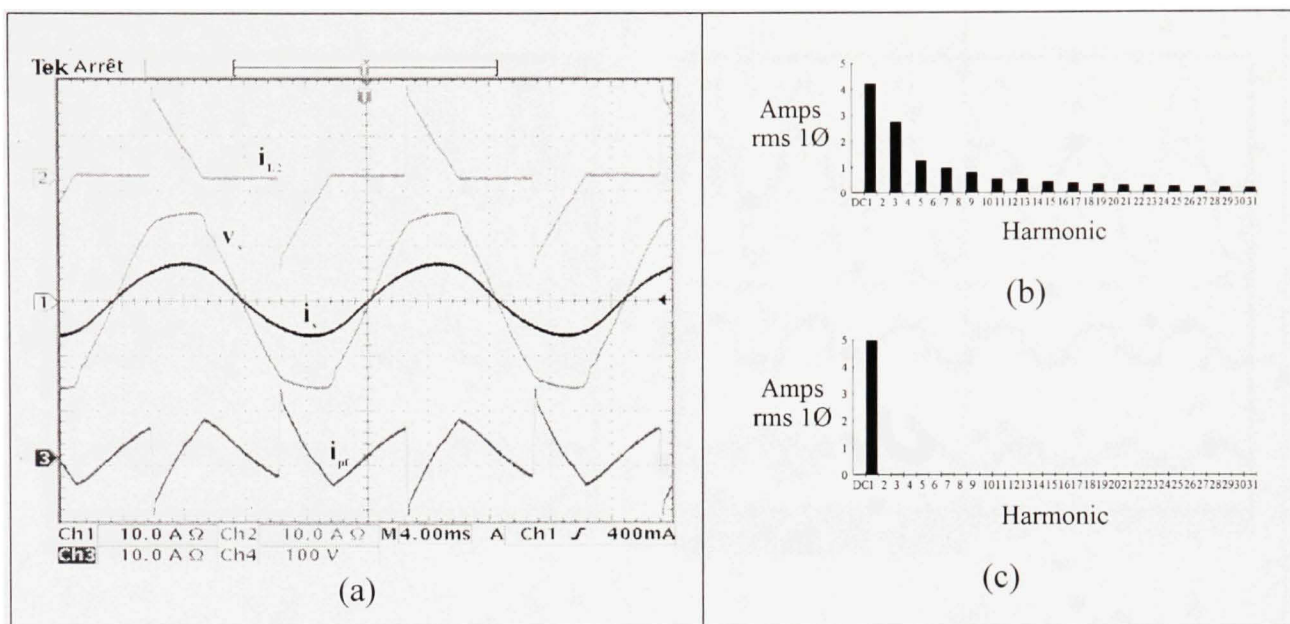


**Figure 2.11 Résultats expérimentaux, (a) formes d'ondes pour une charge non linéaire monophasée de type source de courant, (b) spectre du courant de source avant compensation, (c) spectre du courant de source après compensation.**

### 2.2.7.2 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

La Figure 2.12 illustre les résultats expérimentaux obtenus pour la compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive consommés par une charge non linéaire de type source de tension. Les Figures 2.12b et 2.12c montrent respectivement le spectre harmonique du courant de source avant et après compensation. Le TDH est réduit de 63.7% à 1.1%. Les résultats expérimentaux ont montré de bonnes performances du filtre passif hybride qui sont parfaitement en accord avec les résultats de simulation.

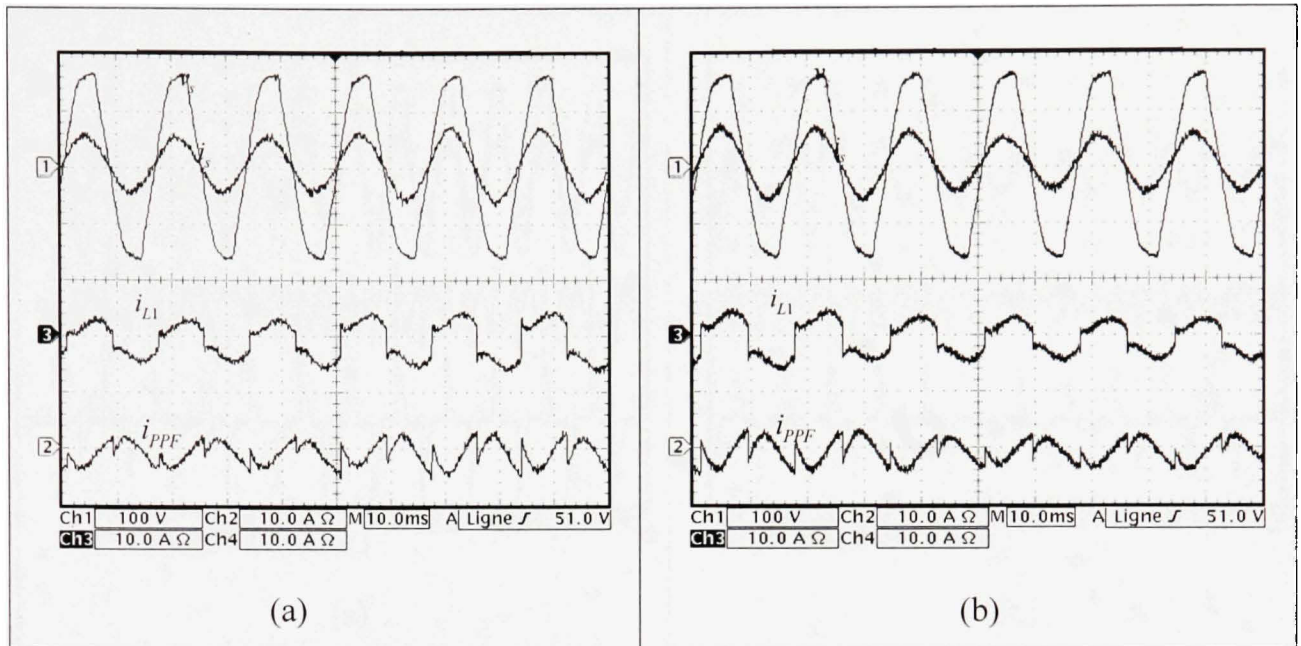




**Figure 2.12 Résultats expérimentaux, (a) formes d'ondes de la compensation des courants harmoniques et réactif absorbés par une charge non linéaire monophasée de type source de tension, (b) spectre harmonique du courant de source avant compensation, (c) spectre harmonique du courant de source après compensation.**

### 2.2.7.3 Réponse dynamique lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de courant

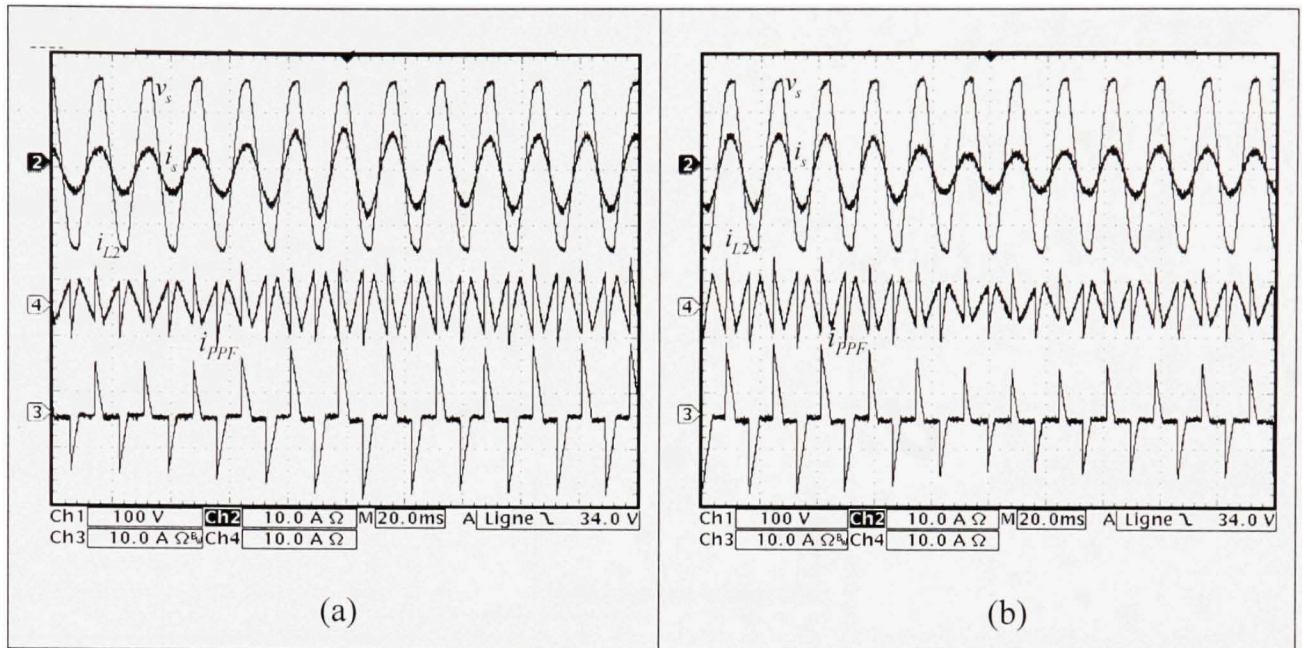
Le régime dynamique du filtre passif hybride a été étudié pour une variation de la charge. Une augmentation et une diminution soudaine de 100% de la charge non linéaire est effectuée à l'instant  $t=50$  ms. La Figure 2.13 montre les résultats expérimentaux lors de la variation de la charge. Le régime permanent est atteint après une période du fondamental. Nous constatons les bonnes performances dynamiques et statiques du filtre hybride parallèle.



**Figure 2.13 Résultats expérimentaux pour une charge non linéaire de type source de courant, (a) Augmentation de la charge, (b) Diminution de la charge.**

#### 2.2.7.4 Réponse dynamique lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de tension

La Figure 2.14 montre respectivement la réponse en régime dynamique du FPH lors de l'augmentation et de la diminution de la charge non linéaire de type source de tension. Ces résultats confirment la bonne réponse dynamique du filtre hybride parallèle.



**Figure 2.14 Résultats expérimentaux de la compensation des courants harmoniques et réactifs, (a) Performance du filtre suite à une augmentation de la charge non linéaire de type source de tension, (b) Performance du filtre suite à une diminution de la charge non linéaire de type source de tension.**

### 2.3 Filtre passif hybride triphasé

Dans cette section, on s'intéressera à une topologie de filtre passif hybride triphasé capable de dépolluer les réseaux électriques des harmoniques de courant, de tension et de la puissance réactive. Cette topologie est une combinaison d'un filtre passif série et d'un filtre passif parallèle. Les charges non linéaires sont constituées de redresseurs triphasés à diodes débitant dans un circuit  $R,L$  ou  $R,C$ . Le comportement du filtre en régime permanent et en régime dynamique en présence d'une distorsion importante de la tension du réseau sera analysé. Des résultats expérimentaux et de simulation en régime permanent et en régime transitoire seront présentés pour témoigner des performances de compensation. Le schéma global du système étudié est donné à la Figure 2.15.

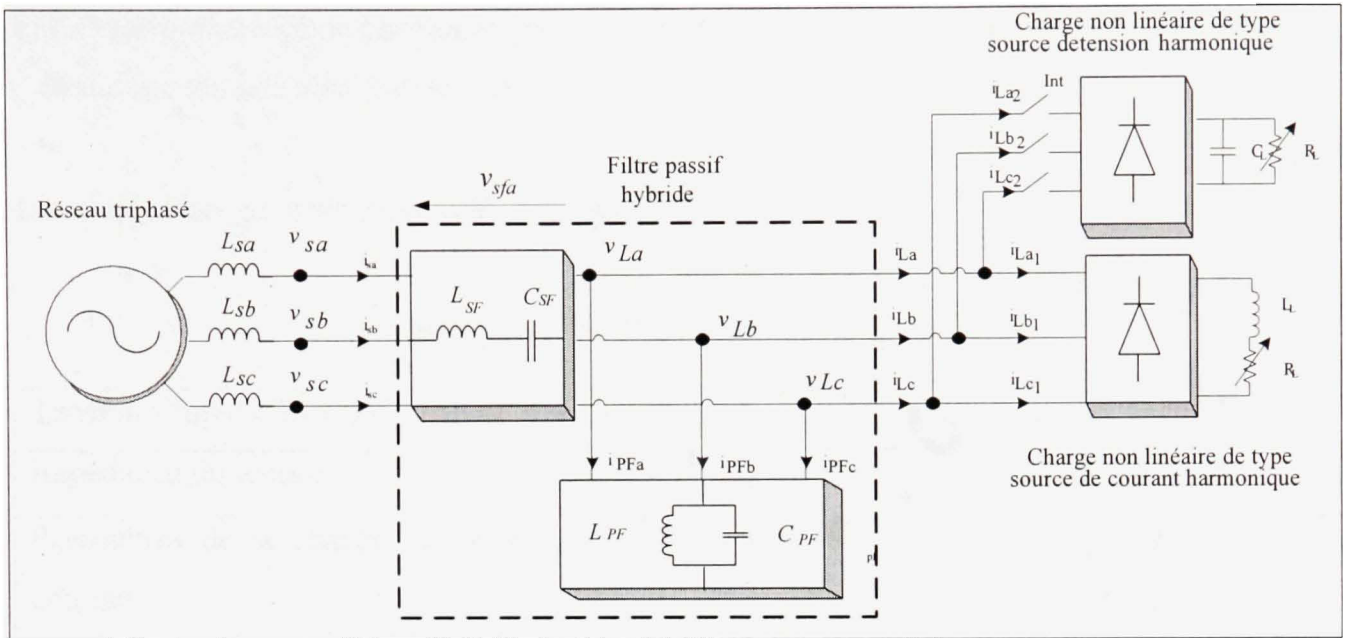


Figure 2.15 Système étudié.

### 2.3.1 Résultats de simulation

Les performances du filtre passif hybride triphasé en régime permanent et en régime dynamique sont analysées en termes de compensation des courants harmoniques et de la correction du facteur de puissance. L'objectif des simulations est d'examiner cinq différents aspects tels que :

- La réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.
- La réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.
- La réponse en régime permanent pour deux types de charges non linéaires de type source de tension et source de courant.
- La réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge.



- e) La réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant et sous une tension réseau déformée.

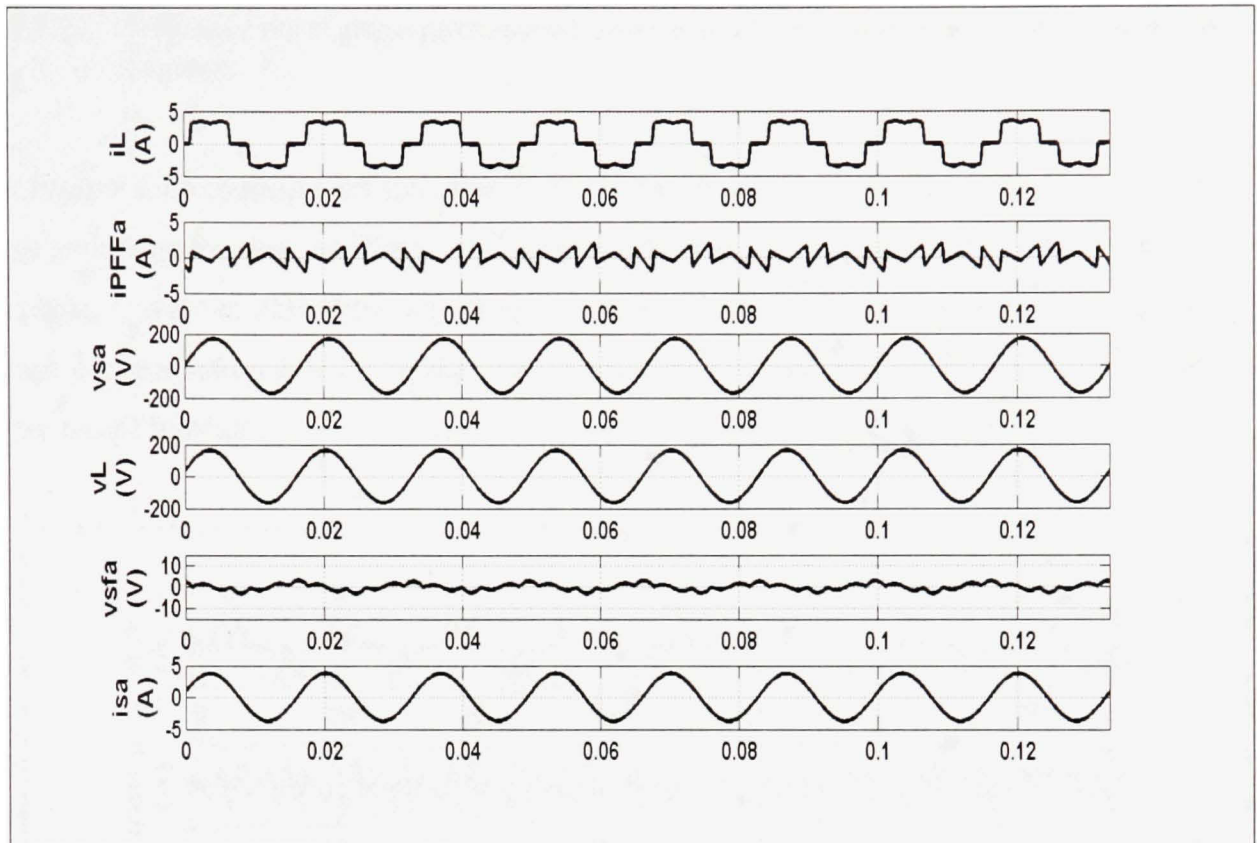
Les paramètres du système simulé sont donnés par le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 Paramètres du système simulé

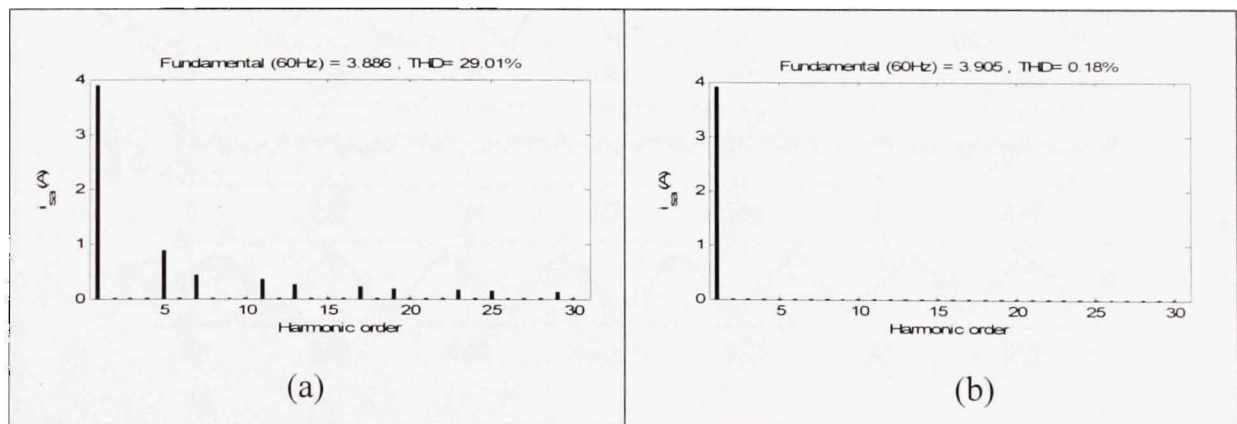
Tension simple efficace et fréquence de la source	$V_s=120$ V (rms), $f_s=60$ Hz
Impédance du réseau	$L_s=0.3$ mH, $R_s=0.1$ $\Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de courant	$L_L=30$ mH, $R_L=80$ $\Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de tension	$C_L=400$ $\mu$ H, $R_L=100$ $\Omega$
Paramètres du filtre passif parallèle	$L_{pf}=12.1$ mH, $C_{pf}=600$ $\mu$ F
Paramètres du filtre passif série	$L_{sf}=60$ mH, $C_{sf}=120$ $\mu$ F

### 2.3.1.1 Réponse en régime permanent par une charge non linéaire de type source de courant

Les résultats de simulation pour une charge non linéaire de type source de courant sont donnés à la Figure 2.16. Cette figure illustre le courant de charge ( $i_{La1}$ ), le courant du filtre passif parallèle ( $i_{ppFa}$ ), la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ) et le courant de source ( $i_{sa}$ ). Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés à la Figure 2.17. Le taux de distorsion harmonique passe de 29.01% avant compensation à 0.18% après compensation.



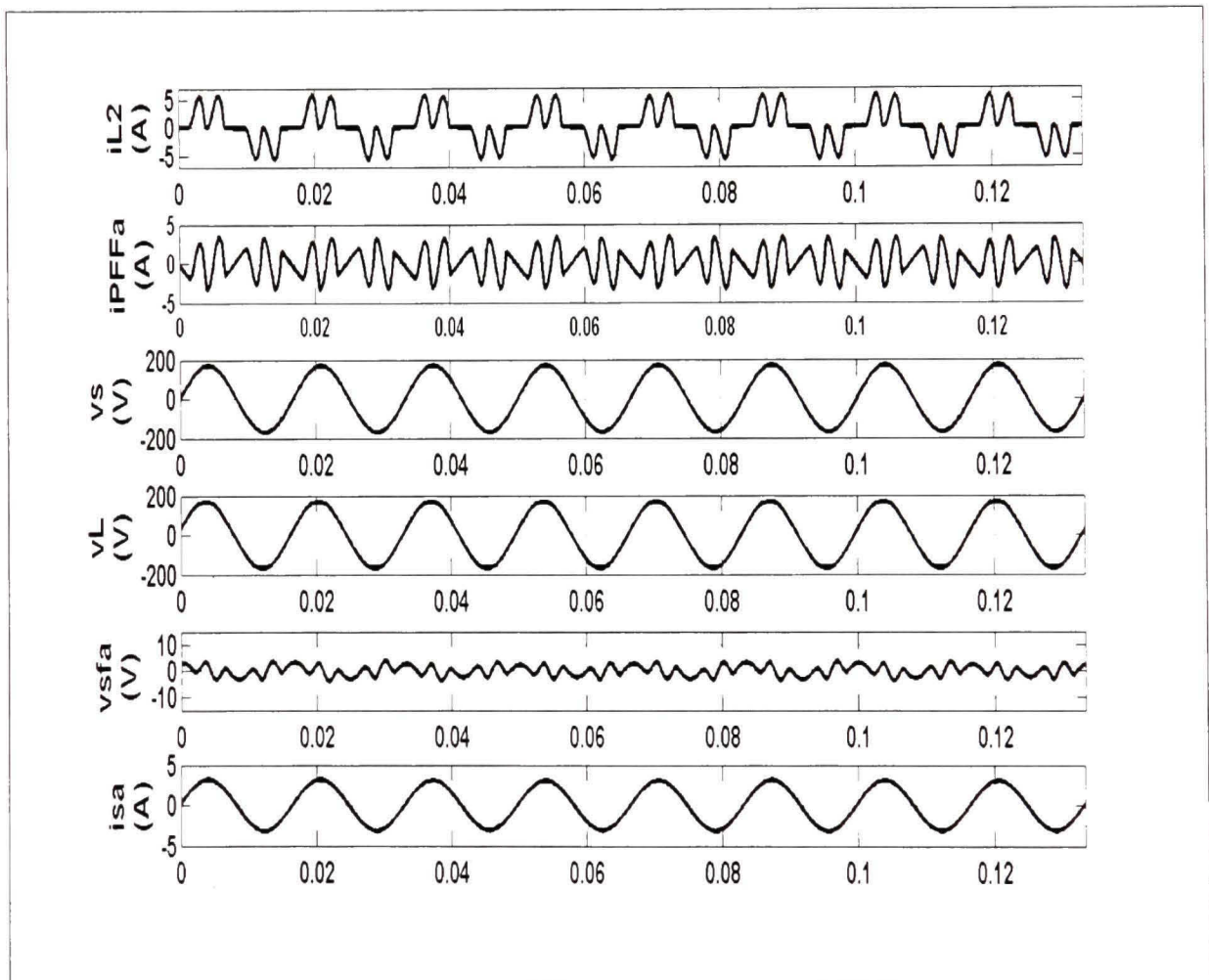
**Figure 2.16 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.**



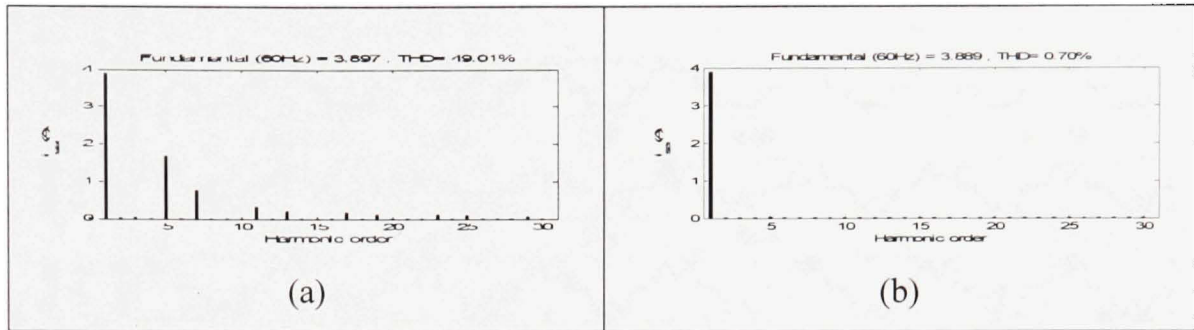
**Figure 2.17 Spectre du courant de source pour la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.**

### 2.3.1.2 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

La Figure 2.18 présente les résultats de simulation obtenus pour une charge non linéaire de type source de tension. La Figure 2.19 illustre le spectre harmonique du courant de source de la phase 1 avant et après compensation. Le TDH du courant de source est ramené de 49.01% avant compensation à 0.7% après compensation. Ces résultats confirment la robustesse du filtre passif hybride.



**Figure 2.18 Résultats de simulation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.**

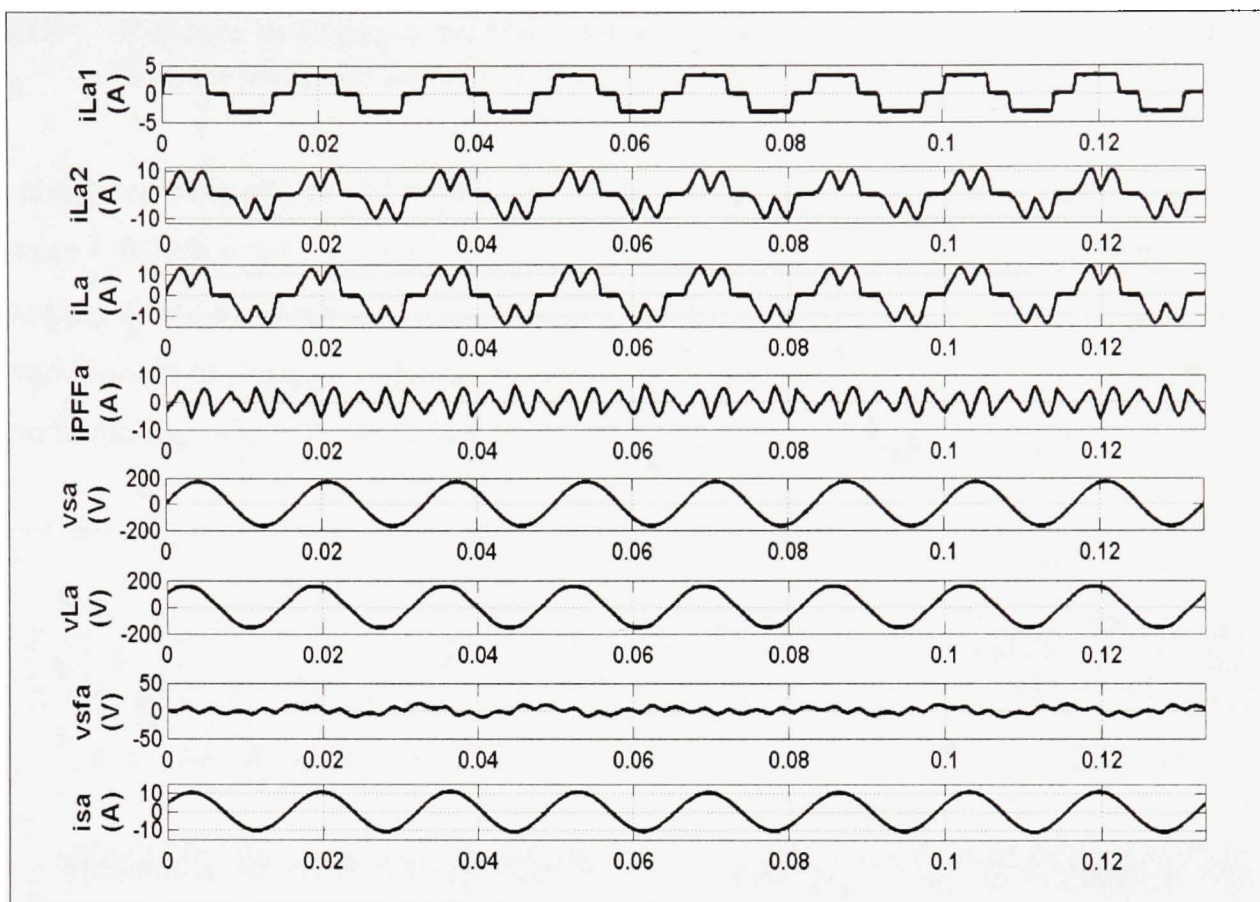


**Figure 2.19 Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.**

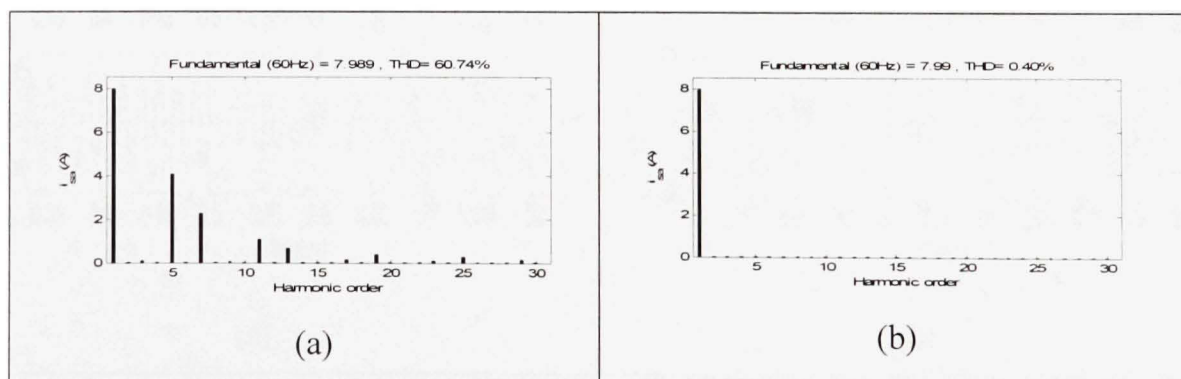
### 2.3.1.3 Réponse en régime permanent pour deux charges non linéaires de type source de tension et de courant harmoniques

Les résultats de simulation en régime permanent pour une charge de type source de courant et de type source de tension sont donnés à la Figure 2.20. Ces résultats montrent le courant de la première charge ( $i_{La1}$ ), le courant de la deuxième charge ( $i_{La2}$ ), le courant total des deux charges ( $i_{La}$ ), le courant du filtre passif parallèle ( $i_{ppFa}$ ), la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ) et le courant de source ( $i_{su}$ ) pour la phase 1. Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés à la Figure 2.21. Le taux de distorsion harmonique de ce courant est de 60.74% avant compensation, et il passe à 0.4% après compensation.





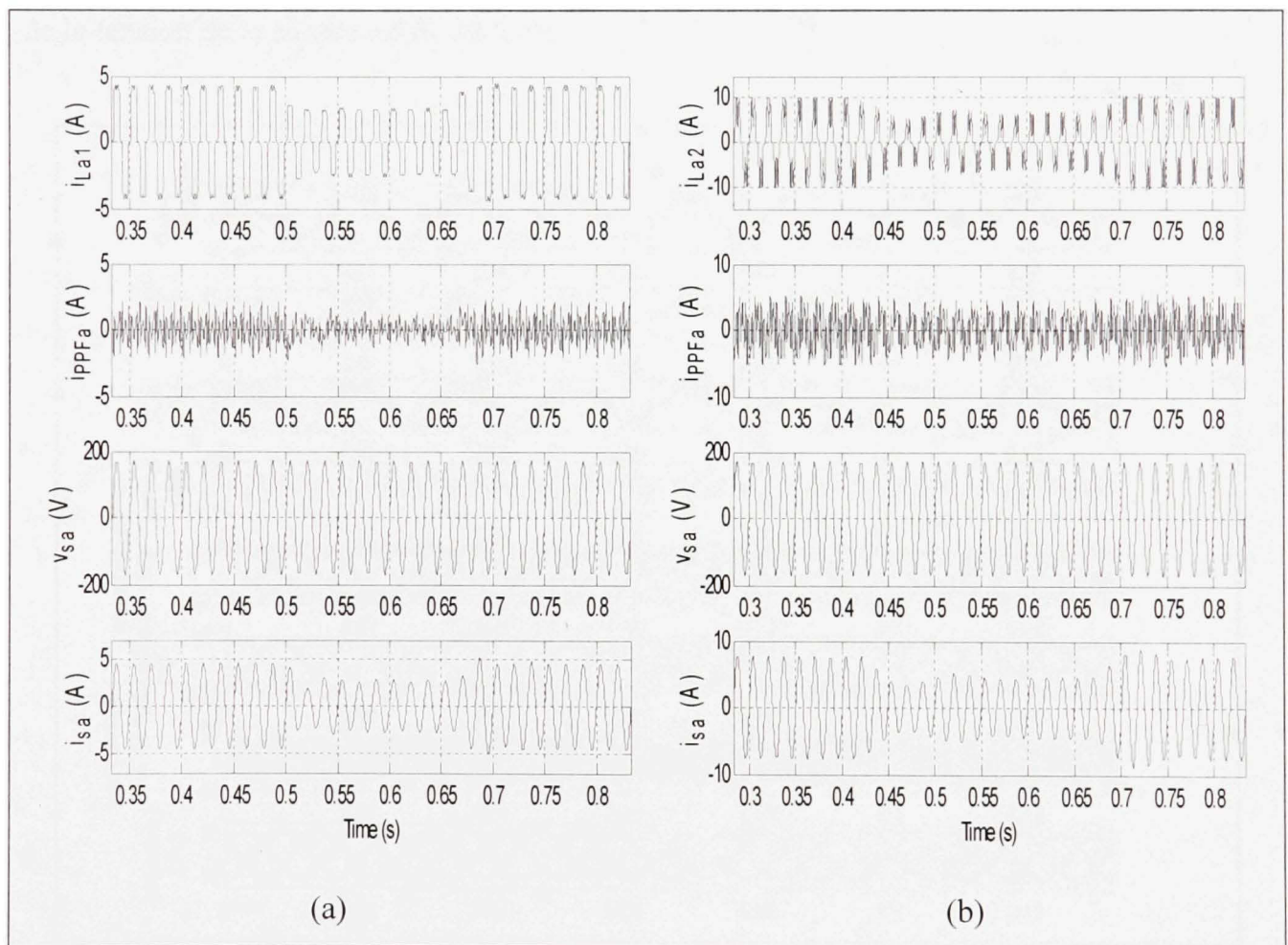
**Figure 2.20 Résultats de simulation en régime permanent pour deux types de charges non linéaires de type source de tension et source de courant.**



**Figure 2.21 Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.**

### 2.3.1.4 Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation des charges de type source de tension et source de courant

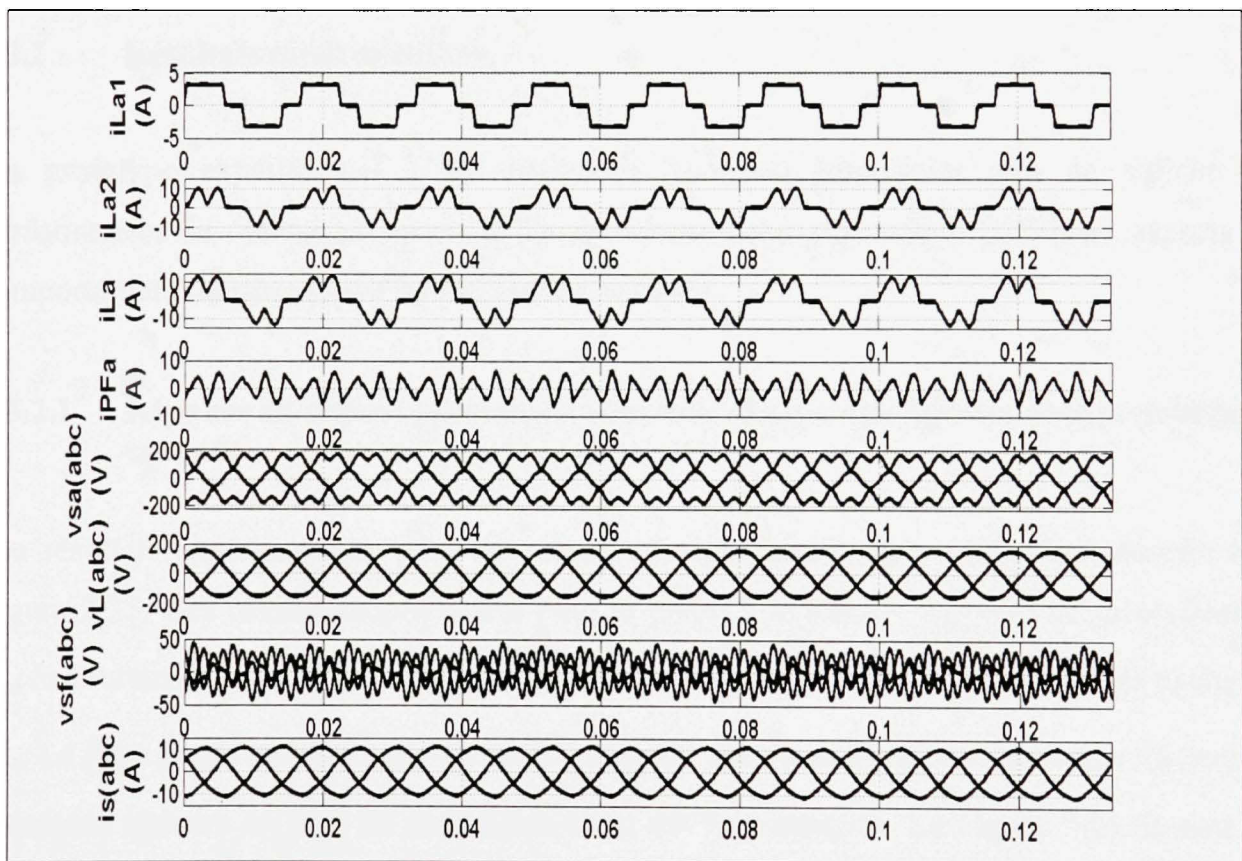
La charge non linéaire est soumise à une diminution puis à une augmentation de 100% aux instants  $t=0.333s$  et  $t=0.5s$ . La Figure 2.22 montre le courant de charge  $i_{La}$ , le courant de filtre passif parallèle  $i_{PFa}$ , la tension au point de raccordement  $v_{sa}$  et le courant de source  $i_{sa}$ . Durant la variation de la charge, la réponse dynamique du système est rapide, le taux de distorsion harmonique de courant de source est inférieur à 2%.



**Figure 2.22 Réponse dynamique du filtre passif hybride, (a) variation de la charge non linéaire de type source de courant, (b) variation de la charge non linéaire de type source de tension.**

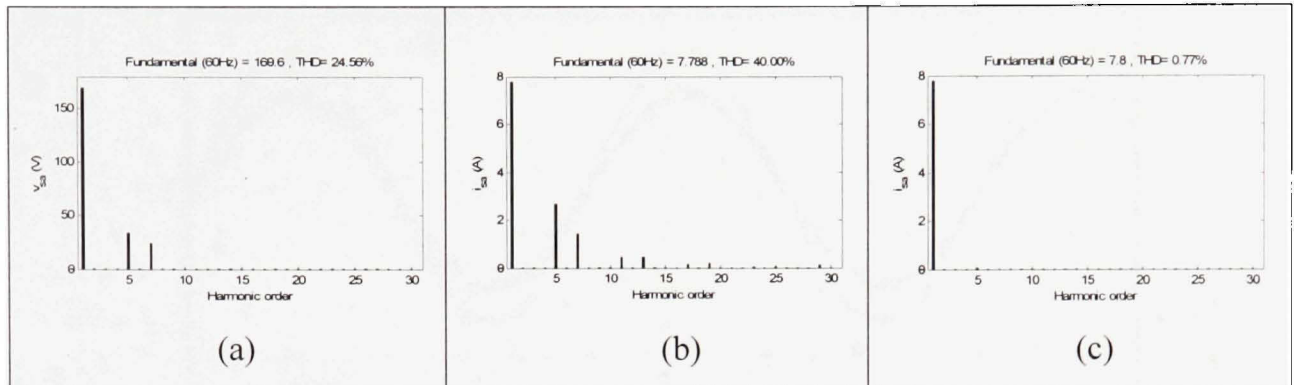
### 2.3.1.5 Réponse en régime permanent pour deux charges de type source de courant et source de tension en régime déformé

Les résultats de simulation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant et pour une charge non linéaire de type source de tension en régime déformé sont illustrés à la Figure 2.23. Nous remarquons que la qualité de filtrage est toujours maintenue, malgré la déformation des tensions d'alimentation du réseau. Le spectre harmonique du courant de source est donné à la Figure 2.24. Le taux de distorsion du courant de source avant compensation est de 40%, et il est réduit à 0.77% après compensation lorsque le TDH de la tension de la source est de 24.52%.



**Figure 2.23 Réponse en régime permanent pour une charge de type source de courant et une charge de type source de tension sous des tensions du réseau déformées.**





**Figure 2.24 Spectres harmoniques de la tension et du courant de source, (a) tension au point de raccordement, (b) courant de source avant compensation, (c) courant de source après compensation.**

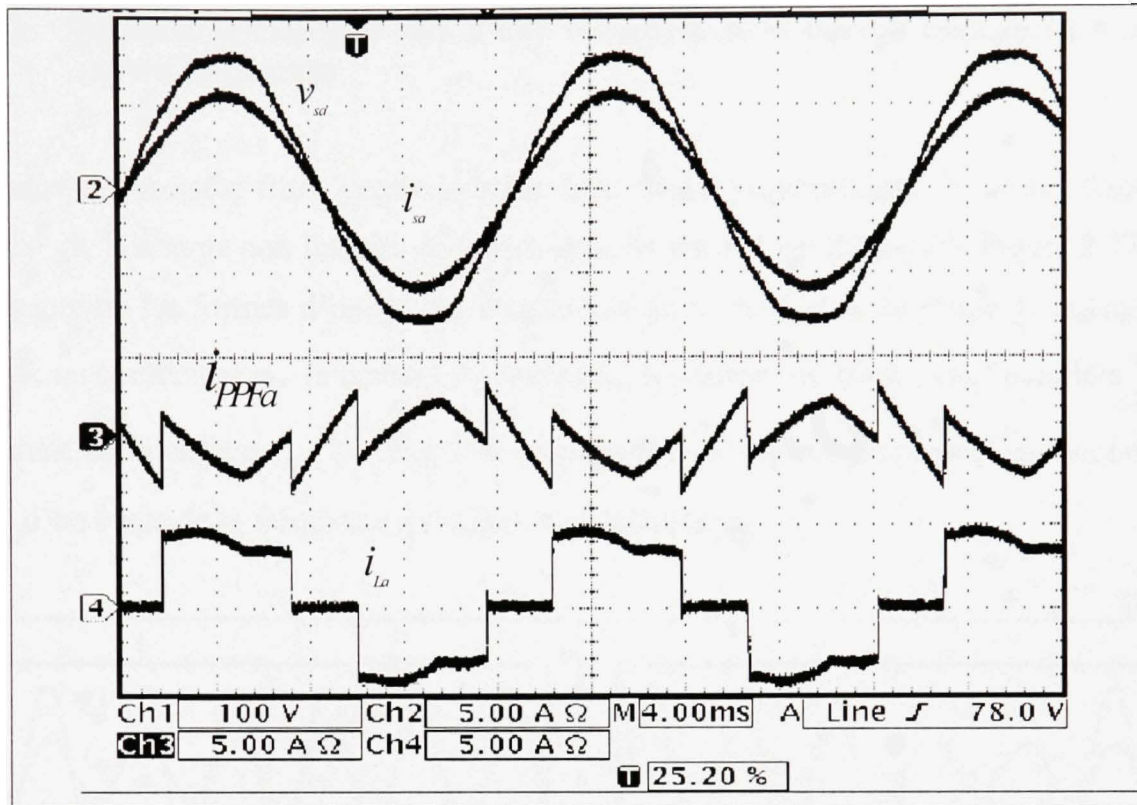
### 2.3.2 Résultats expérimentaux

Un prototype expérimental a été réalisé et testé au laboratoire afin de valider les performances de compensation et de filtrage obtenus par simulation. Différents aspects du comportement du filtre passif hybride sont examinés :

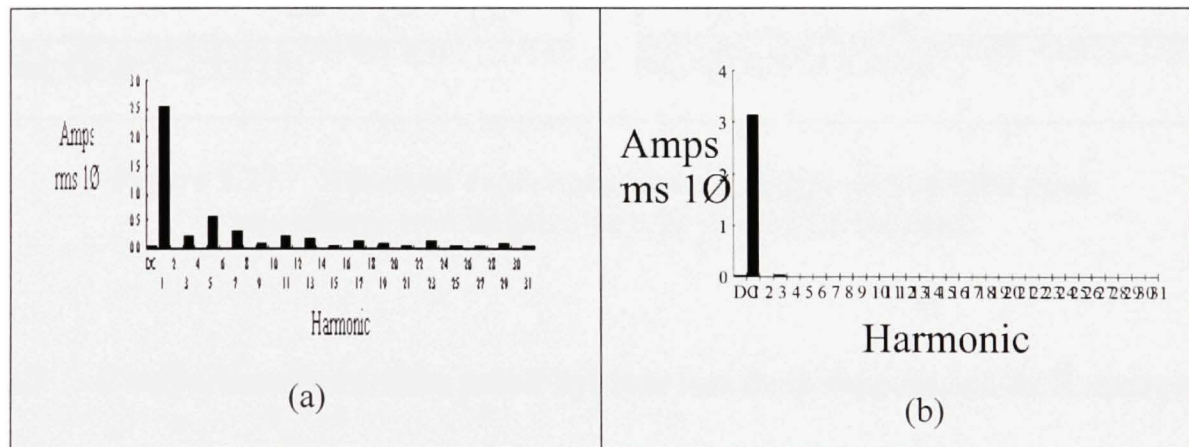
#### 2.3.2.1 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant

Les résultats expérimentaux pour une charge de type source de courant sont donnés à la Figure 2.25. Ces résultats représentent pour la phase 1 la tension au point de raccordement  $v_{sa}$ , le courant de source  $i_{sa}$ , le courant du filtre passif parallèle  $i_{ppFa}$  et le courant de la charge  $i_{La}$ . Le filtre passif hybride avec un choix judicieux des paramètres peut assurer un facteur de puissance unitaire en plus de la compensation des harmoniques. La Figure 2.26 montre les spectres harmoniques du courant de la source avant et après compensation, le THD de ce courant est réduit de 29% avant compensation à 1.5% après compensation. Ces résultats confirment la capacité et les bonnes performances du filtre passif hybride.





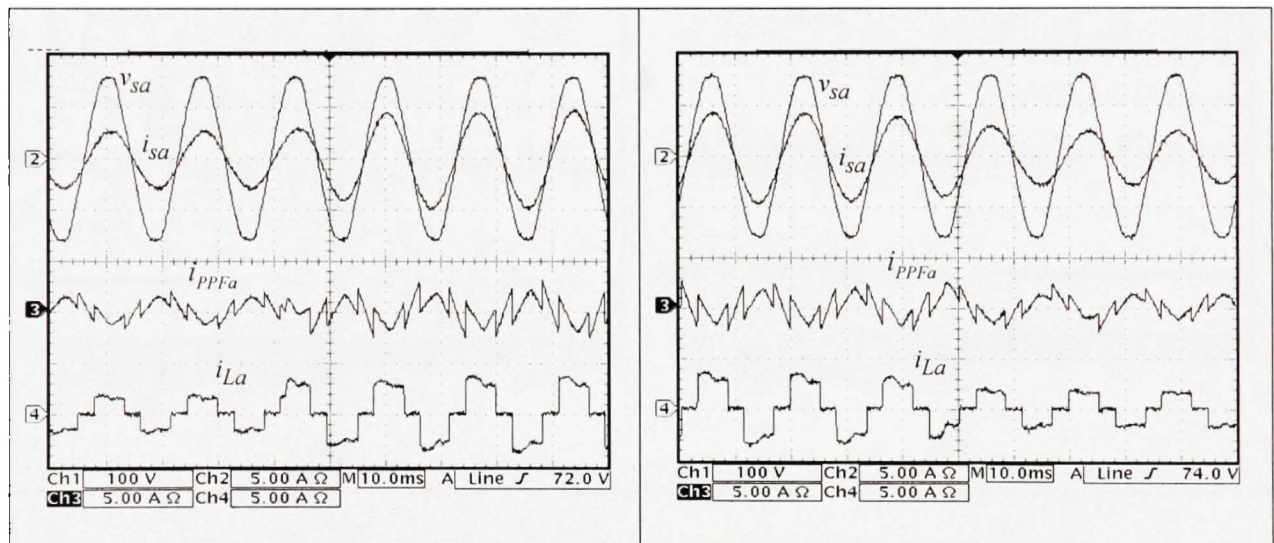
**Figure 2.25** Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.



**Figure 2.26** Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.

### 2.3.2.2 Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de courant

Le comportement du filtre passif hybride lors d'une augmentation et d'une diminution soudaine de la charge non linéaire de type source de tension est donné à la Figure 2.27. Cette Figure montre les formes d'ondes des courants et de la tension de la phase 1, la tension au point de raccordement  $v_{sa}$ , le courant de source  $i_{sa}$ , le courant du filtre passif parallèle  $i_{ppFa}$  et le courant de la charge  $i_{La}$ . Le temps de stabilisation en régime permanent est accompli en moins d'un cycle de la fréquence du réseau d'alimentation.

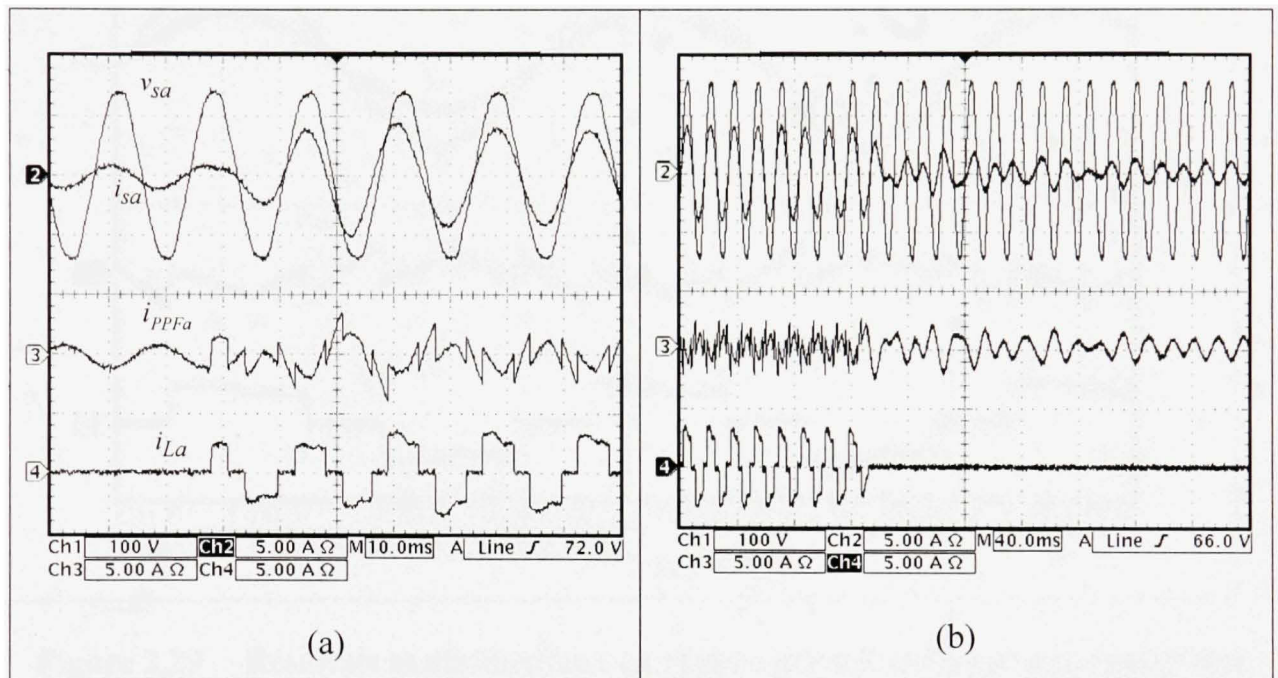


**Figure 2.27 Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant.**

### 2.3.2.3 Comportement du filtre passif hybride lors de la suppression de la charge

Le comportement du filtre passif hybride en régime dynamique lors du branchement ou du débranchement de la charge non linéaire de type source de courant est représenté à la Figure 2.28. On constate que lorsque la charge est débranchée (Figure 2.28a), le filtre passif hybride

échange un faible courant réactif avec le réseau d'alimentation parce qu'à l'origine, les paramètres du filtre passif hybride sont dimensionnés pour compenser la puissance réactive de la charge. Lors du branchement de la charge, (Figure 2.28b), le filtre passif hybride prend directement en charge la compensation des courants harmoniques en un temps inférieur à deux cycles. Cette figure met aussi en évidence les bonnes performances dynamiques du filtre passif hybride.



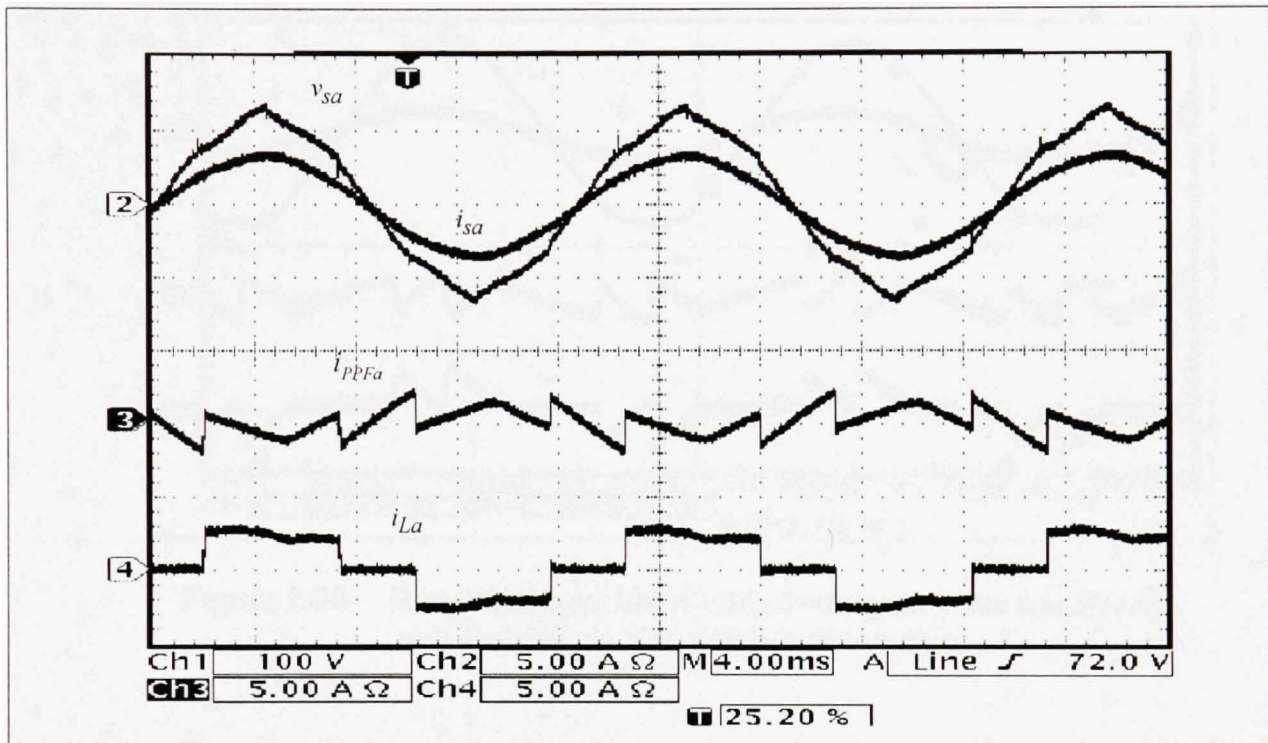
**Figure 2.28 Résultats expérimentaux en régime dynamique :**  
a) lors du branchement, b) lors du débranchement de la charge non linéaire de type source de courant.

#### 2.3.2.4 Réponse en régime permanent du filtre passif hybride en régime déformé

Le comportement du filtre passif hybride avec un réseau d'alimentation pollué en régime déformé est donné à la Figure 2.29. Cette figure montre la tension au point de raccordement



$v_{sa}$ , le courant de source  $i_{sa}$ , le courant du filtre passif parallèle  $i_{ppFa}$  et le courant de la charge  $i_{La}$ . On remarque que la compensation des courants harmoniques n'est pas perturbée ; ce qui confirme la bonne robustesse et qualité de filtrage du filtre passif hybride.



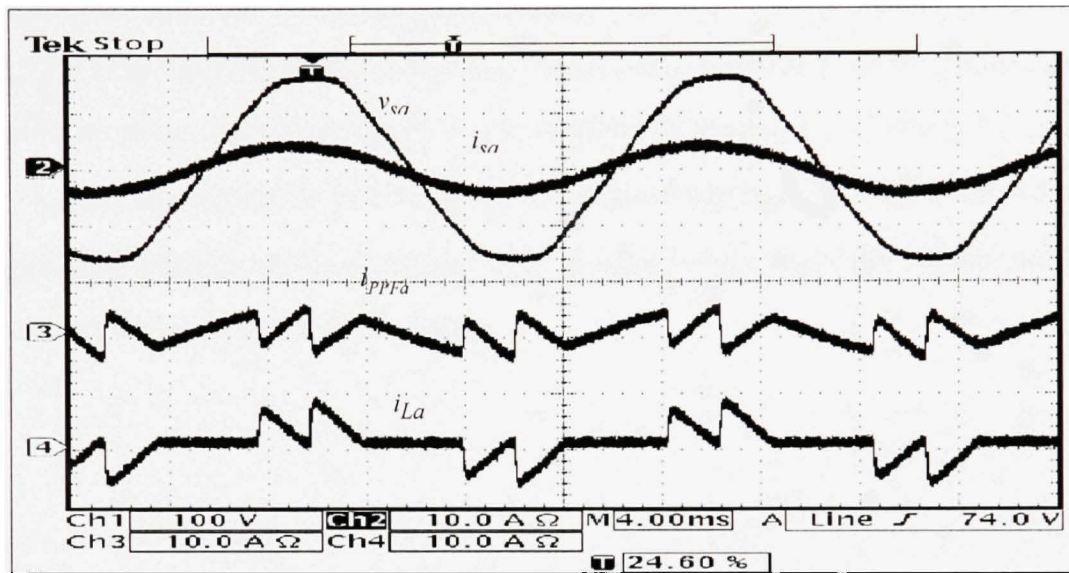
**Figure 2.29 Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant sous des tensions du réseau déformées.**

### 2.3.2.5 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

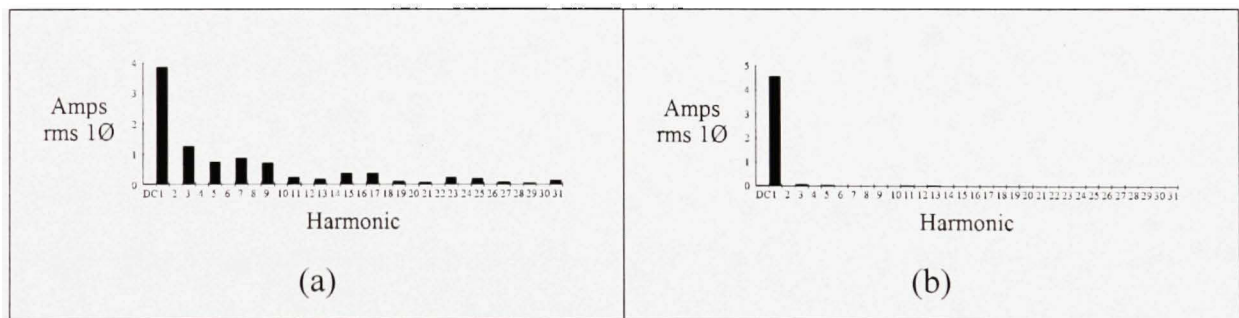
La compensation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension est donnée à la Figure 2.30. Cette figure montre pour la phase 1, la tension au point de raccordement  $v_{sa}$ , le courant de source  $i_{sa}$ , le courant du filtre passif parallèle  $i_{ppFa}$  et le courant de la charge  $i_{La}$ . Les spectres harmoniques du courant de source avant et après



compensation sont donnés aux Figures 2.31a et 2.31b. Le THD du courant de source est réduit de 47.7% avant compensation à 2% après compensation. Ces résultats démontrent la bonne qualité de filtrage du filtre passif hybride.



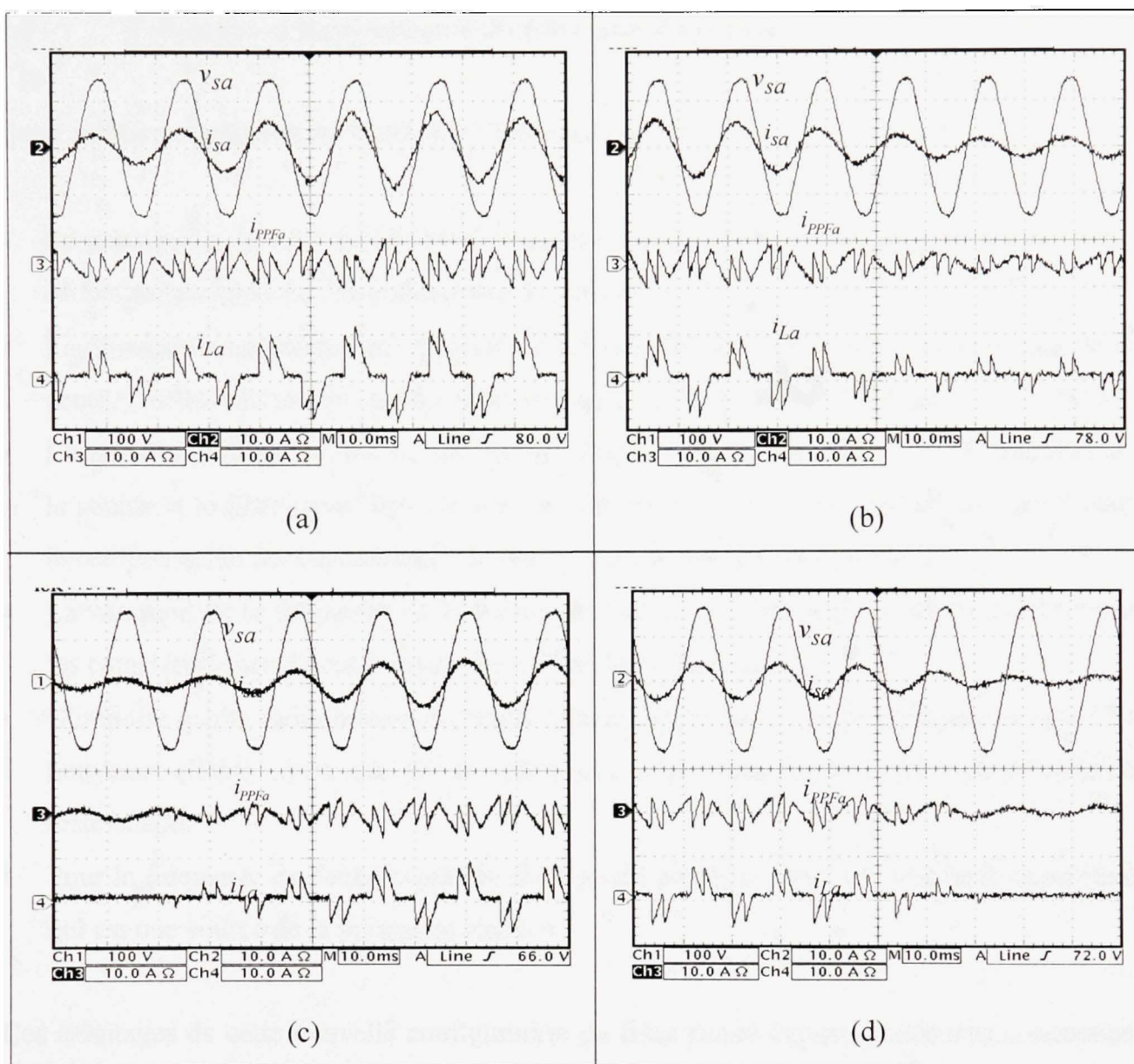
**Figure 2.30 Résultats expérimentaux permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.**



**Figure 2.31 Spectres harmoniques du courant de source, (a) avant compensation, (b) après compensation.**

### 2.3.2.6 Réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de tension

La compensation en régime dynamique du filtre passif hybride lors d'une augmentation et d'une diminution soudaine de la charge non linéaire de type source de tension est donnée à la Figure 2.32. Cette figure montre les formes d'ondes des courants et de la tension de la phase 1, la tension au point de raccordement  $v_{sa}$ , le courant de source  $i_{sa}$ , le courant du filtre passif parallèle  $i_{ppFa}$  et le courant de la charge  $i_{La}$ . Le régime permanent, suite à ces variations est atteint après une période du fondamental. Ces résultats confirment les bonnes performances de ce filtre lors de la variation de la charge.



**Figure 2.32 Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension harmonique.**

## 2.4 Avantages et inconvénients du filtre passif hybride

Cette solution extrêmement simple a les avantages suivants :

- La conception du filtre passif hybride proposée n'exige pas de connaissance minutieuse de la configuration de l'impédance du réseau électrique.
- Le dimensionnement du filtre (fortement robuste lors les variations de l'impédance de la source) ne dépend pas du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- L'insensibilité du filtre aux fréquences spécifiques ; les résonances entre l'impédance de la source et le filtre passif hybride sont quasiment éliminées. Son extrême efficacité pour la compensation des harmoniques de type source de tension ou de courant.
- La variation de la fréquence de la source alternative sur une plage de 10 % n'affecte pas les caractéristiques de compensation du filtre passif hybride.
- N'importe quelle modification du réseau (changement du réseau d'alimentation, ajout de nouveaux clients ...) ne crée pas des phénomènes de résonance et le filtre passif hybride reste adapté.
- Pour la fréquence du fondamental, le filtre passif parallèle offre une réactance capacitive qui est une source de la puissance réactive.

Ces avantages de cette nouvelle configuration du filtre passif hybride rendent la conception des filtres passifs faciles, puisque le spectre produit est presque invariable.

Cependant, ces filtres présentent certains inconvénients tels que :

- L'inadaptabilité à la compensation de la puissance réactive lors de la variation de la charge.
- L'encombrement, le poids et le coût élevé.



## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle topologie du filtre passif hybride applicable pour un système triphasé et pour un système monophasé. Ce filtre passif hybride proposé est une combinaison d'un FPP et d'un FPS ayant des fonctions complémentaires. Il améliore la qualité de compensation et élimine tous types de résonances. Le filtre passif parallèle et le filtre passif série ont des propriétés duales. Le filtre passif parallèle convient pour des charges non linéaires de type source de courant harmonique, tandis que le filtre passif série convient pour des charges non linéaires de type source de tension harmonique. Il n'y a aucune probabilité d'avoir les résonances série ou parallèle du filtre FPH avec l'impédance du réseau d'alimentation. Un autre avantage technique, pour des applications dans les systèmes de grande puissance, est le dimensionnement du filtre passif parallèle. Ce dernier pourra être réduit en augmentant deux fois l'inductance du filtre passif parallèle et en réduisant les valeurs des condensateurs dans les mêmes proportions et ceci n'affectant pas la qualité de la compensation. Il n'y a aucun risque d'affecter les performances de compensation en cas de variation de la fréquence de résonance du filtre passif parallèle autour de la fréquence fondamentale. Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances du FPH proposé. Les résultats expérimentaux confirment bien les résultats obtenus par simulation. En conséquence, nous concluons que la topologie hybride proposée pourra être utilisée dans des systèmes industriels de puissance.

## CHAPITRE 3

### STATOCOMPENSATEUR À RÉACTANCE CONTRÔLÉE PAR THYRISTORS

#### 3.1 Introduction

Notre contribution consiste à améliorer les performances de compensation du filtre passif hybride triphasée présentée au chapitre précédent. Cette amélioration permet d'empêcher le réseau à fournir de la puissance réactive à la charge, ce qui permet d'engendrer des pertes dans le réseau électrique. La circulation de cette puissance réactive est due au mauvais  $\cos(\varphi)$  qui lui-même est induit par la consommation de la puissance réactive de la charge non linéaire. La compensation seule des harmoniques ne suffit pas pour assurer la régulation de la tension aux bornes de la charge. Pour ce faire, la compensation efficace de la puissance réactive est indispensable (Rahmani, Hamadi et al. 2007). Pour cela, le concept de statocompensateur à Réactance Contrôlée par Thyristor (TCR) est introduit d'abord pour assurer une compensation automatique de la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire et de réduire le dimensionnement du filtre passif shunt (Dixon, del Valle et al. 2003; Alves, Pilotto et al. 2008). Enfin, pour réduire davantage le dimensionnement de l'inductance du filtre passif série, le concept de la mutuelle inductance est utilisé. Une approche de commande adaptative directe avec modèle de référence est adoptée pour le contrôle du TCR, afin de varier continuellement la valeur de l'inductance par l'amorçage des thyristors, et par la suite de compenser la puissance réactive des charges polluantes connectées au réseau. Cette nouvelle topologie du filtre passif hybride (FPH) proposée présente les caractéristiques suivantes :

- a) Insensibilité aux variations de l'impédance de la source,
- b) Pas de problème de résonance parallèles ou de résonance série,
- c) Réponse dynamique rapide,

- d) Réduction significative du dimensionnement du filtre passif parallèle,
- e) Compensation adaptative de la puissance réactive assurée par le TCR.

Les résultats expérimentaux et de simulation seront présentés afin de valider les performances de la configuration proposée (Hamadi, Rahmani et al. 2009).

### **3.2 Configuration du filtre passif hybride triphasé**

La Figure 3.1 montre le schéma étudié. La charge polluante est constituée de deux ponts redresseurs à thyristors alimentant une charge R-L ou une charge R-C. Le filtre passif hybride est constitué par la combinaison d'un filtre passif série coupe bande et d'un filtre passif parallèle passe bande. Cet arrangement a permis d'abord, de forcer les harmoniques de courant à circuler dans le filtre passif shunt au lieu d'aller vers le réseau d'alimentation et ensuite, d'offrir une isolation harmonique entre le réseau d'alimentation et la charge. Le TCR a pour rôle de varier continuellement le courant dans l'inductance par l'angle d'amorçage des thyristors pour contrôler la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire. Cette structure de filtre passif hybride permet d'éliminer les risques de résonance entre le filtre passif hybride et l'impédance du réseau.

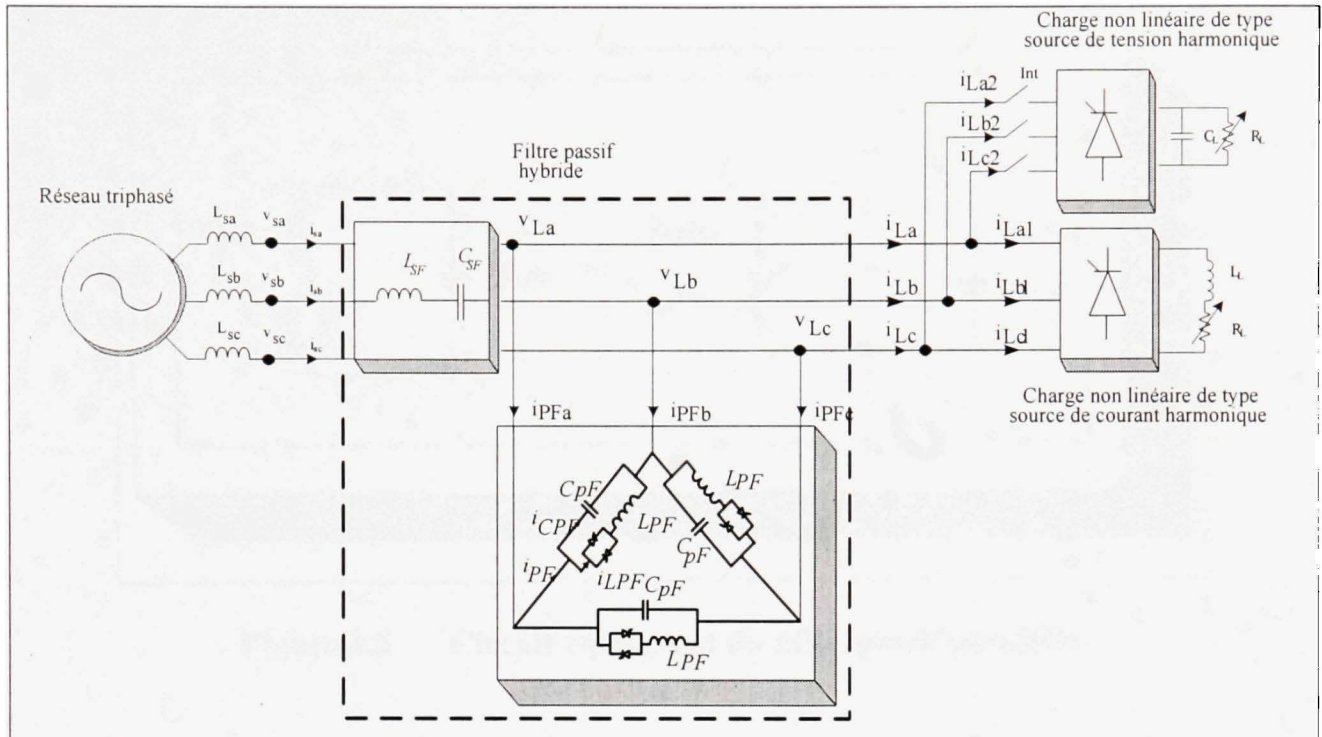
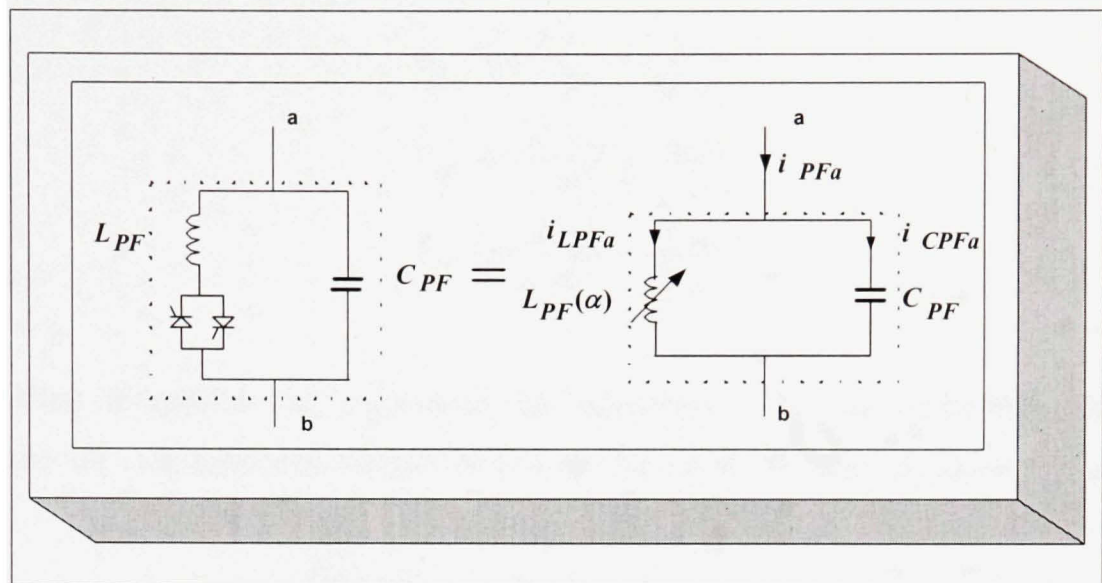


Figure 3.1 Schéma du montage étudié.

### 3.3 Modélisation du filtre passif parallèle

La Figure 3.2 montre le schéma équivalent du TCR, où les deux thyristors montés en tête bêche en série avec l'inductance du filtre passif parallèle sont remplacés par une inductance variable en fonction de l'angle d'allumage des deux thyristors. La puissance réactive transitée par cette inductance variable est contrôlée de façon continue à la fréquence du fondamental par le TCR





**Figure 3.2** Circuit équivalent du filtre passif parallèle.

Le filtre passif parallèle est régi par trois équations différentielles dans le référentiel '123', en appliquant les lois de Kirchhoff pour les tensions et les courants :

$$\begin{aligned}
 L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFa}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPF a} dt \\
 L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFb}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPF b} dt \\
 L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFc}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPF c} dt
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Ces équations sont réarrangées en les dérivant dans le but d'éliminer l'action intégrale :

$$\begin{aligned}
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{L'Fa}}{dt^2} &= \frac{i_{CPF a}}{C_{PF}} \\
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{L'Fb}}{dt^2} &= \frac{i_{CPF b}}{C_{PF}} \\
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{L'Fc}}{dt^2} &= \frac{i_{CPF c}}{C_{PF}}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Le système d'équation est transformé du référentiel '123' au référentiel orthogonal synchrone 'dq'. La matrice de transformation de Park est donnée par l'équation suivante :

$$C_{dq}^{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

Où :  $\theta = \omega t$

Le système après transformations est :

$$\begin{aligned}
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{L'PFd}}{dt^2} - L_{PF}(\alpha) \omega^2 i_{L'PFd} &= 2L_{PF}(\alpha) \omega \frac{di_{L'PFq}}{dt} + \frac{i_{CPF d}}{C_{PF}} \\
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{L'PFq}}{dt^2} - L_{PF}(\alpha) \omega^2 i_{L'PFq} &= 2L_{PF}(\alpha) \omega \frac{di_{L'PFd}}{dt} + \frac{i_{CPF q}}{C_{PF}}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Comme la tension d'alimentation du réseau est constante, on en déduit que la puissance réactive délivrée par le condensateur du filtre passif parallèle à la fréquence fondamentale est donc constante, la dérivée du courant du condensateur selon l'axe  $q$  est donc nulle. En considérant que les pertes dans le filtre passif shunt sont négligeables, alors le courant  $i_{L'PFd} = 0$  est nul, par conséquent sa dérivée par rapport au temps est nulle.

$$\frac{d^2 i_{LPFq}}{dt^2} - \omega^2 i_{LPFq} = \frac{1}{L_{PF}(\alpha) C_{PF}} i_{CPFq} \quad (3.5)$$

Dans le cas où on s'intéresse à choisir un contrôleur à la partie linéaire de l'équation 3.5, on pourrait choisir la technique de placement des pôles en résolvant l'équation de Diophantine.

Afin d'appliquer la commande adaptative par modèle de référence et de garantir une poursuite asymptotique à la sortie du système, on applique un changement de variables entre les courants du filtre passif shunt :

$$i_{LPFq} = i_{PFq} - i_{CPFq} \quad (3.6)$$

En remplaçant l'équation 3.6 dans l'équation 3.5, nous obtenons :

$$\frac{d^2 i_{PFq}}{dt^2} = \frac{i_{CPFq}}{L_{PF}(\alpha) C_{PF}} + \omega^2 i_{LPFq} \quad (3.7)$$

### 3.4 Commande adaptative directe avec modèle de référence

Une loi de commande adaptative est choisie pour garantir une poursuite asymptotique à la sortie du système. Cette commande adaptative par modèle de référence se base sur le théorème de la stabilité de Lyapunov et sur le lemme de Barbalat. Le processus adaptatif met effectivement à jour les paramètres du régulateur après une variation de la charge non linéaire. L'écart est ainsi réduit entre la valeur réelle des paramètres du modèle et celle détenue par le compensateur. Ce dernier peut donc conserver ses performances suite à une prochaine variation de la charge. L'adaptation des paramètres renforce ainsi la robustesse du régulateur adaptatif. La loi de commande s'occupe de stabiliser le système à un autre point

d'équilibre, tandis que le processus d'adaptation met lentement à jour les paramètres estimés pour assurer l'efficacité du régulateur. Il convient de souligner que la commande adaptative dans notre cas diffère quelque peu du schéma classique. En effet, le second membre de l'équation 3.7 est exploité afin d'extraire l'angle d'allumage du TCR, en utilisant une fonction non linéaire. La forme générale de la commande par modèle de référence est donnée à la Figure 3.36.

L'entrée du système est définie par :

$$\frac{d^2 i_{PFq}}{dt^2} = u \quad (3.8)$$

La transformé de Laplace de l'équation 3.8 donne :

$$G(s) = \frac{i_{PFq}}{u} = \frac{1}{s^2} \quad (3.9)$$

La représentation d'état du système est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & b \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \quad (3.10)$$

avec :  $x_1 = i_{PFq}$ ,  $x_2 = \dot{x}_1$ ,  $a = 0$ ,  $b = 1$

L'objectif de la commande est la poursuite de la trajectoire du modèle de référence en vue de minimiser l'erreur en régime dynamique et d'annuler l'erreur en régime permanent. La



fonction de transfert du modèle de référence est identifiée à un système du second ordre en utilisant la fonction LTI de Powergui sous Matlab.

$$G_r(s) = \frac{i_{Lq}}{u} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.11)$$

Où  $i_{Lq}$  représente le courant de référence selon l'axe  $q$  du filtre passif parallèle extrait à partir du courant de la charge et  $u$  représente l'entrée.

On déduit ensuite numériquement le dépassement  $M_p = 16.44\%$ , le coefficient d'amortissement  $\xi = 0.5$  et la pulsation naturelle  $\omega_n = 205.53 \text{ rd/s}$ .

Posons :  $x_{1R} = i_{Lq}$  ;  $x_{2R} = \dot{x}_{1R}$

Le modèle de référence dans l'espace d'état est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1R} \\ \dot{x}_{2R} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} u \quad (3.12)$$

Par définition, la loi de commande adaptative est donnée par :

$$u = \theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 - m\dot{v} \quad (3.13)$$

Où  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $m$  : représentent les paramètres estimés et  $\dot{v}$  représente la référence.

On déduit les erreurs et leurs dérivées respectives :

$$e_1 = x_1 - x_{1R} \text{ et } e_2 = x_2 - x_{2R} \quad (3.14)$$

La dynamique de l'erreur est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix}}_{A_R} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (b\theta_1 + \omega_n^2)x_1 + (a + b\theta_2 + 2\xi\omega_n)x_2 - (bm_1 + \omega_n^2)v \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Soit :

$$\dot{e} = A_R e + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

La matrice  $A_R$  est stable car les valeurs propres sont négatives, on en déduit l'existence d'une matrice symétrique  $P$  définie positive qui vérifie l'équation suivante :

$$A_R^T P + P A_R = -I \quad (3.17)$$

$$\text{Avec } P = \begin{pmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{pmatrix} \text{ et } I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Le calcul de la matrice symétrique  $P$  donne:

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1 + \omega_n^2 + 4\xi^2}{4\xi\omega_n} & \frac{1}{2\omega_n^2} \\ \frac{1}{2\omega_n^2} & \frac{1 + \omega_n^2}{4\xi\omega_n^3} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

La fonction candidate de Lyapunov est donnée par l'expression :

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = e^T P e + \frac{I}{2b\gamma} \left[ (b\theta_1 + \omega_n^2)^2 + (a + b\theta_2 + 2\xi\omega_n)^2 + (bm - \omega_n^2)^2 \right] \quad (3.19)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -e^T e + (b\theta_1 + \omega_n^2) \left\{ \frac{I}{\gamma} \frac{d\theta_1}{dt} + 2(e_1 p_2 + e_2 p_3) x_1 \right\} \\ & + (a + b\theta_2 + 2\xi\omega_n) \left\{ \frac{I}{\gamma} \frac{d\theta_2}{dt} + 2(e_1 p_2 + e_2 p_3) x_2 \right\} + (bm + \omega_n^2) \left\{ \frac{I}{\gamma} \frac{dm}{dt} + 2(e_1 p_2 + e_2 p_3) u_c \right\} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Afin de garantir la stabilité de Lyapunov, la dérivée de la fonction candidate doit être négative ( $\dot{V} \leq 0$ ). Cette condition est réalisable si :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_1}{dt} = -2\gamma(e_1 p_2 + e_2 p_3) x_1 \\ \frac{d\theta_2}{dt} = -2\gamma(e_1 p_2 + e_2 p_3) x_2 \\ \frac{dm}{dt} = 2\gamma(e_1 p_2 + e_2 p_3) u_c \end{cases} \quad (3.21)$$

Finalement la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov devient :

$$\dot{V} = -e^T e \leq 0 \quad (3.22)$$

Une difficulté de la méthode directe de Lyapunov est que la dérivée  $\dot{V}$  n'est pas toujours définie négative, mais plutôt semi définie négative  $\dot{V} \leq 0$ . Afin de contourner cette difficulté, on emploie parfois le lemme de Barbalat.

Si la fonction de Lyapunov  $V$  satisfait les conditions suivantes :

- $V$  est bornée vers le bas,
- $\dot{V}$  est semi définie négative,
- $\dot{V}$  est continue,
- Alors,  $\dot{V} \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ .

D'après l'équation 3.22,  $\dot{V}$  est semi définie négative, pour appliquer le lemme de Barbalat, il faut démontrer que  $\dot{V}$  est uniformément continue en montrant que  $\ddot{V}$  est bornée.

On a :  $\ddot{V} = -2e^T \dot{e}$ . On déduit que  $\ddot{V}$  est bornée si  $e$  et  $\dot{e}$  sont bornées, or  $e$  est bornée puisque  $V \geq 0$  et  $\dot{V} \leq 0$ , par ailleurs à partir de l'équation dynamique de l'erreur :  $\dot{e} = A_R e + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \end{bmatrix}$ , la matrice  $A_R$  est stable,  $e$ ,  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $m$  sont bornés, donc  $\dot{e}$  est bornée. On peut donc conclure en vertu du lemme de Barbalat que  $\dot{V} \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ , ce qui implique que  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \rightarrow 0$  et que le système est par conséquent asymptotiquement stable.

### 3.5 Détermination de l'angle d'allumage $\alpha$

Pour un couplage étoile, l'inductance équivalente du filtre passif parallèle est donnée par :



$$L_{PF}(\alpha) = L_{PF} \frac{\pi}{2\pi - 2\alpha + \sin(2\alpha)} \quad (3.23)$$

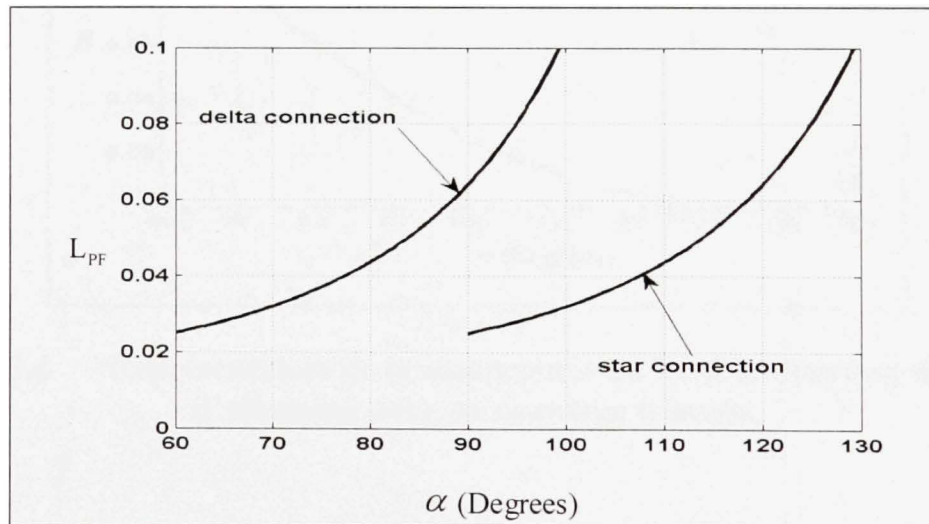
Où l'angle d'amorçage  $\alpha$  est défini pour :  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$

Et pour un couplage triangle, l'inductance équivalente est exprimée par :

$$L_{PF}(\alpha) = L_{PF} \frac{\pi}{2\pi - 2(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \sin 2(\alpha + \frac{\pi}{6})} \quad (3.24)$$

Où  $\alpha$  est limité par :  $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$

À partir des équations 3.23 et 3.24, on constate que l'inductance du filtre passif parallèle dépend de l'angle d'allumage. La Figure 3.3 représente l'inductance équivalente pour les deux types de couplage triangle et étoile.



**Figure 3.3 Inductance équivalente du TCR.**

La susceptance pour un couplage triangle est donnée par :

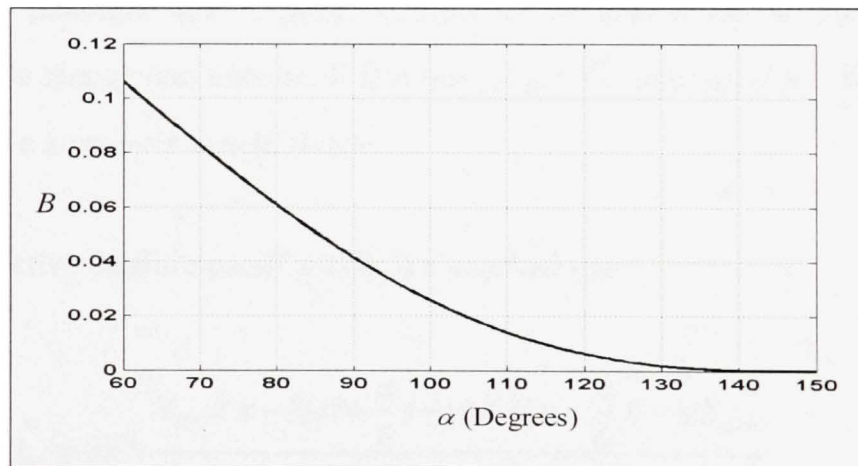
$$B(\alpha) = B \frac{2\pi - 2(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \sin(2(\alpha + \frac{\pi}{6}))}{\pi} \quad (3.25)$$

Où  $B = \frac{I}{L_{PF} \omega_0}$

En utilisant l'équation 3.7, on obtient :

$$B(\alpha) = (u - \omega^2 i_{LPFq}) \frac{C_{PF}}{i_{CPFQ}} \quad (3.26)$$

Pour un couplage triangle, la susceptance en fonction de l'angle d'amorçage est représentée par la Figure 3.4.



**Figure 3.4** Représentation de la susceptance du TCR en fonction de l'angle d'allumage pour un couplage triangle.

### 3.6 Détermination de la valeur limite de l'angle d'allumage du TCR

L'angle limite est défini comme étant l'angle pour lequel, il n'y a aucun échange de la puissance réactive entre le filtre passif parallèle et la charge. La puissance réactive totale du filtre passif parallèle est donnée par :

$$Q_{PF}(\alpha) = 3V^2 (B_C - B_L(\alpha)) \quad (3.27)$$

Où :

$$B_L(\alpha) = \frac{I}{X_{LPF}(\alpha)}$$

$$B_C = \frac{I}{X_{CPF}}$$

Le filtre passif parallèle doit à priori compenser la totalité de la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. Il faut que  $Q_{PF} \leq Q_L$  pour qu'il n'y ait pas d'excès de puissance réactive à envoyer vers le réseau.

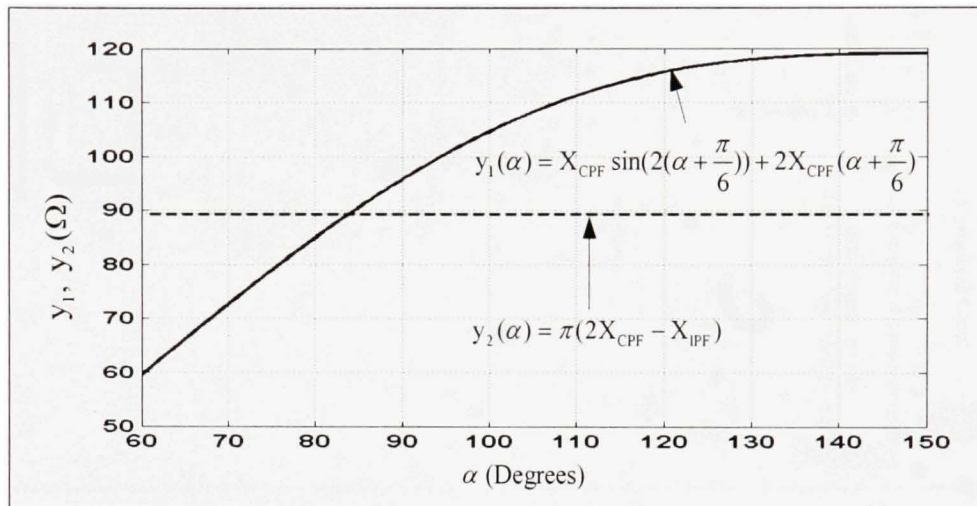
La puissance réactive du filtre passif parallèle s'exprime par :

$$Q_{PF} = 3V^2 \frac{X_{CPF}(\pi - 2(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \sin(2(\alpha + \frac{\pi}{6}))) - \pi X_{LPF}}{\pi X_{LPF} X_{CPF}} \quad (3.28)$$

Cette puissance s'annule quand :

$$X_{CPF}(2\pi - 2(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \sin(2(\alpha + \frac{\pi}{6}))) - \pi X_{LPF} = 0 \quad (3.29)$$

On détermine graphiquement l'angle d'allumage limite à partir de la Figure 3.5



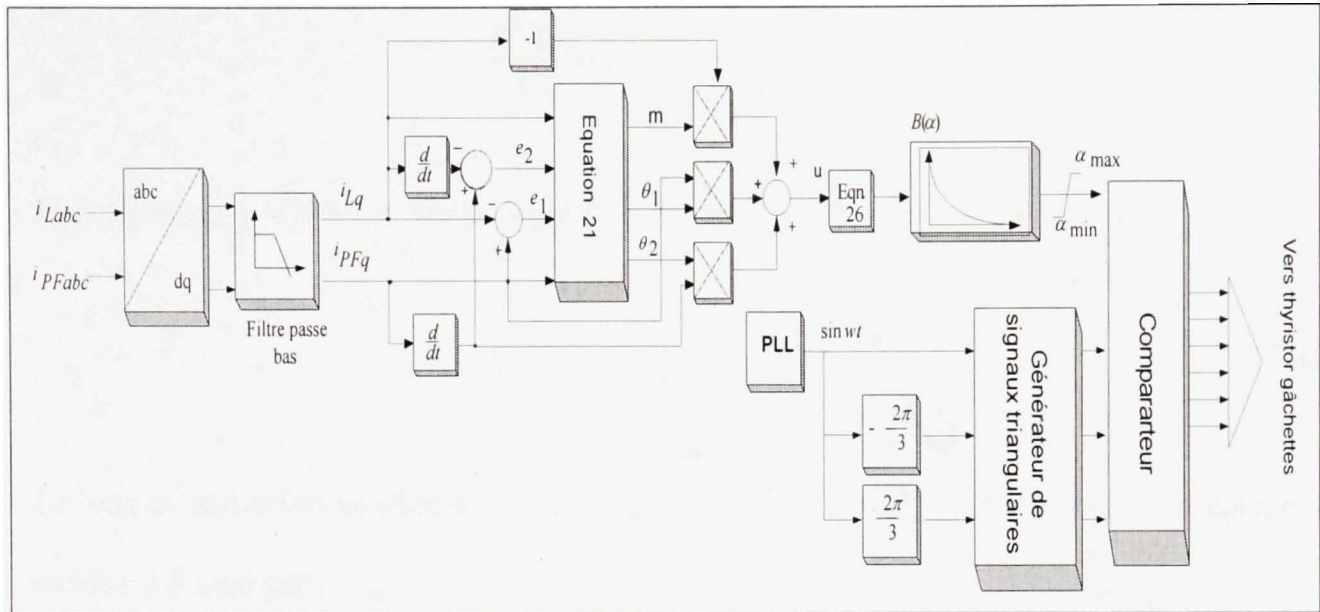
**Figure 3.5 Détermination de l'angle d'allumage limite du TCR.**

De la Figure 3.5, on détermine la valeur de  $\alpha$  limite :

- Pour  $L_{PF} = 25 \text{ mH}$  et  $C_{PF} = 140 \mu\text{F}$  on a  $\alpha = 84^\circ$ .
- Pour  $L_{PF} = 35 \text{ mH}$  et  $C_{PF} = 140 \mu\text{F}$  on a  $\alpha = 74^\circ$ .

Le schéma de la commande est donné à la Figure 3.6.





**Figure 3.6** Schéma bloc de la commande du TCR.

### 3.7 Comparaison entre le couplage étoile et le couplage triangle du filtre passif parallèle

A partir de l'analyse qui suit, on peut dire que le couplage triangle du filtre passif parallèle donne de meilleur taux de distorsion harmonique de courant de source et de la tension au point de raccordement que le couplage étoile.

L'impédance du filtre passif parallèle est donnée par :

$$Z_{hSPF} = \frac{j h X_{LFF}}{\left( -\frac{h^2 X_{LFF}}{X_{CPF}} + 1 \right)} \quad (3.30)$$

Ce filtre a un comportement capacitif à la fréquence des harmoniques et l'impédance correspondante est donnée par :

$$\frac{h^2 X_{LPF}}{X_{CPF}} \gg 1 \Rightarrow Z_{hSPF} = \frac{X_{CPF}}{jh}$$

Par conséquent, la tension harmonique au point de raccordement est donnée par :

$$V_{Lh} = \frac{X_{CPF}}{h} I_{ch} \quad (3.31)$$

Le taux de distorsion harmonique de la tension au point de raccordement pour un couplage étoile est donné par :

$$THD_{V_{Lh}}(Y) = \frac{\sqrt{\sum I_{Lh}^2}}{V_{Lh}} = X_{CPF} \frac{\sqrt{\sum_3^{\infty} \left( \frac{I_{Lh}}{h} \right)^2}}{V_{Lh}} \quad (3.32)$$

Avec

$V_{Lh}$  : Tension harmonique au point de raccordement,

$I_{ch}$  : Courant du filtre passif parallèle ( $I_{ch} \approx I_{Lh}$ ),

$V_{Lh}$  : Tension fondamentale simple au point de raccordement.

Le taux de distorsion harmonique de la tension au point de raccordement pour un couplage triangle est donné par :

$$THD_{V_{Lh}}(\Delta) = \frac{\sqrt{\sum V_{Lh}^2}}{V_{Lh}(L-L_s)} = \frac{1}{3} X_{CPF} \frac{\sqrt{\sum_{h=5}^{\infty} \left( \frac{I_{Lh}}{h} \right)^2}}{V_{Lh}} \quad (3.33)$$

Où  $V_{Lh}(L-L_s)$  représente la tension fondamentale composée au point de raccordement.

On en déduit alors :

$$THD_{V_{Lh}}(\Delta) = \frac{THD_{V_{Lh}}(Y)}{3} \quad (3.34)$$

D'après cette équation, on conclut que le taux de distorsion harmonique de la tension au point de raccordement obtenu pour un couplage triangle est trois fois inférieur à celui du couplage étoile.

Une autre comparaison peut être effectuée, en calculant la capacité équivalente du filtre passif parallèle.

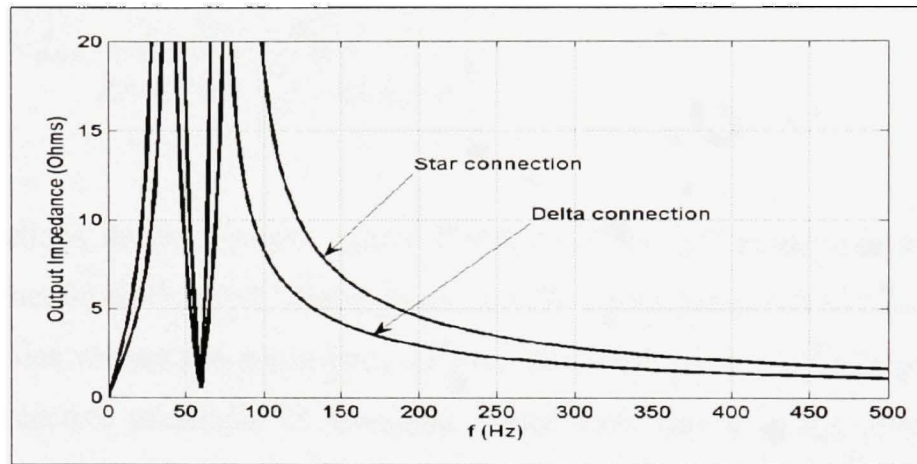
La capacité équivalente pour le couplage étoile est donnée par :

$$C_{eq}(Y) = \frac{C_{PF}}{2} \quad (3.35)$$

La capacité équivalente pour le couplage triangle est donnée par:

$$C_{eq}(\Delta) = \frac{3C_{PF}}{2} \quad (3.36)$$

On conclut que la capacité équivalente pour le couplage triangle est trois fois supérieure que celui du couplage étoile. Par conséquent, le couplage triangle permet d'absorber plus de courant harmoniques que le couplage étoile, donc il offre de meilleures performances de filtrage. Cette comparaison peut être déduite de la Figure 3.7.



**Figure 3.7 Représentation de l'impédance du filtre passif shunt en fonction de la fréquence pour les couplages étoile et triangle.**

### 3.8 Dimensionnement des paramètres du filtre passif parallèle

Le filtre passif parallèle absorbe toutes les composantes des courants harmoniques en facilitant leur circulation et en créant un chemin avec une impédance presque nulle à la fréquence des harmoniques. La fréquence d'accord de ce filtre est fixée à 60Hz.

La puissance réactive du filtre passif parallèle est donnée par :

$$Q_{pf}(\alpha) = 3I_s'^2 (B_c - B_L(\alpha)) \quad (3.37)$$

Avec  $B_c$ : la susceptance de la capacité, et  $B_L$ : la susceptance de l'inductance

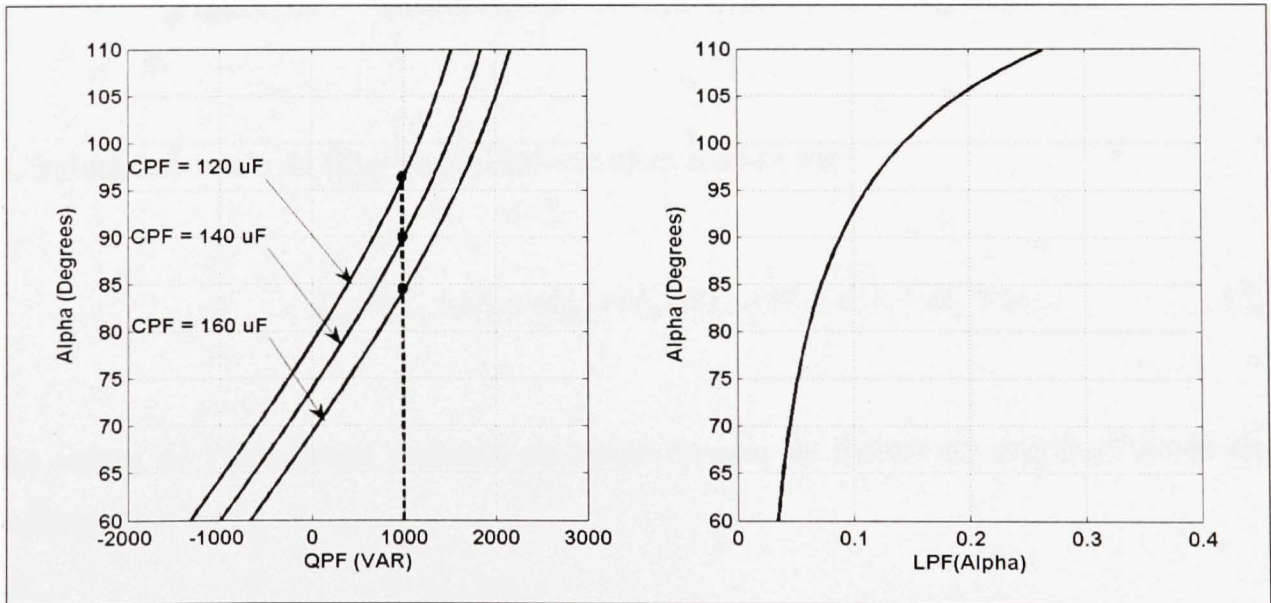


L'expression précédente peut s'écrire sous la forme :

$$Q_{PF} = 3V^2 \left( C_{PF} \omega - \frac{1}{\omega L_{PF}(\alpha)} \right) \quad (3.38)$$

$$\text{Avec } L_{PF}(\alpha) = L_{PF} \frac{\pi}{2\pi - 2(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \sin 2(\alpha + \frac{\pi}{6})}$$

Les représentations de la puissance réactive et les valeurs de l'inductance du filtre passif parallèle en fonction de l'angle d'allumage ( $\alpha$ ) du TCR sont données à la Figure 3.8. Pour la détermination des valeurs des paramètres du filtre passif parallèle, on doit à priori connaître la puissance réactive maximale et minimale consommée par la charge non linéaire. Par exemple, pour compenser une puissance réactive de la charge de  $Q_L = 1000 \text{ VAR}$ , les paramètres du filtre passif shunt sont déterminés à partir de la Figure 3.8.

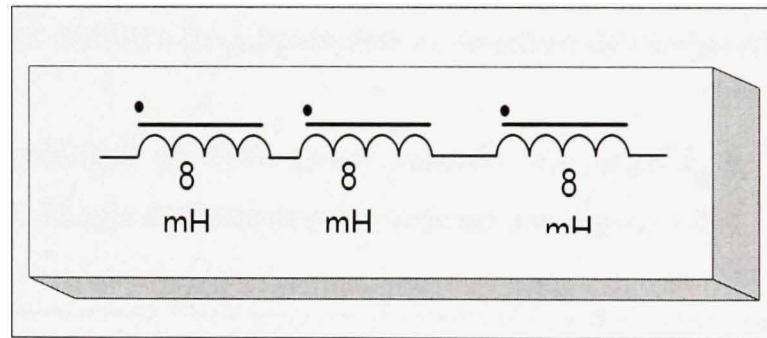


**Figure 3.8** Représentation de la puissance réactive et des valeurs de l'inductance du filtre passif shunt en fonction de l'angle d'allumage du TCR.

### 3.9 Concept d'inductance mutuelle

Pour réduire le dimensionnement du filtre passif série, chacune des trois inductances de 67mH est remplacée par trois inductances en série de 8mH montées sur un même noyau de fer comme l'indique la Figure 3.9. Le concept de l'inductance mutuelle nous a permis d'avoir une inductance totale proche de 67 mH.

Le schéma de l'inductance mutuelle est donné à la Figure 3.9.



**Figure 3.9 Branchement des inductances du filtre passif série.**

L'inductance totale du filtre passif série est alors donnée par :

$$L_{\text{eq}} = (L_1 + M_{12} + M_{13}) + (L_2 + M_{21} + M_{23}) + (L_3 + M_{31} + M_{32}) \quad (3.39)$$

La valeur de l'inductance mutuelle en tenant compte du facteur de couplage donné par le constructeur est :

$$M_{12} = M_{21} = M_{13} = M_{31} = M_{23} = M_{32} = M = K\sqrt{L_1 L_2} = 7.2\text{mH} \quad (3.40)$$

Le coefficient de couplage est :  $K = 0.9$

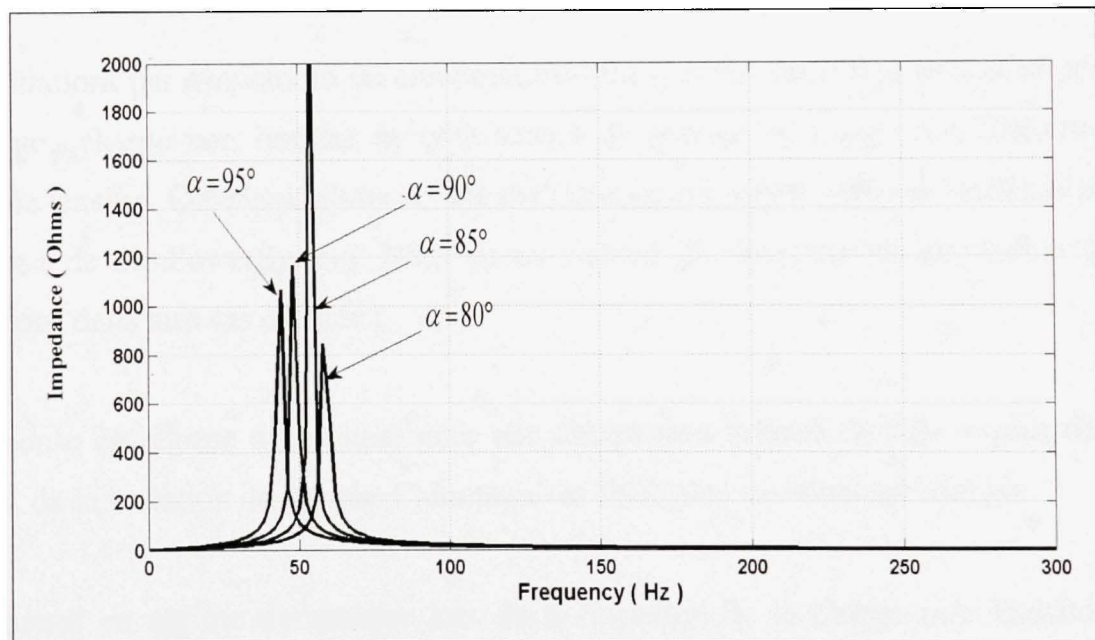
La valeur réelle de l'inductance totale du filtre passif série avec le concept de l'inductance mutuelle est :

$$L_{spf} = (L_1 + L_2 + L_3 + 6M) = 3 \times 810^{-3} + 6 * 7.210^{-3} = 67.2mH \quad (3.41)$$

Avec  $L_1, L_2, L_3$  sont les inductances propres du filtre passif série.

### 3.10 Impédance du filtre passif parallèle en fonction de l'angle d'allumage du TCR

Le module de l'impédance du filtre passif parallèle en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'angle d'allumage est représenté à la Figure 3.10.



**Figure 3.10 Représentation de l'impédance du filtre passif shunt en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de l'angle d'allumage du TCR.**

Les valeurs des inductances du filtre passif parallèle pour différents angles d'allumage sont données au Tableau 3.1.

Tableau 3.1 Valeurs des inductances du filtre passif parallèle pour différents angles d'allumage du TCR

$\alpha$ (Degrées)	80	85	90	95
$L(\alpha)$ (mH)	0.0611	0.0732	0.0895	0.1122

On remarque que pour différents angles d'allumage des thyristors du TCR, l'impédance à la fréquence des harmoniques reste faible, cependant la fréquence de résonance subit un léger déplacement, mais elle n'affecte pas les performances de filtrage.

### 3.11 Résultats de simulation

Des validations par simulations du comportement du système sont effectuées pour deux types de charge : charge non linéaire de type source de courant et charge non linéaire de type source de tension. Ces simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink et le toolbox de SimPowerSystem. Nous avons élaboré plusieurs cas de simulation que nous regroupons dans huit cas d'étude :

- 1) Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lors de la variation de l'angle d'allumage du TCR pour un couplage triangle.
- 2) Réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de courant pour un couplage triangle.



- 3) Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension avec un angle d'allumage du redresseur commandé  $\alpha_f = 0^\circ$  et lorsque le TCR est couplé en triangle.
- 4) Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type tension avec un angle d'allumage  $\alpha_f = 30^\circ$  et lorsque le TCR est couplé en triangle.
- 5) Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle.
- 6) Réponse en régime dynamique lors de la variation de l'angle d'allumage du TCR lorsqu'il est couplé en triangle pour une charge non linéaire de type source de courant.
- 7) Réponse en régime dynamique du système suite à un phénomène de résonance pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle.
- 8) Réponse dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant alimentée par un réseau déformé.

Les paramètres du système simulé sont donnés par le Tableau 3.2.

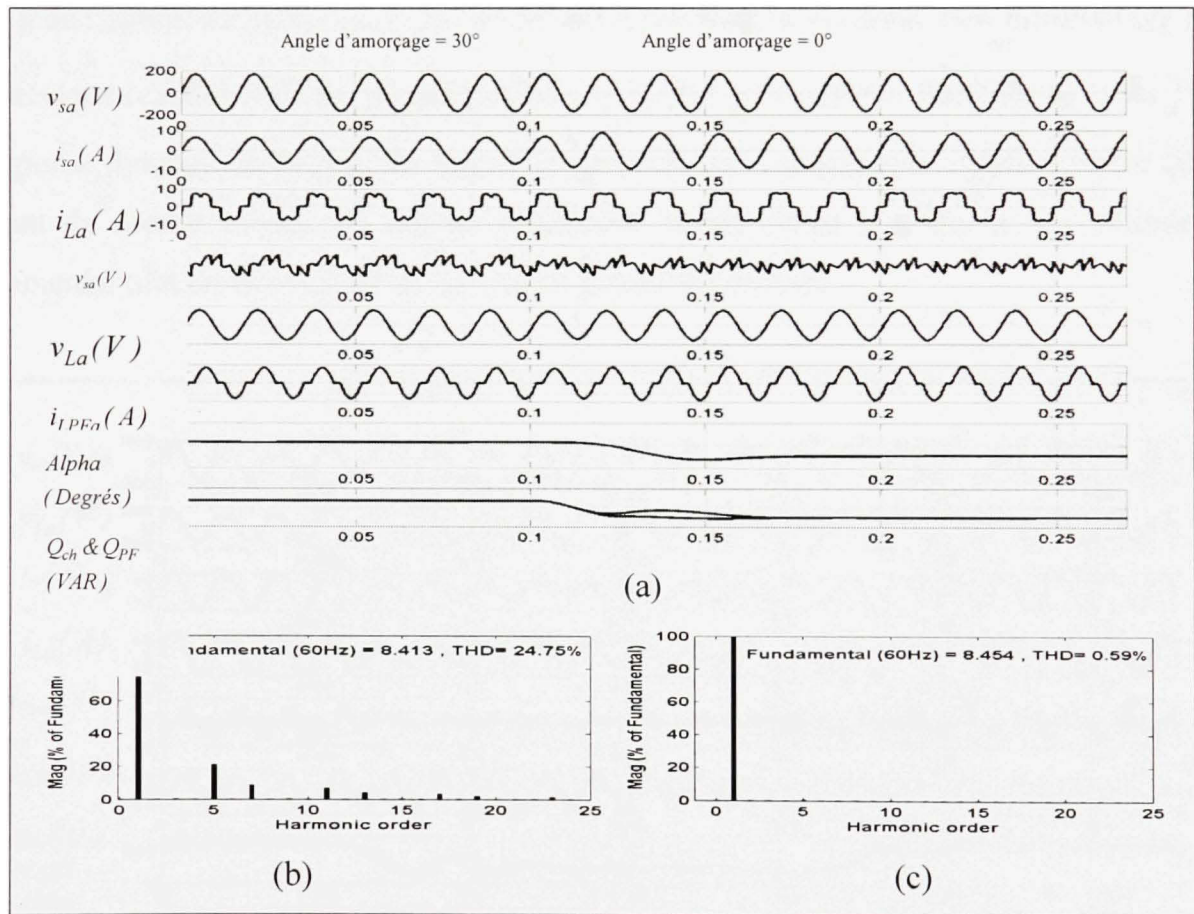
Tableau 3.2 Paramètres du système simulé

Tension simple efficace et fréquence de la source	$V_s(\text{eff})=120 \text{ V}$ , $f_s=60 \text{ Hz}$
Impédance du réseau	$L_s=0.5 \text{ mH}$ , $R_s = 0.5 \Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de courant	$R_L = 40 \Omega$ , $L_L= 10 \text{ mH}$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de tension	$R_C = 40 \Omega$ , $C_C= 1000 \mu\text{F}$
Paramètres du filtre passif parallèle	$L_{PF}=25 \text{ mH}$ , $C_{PF}=120 \mu\text{F}$
Paramètres du filtre passif série	$L_{SF}=3 \times 8 \text{ mH}$ , $C_{SF}=105 \mu\text{F}$

### 3.11.1 Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lors de la variation de l'angle d'allumage de la charge et lorsque le TCR est couplé en triangle

Nous allons analyser dans ce paragraphe les performances en régime dynamique du filtre passif hybride pour une charge non linéaire de type source de courant. Les résultats de simulation lors de la variation de l'angle d'allumage des thyristors sont donnés par la Figure 3.11. La tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), le courant de source ( $i_{sa}$ ), le courant de charge ( $i_{La}$ ), le courant du filtre passif parallèle ( $i_{PFa}$ ), la tension de charge ( $v_{La}$ ), le courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ), l'angle d'allumage du TCR ( $\alpha$ ), la puissance réactive de la charge ( $Q_L$ ) et la puissance réactive du filtre passif shunt ( $Q_{PF}$ ) y sont présentés. La charge non linéaire est formée d'un redresseur à six thyristors alimentant une charge R-L. Pour tester la capacité de compensation de la puissance réactive, nous avons varié l'angle d'amorçage des thyristors du pont redresseur de  $30^\circ$  à  $0^\circ$  à l'instant  $t = 0,117\text{s}$ . Le courant fourni par le réseau après compensation est bien sinusoïdal et en phase avec la tension au point de raccordement.

A partir de cette figure, on remarque que lorsque l'angle d'allumage de la charge varie de  $\alpha_i = 30^\circ$  à  $\alpha_i = 0^\circ$ , le courant ( $i_{LPFa}$ ) dans le TCR varie de  $i_{LPFa}(rms) = 9.018 A$  à  $i_{LPFa}(rms) = 9.89 A$ . La réponse dynamique du système lors de la variation de l'angle d'allumage de la charge montre que la compensation de la puissance réactive se fait en un temps inférieur à trois périodes du fondamental. Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés par la Figure 3.11. Le THD correspondant en régime permanent est réduit de 24.75% avant compensation à 0.59% après compensation.

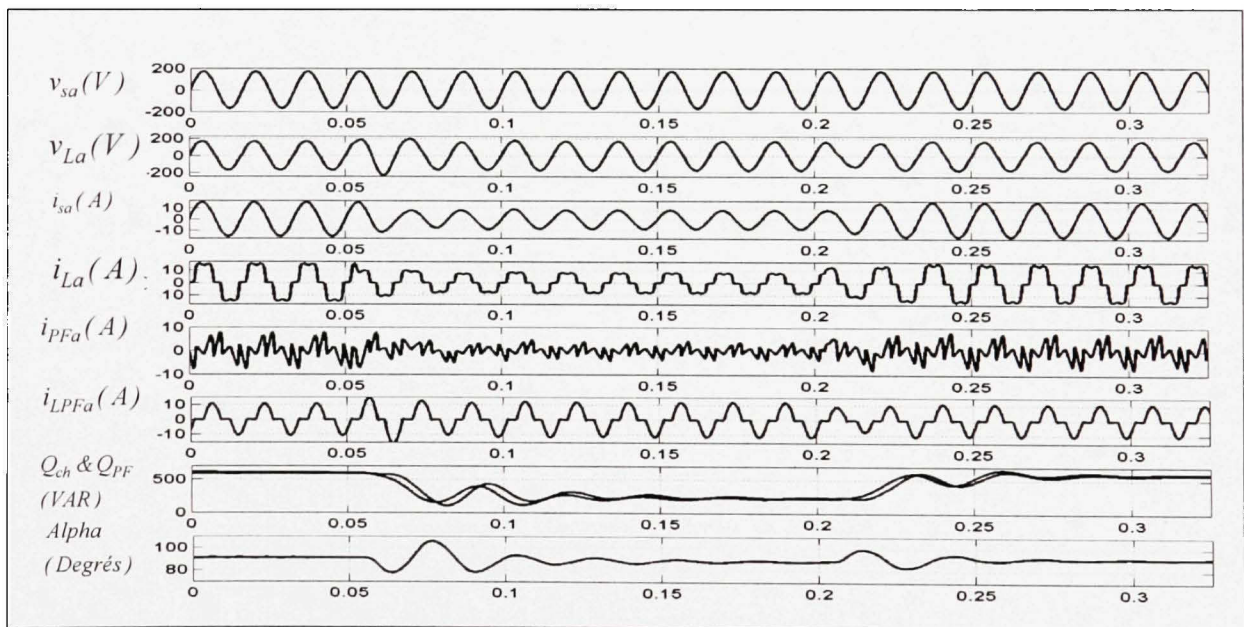


**Figure 3.11 Régime dynamique lors de la variation de l'angle d'allumage de la charge non linéaire de type source de courant, (a) formes d'ondes lorsque le TCR est couplé en triangle, (b) spectre harmonique du courant de source pour la phase 1 avant compensation, (c) spectre harmonique du courant de source pour la phase 1 après compensation.**



### 3.11.2 Réponse dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle

Les résultats de simulation en régime dynamique lors d'une augmentation et d'une diminution de 100% de la charge non linéaire sont donnés à la Figure 3.12. Ces variations sont opérées respectivement à  $t=0.05\text{ms}$  et à  $t=0.2\text{ ms}$ . Cette figure montre les formes d'ondes de la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), de la tension de charge ( $v_{La}$ ), du courant de source ( $i_{sa}$ ), du courant de charge ( $i_{La}$ ), du courant du filtre passif parallèle ( $i_{pFa}$ ), du courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ), de la puissance réactive de la charge non linéaire ( $Q_L$ ), de la puissance réactive du filtre passif parallèle ( $Q_{pF}$ ) et de l'angle d'allumage ( $\alpha$ ) du TCR. La réponse dynamique du système lors de la variation de la charge non linéaire montre que le courant de source atteint son régime permanent en un temps inférieur à une période du fondamental tout en maintenant un facteur de puissance unitaire.

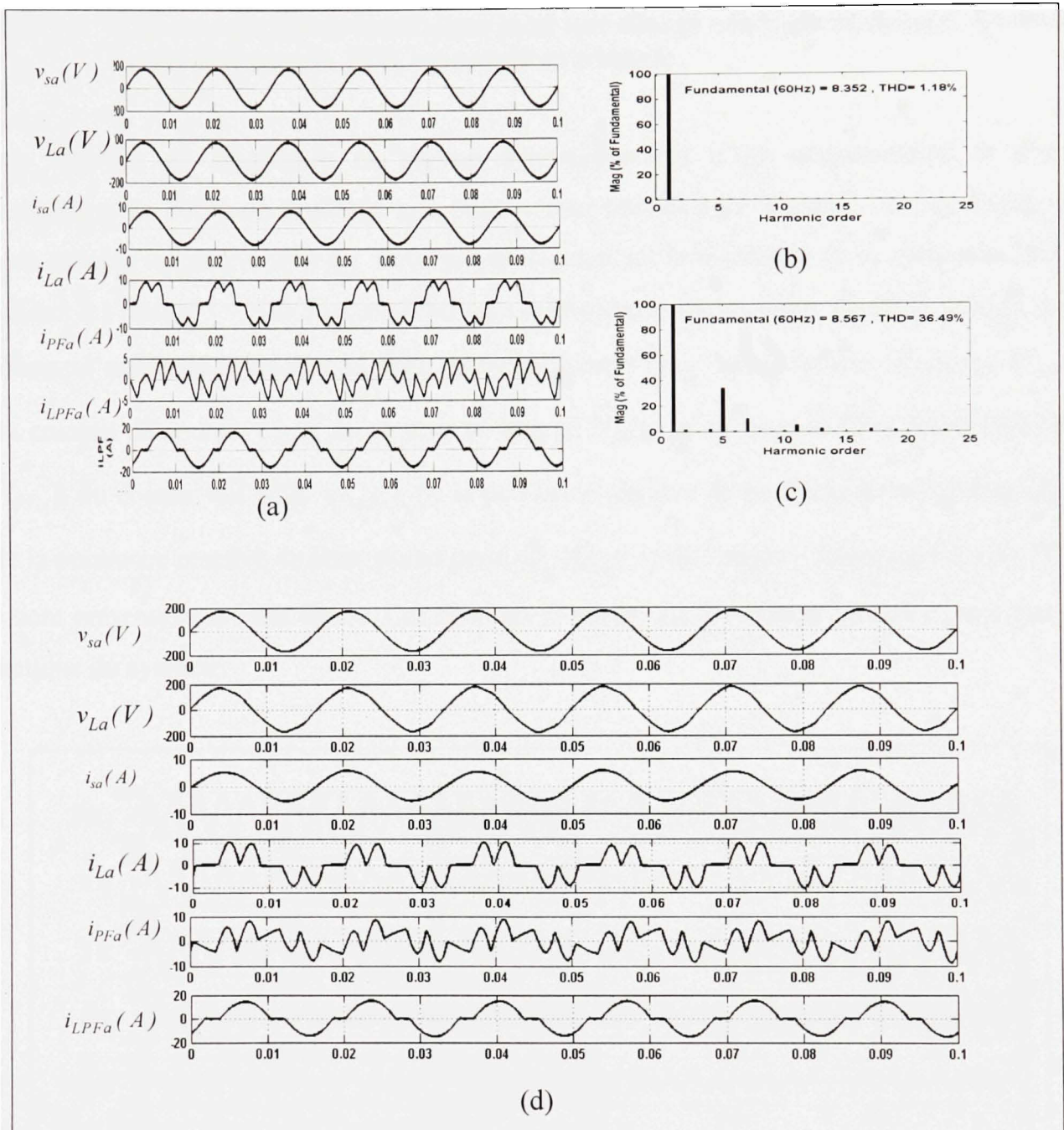


**Figure 3.12 Réponse en régime dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de courant harmonique lorsque le TCR est couplé en triangle.**



### 3.11.3 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle

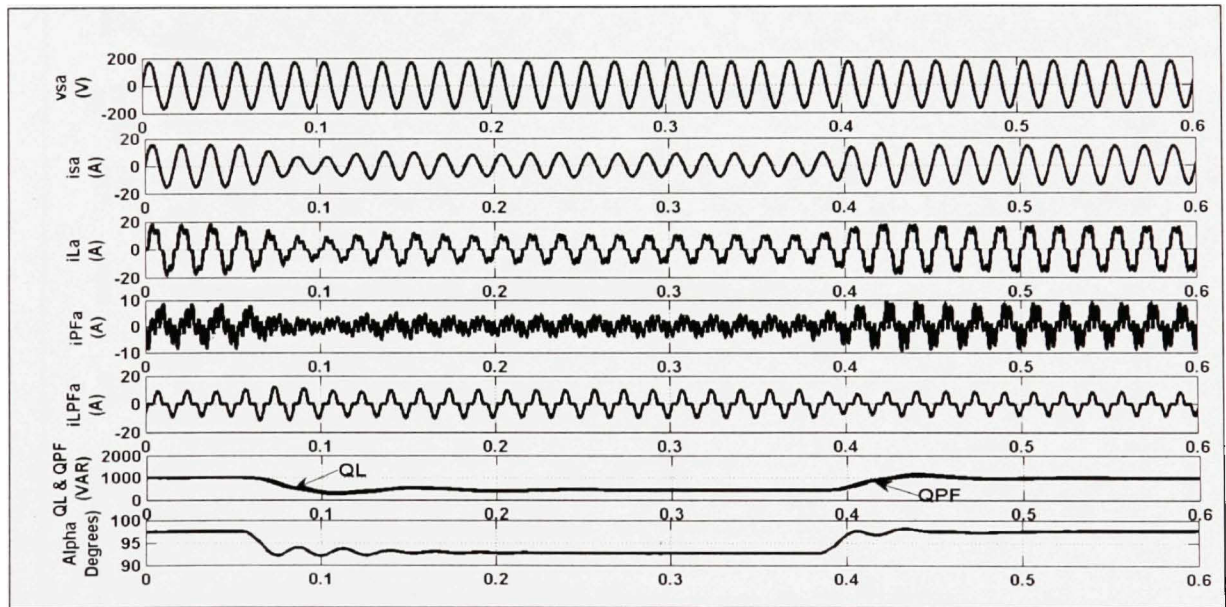
Les résultats de simulation montrés aux Figures 3.13a et 3.13d présentent les réponses en régime permanent de la phase 1 pour une charge non linéaire de type source de tension avec deux angles de retard à l'amorçage des thyristors. Cette charge non linéaire est composée par un redresseur à thyristors triphasé alimentant un circuit R-C. La tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), la tension de charge ( $v_{La}$ ), le courant de source ( $i_{sa}$ ), le courant de charge ( $i_{La}$ ), le courant du filtre passif parallèle ( $i_{pFa}$ ), et le courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) sont représentés sur cette figure. Les spectres harmoniques du courant de source sont donnés aux Figure 3.13b et 3.13c. Le TDH du courant de source passe de 36.49% avant compensation à 1.18% après compensation. Après compensation, nous avons obtenu un courant de source quasi sinusoïdal et en phase avec la tension au point de raccordement.



**Figure 3.13** Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle, (a) pour un angle d'amorçage de la charge de  $\alpha_1 = 0^\circ$ , (b) spectre harmonique du courant de source pour la phase 1 avant compensation (c) spectre harmonique du courant de source pour la phase 1 après compensation, (d) réponse en régime permanent pour un angle d'amorçage de la charge de  $\alpha_1 = 30^\circ$ .

### 3.11.4 Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle

Les résultats de simulation en régime dynamique lors d'une augmentation et d'une diminution de 100% de la charge non linéaire sont donnés à la Figure 3.14. Ces variations sont opérées respectivement à  $t = 66.7\text{ms}$  en augmentant la résistance de la charge de  $20\Omega$  à  $40\Omega$  et à l'instant  $t = 383.3\text{ms}$  en diminuant la résistance de la charge de  $40\Omega$  à  $20\Omega$ . Les formes d'ondes de la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), de la tension de charge ( $v_{La}$ ), du courant de source ( $i_{sa}$ ), du courant de charge ( $i_{La}$ ), du courant du filtre passif parallèle ( $i_{PFa}$ ), du courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ), de la puissance réactive de la charge non linéaire ( $Q_L$ ), de la puissance réactive du filtre passif parallèle ( $Q_{PF}$ ) et de l'angle d'allumage ( $\alpha$ ) du TCR y sont présentés sur cette figure. Ces résultats montrent un bon comportement dynamique et statique du système.



**Figure 3.14 Réponse en régime dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de courant harmonique lorsque le TCR est couplé en triangle.**



### 3.11.5 Réponse en régime dynamique du système suite à un phénomène de résonance

Dans le but de tester la configuration proposée afin d'éliminer effectivement le phénomène de résonance, nous avons volontairement enlevé le filtre passif série. La Figure 3.15 représente le comportement du système lors de l'excitation d'un phénomène de résonance. Initialement, à  $t=0s$ , lorsque le filtre passif série est connecté, il n'y a aucun phénomène de résonance ; puis à  $t=0.07s$ , lorsque le filtre passif série est court-circuité, il y a apparition d'un phénomène de résonance. Celui-ci entraîne un courant harmonique important dans le condensateur du filtre passif parallèle et dans le réseau. Ce qui montre que l'utilisation du filtre passif shunt seul peut créer des résonances. L'insertion du filtre passif série à l'instant  $t=0.18s$  permet d'éliminer le risque de résonance entre les éléments du filtre passif parallèle et l'impédance du réseau. Le filtre passif série agit comme une résistance vis-à-vis des courants harmoniques qui amortissent considérablement les phénomènes de résonance.

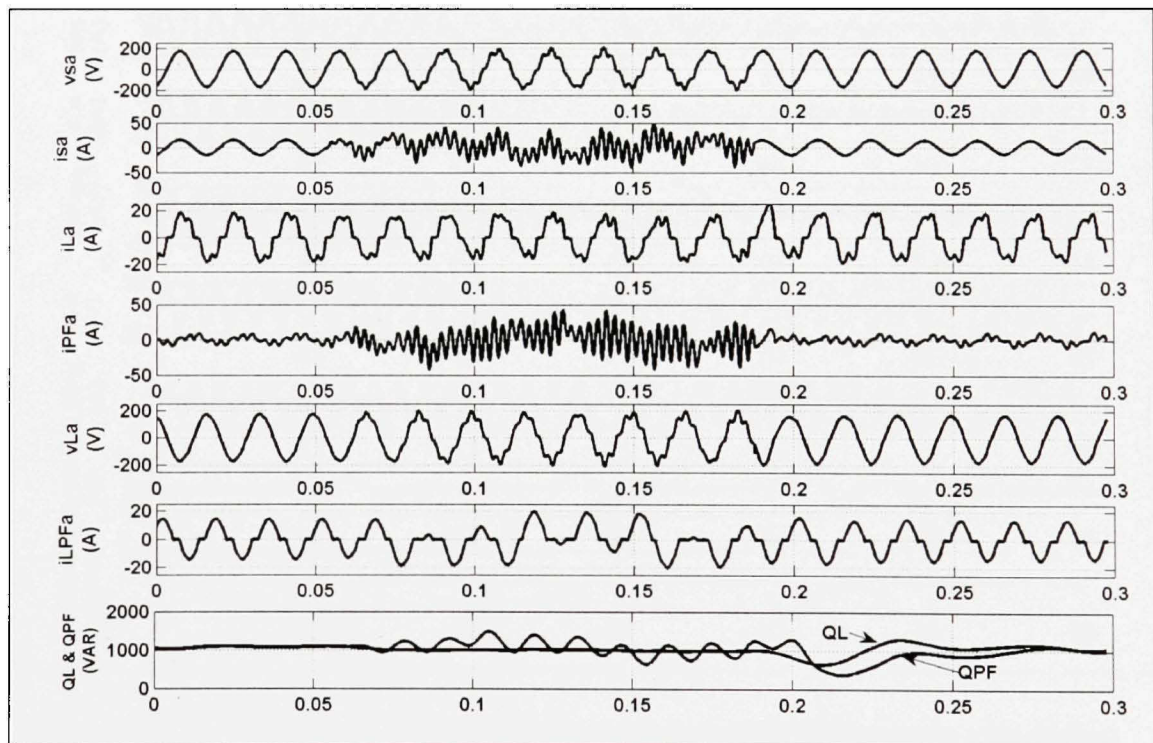
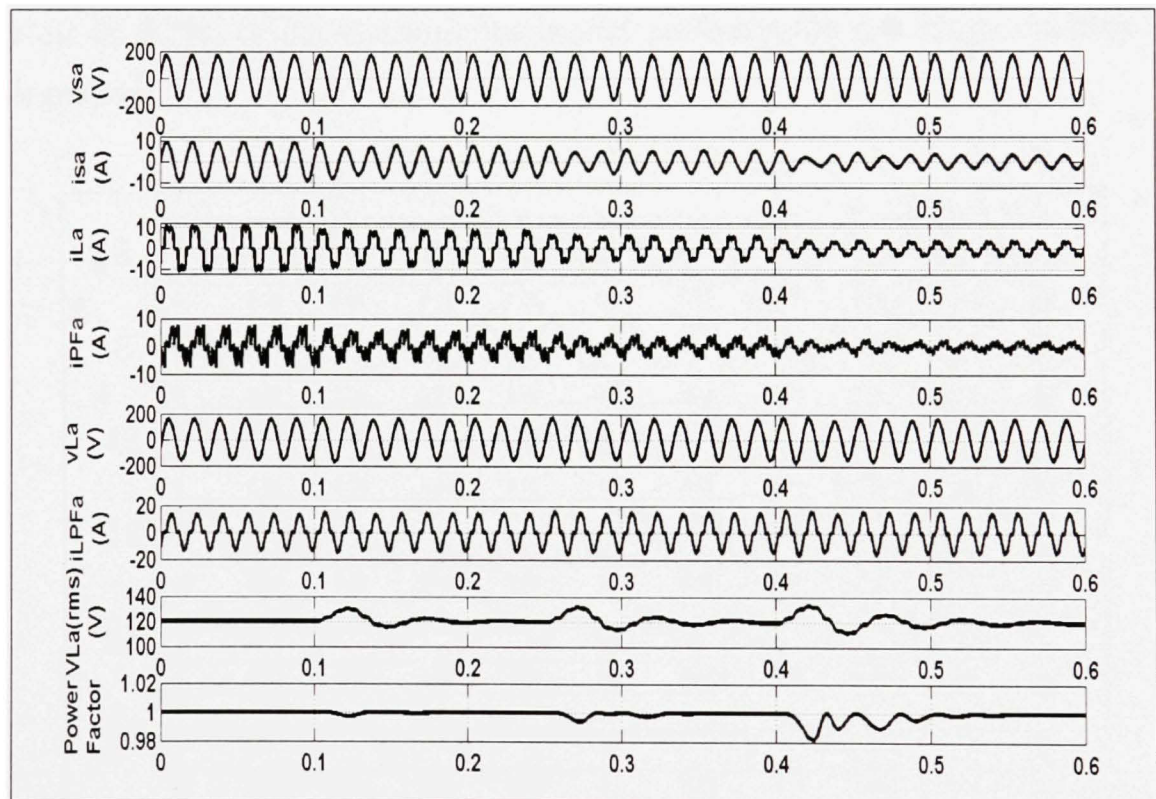


Figure 3.15 Performance du système suite à un phénomène de résonance.



### 3.11.6 Régime dynamique de la tension aux bornes de la charge

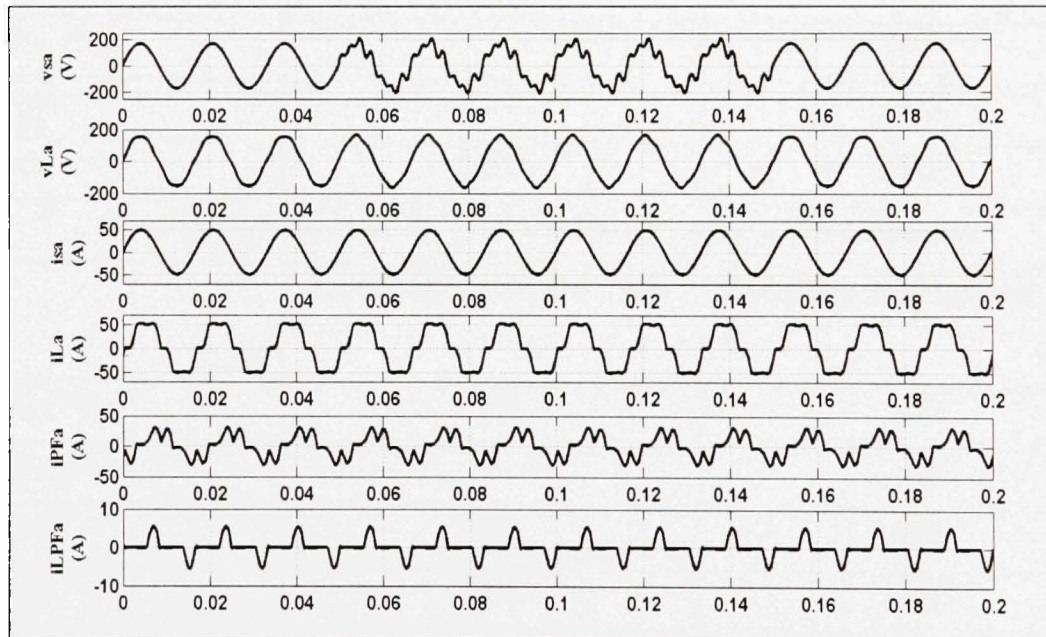
Les résultats de simulation en régime dynamique pour des variations successives de la charge non linéaire de type source de courant sont donnés à la Figure 3.16. Ces variations sont opérées de la façon suivante : au début, la charge est à sa valeur nominale 100%, ce qui correspond à un courant de charge de  $I_{La}(rms) = 7.68 A$ , puis la charge est réduite à 75% qui correspond à un courant de  $I_{La}(rms) = 6.02 A$ , puis à 50% ( $I_{La}(rms) = 5.42 A$ ), et finalement à 25% ( $I_{La}(rms) = 2.43 A$ ). On remarque que la tension aux bornes de la charge est parfaitement régulée suite à ces variations successives de la charge avec une bonne qualité de compensation des harmoniques et de la puissance réactive.



**Figure 3.16 Réponse dynamique pour mettre en évidence la régulation de la tension aux bornes de la charge lorsqu'elle subit des variations successives.**

### 3.11.7 Réponse du filtre hybride passif en régime déformé

Les résultats de simulation pour une charge non linéaire de type source de tension avec injection volontaire des harmoniques de tension dans le réseau d'alimentation sont donnés à la Figure 3.17. Les formes d'ondes de la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), de la tension de charge ( $v_{La}$ ), du courant de source ( $i_{sa}$ ), du courant de charge ( $i_{La}$ ), du courant du filtre passif parallèle ( $i_{PFa}$ ) et du courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) sont représentées dans cette figure. D'après les résultats obtenus, on remarque qu'avec un réseau d'alimentation pollué, le filtre passif hybride est capable de compenser adéquatement les harmoniques de tension ou de courant et d'assurer un facteur de puissance unitaire. Pour une distorsion harmonique importante de la tension d'alimentation (TDH = 25%), le TDH de la tension aux bornes de la charge est de 3.7%, ce qui confirme les bonnes performances de filtrage du filtre passif hybride proposé.



**Figure 3.17 Réponse dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant avec des tensions du réseau déformées.**

### 3.11.8 Influence du couplage du filtre passif shunt sur la performance de compensation du TCR

Le type de couplage étoile ou triangle du filtre passif parallèle influe sur les performances de filtrage, en termes de taux de distorsion harmonique du courant de source et de la tension de la charge après compensation. Les résultats de comparaison des deux couplages sont donnés par le Tableau 3.3. Ces résultats montrent que le couplage triangle offre de meilleures qualités de filtrage en comparant leurs TDH respectives de courant de source et de la tension au point de raccordement.

Tableau 3.3 Comparaison des performances des deux types de couplage du TCR

<b>Charge non linéaire de type source de courant harmonique</b>		
	<b>Couplage étoile du TCR</b>	<b>Couplage triangle du TCR</b>
TDH <sub>is</sub> (%)	3.12	0.59
TDH <sub>vL</sub> (%)	8	1.7
Q <sub>L</sub> (var)	231	231
P <sub>L</sub> (w)	2000	2000
<b>Charge non linéaire de type source de tension harmonique</b>		
	<b>Couplage étoile du TCR</b>	<b>Couplage triangle du TCR</b>
TDH <sub>is</sub> (%)	3.83	1.18
TDH <sub>vL</sub> (%)	9	2.8
Q <sub>L</sub> (var)	468	468
P <sub>L</sub> (w)	2000	2000



### 3.12 Résultats expérimentaux

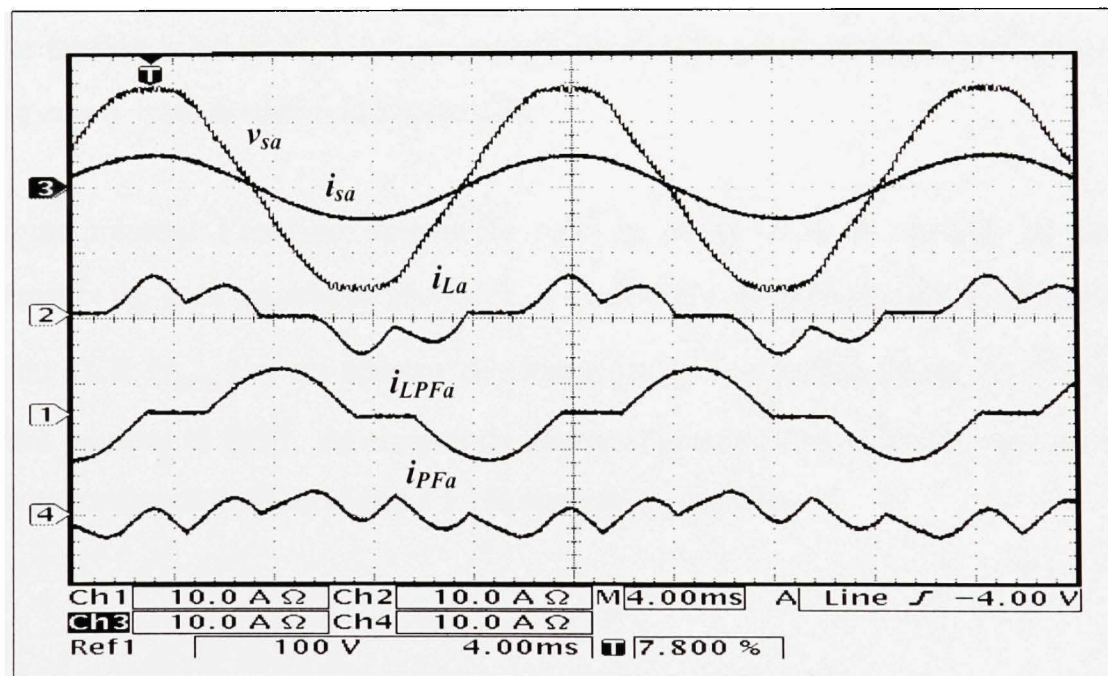
En vue de valider les différents résultats de simulation, un prototype expérimental a été réalisé au laboratoire. Ce prototype comprend une charge non linéaire de type source de courant, une charge non linéaire de type source de tension et un filtre passif. La commande du TCR est implantée numériquement en temps réel sur une carte DSPACE 1104, la période d'échantillonnage choisie est de  $50\mu\text{s}$ . La validation concerne plusieurs types de tests. Ces tests sont décrits comme suit :

- a) Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile.
- b) Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle.
- c) Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile.
- d) Réponse dynamique du filtre passif hybride lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle.
- e) Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile.
- f) Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive absorbés par une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle.
- g) Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile.
- h) Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle.
- i) Robustesse du filtre passif hybride lors d'une variation importante de la charge.

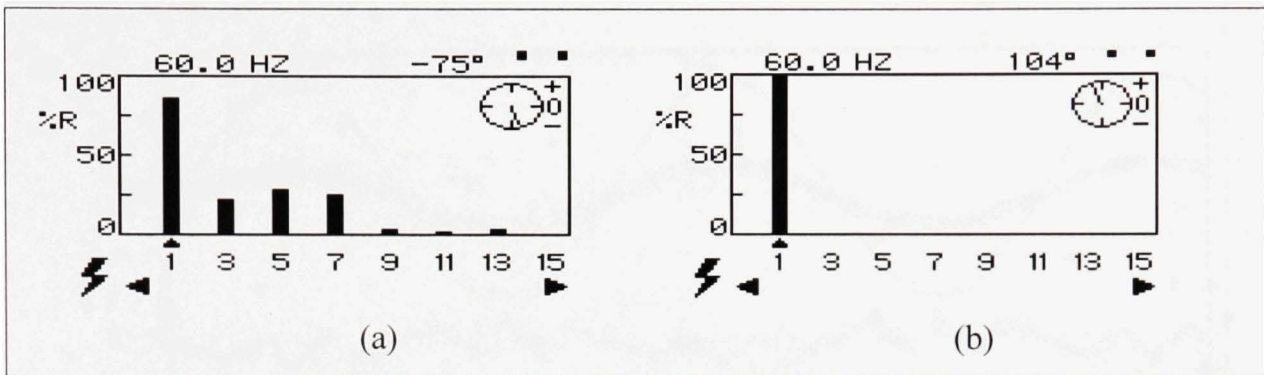


### 3.12.1 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile

Les résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile sont illustrés sur la Figure 3.18. Cette figure présente respectivement la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), le courant de source ( $i_{sa}$ ), le courant de charge ( $i_{La}$ ), le courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) et le courant du filtre passif parallèle ( $i_{PFa}$ ). Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés aux Figures 3.19a et 3.19b. Les TDH respectifs du courant de source sont réduits de 50.8% avant compensation à 2.9% après compensation. Ces résultats confirment la bonne qualité de la compensation des harmoniques et de la puissance réactive. On remarque une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et de simulation.



**Figure 3.18** Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension ( $\alpha_1 = 0^\circ$ ) lorsque le TCR est couplé en étoile.



**Figure 3.19 Spectres harmoniques du courant de source pour la phase 1, (a) avant compensation (b) après compensation.**

### 3.12.2 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle

Les résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension avec le TCR qui est couplé en triangle pour un angle d'allumage de la charge de  $\alpha = 0^\circ$  sont donnés à la Figure 3.20.

Cette figure présente l'analyse temporelle pour la phase 1 de la tension au point de raccordement ( $v_{sa}$ ), du courant de source ( $i_{sa}$ ), du courant du filtre passif parallèle ( $i_{pFa}$ ), du courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) et du courant de charge ( $i_{La}$ ). Les performances de filtrage sont excellentes puisque le TDH du courant de source (Figures 3.21a et 3.21b), qui est égale à 50.8% avant compensation, se réduit à 1.1% après compensation.

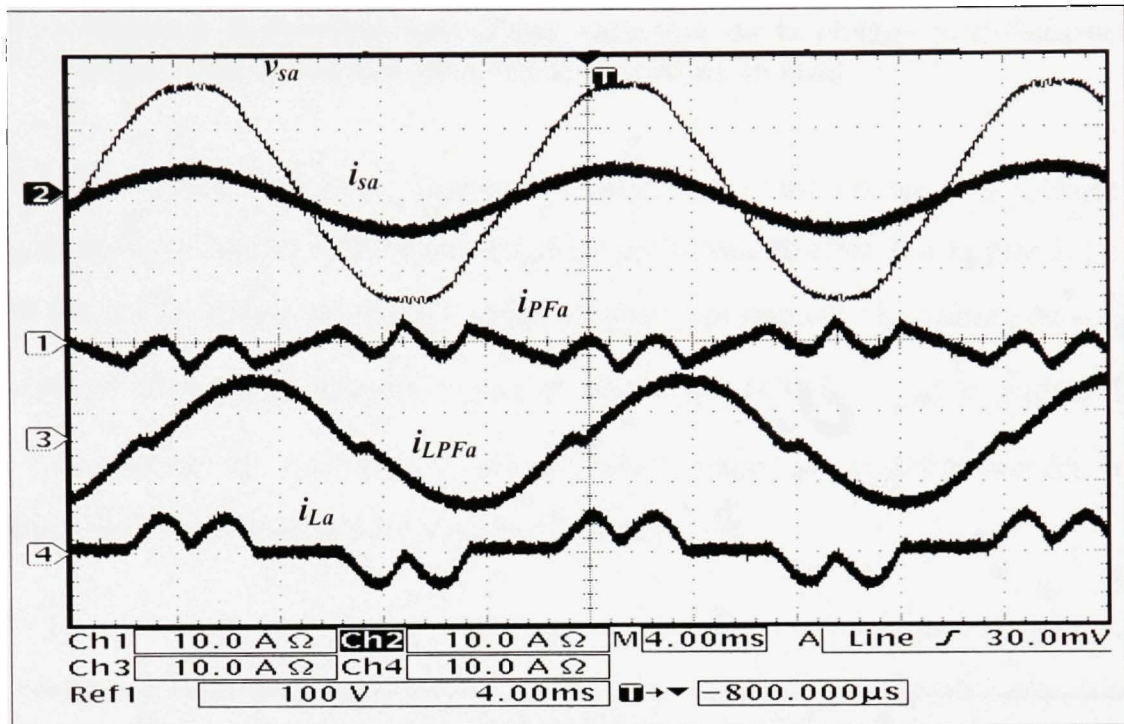


Figure 3.20 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension ( $\alpha_1 = 0^\circ$ ) lorsque le TCR est couplé en triangle.

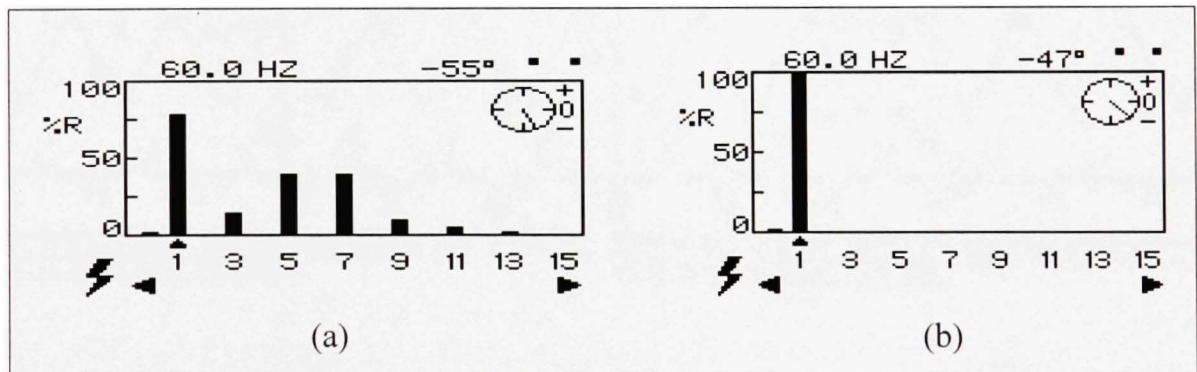
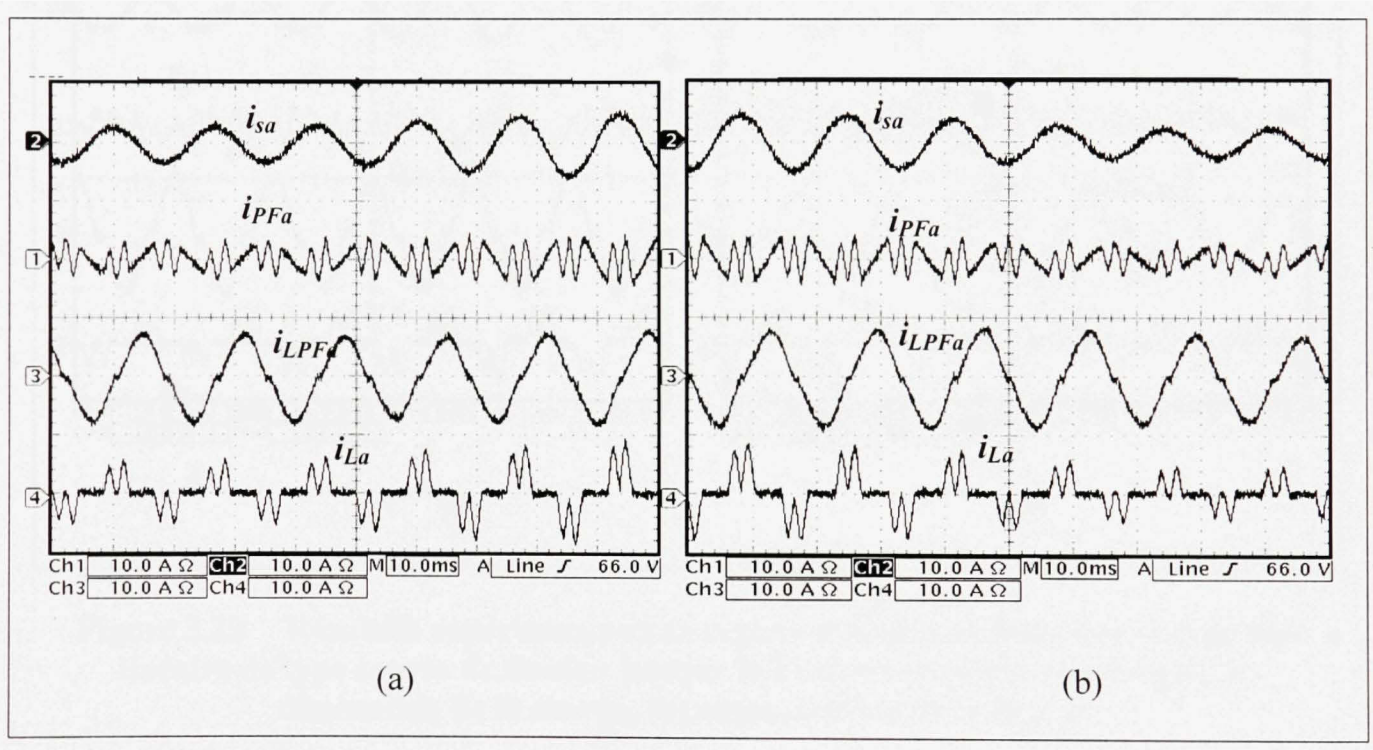


Figure 3.21 Spectres harmoniques du courant de la phase 1 de la source (a) avant compensation (b) après compensation.



### 3.12.3 Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile

Les résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en étoile sont donnés à la Figure 3.22. Dans ce cas, les formes d'ondes de la phase 1 de cette figure représentent : le courant de source ( $i_{sa}$ ), le courant du filtre passif parallèle ( $i_{pFa}$ ), le courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) et le courant de charge ( $i_{La}$ ). La variation de la charge n'a pas affecté la qualité de la compensation, le régime permanent est atteint en moins d'un cycle du fondamental.

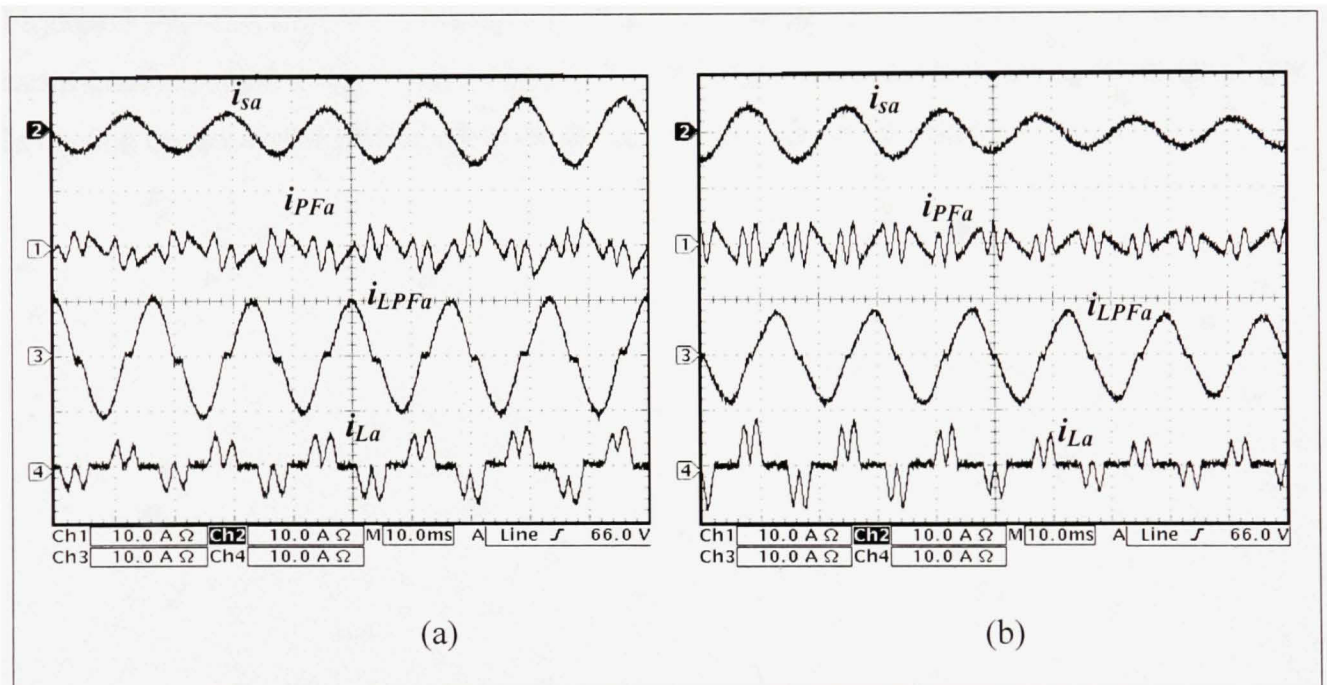


**Figure 3.22 Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est connecté en étoile, (a) diminution de la charge, (b) augmentation de la charge.**



### 3.12.4 Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle

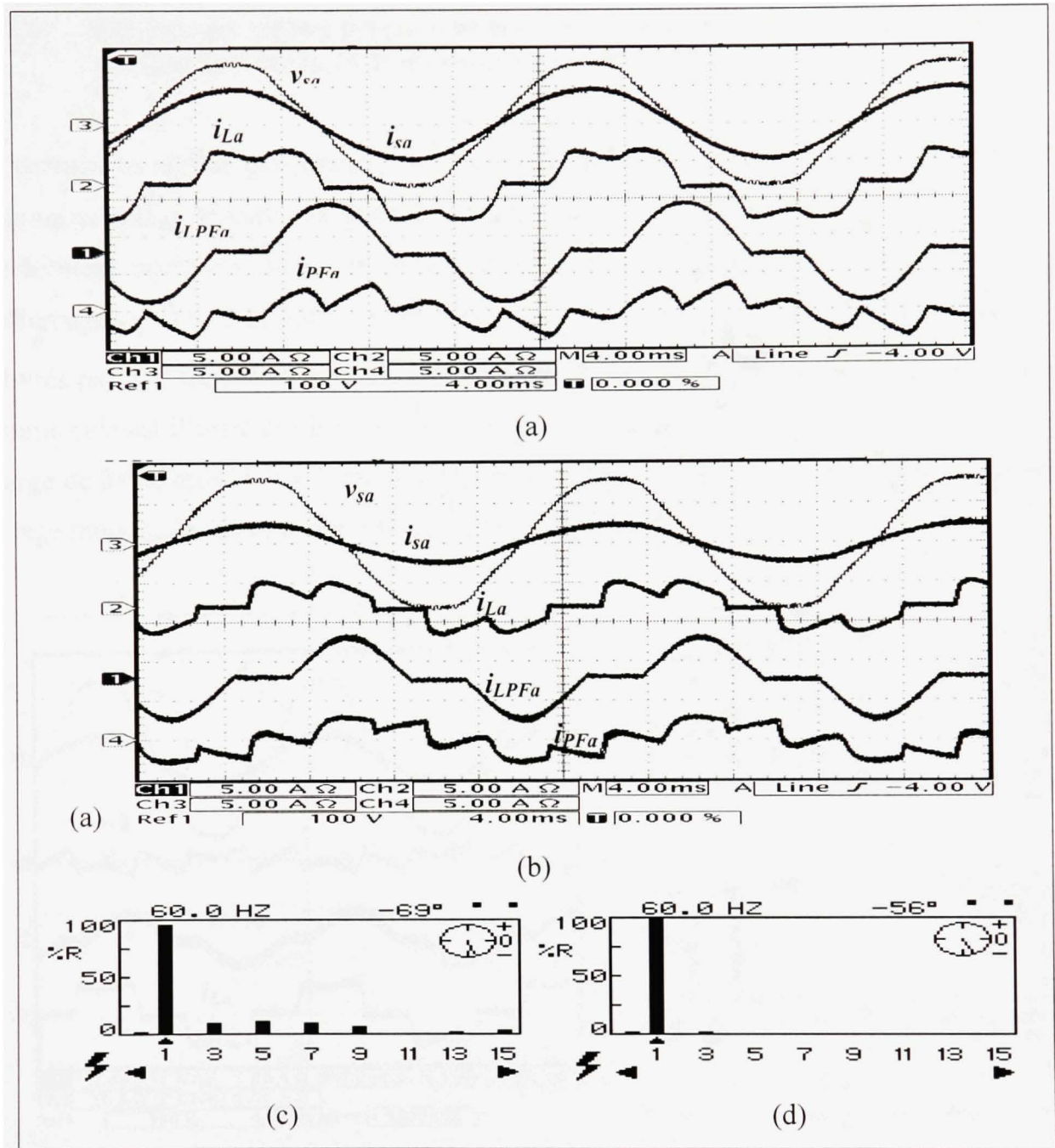
La réponse dynamique du système pour une diminution et une augmentation de la charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est couplé en triangle est donnée à la Figure 3.23. Les résultats obtenus sont conformes à ceux obtenus en simulation et confirment les bonnes performances dynamiques et statiques du système.



**Figure 3.23 Résultats expérimentaux en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension lorsque le TCR est connecté en triangle, (a) diminution de la charge, (b) augmentation de la charge.**

### 3.12.5 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile

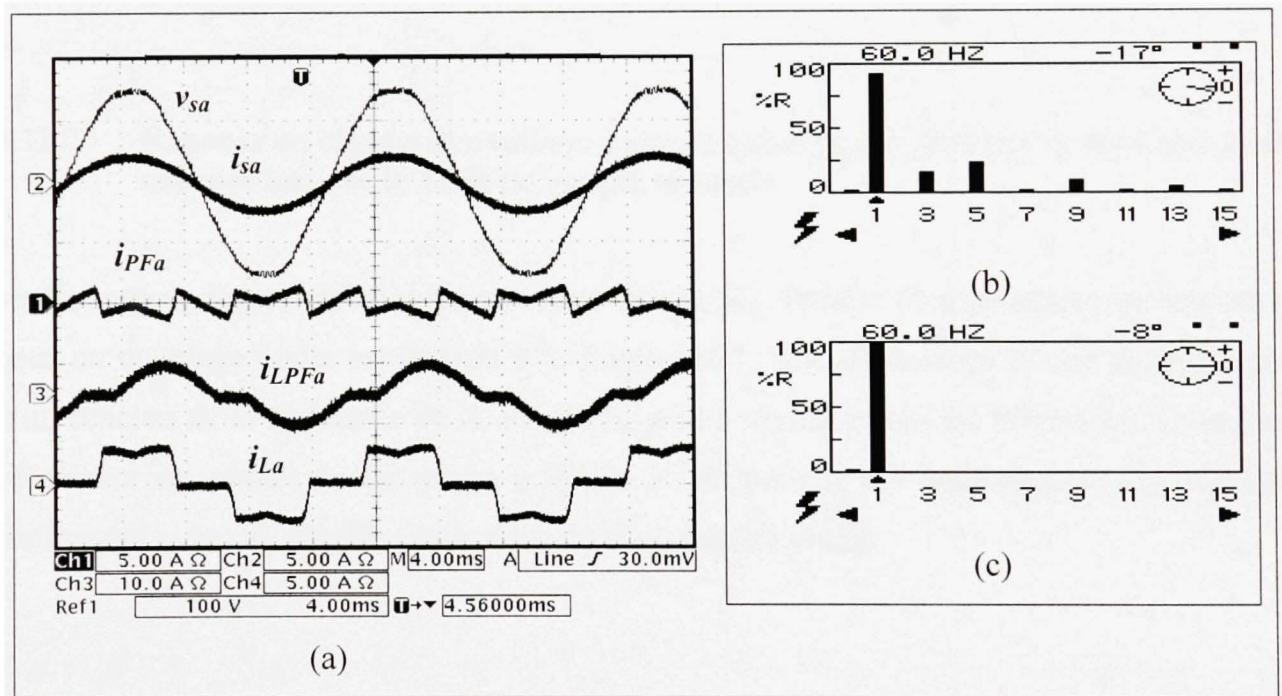
Les Figures 3.24a et 3.24b présentent respectivement les résultats expérimentaux en régime permanent pour un angle d'allumage de la charge fixée à  $\alpha_1 = 0^\circ$  puis à  $\alpha_1 = 30^\circ$ . Ces tests pour les différentes valeurs de l'angle d'allumage permettent de mettre en évidence la capacité du filtre passif shunt hybride afin de compenser la puissance réactive. Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation pour  $\alpha_1 = 0^\circ$  sont donnés aux Figures 3.24c et 3.24d. On remarque que le TDH du courant de source est réduit de 28% avant compensation à 3,2% après compensation. D'après ces résultats, on constate aussi que la tension de source est parfaitement en phase avec le courant de source.



**Figure 3.24** Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile, (a) pour un angle d'allumage de la charge de  $\alpha_1 = 0^\circ$ , (b) spectre des harmoniques du courant de la phase 1 de la source avant compensation, (c) spectre des harmoniques du courant de la phase 1 de la source après compensation, (d) pour un angle d'allumage de la charge de  $\alpha_1 = 30^\circ$ .

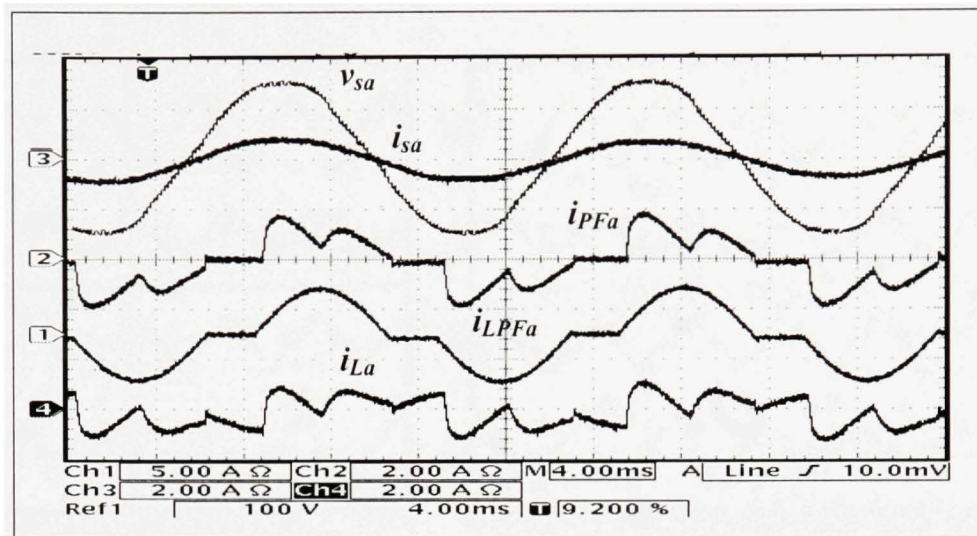
### 3.12.6 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en triangle

La réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant et pour un couplage triangle est donnée aux Figures 3.25a et 3.26. Les Figures 3.25a et 3.26 représentent successivement les formes d'onde en régime permanent pour deux angles d'allumage  $\alpha_1 = 0^\circ$  et  $\alpha_1 = 30^\circ$  des thyristors du pont redresseur. Les courants harmoniques délivrés par le filtre passif compensent correctement ceux générés par la charge non linéaire comme cela est illustré par les spectres des Figures 3.25b et 3.25c. Le TDH du courant côté charge de 28%, est réduit à 1,2% côté réseau électrique, ce qui confirme la bonne qualité de filtrage remarquée dans l'analyse temporelle.



**Figure 3.25** Résultat expérimentaux en régime permanent lorsque le TCR est couplé en triangle, (a) compensation pour un angle d'allumage de la charge de  $\alpha_1 = 0^\circ$ , (b) spectre du courant de source avant compensation, (c) spectre du courant de source après compensation.

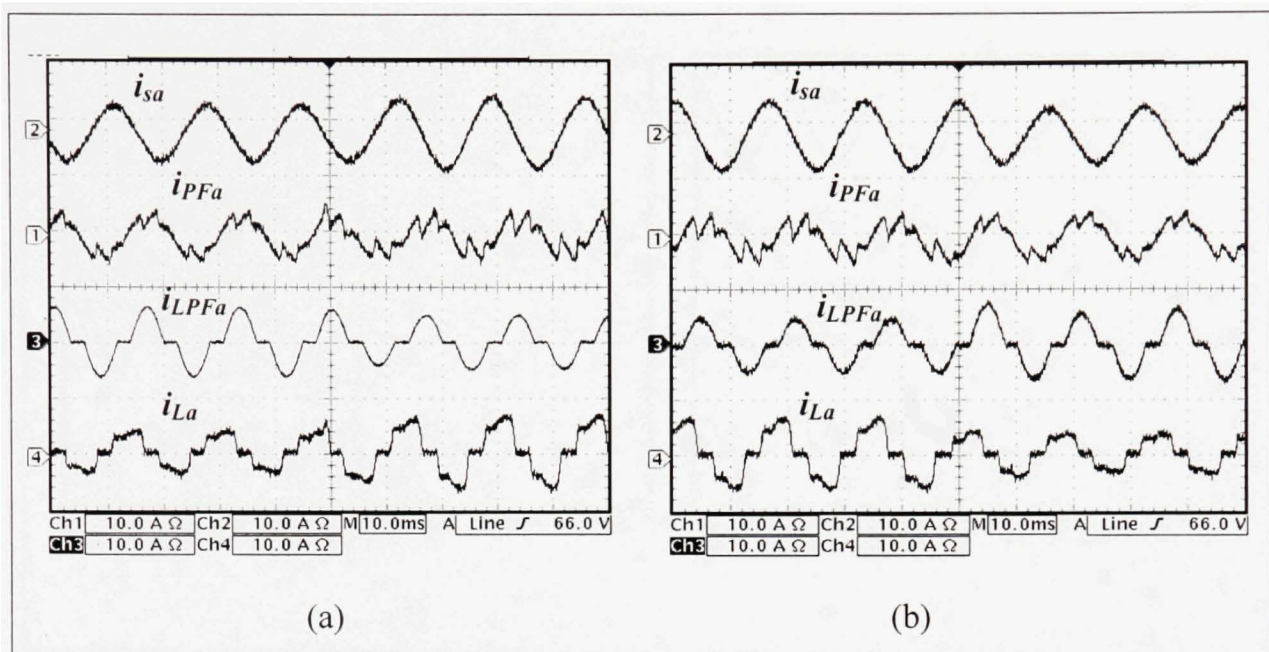




**Figure 3.26** Résultat expérimentaux en régime permanent lorsque le TCR est couplé en triangle pour un angle d'allumage de la charge de  $\alpha_1 = 30^\circ$ .

### 3.12.7 Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile

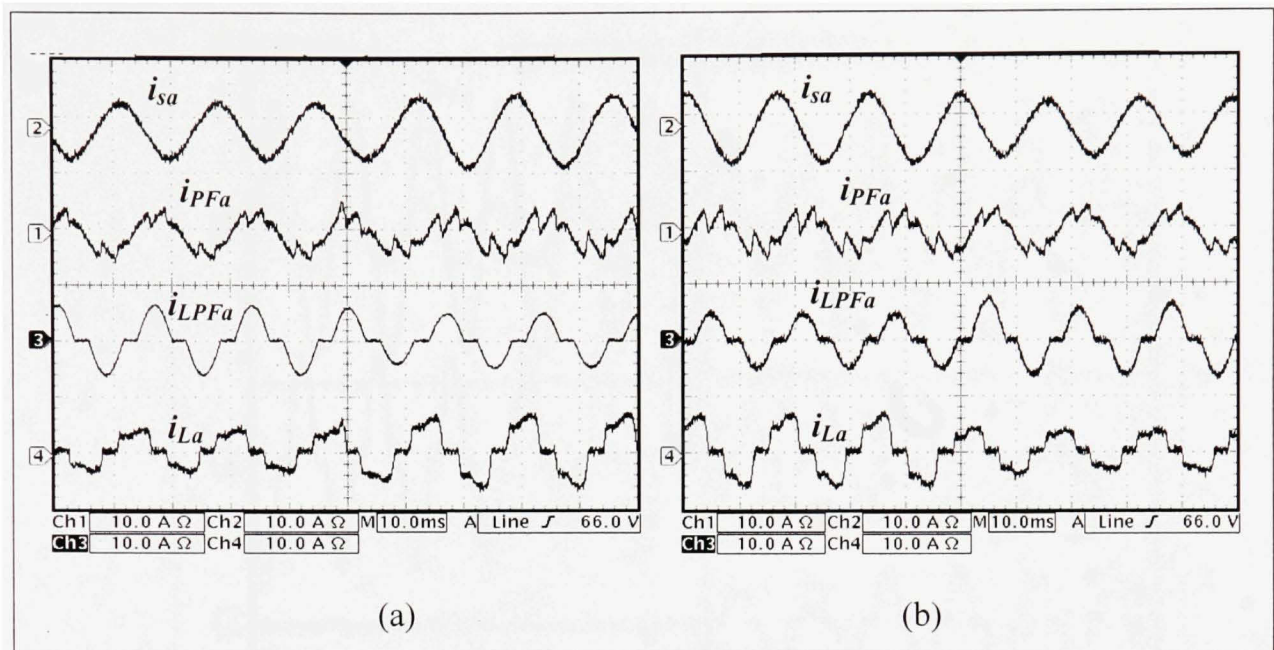
La réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant et pour un couplage étoile est donnée à la Figure 3.27. Une diminution et une augmentation d'un échelon de la résistance de la charge du pont à thyristors ont été effectuées. Le régime permanent est atteint en un temps inférieur à une période du fondamental. Ces résultats confirment la bonne réponse dynamique du filtre passif hybride.



**Figure 3.27 Réponse dynamique lors d'une variation de la charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est connecté en étoile, (a) diminution de la résistance de la charge, (b) augmentation de la résistance de la charge.**

### 3.12.8 Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est couplé en étoile

La réponse dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant et pour un couplage triangle est donnée aux Figures 3.28a et 3.28b. Ces figures représentent le comportement du filtre passif hybride lors de la variation de la charge non linéaire de type source de courant harmonique avec un angle d'allumage de  $\alpha_1 = 0^\circ$ . Ces figures comportent les formes d'ondes du courant de source ( $i_{sa}$ ), du courant de filtre passif parallèle ( $i_{PFa}$ ), du courant de TCR ( $i_{LPFa}$ ) et du courant de charge ( $i_{La}$ ). Le courant de la source atteint son régime permanent en un temps inférieur à une demi période du fondamental. À partir de l'analyse des résultats obtenus, nous remarquons que la réponse du système est rapide et que le filtre passif hybride réagit d'une façon acceptable lors des régimes transitoires.

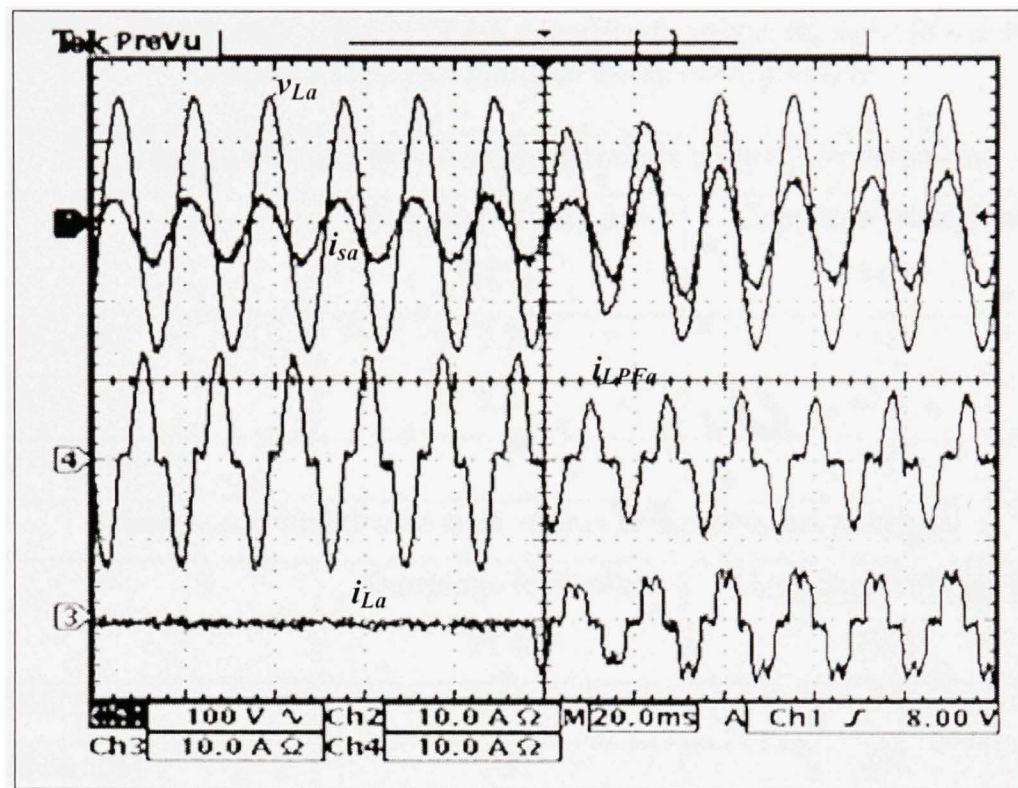


**Figure 3.28 Réponse en régime dynamique lors de la variation de la charge non linéaire de type source de courant lorsque le TCR est connecté en triangle, (a) diminution de la résistance de charge, (b) augmentation de la résistance de charge.**

### 3.12.9 Robustesse du filtre passif hybride lors d'une variation importante de la charge

La réponse dynamique du filtre passif hybride suite au branchement d'un pont à thyristors débitant sur une charge R-L ( $\alpha_1 = 0^\circ$ ) est donnée à la Figure 3.29. La tension aux bornes de la charge ( $v_{La}$ ), le courant de source ( $i_{sa}$ ), le courant du TCR ( $i_{LPFa}$ ) et le courant de charge ( $i_{La}$ ) y sont présentés. Nous constatons une bonne régulation de la tension aux bornes de la charge obtenue en un temps inférieur à deux périodes du fondamental. Avant et après le branchement de la charge, le courant fourni par la source est complètement compensé, ce qui témoigne un bon filtrage des courants harmoniques et d'une compensation parfaite de la puissance réactive.





**Figure 3.29 Performance du filtre passif hybride suite au branchement de la charge.**

Le Tableau 3.4 compare les TDHs des courants de source et des tensions de charge obtenus après compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive absorbés par des charges non linéaire de type source de tension ou source de courant harmoniques lorsque le TCR est couplé en étoile où en triangle. La comparaison des taux de distorsion harmonique du courant de source et de la tension de charge montrent que les performances du filtre passif hybride sont meilleures lors d'un couplage en triangle du TCR.



Tableau 3.4 Comparaison des TDH des courants de source et des tensions de charge lorsque le TCR est couplé en étoile ou en triangle

<b>Charge non linéaire de type source de courant harmonique</b>		
	<b>Couplage étoile du TCR</b>	<b>Couplage triangle du TCR</b>
$TDH_{IS}$ (%)	3.2	1.2
$TDH_{VL}$ (%)	2.8	2.2
$TDH_{iL}$ (%)	28	28
<b>Charge non linéaire de type source de tension harmonique</b>		
	<b>Couplage étoile du TCR</b>	<b>Couplage triangle du TCR</b>
$TDH_{IS}$ (%)	2.9	1.1
$TDH_{VL}$ (%)	2.9	2.4
$TDH_{iL}$ (%)	50.8	50.8

Cette nouvelle topologie du filtre passif hybride proposée présente les avantages suivants :

- Insensibilité aux variations de l'impédance de la source.
- Réponse dynamique rapide.
- Réduction significative du dimensionnement du filtre passif parallèle par l'utilisation du TCR.
- Réduction du dimensionnement du filtre passif série par l'utilisation du concept de l'inductance mutuelle.
- Aucun problème de résonance parallèle ou série n'est observé entre le filtre passif hybride et l'impédance du réseau.

- Les faibles TDH du courant de source et de la tension de charge après filtrage confirment l'efficacité de la configuration proposée. Les résultats obtenus dans le cas du couplage triangle du TCR sont meilleurs que ceux obtenus avec le couplage étoile.
- La régulation de la tension de charge et son faible TDH satisfait la contrainte exigée par le cahier des charges, de ne pas dégrader la tension au point de raccordement en compensant les courants harmoniques.

### 3.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de la modélisation mathématique du TCR. Nous avons appliqué la technique de commande adaptative directe avec modèle de référence, qui permet la compensation des courants harmoniques et la correction du facteur de puissance. Les résultats expérimentaux et de simulation ont montré de bonnes performances, que ce soit en régime statique qu'en régime dynamique. Le TDH du courant de source et le TDH de la tension au point de raccordement répondent aux normes imposées par IEEE.. Cette topologie offre plusieurs avantages, tels que :

- a) L'insensibilité à la variation de l'impédance de la source.
- b) L'absence de résonance série ou parallèle.
- c) La rapidité de la réponse dynamique.

La commande adaptative directe par le modèle de référence est utilisée pour l'ajustement automatique de l'angle d'allumage du TCR. Le concept TCR a permis de réduire considérablement le dimensionnement du filtre passif parallèle de l'ordre de 75%. De plus, l'introduction du concept de l'inductance mutuelle a permis de réduire le dimensionnement de l'inductance du filtre passif série. L'objectif principal de cette topologie est de compenser la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire et les courants harmoniques ainsi

que de réguler la tension aux points de raccordement. Afin d'ajuster la robustesse du régulateur, un processus d'adaptation met à jour les paramètres du compensateur lors d'une variation de la charge. Les performances du régulateur adaptatif sont testées et les résultats obtenus confirment ainsi la méthode de synthèse et l'approche de la modélisation proposées.

## CHAPITRE 4

### COMMANDE NON LINÉAIRE DU FILTRE HYBRIDE SHUNT

#### 4.1 Introduction

Le filtre hybride shunt utilisé est constitué par la combinaison d'un filtre actif shunt et d'un filtre passif shunt comme le montre la Figure 4.1. De plus, aucun filtre supplémentaire n'est exigé pour le filtrage de la tension à des fréquences de commutation au filtre hybride shunt parce que le circuit LC accomplit lui-même cette tâche. Il est considéré comme l'une des meilleures solutions économiques pour filtrer les harmoniques de courant dans les réseaux de distribution (Rahmani, Al-Haddad et al. 2006; Rahmani, Hamadi et al. 2009).

Dans ce chapitre, nous présentons une technique de commande non-linéaire du filtre hybride shunt triphasé pour la compensation des courants harmoniques. Ce choix de filtre hybride shunt se base principalement sur le fait que son dimensionnement est très réduit à cause de la présence d'un filtre passif LC. La commande non-linéaire proposée permet d'améliorer les performances dynamiques statiques et dynamiques. Elle permet aussi de découpler les équations non linéaires du filtre hybride shunt. La linéarisation du système non linéaire nous permet d'utiliser des régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral pour stabiliser et améliorer les performances du système en boucle fermée. Pour la validation expérimentale, un banc d'essai est développé au laboratoire. Le travail présenté dans ce chapitre a fait l'objet de la publication (Rahmani, Hamadi et al. 2009).

De nombreuses topologies de filtres hybrides ont été présentées dans la littérature scientifique afin d'améliorer la qualité de l'énergie (Singh, Bhim et al. 1999; Singh, Singh et al. 1999; Singh, Chandra et al. 2000; Singh, Verma et al. 2005; Singh, Verma et al. 2005; Singh 2005; Rahmani, Al-Haddad et al. 2006; Rahmani, Al-Haddad et al. 2006; Singh and



Verma 2006; Singh and Verma 2006). Les filtres hybrides peuvent être classés selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs et filtres passifs), le système traité (monophasé, triphasé trois fils et triphasé quatre fils) et le type d'onduleur utilisé (structure en tension ou en courant).

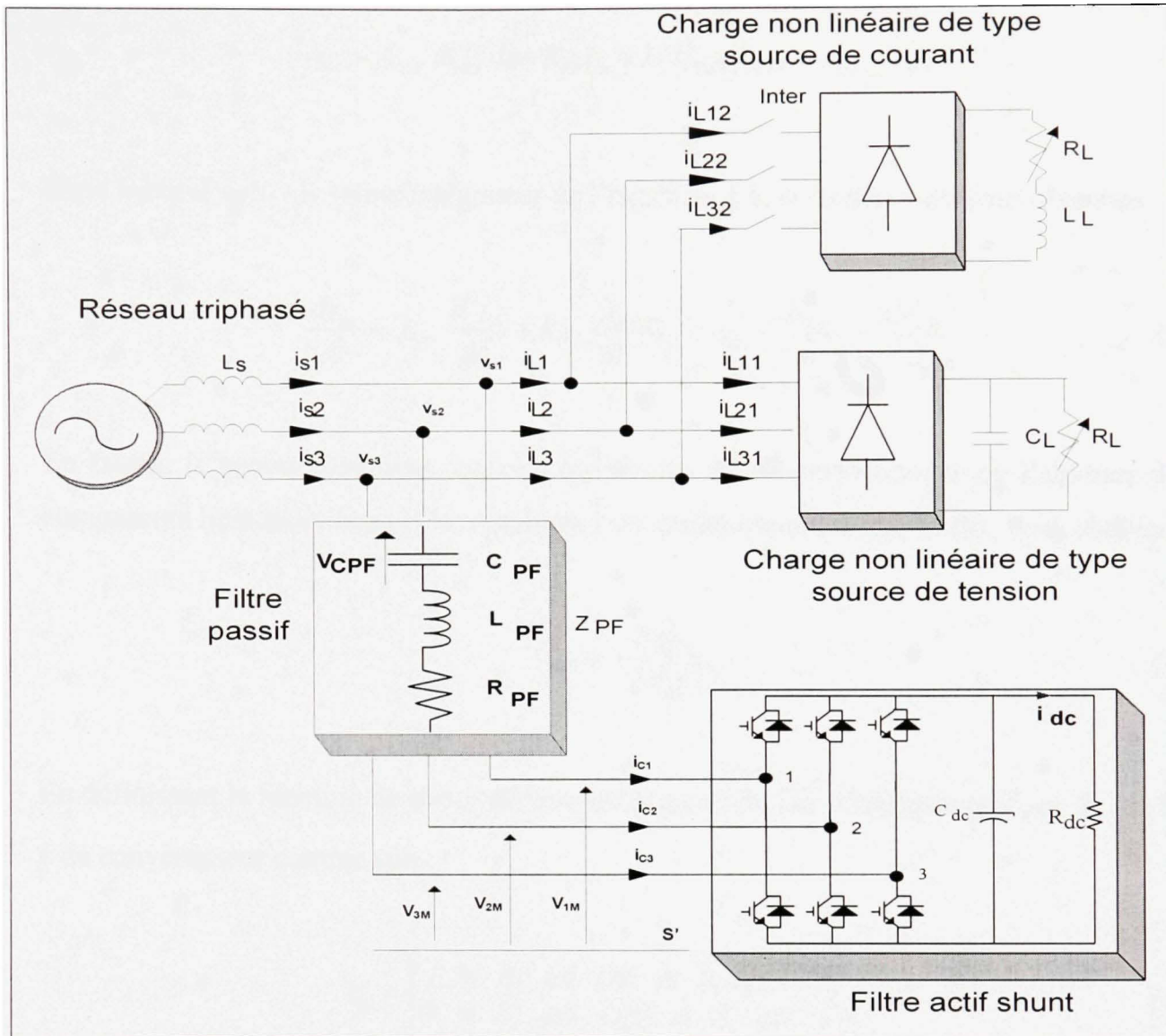
## 4.2 Configuration du filtre hybride shunt triphasé

Le système complet étudié est montré à la Figure 4.1. Ce système comprend quatre parties :

- Le réseau triphasé d'alimentation,
- La charge non linéaire de type source de tension ou de courant,
- Le filtre actif (onduleur à structure tension),
- Le filtre passif triphasé LC.

Ce filtre hybride se compose d'un filtre actif triphasé à structure tension composé d'un onduleur de tension, d'un condensateur  $C_{dc}$ , en série avec un filtre passif triphasé, accordé sur l'harmonique 5.

L'ensemble est ensuite connecté en parallèle sur le réseau près de la charge non linéaire, comme le décrit la Figure 4.1. Le filtre passif se comporte comme une faible impédance à la fréquence de résonance et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Ce filtre passif absorbe les courants harmoniques de rang 5 et atténue fortement les harmoniques de rangs supérieurs générés par la charge. Le filtre actif améliore l'efficacité du filtre passif. Ce filtre hybride présente deux avantages : réduction du dimensionnement du filtre actif en plus qu'il est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.



**Figure 4.1** Système triphasé comportant le filtre hybride shunt.

#### 4.2.1 Modélisation du filtre hybride shunt dans le plan '123'

Les lois de Kirchhoff appliquées pour chaque phase aux points de raccordement donnent :

$$v_{sk} = L_{PF} \frac{di_{ck}}{dt} + R_{PF} i_{ck} + \frac{1}{C_{PF}} \int i_{ck} dt + v_{kM} + v_{MN} \quad (4.1)$$

Dans le but d'éviter le terme intégrateur de l'équation 4.1, en la dérivant, nous obtenons:

$$\frac{dv_{sk}}{dt} = L_{PF} \frac{d^2 i_{ck}}{dt^2} + R_{PF} \frac{di_{ck}}{dt} + \frac{1}{C_{PF}} i_{ck} + \frac{dv_{kM}}{dt} + \frac{dv_{MN}}{dt} \quad (4.2)$$

En faisant la somme des trois tensions équilibrées et en tenant compte de l'absence de la composante homopolaire dans les courants d'un système triphasé à trois fils, nous obtenons :

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{kM} \quad (4.3)$$

En définissant la fonction de commutation par  $c_k$  associée aux interrupteurs  $S_k$  et  $S'_k$  du bras  $k$  du convertisseur comme suit :

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{si } S_k \text{ est 'On' et } S'_k \text{ est 'Off'} \\ 0, & \text{si } S_k \text{ est 'Off' et } S'_k \text{ est 'On'} \end{cases} \quad (4.4)$$

Nous pouvons écrire l'égalité  $v_{kM} = c_k v_{dc}$ , et nous déduisons que :

$$\frac{d^2 i_{ck}}{dt^2} = -\frac{R_{PF}}{L_{PF}} \frac{di_{ck}}{dt} - \frac{1}{C_{PF} L_{PF}} i_{ck} - \frac{1}{L_{PF}} \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right) \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{1}{L_{PF}} \frac{dv_{sk}}{dt} \quad (4.5)$$

Sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnement possibles du filtre hybride, nous définissons la fonction séquentielle  $q_{nk}$  comme suit :

$$q_{nk} = \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right)_n \quad (4.6)$$

La conversion de la matrice colonne  $[c_k]$  à la matrice colonne  $[q_{nk}]$ , est donnée par :

$$\begin{bmatrix} q_{n1} \\ q_{n2} \\ q_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

L'équation différentielle du côté continu du filtre hybride est donnée par :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \sum_{k=1}^3 q_{nk} i_{ck} \quad (4.8)$$

Avec l'absence de la composante homopolaire dans  $[i_k]$  et  $[q_{nk}]$ , on trouve :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (2q_{n1} + q_{n2}) i_{c1} + \frac{1}{C_{dc}} (q_{n1} + 2q_{n2}) i_{c2} \quad (4.9)$$

La représentation en modèle d'état du filtre hybride dans le référentiel '12' est alors :

$$\begin{aligned} L_{PF} \frac{d^2 i_{c1}}{dt^2} &= -R_{PF} \frac{di_{c1}}{dt} - \frac{1}{C_{PF}} i_{c1} - q_{n1} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_{s1}}{dt} \\ L_{PF} \frac{d^2 i_{c2}}{dt^2} &= -R_{PF} \frac{di_{c2}}{dt} - \frac{1}{C_{PF}} i_{c2} - q_{n2} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_{s2}}{dt} \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} &= (2q_{n1} + q_{n2}) i_{c1} + (q_{n1} + 2q_{n2}) i_{c2} \end{aligned} \quad (4.10)$$



### 4.2.2 Conversion 123 / dq du modèle du filtre hybride

Afin de simplifier la commande et de réduire le temps de calcul, le modèle du filtre hybride doit être transformé du référentiel '123' au référentiel synchrone 'dq0' tournant à la fréquence fondamentale angulaire  $\omega$ . La matrice de Park de conversion est donnée par :

$$C_{dq}^{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$C_{123}^{dq} = \left( C_{dq}^{123} \right)^{-1} = \left( C_{dq}^{123} \right)^T$$

L'équation régissant le modèle de la tension du bus continu est donnée par :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{I}{C_{dc}} \left[ q_{n123} \right]^T \left[ i_{v123} \right] \quad (4.12)$$

Sa transformation dans le plan 'dq0', donne :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{I}{C_{dc}} \left( C_{123}^{dq} \left[ q_{ndq} \right] \right)^T \left( C_{123}^{dq} \left[ i_{dq} \right] \right) = \frac{I}{C_{dc}} \left[ q_{ndq} \right]^T \left[ i_{dq} \right] \quad (4.13)$$

D'autre part les deux premières équations du modèle peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\frac{d^2}{dt^2}[i_{c12}] = -\frac{R_{pf}}{L_{pf}} \frac{d}{dt}[i_{c12}] - \frac{1}{C_{pf}L_{pf}}[i_{c12}] - \frac{1}{L_{pf}}[q_{n12}] \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{1}{L_{pf}} \frac{d}{dt}[v_{s12}] \quad (4.14)$$

La transformation des équations différentielles côté alternatif du filtre hybride peut se faire tout en tenant compte à priori de l'absence de la composante homopolaire dans les différents systèmes triphasés. La matrice de transformation réduite du référentiel stationnaire '123' au référentiel tournant 'dq' peut être utilisée :

$$C_{dq}^{12} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin\theta \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Et la matrice de transformation inverse s'obtient :

$$C_{12}^{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Le système d'équation des courants de l'équation 4.10 devient :

$$\frac{d^2}{dt^2}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] = -\frac{R_{pf}}{L_{pf}} \frac{d}{dt}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] - \frac{1}{C_{pf}L_{pf}}C_{12}^{dq}[i_{dq}] - \frac{1}{L_{pf}}C_{12}^{dq}[q_{nkq}] \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{1}{L_{pf}} \frac{d}{dt}[C_{12}^{dq}[v_{dq}]] \quad (4.17)$$

De plus, avec les propriétés de la dérivée des matrices, nous obtenons :

$$\frac{d}{dt}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] = C_{12}^{dq} \frac{d}{dt}[i_{dq}] + \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) [i_{dq}] \quad (4.18)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] = C_{12}^{dq} \frac{d^2}{dt^2}[i_{dq}] + \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) \frac{d}{dt}[i_{dq}] + \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) \frac{d}{dt}[i_{dq}] + \left( \frac{d^2}{dt^2} C_{12}^{dq} \right) [i_{dq}] \quad (4.19)$$

$$\frac{d}{dt} \left[ C_{l2}^{dq} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} \right] = C_{l2}^{dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} + \left( \frac{d}{dt} C_{l2}^{dq} \right) \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Nous pouvons écrire :

$$\frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{pf}}{L_{pf}} & -2\omega \\ 2\omega & \frac{R_{pf}}{L_{pf}} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega^2 + \frac{1}{C_{pf}L_{pf}} & -\omega \frac{R_{pf}}{L_{pf}} \\ \omega \frac{R_{pf}}{L_{pf}} & -\omega^2 + \frac{1}{C_{pf}L_{pf}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{pf}} \begin{bmatrix} q_{nd} \\ q_{nq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} v_{dc} + \frac{1}{L_{pf}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{pf}} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Finalement, la représentation du système dans le référentiel synchrone 'dq' est donnée par :

$$\begin{aligned} L_{pf} \frac{d^2 i_d}{dt^2} &= -R_{pf} \frac{di_d}{dt} + 2\omega L_{pf} \frac{di_q}{dt} - \left( -\omega^2 L_{pf} + \frac{1}{C_{pf}} \right) i_d + \omega R_{pf} i_q - q_{nd} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_d}{dt} - \omega v_q \\ L_{pf} \frac{d^2 i_q}{dt^2} &= -R_{pf} \frac{di_q}{dt} - 2\omega L_{pf} \frac{di_d}{dt} - \omega R_{pf} i_d - \left( -\omega^2 L_{pf} + \frac{1}{C_{pf}} \right) i_q - q_{nq} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_q}{dt} + \omega v_d \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} &= q_{nd} i_d + q_{nq} i_q \end{aligned} \quad (4.22)$$

Ce modèle est non-linéaire du fait de la multiplication d'une variable d'état ( $i_d$ ,  $i_q$ , ou  $v_{dc}$ ) avec une entrée ( $d_{nd}$  ou  $d_{nq}$ ). Cependant ce modèle est invariant dans le temps durant une séquence de fonctionnement donnée.

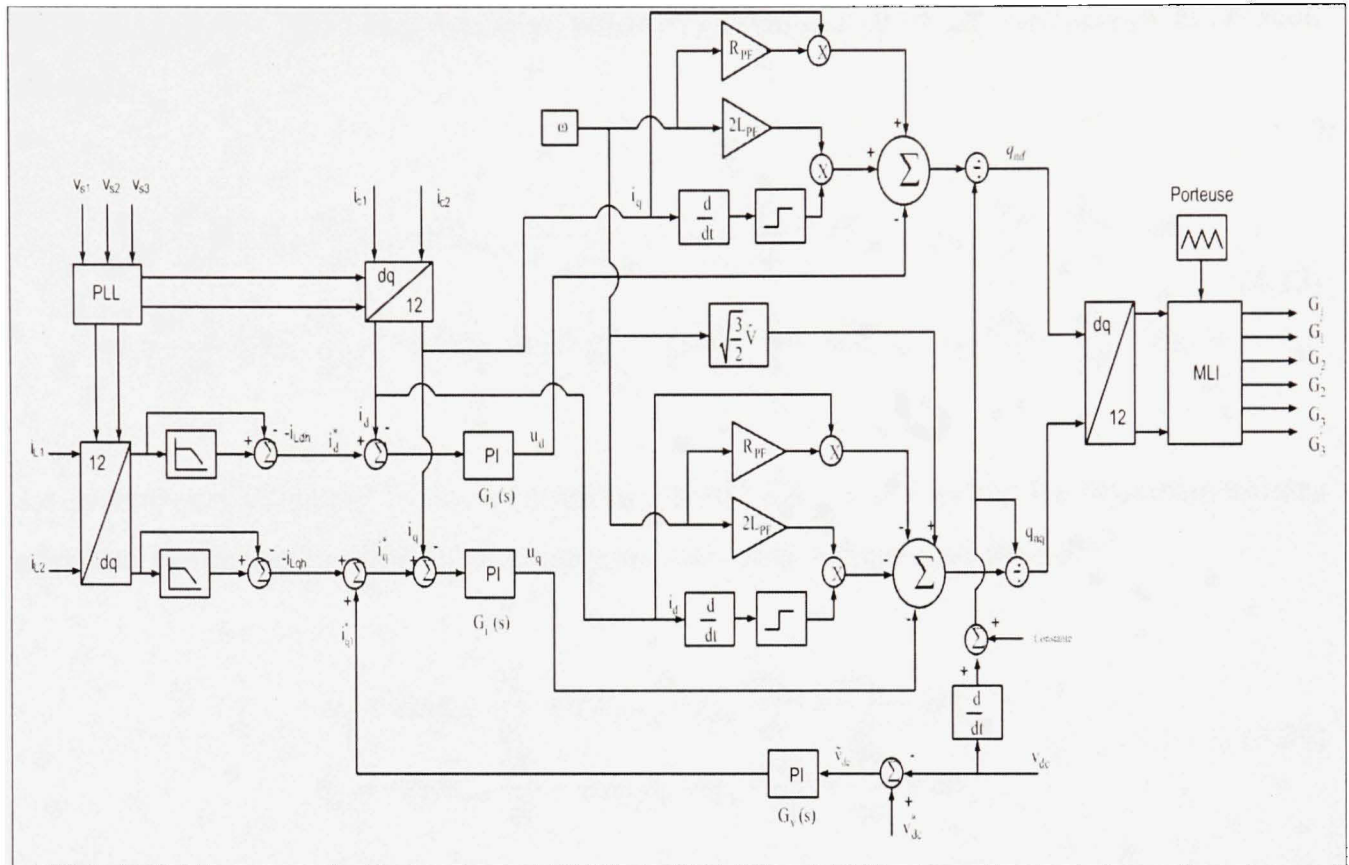
### 4.2.3 Commande du filtre hybride shunt

La Figure 4.2 montre le schéma bloc de la commande, les courants de charge et du filtre sont transformés dans le référentiel orthogonal 'dq' en appliquant les matrices de transformation de Park. Les courants injectés par le filtre hybride sont contrôlés dans le référentiel 'dq' en utilisant une stratégie de commande non linéaire basée sur le découplage des boucles

d'asservissement. Les références harmoniques dans le référentiel 'dq' sont extraites des courants de la charge non linéaire. La référence harmonique totale suivant l'axe q est obtenue en ajoutant la quantité de la sortie du régulateur du bus dc à la référence harmonique de la charge suivant l'axe q. Les fonctions de transfert en boucle fermée des boucles des courants suivant l'axe d et q et la boucle de tension sont élaborées pour imposer des performances souhaitées pour la détermination des paramètres des régulateurs. La séparation des fréquences naturelles des dynamiques des courants à celle de la dynamique de la tension continue évite l'interaction entre les différentes boucles et permet l'analyse de l'asservissement de chacune des variables d'état indépendamment des autres. Des régulateurs de type proportionnel-intégral sont utilisés dans l'asservissement de chaque courant de la boucle interne et de la tension du bus dc de la boucle externe pour forcer les courants injectés et la tension continue à suivre rapidement leurs références.

Cette commande sera tester tout d'abord par simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, ensuite elle sera validée expérimentalement à l'aide du système dSPACE (carte de prototypage DS1104).





**Figure 4.2** Schéma de la commande non linéaire du filtre hybride shunt.

#### 4.2.4 Commande des courants harmoniques

La loi de commande est conçue pour avoir une réponse dynamique des boucles internes des courants rapides à cause de la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif ( $f_c = 2\text{kHz}$ ) et une réponse plus lente de la boucle externe de la tension continue du bus dc à cause de la fréquence des ondulations de la tension continue (360 Hz). Donc, la fréquence de coupure de la fonction de transfert en boucle fermée du courant est choisie en fonction de la fréquence de commutation du filtre actif ( $f_{ci} = f_{com}/5 = 2000/5 \text{ Hz}$ ) et celle de la tension en boucle fermée est choisie en fonction de la fréquence des ondulations de la tension du bus dc

( $f_{cv} = f_{ondulation}/5 = 360/5$  Hz). Les deux premières équations de (4.22) sont écrites de la façon suivante :

$$\begin{aligned} L_{PF} \frac{d^2 i_d}{dt^2} + R_{PF} \frac{di_d}{dt} + \left( -\omega^2 L_{PF} + \frac{1}{C_{PF}} \right) i_d &= 2\omega L_{PF} \frac{di_q}{dt} + \omega R_{PF} i_q - q_{nd} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_d}{dt} - \omega v_q \\ L_{PF} \frac{d^2 i_q}{dt^2} + R_{PF} \frac{di_q}{dt} + \left( -\omega^2 L_{PF} + \frac{1}{C_{PF}} \right) i_q &= -2\omega L_{PF} \frac{di_d}{dt} - \omega R_{PF} i_d - q_{nq} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_q}{dt} + \omega v_d \end{aligned} \quad (4.23)$$

Le système est découplé en deux équations suivant l'axe d et l'axe q. De nouvelles entrées appelées entrées équivalentes sont extraites et elles sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} u_d &= 2\omega L_{PF} \frac{di_q}{dt} + \omega R_{PF} i_q - q_{nd} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_d}{dt} - \omega v_q \\ u_q &= -2\omega L_{PF} \frac{di_d}{dt} - \omega R_{PF} i_d - q_{nq} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{dv_q}{dt} + \omega v_d \end{aligned} \quad (4.24)$$

Ce découplage nous permet de contrôler indépendamment les courants  $i_d$  et  $i_q$  en agissant sur les entrées  $u_d$  et  $u_q$ . De plus, l'utilisation des régulateurs proportionnel et intégral permet aux variables de sorties du filtre actif de suivre leurs références respectives plus rapidement. Les régulateurs ont pour expressions :

$$\begin{aligned} u_d &= k_p \tilde{i}_d + k_i \int \tilde{i}_d dt \\ u_q &= k_p \tilde{i}_q + k_i \int \tilde{i}_q dt \end{aligned} \quad (4.25)$$

Où  $\tilde{i}_d = i_d^* - i_d$  et  $\tilde{i}_q = i_q^* - i_q$  sont les erreurs produites par la différence des courants de références  $i_d^*$  et  $i_q^*$  avec  $i_d$  et  $i_q$ .

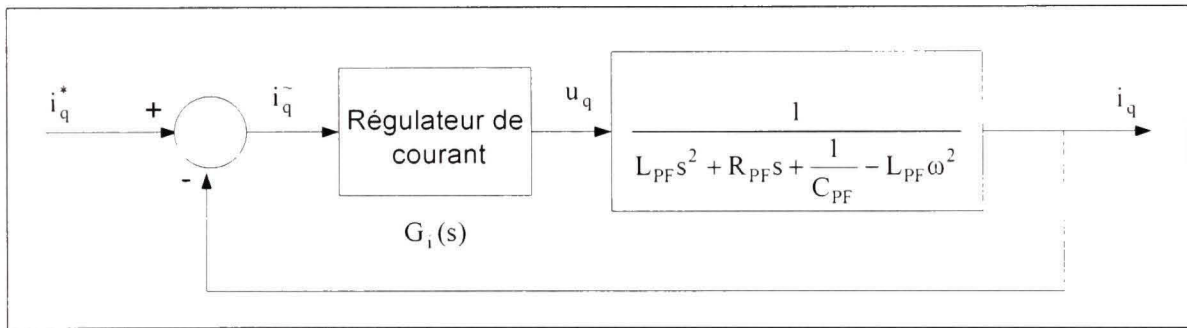
Les fonctions de transfert des régulateurs PI sont données par :

$$G_i(s) = \frac{U_q(s)}{\tilde{I}_q(s)} = \frac{U_d(s)}{\tilde{I}_d(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de chacune des deux courants est donnée par :

$$\frac{I_q(s)}{\tilde{I}_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{\tilde{I}_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_{PF}} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^3 + \frac{R_{PF}}{L_{PF}} s^2 + \left( \frac{1}{C_{PF} L_{PF}} - \omega^2 + \frac{k_p}{L_{PF}} \right) s + \frac{k_i}{L_{PF}}} \quad (4.27)$$

Le schéma fonctionnel de la boucle interne du courant  $i_q$  est donné par la figure suivante:



**Figure 4.3** Schéma bloc de la boucle interne du courant  $i_q$ .

Les lois de commande des courants sont :

$$q_{nd} = \frac{2\omega L_{PF} \frac{di_q}{dt} + \omega R_{PF} i_q + \frac{dv_d}{dt} - \omega v_q - u_d}{\frac{dv_{dc}}{dt}} \quad (4.28)$$

$$q_{nq} = \frac{-2\omega L_{pf} \frac{di_d}{dt} - \omega R_{pf} i_d + \frac{dv_q}{dt} + \omega v_d - u_q}{\frac{dv_{dc}}{dt}} \quad (4.29)$$

Notons que les entrées  $q_{nd}$  et  $q_{nq}$  comportent un terme d'annulation de la non-linéarité et un terme de découplage,  $v_d$  et  $v_q$  seront remplacées par leurs valeurs nominales. En régime permanent,  $\frac{dv_{dc}}{dt}$  n'est pas bornée et le terme peut tendre vers zéros, afin de surmonter ce problème, une constante est ajoutée dans la commande.

#### 4.2.5 Boucle de régulation de la tension du bus dc

Le courant et la tension à la fréquence fondamentale à l'entrée du filtre actif sont en phase et le filtre permet d'injecter une puissance active afin de réguler la tension aux bornes du condensateur et de compenser les pertes dans le convertisseur. Cette quantité électrique  $i_{q1}^*$  est contrôlée par le régulateur de tension du bus dc.

À partir de la troisième équation du modèle du filtre hybride, nous déduisons :

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = q_{nq} i_q \quad (4.30)$$

L'entrée équivalente  $u_{dc}$  est définie comme suit :

$$u_{dc} = q_{nq} i_q \quad (4.31)$$



Le courant réactif nécessaire pour maintenir la tension continue du bus dc constante est donné par :

$$i_q = \frac{u_{dc}}{q_{nq}} = \frac{u_{dc} v_{dc}}{q_{nq} v_{dc}} \quad (4.32)$$

En fonctionnement normal du filtre hybride et en supposant que les boucles de courant sont idéales, les propriétés suivantes sont approximées :

$$q_{nq} v_{dc} = v_{Mq} ; q_{nd} v_{dc} = v_{Md} \quad (4.33)$$

L'expression du courant  $i_q$  devient :

$$i_q = \frac{u_{dc} v_{dc}}{v_{Mq}} \quad (4.34)$$

La tension du filtre hybride shunt  $v_{Mq}$  suivant l'axe  $q$  est donnée par :

$$v_{Mq} = -Z_{PF1} i_{q1}^* \quad (4.35)$$

Où  $Z_{PF1}$  est l'impédance caractéristique du filtre passif à 60Hz.

L'effort de la commande attribué à cette boucle de tension est :

$$i_{q1}^* = \frac{v_{dc}}{-Z_{PF1} i_q} u_{dc} \quad (4.36)$$

Les courants du filtre hybride shunt s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

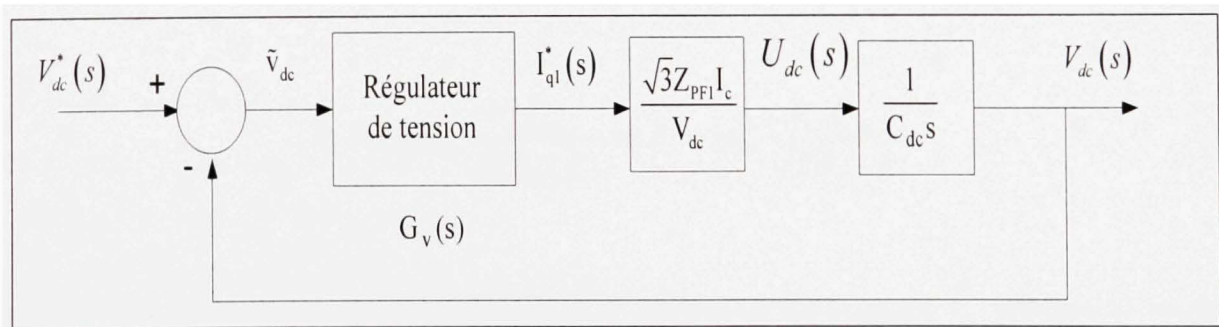
Le courant fondamental efficace du filtre hybride  $I_c$  est donné par :

$$I_c = \frac{i_q}{\sqrt{3}} \quad (4.38)$$

L'effort de la commande dans le domaine de Laplace est donné par :

$$I_{q1}^*(s) = \frac{V_{dc}^*}{\sqrt{3} Z_{PFI} I_c} U_{dc}(s) \quad (4.39)$$

La figure suivante illustre le schéma fonctionnel pour la régulation de la tension continue du bus dc.



**Figure 4.4 Schéma bloc de la régulation de la tension du bus dc.**

Un régulateur proportionnel-intégral est utilisé pour réguler la tension continue  $v_{dc}$  :

$$u_{dc} = k_1 \tilde{v}_{dc} + k_2 \int \tilde{v}_{dc} dt \quad (4.40)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la tension continue du bus dc est donnée par :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = 2\zeta\omega_{nv} \frac{s + \frac{\omega_{nv}}{2\zeta}}{s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (4.41)$$

Où  $\omega_{nv}$  est la pulsation angulaire naturelle de la boucle et  $\zeta$  le facteur d'amortissement.

La fonction de transfert en boucle fermée de la tension continue du bus dc est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = \frac{\frac{\sqrt{3}Z_{PFI}k_1I_c}{V_{dc}C_{dc}}s + \frac{\sqrt{3}Z_{PFI}k_2I_c}{V_{dc}C_{dc}}}{s^2 + \frac{\sqrt{3}Z_{PFI}k_1I_c}{V_{dc}C_{dc}}s + \frac{\sqrt{3}Z_{PFI}k_2I_c}{V_{dc}C_{dc}}} \quad (4.42)$$

Le gain proportionnel  $k_1$  et le gain intégral  $k_2$  seront calculés comme suit :

$$k_1 = 2\zeta\omega_{nv} \frac{V_{dc}C_{dc}}{\sqrt{3}Z_{PFI}I_c} \text{ et } k_2 = \omega_{nv}^2 \frac{V_{dc}C_{dc}}{\sqrt{3}Z_{PFI}I_c} \quad (4.43)$$

La référence de courant  $i_{q1}^*$  sera ajoutée à la référence du courant  $i_q^*$  comme le montre la Figure 4.2. Comme la boucle de tension est considérablement plus lente que les boucles de

courants ; ceci permet d'éviter ainsi toute interaction entre ces boucles.

#### 4.2.6 Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique du filtre passif,  $Z_{pfc}$  est donnée par :

$$Z_{pfc} = \sqrt{\frac{L_{pf}}{C_{pf}}} \quad (4.44)$$

Cette impédance caractéristique influe sur les performances de filtrage. Il y a lieu à dimensionner adéquatement les paramètres du filtre passif pour trouver un bon compromis entre le coût et les performances désirées du filtrage.

### 4.3 Résultats de simulation

Afin de valider les performances de la stratégie de commande non linéaire proposée, le système incluant le réseau d'alimentation, la charge non linéaire et le filtre hybride shunt est simulé en utilisant "Power system Blockset" sous l'environnement Matlab/Simulink. L'objectif des simulations est de tester le comportement du filtre hybride shunt triphasé pour trois différents aspects de fonctionnement :

- a) La compensation en régime permanent des courants harmoniques d'une charge non-linéaire de type source de courant.
- b) La compensation en régime permanent des courants harmoniques d'une charge non-linéaire de type source de tension.
- c) La réponse dynamique lors de la variation soudaine de la charge. Les paramètres du système sont donnés dans le Tableau 4.1.

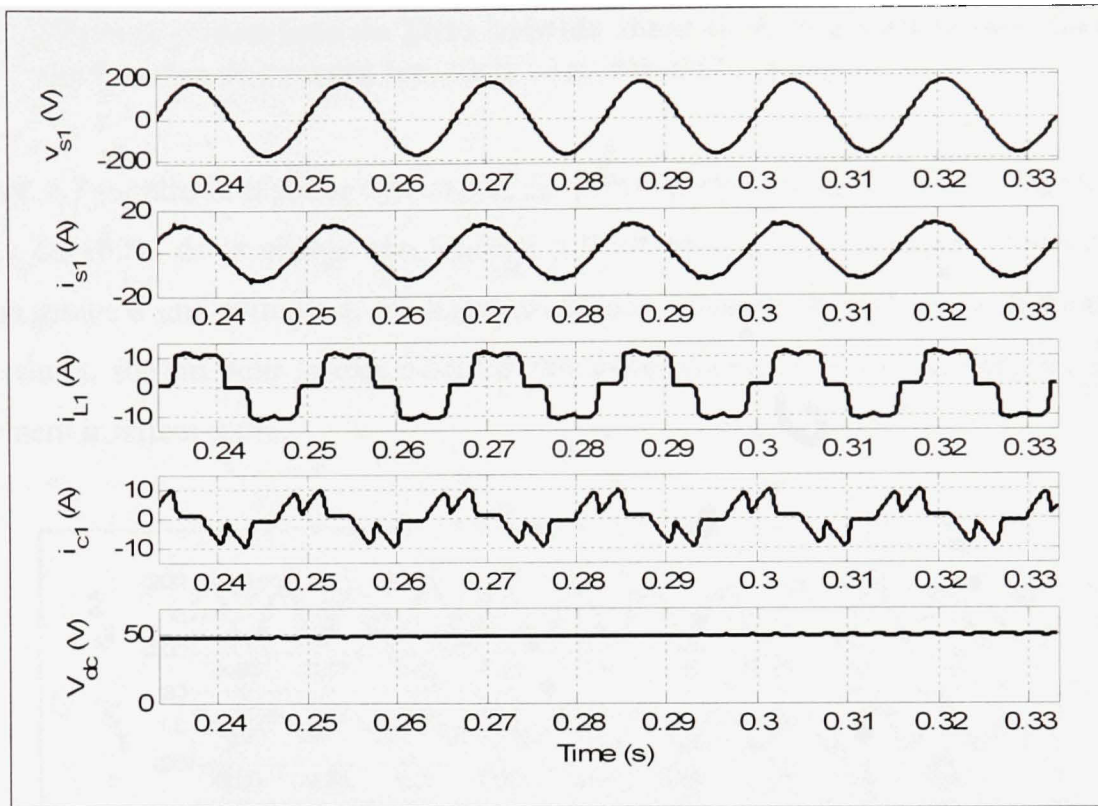


Tableau 4.1 Paramètres du système simulé

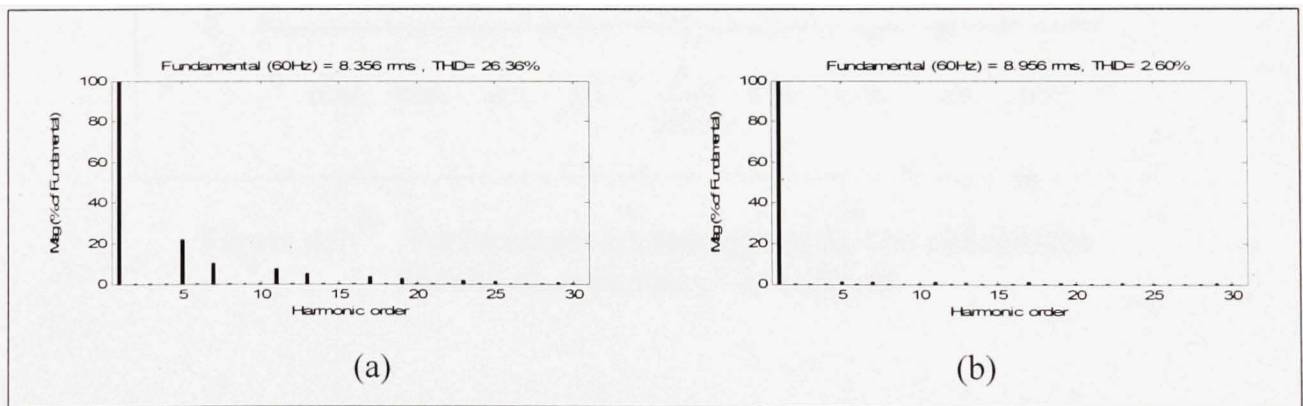
Tension simple efficace et fréquence de la source	$V_s=120\text{ V (rms)}, f_s=60\text{ Hz}$
Impédance de la ligne	$L_s=0.5\text{ mH}, R_s=0.1\ \Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de tension	$C_L=1000\ \mu\text{F}, R_L=32\ \Omega$
Paramètres de la charge non linéaire de type source de courant	$L_L=10\text{ mH}, R_L=26\ \Omega$
Paramètres du filtre passif	$L_{pf}=2.5\text{ mH}, C_{pf}=112\ \mu\text{F}$
Paramètres du filtre actif	$V_{dc}=50\text{ V}, C_{dc}=3000\ \mu\text{F}$
Paramètres du régulateur de courant	$K_p=245.55, K_i=14444$
Paramètres du régulateur de tension	$K_I=0.22, k_2=15.85$

#### 4.3.1 Compensation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant

Les résultats de simulation pour la phase 1 sont illustrés sur la Figure 4.5. La tension au point de raccordement ( $v_{sl}$ ), le courant de source ( $i_{sl}$ ), le courant de la charge ( $i_{Ll}$ ), le courant du filtre hybride ( $i_{cl}$ ), ainsi que la tension coté continu du bus dc ( $v_{dc}$ ) sont également représentés sur cette figure. La Figure 4.6 présente les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation, elle montre que le TDH du courant de source est réduit de 26.36% à 2.6%, ce qui témoigne de la bonne qualité de filtrage.



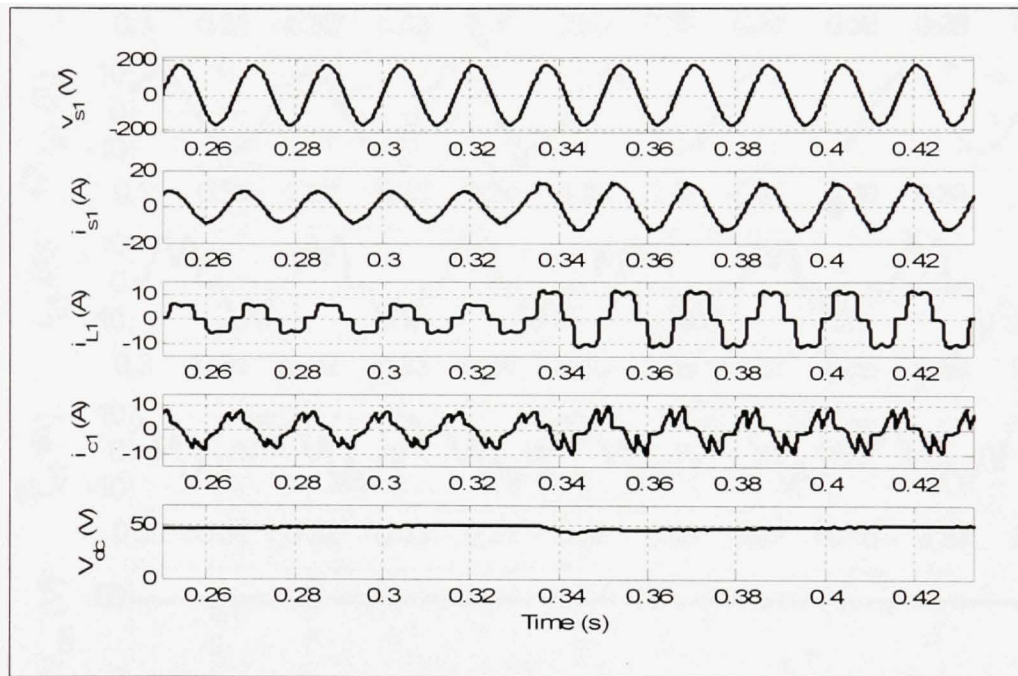
**Figure 4.5 Résultats de simulation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.**



**Figure 4.6 Spectre du courant de source de la phase 1, (a) avant compensation, (b) après compensation.**

### 4.3.2 Réponse dynamique du filtre hybride shunt pour une charge non linéaire de type source de courant lors de la variation de la charge

La Figure 4.7 montre la réponse dynamique du filtre hybride shunt lors d'une augmentation soudaine de 100% de la charge non linéaire à l'instant  $t=0.33s$ . Le régime permanent est atteint en moins d'une période du fondamental. Nous constatons la bonne robustesse du filtre hybride shunt, surtout pour la régulation de la tension continue du bus dc obtenue avec un dépassement inférieur à 2%.

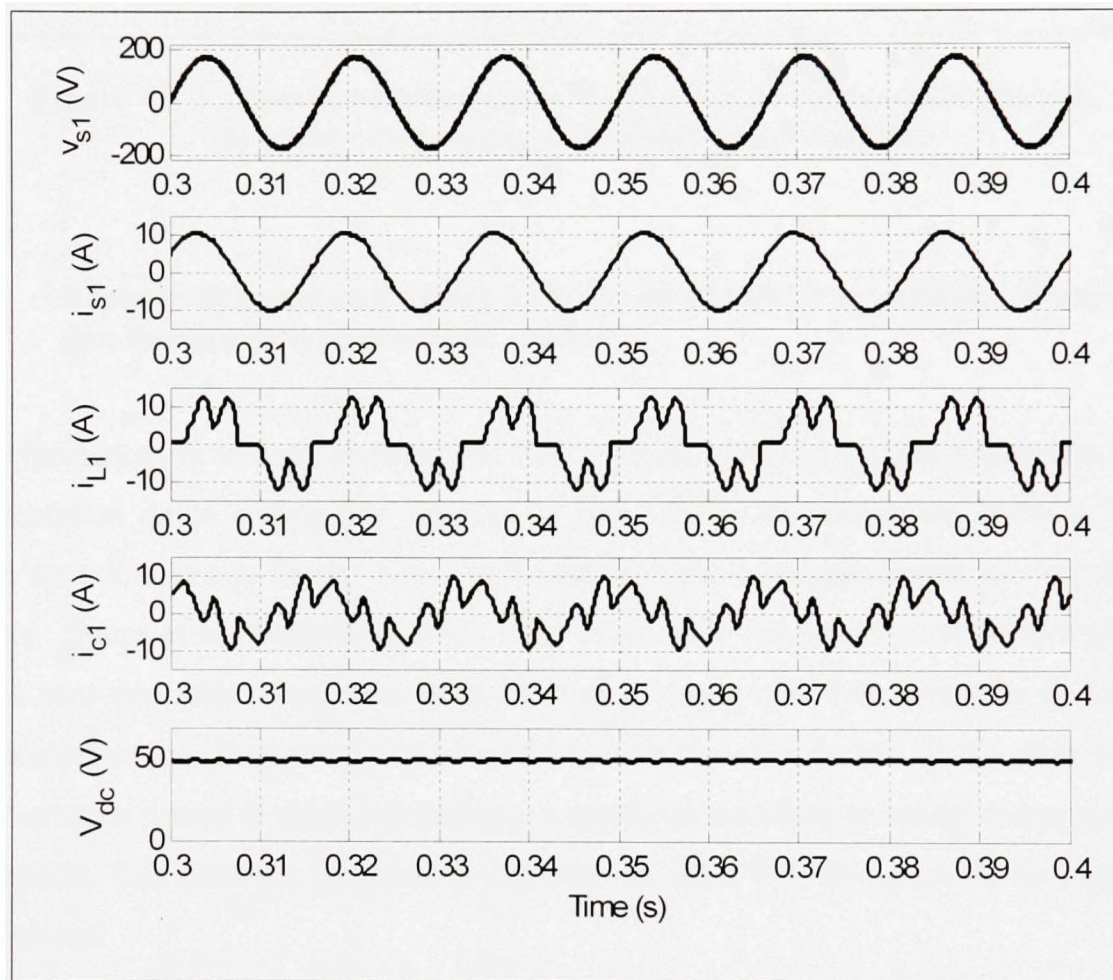


**Figure 4.7 Performance dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant.**

### 4.3.3 Compensation en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

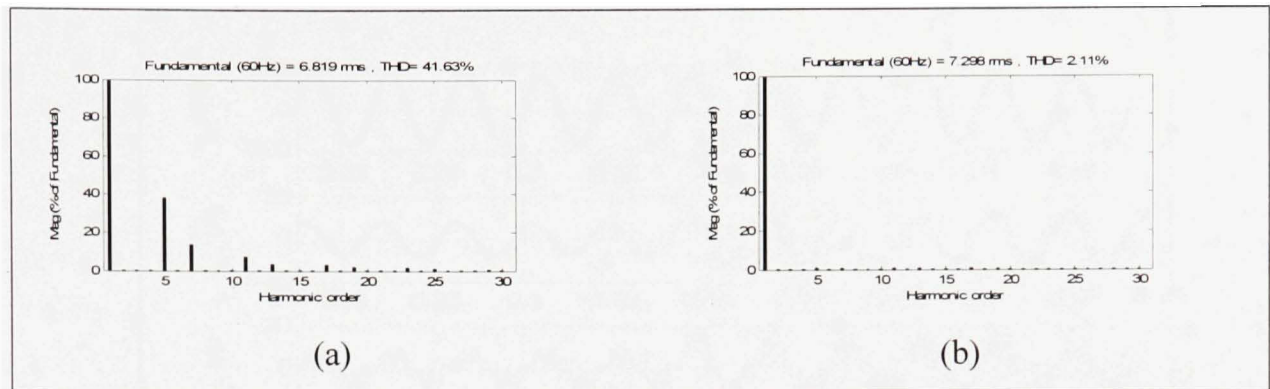
La Figure 4.8 représente les résultats de simulation en régime permanent de la phase 1 pour

une charge non linéaire de type source de tension tels que : la tension au point de raccordement ( $v_{s1}$ ), le courant de source ( $i_{s1}$ ), le courant de la charge ( $i_{L1}$ ), le courant du filtre hybride ( $i_{c1}$ ), ainsi que la tension coté continu ( $v_{dc}$ ). Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés à la Figure 4.9. Le TDH du courant de source est réduit de 41.63% avant compensation à 2.11% après compensation.



**Figure 4.8 Réponse en régime permanent du filtre hybride shunt pour une charge triphasée non linéaire de type source de tension.**

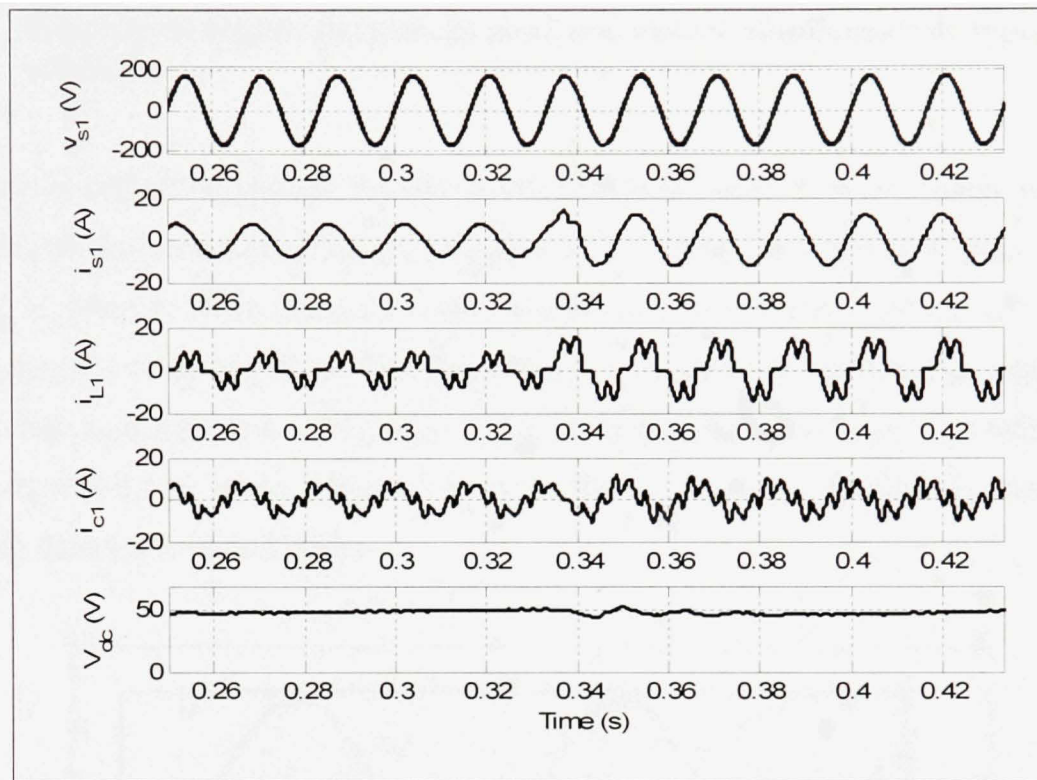




**Figure 4.9 Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1, (a) avant compensation, (b) après compensation.**

#### **4.3.4 Réponse dynamique du filtre hybride shunt lors de la variation d'une charge non linéaire de type source de tension**

Les performances et le comportement du filtre hybride shunt en régime dynamique lors de l'augmentation de la charge non linéaire de type source de tension de 100% à l'instant  $t=0.33s$  sont donnés à la Figure 4.10. Les formes d'ondes correspondantes sont représentées sur cette figure et les performances de cette commande appliquée au filtre hybride shunt triphasé sont constatées visuellement par la forme sinusoïdale du courant de la source  $i_{s1}$  après compensation. Pour la régulation de la tension continue du bus dc  $V_{dc}$ , elle subit une légère variation durant le régime dynamique avant de se stabiliser en moins d'une période du fondamental. Ces résultats montrent la capacité du filtre hybride shunt de compenser les perturbations.



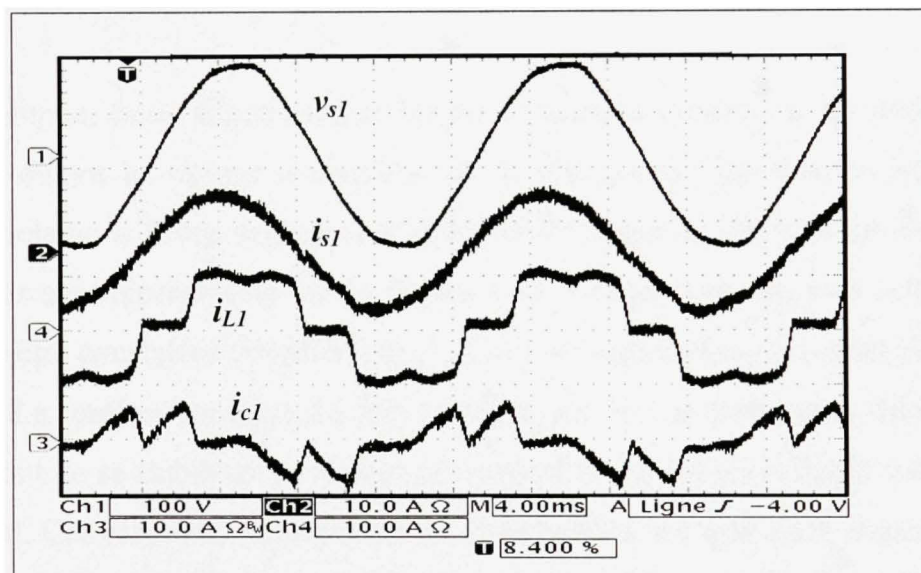
**Figure 4.10 Résultats de simulation du système en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de tension.**

#### **4.4 Résultats expérimentaux**

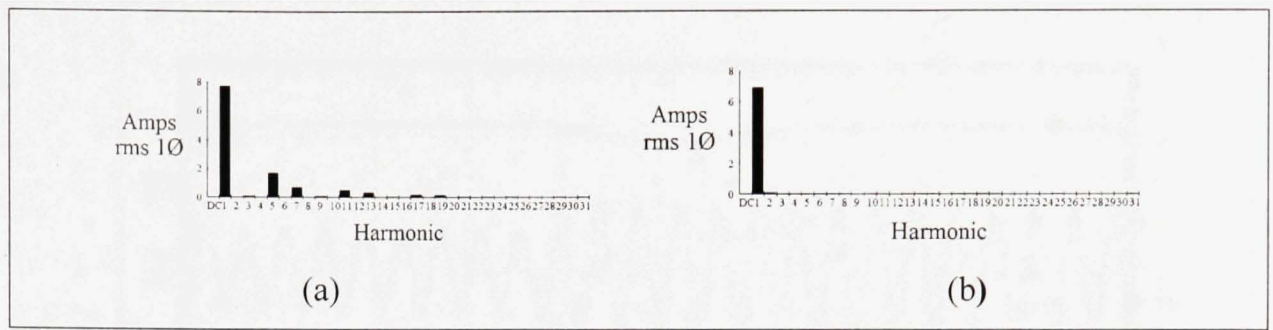
La commande non-linéaire proposée pour le filtre hybride shunt est testée au laboratoire sur un prototype comprenant un réseau d'alimentation triphasé, une charge non linéaire de type source de courant ou de type source de tension. La commande non linéaire est implantée numériquement sur la carte Dspace DS1104. Le filtre hybride shunt parallèle est à base d'IGBTs, GA100TS60U de IR, la période d'échantillonnage et la période de commutation sont fixées respectivement à 50  $\mu$ s, et à 500  $\mu$ s (équivalent à une fréquence de commutation de 2 kHz).

#### 4.4.1 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant

La réponse en régime permanent du filtre hybride shunt triphasé pour une charge non linéaire de type source de courant est donnée à la Figure 4.11. Cette figure représente pour la phase 1, la tension au point de raccordement ( $v_{s1}$ ), le courant de la source après filtrage ( $i_{s1}$ ), le courant de la charge ( $i_{L1}$ ) et le courant du filtre hybride ( $i_{c1}$ ). Les spectres harmoniques avant et après compensation sont donnés à la Figure 4.12. Le TDH du courant de source est réduit de 26% avant filtrage à 3,4 % après filtrage, ce qui confirme la bonne qualité de compensation remarquée dans les formes d'ondes.



**Figure 4.11 Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de courant.**

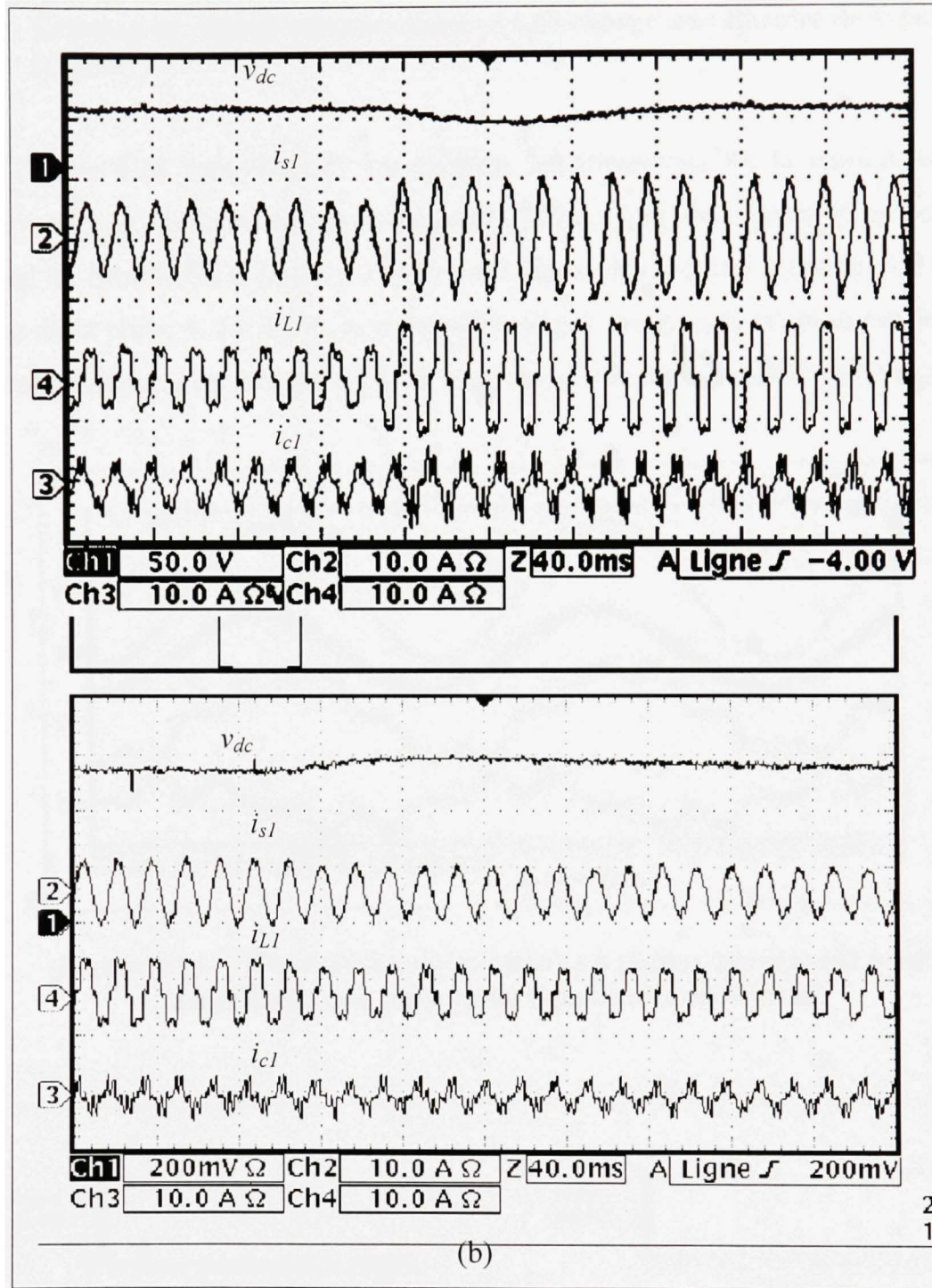


**Figure 4.12 Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.**

#### 4.4.2 Réponse en régime dynamique pour une charge non linéaire de type source de courant

Dans ce paragraphe, nous allons étudier les performances dynamique et statique du filtre hybride shunt durant le régime dynamique de la charge non linéaire de type source de courant. Pour cela nous avons augmenté et diminué la charge de 100% et les formes d'ondes correspondantes sont représentées sur la Figure 4.13. Les performances de cette commande peuvent même être constatées visuellement par l'allure sinusoïdale du courant de la source  $i_{s1}$  après filtrage. La tension continue du bus dc subit une légère diminution durant le régime dynamique avant de se stabiliser en régime permanent en un temps inférieur à deux périodes du fondamental. Ces résultats montrent que le filtre hybride est influencé instantanément par la variation de la charge, mais il est capable de retrouver rapidement son efficacité en s'alignant sur ses valeurs de référence.





**Figure 4.13** Réponse dynamique du filtre hybride shunt pour une charge non linéaire de type source de courant : (a) augmentation du courant de la charge, (b) diminution du courant de la charge.

#### 4.4.3 Réponse en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension

Dans la Figure 4.14 sont illustrés les résultats expérimentaux de la tension au point de raccordement ( $v_{sl}$ ), du courant de la source après filtrage ( $i_{sl}$ ), du courant de la charge ( $i_{Ll}$ ) et du courant du filtre hybride ( $i_{cl}$ ). La Figure 4.15 montre les spectres harmoniques du courant de source de la phase 1. Le TDH du courant de source avant compensation est de 42.1%, et après compensation, il est ramené à 3%, ce qui confirme la bonne qualité de filtrage.

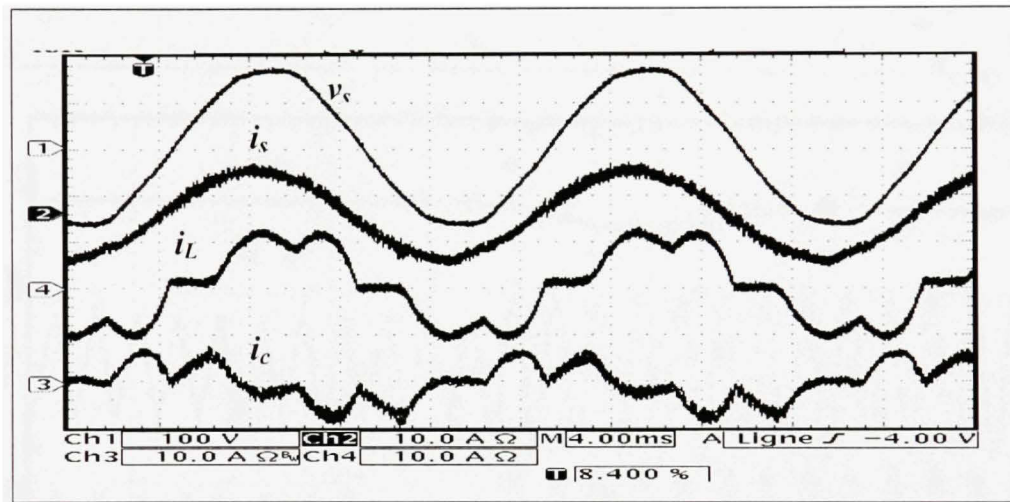


Figure 4.14 Résultats expérimentaux en régime permanent pour une charge non linéaire de type source de tension.

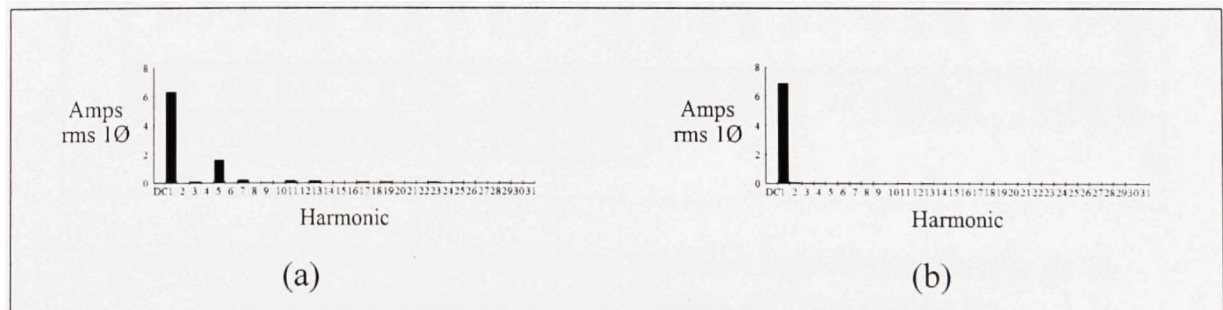


Figure 4.15 Spectres harmoniques du courant de source de la phase 1 : (a) avant compensation, (b) après compensation.

#### 4.4.4 Réponse en régime dynamique du filtre hybride shunt lors de la variation de la charge non linéaire de type source de tension

La compensation en régime dynamique du filtre hybride est étudiée lors d'une augmentation puis d'une diminution du courant de la charge non linéaire de type source de tension. Le comportement du filtre hybride en régime dynamique est représenté par la Figure 4.16. On remarque que le régime permanent de la tension continue du bus dc a une précision statique de 100ms et une précision dynamique de 20%. Le courant de source après compensation offre une bonne qualité de filtrage lors de la variation de la charge.

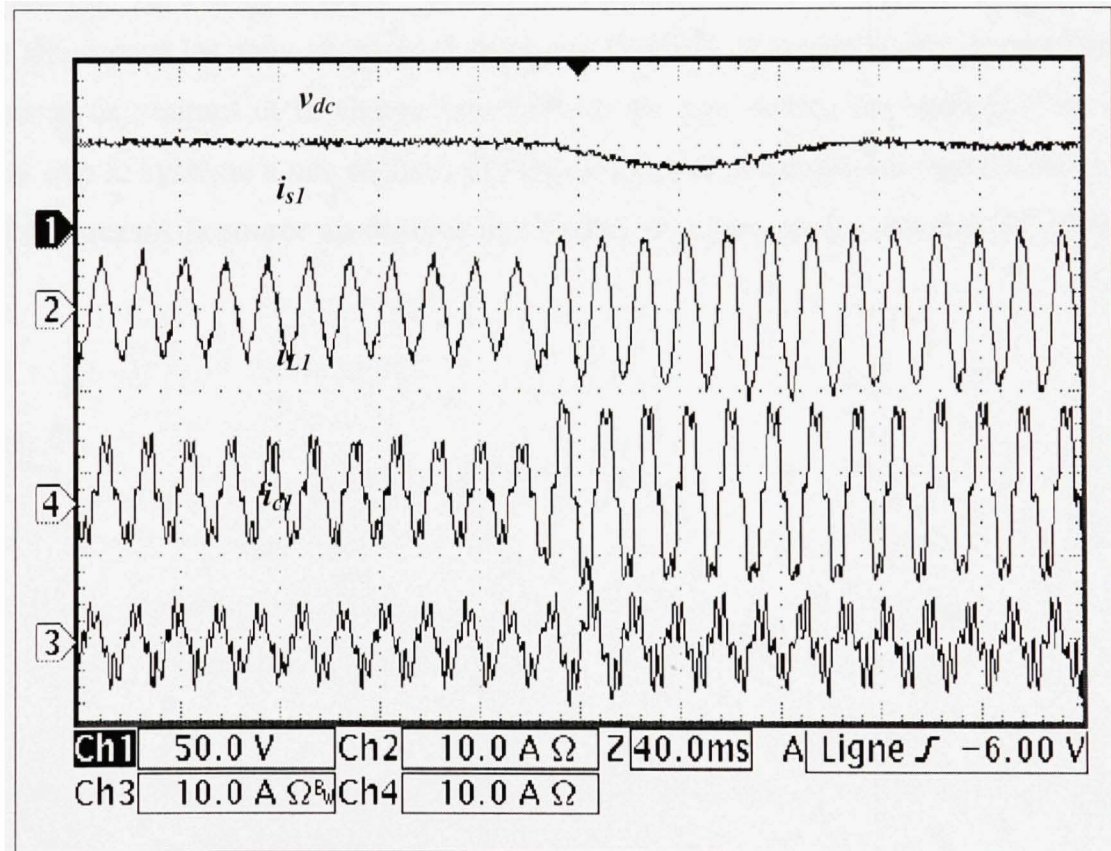


Figure 4.16 Réponse dynamique du filtre hybride shunt lors de la variation de la charge non linéaire de type source de tension harmonique.



## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une stratégie de commande non linéaire appliquée au filtre hybride shunt a été étudiée et validée expérimentalement. Elle est basée sur la compensation de la non linéarité. Deux boucles internes de courant et une boucle externe de régulation de la tension du bus dc ont été conçues. Leur découplage nous assure qu'il n'y a aucune interaction entre les boucles internes et la boucle externe. Le filtre hybride est constitué d'un filtre actif shunt triphasé à faible puissance en série avec un filtre passif *LC* triphasé accordé au cinquième harmonique, connectés directement et sans transformateur au réseau électrique. Les résultats de simulations et expérimentaux valident la technique de commande proposée du filtre hybride shunt pour les deux types de charges non linéaires, à savoir la charge non linéaire de type source de courant et la charge non linéaire de type source de tension. Ces résultats montrent que le système a une réponse dynamique rapide et qu'elle est capable de maintenir le TDH du courant de source au-dessous des limites imposées par les normes IEC61000-3-2.



## **CHAPITRE 5**

### **FILTRE HYBRIDE SÉRIE TRIPHASÉ**

#### **5.1 Introduction**

D'une part, l'utilisation de plus en plus fréquente de charges non linéaires, produit des effets négatifs considérables sur le réseau électrique. D'autre part, des équipements modernes deviennent de plus en plus sophistiqués et exigent de la puissance propre pour leur fonctionnement. Toute perturbation de la tension du réseau d'alimentation, comme les creux de tension, les surtensions et les harmoniques peuvent causer un dysfonctionnement de ces équipements sensibles.

Pour améliorer la qualité de l'onde, les compensateurs actifs sont utilisés pour une dépollution complète et une protection adéquate contre les détériorations de la tension aux points de raccordement (creux de tension, surtensions et harmoniques).

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche du Filtre Hybride Série (FHS) triphasé pour la compensation des harmoniques générés par les charges non linéaires et des perturbations venant du réseau d'alimentation, à savoir les creux de tension, les surtensions et les harmoniques de tension. Ce filtre hybride série est constitué par la combinaison d'un filtre série actif à faible puissance et d'un filtre passif shunt contenant un statocompensateur à réactance contrôlée par thyristors (TCR) pour la compensation automatique de la puissance réactive consommée par la charge.

La source continue du filtre hybride série est constituée par un pont redresseur à diodes alimentant un condensateur. Afin d'améliorer les performances de filtrage du courant de

source, le filtre hybride série est commandé de telle façon qu'il présente une grande impédance à la fréquence des harmoniques. Cette augmentation de l'impédance à la fréquence des harmoniques force les courants harmoniques à circuler dans le filtre passif shunt. Le filtre passif shunt et le TCR sont utilisés pour supporter la compensation de la puissance réactive et les harmoniques de courants générés par la charge non linéaire. Les résultats de simulation montrent une compensation parfaite des creux de tension, des surtensions, des harmoniques de tension, des harmoniques de courant et de la puissance réactive.

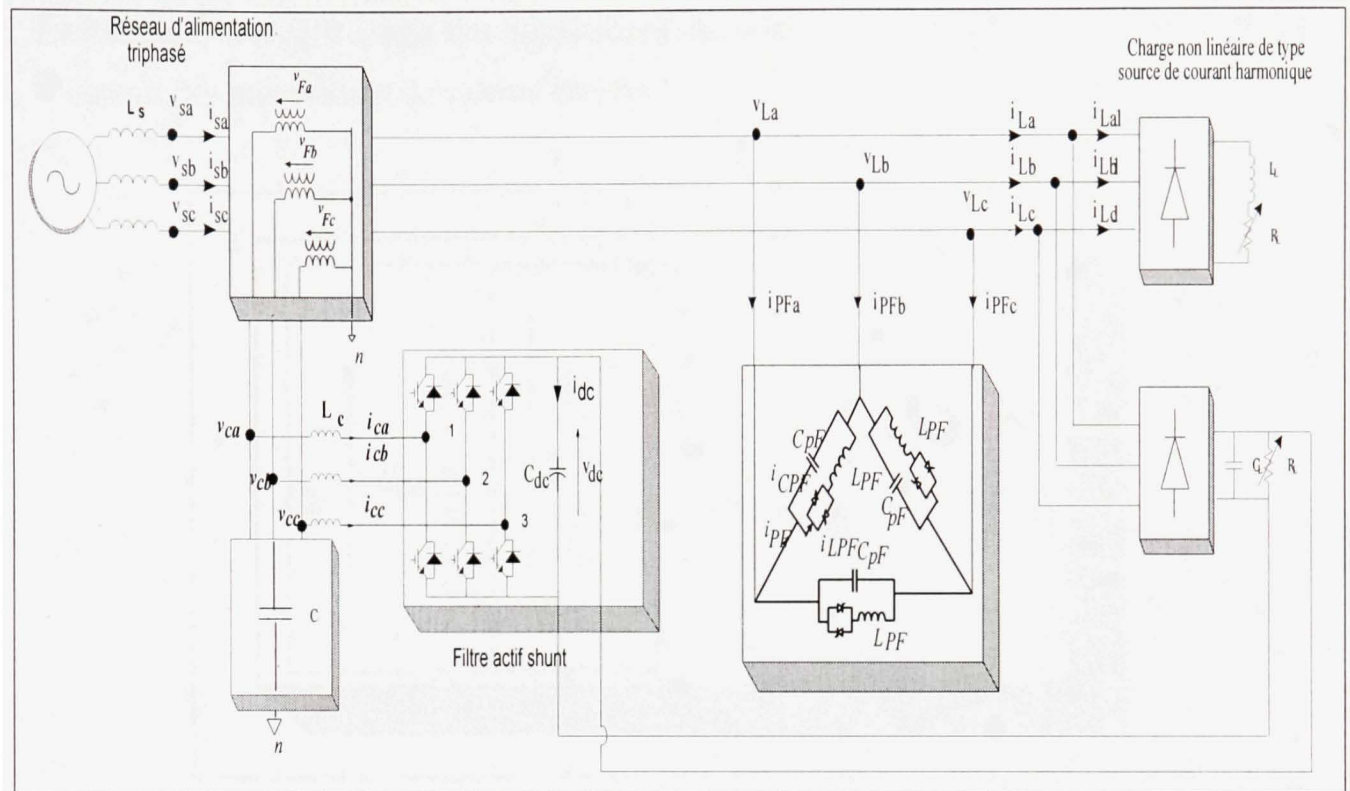
## 5.2 Topologie du filtre hybride série

La Figure 5.1 montre la configuration du filtre hybride série proposé. Elle comprend :

- a) Un filtre actif série de dimension réduite,
- b) Un filtre passif shunt,
- c) Des charges non linéaires de type source de tensions harmoniques et de type source de courants harmoniques.

Le filtre hybride série protège les charges sensibles lors de la variation de la tension d'alimentation en injectant une tension de compensation en série avec la tension du réseau. Il est considéré comme une source de tension contrôlée.

La régulation de la tension aux points de raccordement est assurée par le filtre actif série. Signalons que le filtre passif shunt contribue lui aussi à la régulation de la tension aux bornes de la charge en compensant de la puissance réactive lors de la variation de la charge.



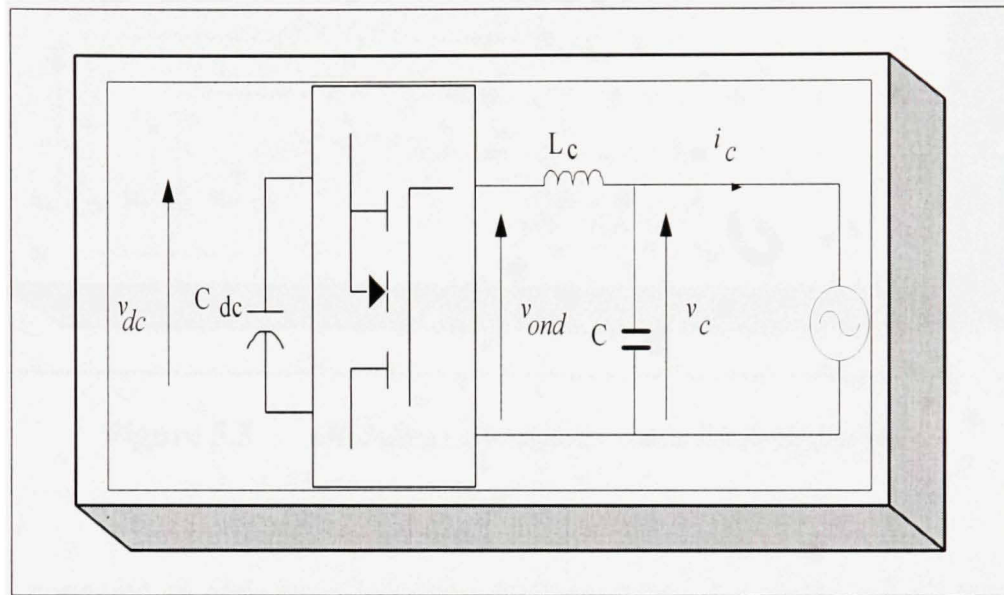
**Figure 5.1** Système triphasé comportant le filtre hybride série triphasé.

### 5.2.1 Onduleur de tension

En général, l'objectif d'un onduleur de tension commandé en courant est d'injecter un courant contrôlé dans un dipôle de tension. Pour pouvoir connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et le faire fonctionner comme une source de courant, il est nécessaire d'utiliser un filtre de nature inductive LC (Figure 5.2). La fonction de ce filtre permet de réduire la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler.

Ainsi, l'avantage le plus important du filtre LC vient de sa capacité de filtrage. En effet l'ajout d'un filtre supplémentaire LC à la sortie de l'onduleur de tension permet l'élimination de la plupart des harmoniques de découpage. Ce filtre permet également, l'utilisation des petites inductances en maintenant une bonne performance dynamique. Ce qui est un avantage

fondamental lorsqu'il s'agit des applications de haute puissance où il peut être compliqué d'obtenir des inductances de valeurs élevées.

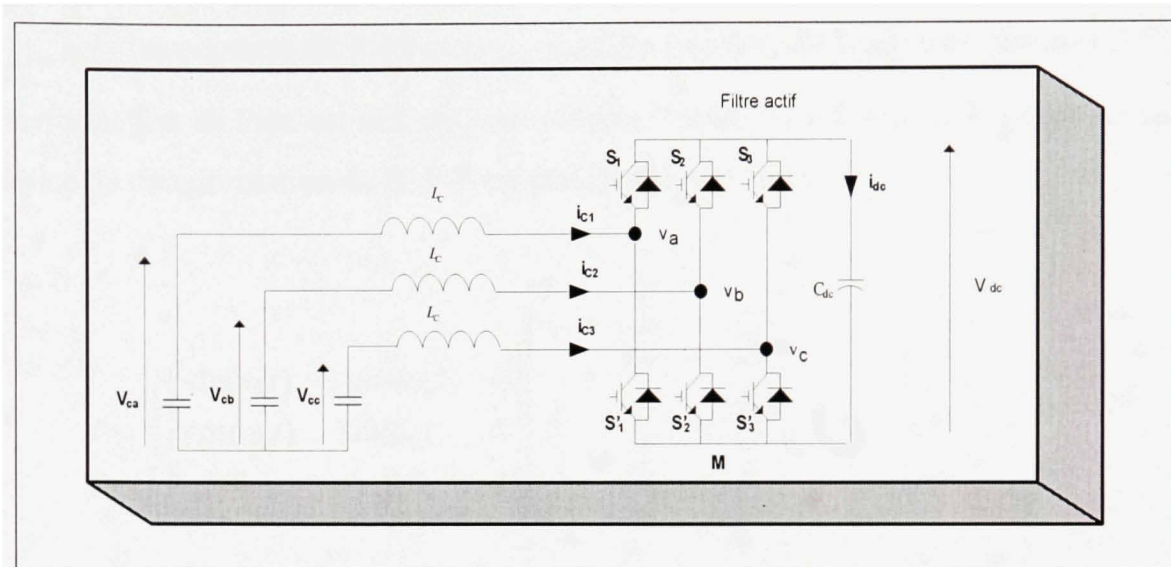


**Figure 5.2 Onduleur de tension avec filtre de sortie.**

### 5.2.2 Modélisation du filtre actif triphasé

Dans cette partie, on s'intéresse aux relations liant les tensions et les courants de l'onduleur représenté par la Figure 5.3. Pour modéliser et étudier la boucle du courant et la boucle de tension, on supposera que le système est équilibré.





**Figure 5.3 Onduleur de tension avec filtre de sortie.**

Le FHS est connecté en série avec le réseau d'alimentation. Le système peut être représenté par les équations suivantes: (Kanaan and Al-Haddad 2004; Rahmani, Al-Haddad et al. 2006) (Al-Zamil and Torrey 2001; Huayun and Shiyan 2008).

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_{ca}}{dt} &= v_{ca} - v_{an} \\
 L_c \frac{di_{cb}}{dt} &= v_{cb} - v_{bn} \\
 L_c \frac{di_{cc}}{dt} &= v_{cc} - v_{cn}
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

$$\begin{aligned}
 C \frac{dv_{ca}}{dt} &= i_{sa} - i_{ca} \\
 C \frac{dv_{cb}}{dt} &= i_{sb} - i_{cb} \\
 C \frac{dv_{cc}}{dt} &= i_{sc} - i_{cc}
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Où  $i_{c,a,b,c}$  sont les courants du FHS et  $i_{v,a,b,c}$  sont les courants de ligne côté primaire du FHS. La transformation de Parc est utilisée pour réduire l'ordre du système et le temps de calcul. La matrice de transformation de Park P est définie comme suit :

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) & -\cos(\omega_0 t) & 0 \\ \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{3}{2} & \frac{3}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

En appliquant la transformation de Park à l'équation 5.1 et à l'équation 5.2, nous obtenons :

$$L_c \frac{di_{cd}}{dt} = v_{cd} + L_c \omega_0 i_{cq} - d_d v_{dc} \quad (5.4)$$

$$L_c \frac{di_{cq}}{dt} = v_{cq} - L_c \omega_0 i_{cd} - d_q v_{dc}$$

$$C \frac{dv_{cd}}{dt} = C \omega_0 v_{sq} - i_{cd} + i_{sd} = u_d \quad (5.5)$$

$$C \frac{dv_{cq}}{dt} = -C \omega_0 v_{sd} - i_{cq} + i_{sq} = u_q$$

Où :

- $i_{cd}, i_{cq}$  représentent les courants du FHS, exprimés dans le référentiel synchrone (d-q),
- $v_{sd}, v_{sq}$  représentent les tensions côté primaire du transformateur,
- $i_{sd}, i_{sq}$  sont les courants de ligne suivant les axes d-q,
- $d_d, d_q$  représentent les fonctions de commutation des interrupteurs de l'onduleur,

- $v_{dc}$  est la tension du bus dc de l'onduleur,
- $\omega_0$  est la pulsation angulaire du réseau d'alimentation.

### 5.2.2.1 Génération des courants de références

Les équations nécessaires pour générer les courants de références sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} C \frac{dv_{cd}}{dt} &= C\omega_0 v_{sq} - i_{cd} + i_{sd} = u_d \\ C \frac{dv_{cq}}{dt} &= -C\omega_0 v_{sd} - i_{cq} + i_{sq} = u_q \end{aligned} \quad (5.6)$$

Les correcteurs proportionnel-intégral (PI) données aux équations (5.7) et (5.8) sont utilisés pour réguler la tension à la sortie de l'onduleur. Ces correcteurs contiennent des intégrateurs, ils sont capables d'annuler complètement l'erreur statique, les erreurs paramétriques ainsi que les retards qui sont dus à la numérisation.

$$u_d = k_p v_{cd} + k_i \int v_{cd} dt \quad (5.7)$$

$$u_q = k_p v_{cq} + k_i \int v_{cq} dt \quad (5.8)$$

Les courants de références sont donnés par :

$$i_{cd}^* = -u_d + C\omega_0 v_{cq} + i_{sd} \quad (5.9)$$

$$i_{cq}^* = -u_q - C\omega_0 v_{cd} + i_{sq} \quad (5.10)$$

On utilise un régulateur PI pour réguler le courant du FHS.

$$u_{id} = k_p i_{cd} + k_i \int i_{cd} dt \quad (5.11)$$

$$u_{iq} = k_p i_{cq} + k_i \int i_{cq} dt \quad (5.12)$$

À partir de l'équation 5.4, la loi de commande est donnée par :

$$d_d = \frac{u_{id} - v_{cd} - L_c \omega_0 i_{cq}}{v_{dc}} \quad (5.13)$$

$$d_q = \frac{u_{iq} - v_{cq} + L_c \omega_0 i_{cd}}{v_{dc}} \quad (5.14)$$

En général, la conception d'un système de commande se réalise sur la base du modèle mathématique du système physique à contrôler. Ce modèle contient des paramètres qui sont considérés comme étant linéaires et invariants.

### 5.2.2.2 Améliorations des performances de filtrage

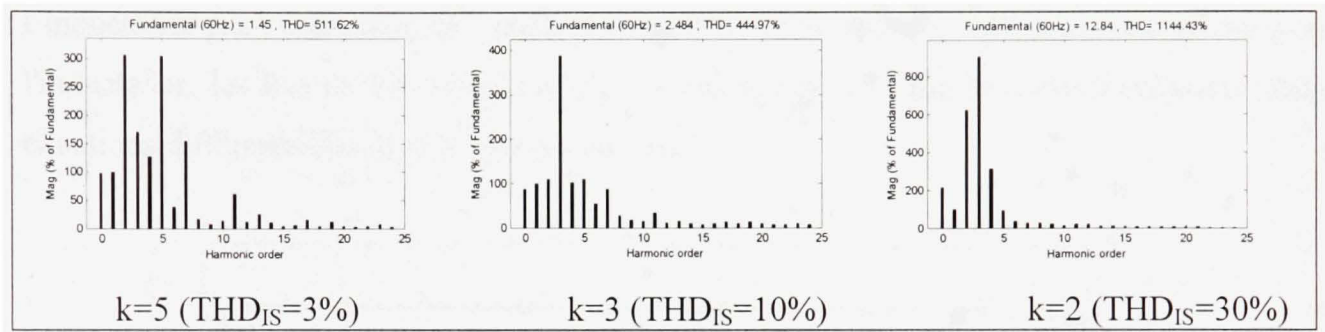
Le schéma de commande du FHS est donné par la Figure 117. L'approche adoptée utilise une commande hybride. Elle consiste à détecter simultanément le courant de la source  $i_s(abc)$  et la tension de la charge  $v_L(abc)$ . L'idée principale est d'augmenter l'impédance à la fréquence des harmoniques, du transformateur qui est en série avec le réseau d'alimentation. La tension de référence du FHS est donnée par :

$$v_h = k i_{sh} - v_{Lh} \quad (5.15)$$

Les effets de la compensation dépendent en grande partie du choix du gain  $k$ , qui est le rapport des harmoniques de tensions compensées générées par le FHS et des harmoniques de



courants qui y circulent. La Figure 5.4 montre les harmoniques de tension aux bornes du transformateur en fonction du gain  $k$ . On peut remarquer que si on diminue la valeur de  $k$  de 5 à 2, l'amplitude des harmoniques de tension diminue. De ce fait, l'impédance à la fréquence des harmoniques diminue aussi et ceci affecte négativement les performances de filtrage. Pour  $k = 5$ , l'impédance à la fréquence des harmoniques est assez importante, ce qui force les courants harmoniques générés par la charge non linéaire à circuler dans le filtre passif shunt.



**Figure 5.4 Spectres harmoniques de tension aux bornes du transformateur en fonction du gain  $k$ .**

### 5.2.3 Compensation des creux de tension et des surtensions

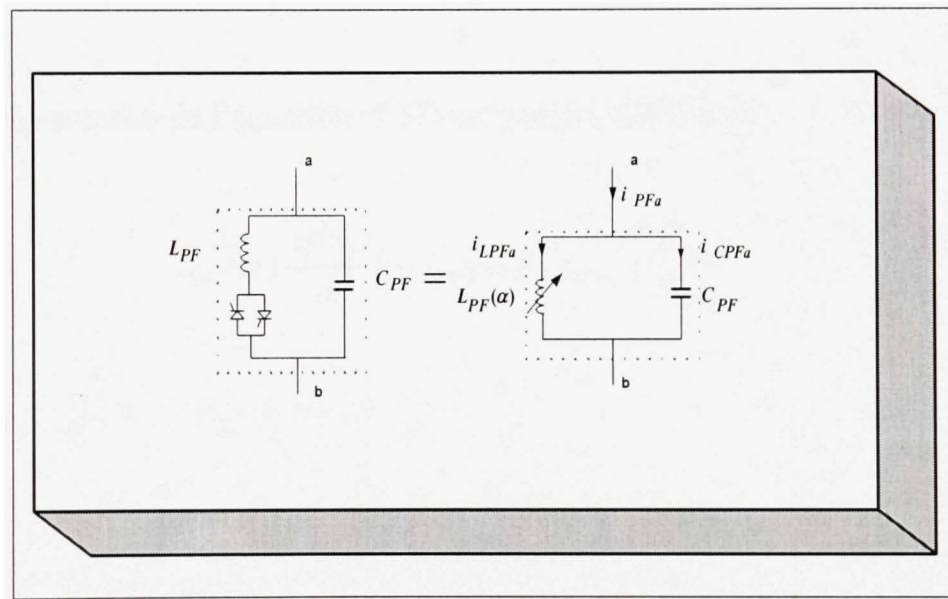
Une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop (PLL)) est utilisée pour la synchronisation et pour la génération des trois tensions de références décalées chacune de  $120^\circ$ . Ces tensions de référence  $v_{s(a,b,c)}$  sont comparées à celles de la charge  $v_{L(a,b,c)}$ , puis elles sont transformées du référentiel 'abc' au référentiel 'dq'. Le signal d'erreur total est comparé aux tensions du filtre actif  $v_{cd}$  et  $v_{cq}$  comme le montre la Figure 5.6. Des régulateurs PI sont utilisés pour forcer les tensions  $v_{cd}$  et  $v_{cq}$  qui doivent suivre leurs références respectives

$$e_{srefd} + v_{hd} \text{ et } e_{srefq} + v_{hq}.$$

### 5.3 Modélisation du filtre passif shunt

Le *statocompensateur* à réactance contrôlée par thyristors est utilisé pour avoir une compensation automatique de la puissance réactive. La Figure 5.5 montre le circuit équivalent du TCR.

On utilise le TCR pour contrôler la puissance réactive induite par le courant circulant dans l'inductance par l'entremise de l'angle de retard à l'amorçage. En négligeant la résistance de l'inductance, les lois de Kirchhoff appliquées aux tensions et aux courants fournissent trois équations différentielles dans le référentiel 'abc'.



**Figure 5.5** Schéma équivalent du filtre passif shunt avec TCR.

$$\begin{aligned}
L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFa}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPFa} dt \\
L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFb}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPFb} dt \\
L_{PF}(\alpha) \frac{di_{LPFc}}{dt} &= \frac{1}{C_{PF}} \int i_{CPFc} dt
\end{aligned} \tag{5.16}$$

En dérivant et en appliquant la transformation de Park à l'équation (5.16), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{LPFd}}{dt^2} - L_{PF}(\alpha) \omega^2 i_{LPFd} &= 2L_{PF}(\alpha) \omega \frac{di_{PFq}}{dt} + \frac{i_{CPFd}}{C_{PF}} \\
L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{LPFq}}{dt^2} - L_{PF}(\alpha) \omega^2 i_{LPFq} &= 2L_{PF}(\alpha) \omega \frac{di_{LPFd}}{dt} + \frac{i_{CPFq}}{C_{PF}}
\end{aligned} \tag{5.17}$$

Seule la partie réactive de l'équation (5.17) est gardée, elle s'écrit :

$$L_{PF}(\alpha) \frac{d^2 i_{LPFq}}{dt^2} - L_{PF}(\alpha) \omega^2 i_{LPFq} = \frac{i_{CPFq}}{C_{PF}} \tag{5.18}$$

Sachant que :

$$i_{LPFq} = i_{PFq} - i_{CPFq} \tag{5.19}$$

La relation suivante est obtenue :

$$\frac{d^2 i_{PFq}}{dt^2} = \frac{i_{CPFq}}{L_{PF}(\alpha) C_{PF}} + \omega^2 i_{LPFq} = u_1 \tag{5.20}$$

Pour réguler le courant  $i_{PFq}$ , le régulateur proportionnel dérivé est utilisé. L'inductance peut être modélisée par :

$$L_{PF}(\alpha) = L_{PF} \frac{\pi}{2\pi - 2\alpha + \sin(2\alpha)} \quad (5.21)$$

$$u_1 = B(\alpha) \frac{i_{CPFq}}{C_{PF}} + \omega^2 i_{LPFq} \quad (5.22)$$

$$(u_1 - \omega^2 i_{LPFq}) \frac{C_{PF}}{i_{CPFq}} = B(\alpha) \quad (5.23)$$

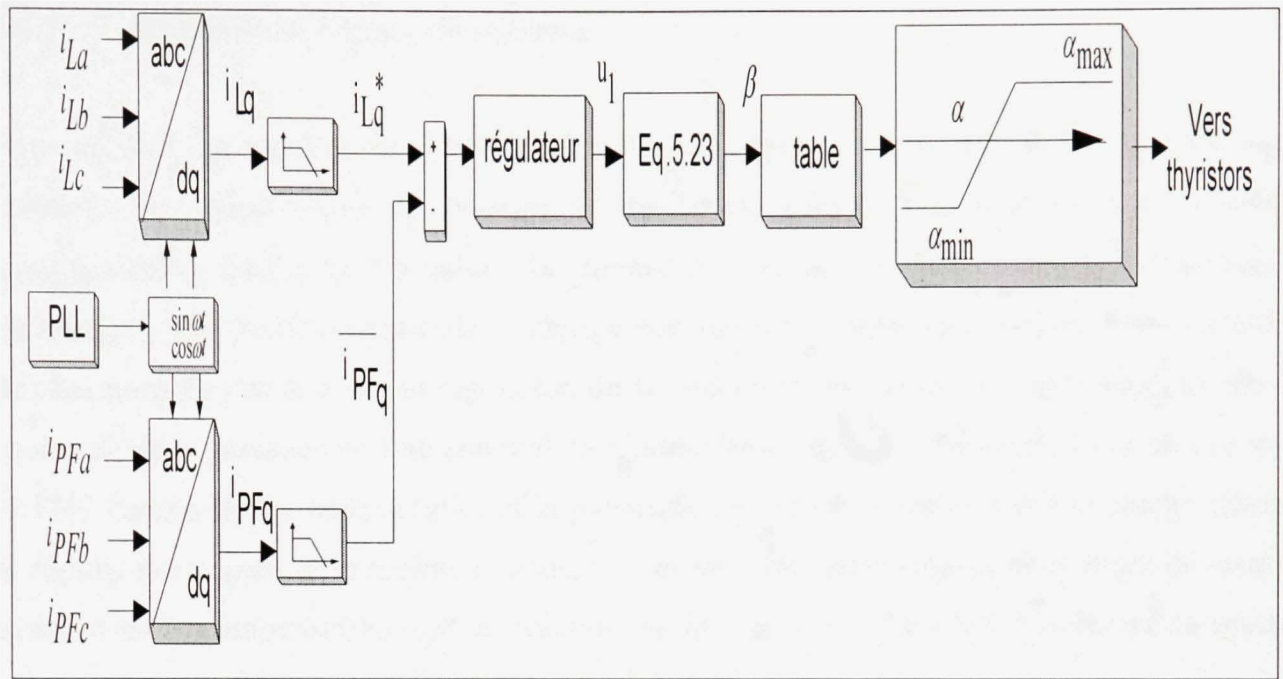
Le filtre passif shunt présente une impédance importante à la fréquence fondamentale et une très faible impédance à la fréquence des harmoniques. Ce filtre passif shunt de capacité réduite est capable d'absorber pratiquement tous les courants harmoniques générés par la charge non-linéaire.

#### 5.4 Commande du filtre actif triphasé

L'objectif de cette commande est de forcer la tension côté alternatif du filtre actif série à suivre le plus fidèlement possible la tension de référence avec la minimisation des harmoniques de tension non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continue donnée. Le choix du type de commande dépend essentiellement de deux paramètres : d'une part des caractéristiques souhaitées de la tension de sortie (distorsion admissible, spectre basse fréquence souhaité, etc.) et d'autre part de la fréquence de découpage des semi-conducteurs utilisables à la puissance de l'application. Le schéma de commande du filtre actif est donné à la Figure 5.6.



Pour avoir les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions, les courants de références sont déterminés à partir des courants de la charge non linéaire. Les courants de charge sont ainsi mesurés et transformés du référentiel 'abc' au référentiel 'dq'. Puisqu'on s'intéresse à la compensation de la puissance réactive à la fréquence fondamentale, le courant de la charge suivant l'axe q est filtré pour extraire la composante continue dépourvue d'harmoniques en utilisant un filtre passe bas de deuxième ordre. Ce courant ainsi filtré est comparé à celui du filtre passif shunt, un régulateur de type proportionnel dérivé permet de forcer le courant du filtre passif shunt à suivre la référence. Les deux entités qui sont l'équation 5.23 et la table de calcul utilisée pour extraire l'angle d'allumage, permettent de commander les gâchettes des thyristors. Le schéma de commande est donné à la Figure 5.7.



**Figure 5.7 Schéma de commande du TCR.**

## 5.6 Résultats de simulation

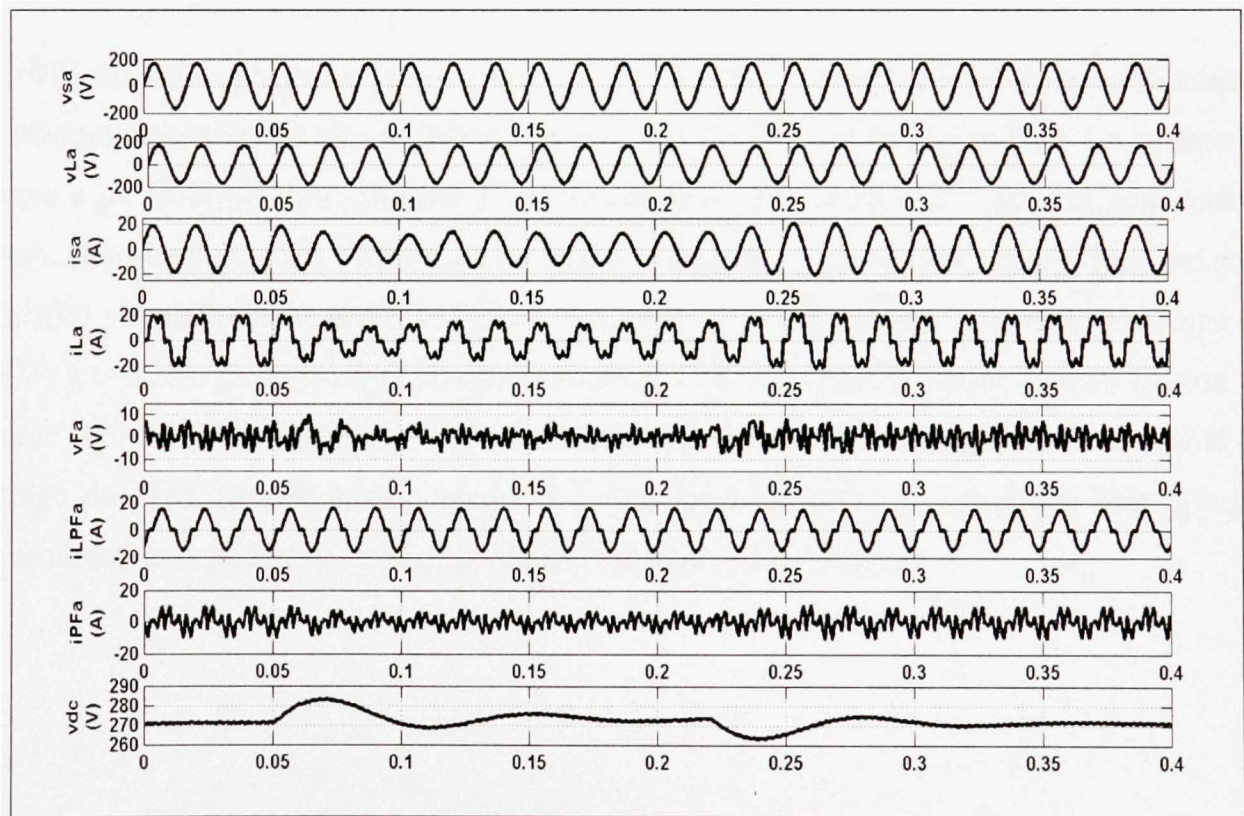
Des simulations du comportement du système sont effectuées en vue de la compensation des courants et tensions harmoniques, de la puissance réactive et des creux de tension. Nous avons élaboré trois cas de simulation :

- Simulation du régime transitoire lors de la variation de la charge.
- Simulation de la compensation des creux et des surtensions.
- Simulation de la compensation des harmoniques de tension.

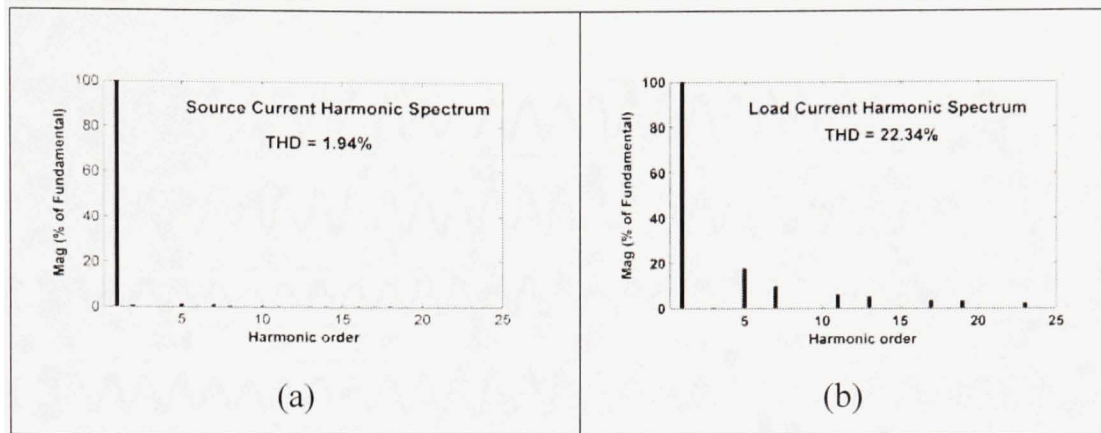
Les charges non-linéaires utilisées dans les essais sont constituées de deux redresseurs à diodes triphasés alimentant une charge R-C et une charge R-L. Le bus continu du filtre actif série est alimenté par un redresseur à diodes triphasé.

### 5.6.1 Réponse en régime dynamique

Pour vérifier les performances du FHS durant la réponse transitoire, deux charges non-linéaires de types source de courant et source de tension harmoniques sont utilisées simultanément. La Figure 5.8 montre la réponse dynamique du FHS. La réponse dynamique du système lors de la variation de la charge non linéaire montre une parfaite compensation des harmoniques et une bonne régulation de la tension du bus continu. Cette dernière prend moins de deux périodes du fondamental pour atteindre le régime permanent. Cela prouve que le FHS compense les harmoniques et la puissance réactive consommée par la charge durant le régime permanent et le régime transitoire. Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont représentés sur la Figure 5.9. Le TDH du courant de source est réduit de 22.34% avant compensation à 1.94 % après compensation.



**Figure 5.8 Résultats de simulation lors de la variation de la charge.**

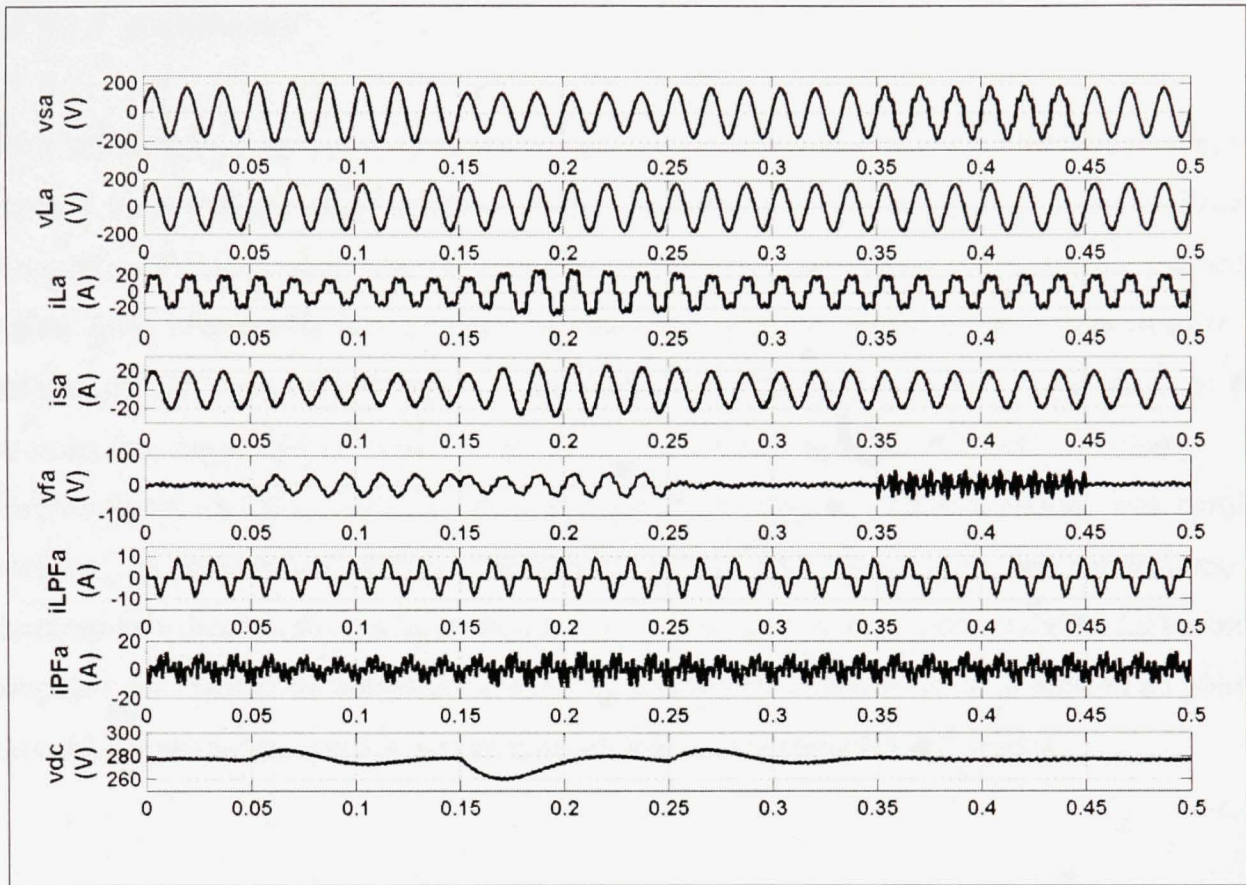


**Figure 5.9 Spectres harmoniques a) courant de source  
b) courant de charge.**

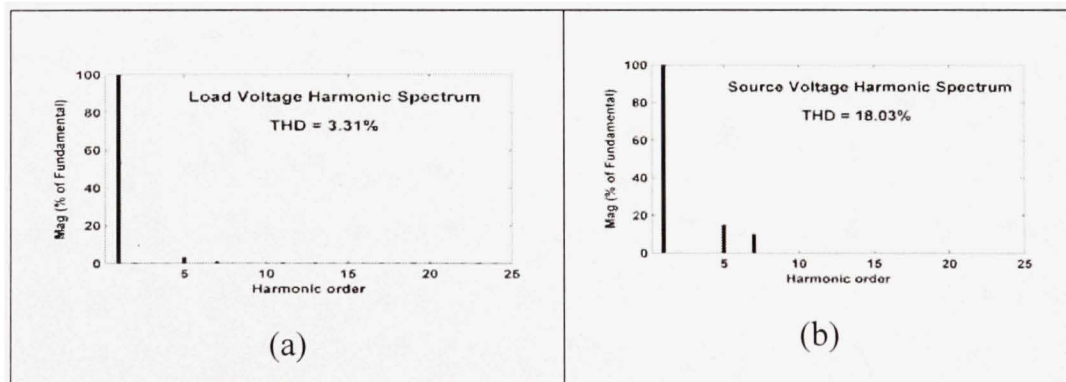
### 5.6.2 Compensation des creux de tension, des surtensions et des harmoniques de tension

Le FHS est testé afin de compenser les creux de tension, les surtensions et les harmoniques de tension. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la Figure 5.10. La tension de source a un TDH de 18.03 % suite à l'injection de la 5<sup>ème</sup> et de la 7<sup>ème</sup> harmonique dans le réseau électrique pendant l'intervalle de temps variant de 0.05s à 0.15s. Des surtensions sont injectées volontairement dans la tension de source (20 %) pendant l'intervalle du temps de  $t=0.2s$  à  $t=0.27s$ . Des creux de tension sont aussi injectés volontairement dans la tension de source (-20 %) de  $t=0.27s$  à  $t=0.45s$ . Les résultats obtenus confirment la bonne qualité de filtrage du FHS. Le courant de source et la tension aux bornes de la charge sont presque sinusoïdaux et cette tension bien que régulée est maintenue constante.





**Figure 5.10** Résultats de simulation lors de l'injection des creux de tension, des surtensions et des harmoniques de la tension.



**Figure 5.11** Spectres harmoniques a) tension de la charge  
b) tension de la source.

## 5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle configuration du filtre hybride série triphasé pour la compensation des courants harmoniques générés par la charge non linéaire, des creux de tension, des surtensions et des harmoniques de tension. Le filtre passif shunt est utilisé pour compenser les courants harmoniques générés par la charge non linéaire. Le concept de TCR est intégré pour réduire le dimensionnement du filtre passif shunt et pour compenser automatiquement la puissance réactive consommée par la charge. Les performances du filtre hybride série proposé sont validées par simulation. Les résultats obtenus ont montré une parfaite compensation des creux de tension, des surtensions, des harmoniques de tension, des harmoniques de courant et de la puissance réactive. La topologie proposée est capable de maintenir le TDH du courant de la source et de la tension au point de raccordement au-dessous des limites imposées par les normes IEC61000-3-2.

## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce travail de recherche a été consacré à l'étude théorique et à la validation expérimentale des nouvelles stratégies destinées à la commande d'une topologie du filtre passif hybride triphasé, d'une topologie de filtre hybride shunt à structure tension et d'une topologie du filtre hybride série triphasé. Ces nouvelles stratégies s'appuient notamment sur la mise en œuvre au niveau des modélisations et des topologies. Le filtre hybride shunt triphasé a pour objectif de compenser les courants harmoniques des charges non linéaires connectées aux réseaux et d'améliorer les performances de filtrage tout en ayant recours à des stratégies de commande de complexité réduite. Le premier chapitre est consacré à la problématique de recherche et à l'état de l'art. Nous avons alors présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées dans le filtrage : filtrage passif, filtrage actif et filtrage hybride de puissance. L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques ne fait qu'accentuer la dégradation de la qualité de l'onde. En outre, les origines et les effets néfastes de ces dégradations ont été abordés et les normes en vigueur ont été citées. Ces normes, notamment imposées aux distributeurs de l'énergie, autorisent cependant la génération des harmoniques dans une certaine limite. En outre, ces normes motivent les utilisateurs de l'énergie électrique à faire des recherches et à développer des méthodes efficaces pour dépolluer les réseaux électriques. Dans le second chapitre, nous avons présenté les techniques numériques (Système de prototypage dSPACE) qui seront exploitées dans ce mémoire pour mettre en œuvre les commandes du filtre hybride shunt, du filtre passif hybride et du filtre hybride série étudiés. Ensuite, dans le troisième chapitre, nous avons étudié le filtre passif hybride triphasé adoptant la commande adaptative avec modèle de référence. Finalement, le quatrième chapitre est dédié au filtre hybride série triphasé. Ces travaux de recherche ont été validés par simulation à l'aide des outils MATLAB/Simulink. Des nouveaux modèles du filtre hybride shunt triphasé, associés à différentes stratégies de commande avancées, à savoir : La commande non-linéaire, la commande qui est basée sur la stabilité de Lyapunov et la commande par mode de glissement peuvent être étudiées. Ces



commandes améliorent les performances de filtrage tout en s'attachant à minimiser la complexité de la commande. L'intérêt lié à l'usage des commandes avancées dans l'algorithme de commande a été démontré, particulièrement en termes de performances et de simplicité de la mise en œuvre pratique. Les résultats de simulation obtenus pour ces commandes ont été discutés. Ils nous ont permis de démontrer les performances et l'efficacité du filtre hybride shunt pour les commandes proposées. Un banc expérimental a été réalisé au sein de notre laboratoire GRÉPCI durant ces travaux de thèse pour la validation expérimentale. Il est constitué d'un filtre hybride shunt à structure tension, de deux charges non linéaires de type pont à diodes débitant l'une dans une charge RL et l'autre dans une charge RC, d'une commande numérique par dSPACE pour générer les références des courants harmoniques. Les résultats expérimentaux obtenus ont montré une bonne similitude avec les résultats de simulation. Par ailleurs, ces résultats expérimentaux ont été présentés et discutés et démontrent la pertinence des performances du filtrage des harmoniques. La première commande étudiée pour le filtre passif hybride triphasé est basée sur la commande adaptative par modèle de référence. Ensuite, nous avons appliqué une commande non linéaire pour le filtre hybride shunt. Ces recherches s'inscrivent dans le cadre des travaux menés au sein de notre équipe de recherche sur le thème de la dépollution du réseau électrique de toute sorte de perturbation. Enfin, nous avons étudié une nouvelle topologie du filtre hybride série capable de compenser les creux de tension, les surtensions, les harmoniques de courant et de tension ainsi que le facteur de puissance. Nous notons que le filtre hybride parallèle présente quelques avantages majeurs par rapport au filtre actif parallèle. Dans ce travail de thèse, nous avons étudié théoriquement et expérimentalement deux structures de filtres hybrides, une structure du filtre passif hybride triphasé et une structure du filtre hybride série triphasé. D'un point de vue pratique et économique, nous pouvons donc envisager de poursuivre nos travaux sur les filtres actifs hybrides pour lesquels la tension aux bornes du condensateur de l'onduleur est réduite comparée à celle d'un filtre actif. Dans la continuité de nos travaux, de nouvelles topologies de filtres hybrides triphasés à quatre fils peuvent être étudiées. Certaines topologies ont déjà fait l'objet de publications récentes. Elles peuvent soit comporter quatre



bras, soit un bus continu à point milieu, soit uniquement trois bras sans point milieu si le neutre du réseau est directement connecté au potentiel positif (ou négatif) du bus continu. Pour les commandes numériques utilisées, il serait intéressant d'optimiser encore davantage les commandes des filtres hybrides afin d'augmenter leurs performances de filtrage, d'éviter le retard occasionné par les filtres d'extraction classiques, de simplifier et d'améliorer le calcul des courants de référence. On peut notamment penser à recourir à des méthodes dites « prédictives » pour la génération des références harmoniques de courant. L'étude de la compensation sélective d'harmoniques mérite également d'être poursuivie.

Nous pouvons également envisager d'approfondir nos travaux sur l'utilisation de circuits intégrés mettant en œuvre la technologie FPGA afin de répondre aux contraintes de calcul en temps réel. Cette technologie possède plusieurs avantages tels qu'un faible coût, une grande vitesse de calcul et la possibilité d'atteindre un temps d'échantillonnage très petit. Dans cet esprit, de nombreux axes restent à étudier tant au niveau de la topologie des convertisseurs qu'au niveau des algorithmes de commandes associés.

## BIBLIOGRAPHIE

- Abdusalem, Mohamed Muftah. 2008. " Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales". Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, France.
- Akagi, H. (2005). "Active Harmonic Filters". Proceedings of the IEEE, vol. 93, n°12, p. 2128-2141.
- Akagi, H., S. Srianthumrong, et al. (2003). "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters". Industry Applications Conference (IAS), vol.2, p. 1195 - 1202.
- Al-Zamil, A. M. and D. A. Torrey (2001). "A passive series, active shunt filter for high power applications". IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, n° 1, p. 101-109.
- Alves, J. E. R., L. A. S. Pilotto, et al. (2008). "Thyristor-Controlled Reactors Nonlinear and Linear Dynamic Analytical Models". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, n° 1, p. 338-346.
- Aredes, M., J. Hafner, et al. (1997). "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, n° 2, p. 311-318.
- Asiminoaei, L., F. Blaabjerg, et al. (2005). "Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications". Applied Power Electronics Conference and Exposition ( APEC), Vol. 1, p. 635 - 641.
- Bayindir, K. C., M. U. Cuma, et al. (2006). "Hierarchical neuro-fuzzy current control for a shunt active power filter". Neural Computing & Applications, vol. 15, n° 3-4, p. 223-238.
- Benchaita, L., S. Saadate, et al. (1999). "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation". IEEE Transactions on Power Systems, vol. 14, n° 2, p. 642-647.
- Bhattacharya, S., C. Po-Tai, et al. (1997). "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n° 3, p. 732-747.

- Bhende, C. N., S. Mishra, et al. (2006). "TS-fuzzy-controlled active power filter for load compensation". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 3, p. 1459-1465.
- Bor-Ren, L., O. Yuan-An, et al. (2004). "Shunt active power filter with three-phase switch-clamped inverter". International Conference on Control Applications, Vol.2, p. 1633 - 1638.
- Dixon, J., Y. del Valle, et al. (2003). "A full compensating system for general loads, based on a combination of thyristor binary compensator, and a PWM-IGBT active power filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 5, p. 982-989.
- Elmitwally, A., S. Abdelkader, et al. (2000). "Neural network controlled three-phase four-wire shunt active power filter". Generation, IEE Proceedings on Transmission and Distribution, vol. 147, n° 2, p. 87-92.
- Escobar, G., A. A. Valdez, et al. (2007). "A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 6, p. 2261-2270.
- Fujita, H. and H. Akagi (1991). "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, n° 6, p. 1020-1025.
- Fujita, H., T. Yamasaki, et al. (2000). "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, n° 2, p. 215-222.
- Gous, M. G. F. and H. J. Beukes (2004). "Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol.6, p. 4609 - 4615.
- Grino, R., R. Cardoner, et al. (2007). "Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, n° 3, p.1495-1503.
- Hamadi, A., K. Al-Hadda, et al. (2006). "Series active filter to mitigate power quality for medium size industrial loads (multi Pulses Transformer and modern AC drive)". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 1510 - 1515.



- Hamadi, A., K. Al-Haddad, et al. (2004). "Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor". International Conference on Industrial Technology (ICIT), Vol. 2, p. 645 - 650
- Hamadi, A., S. Rahmani, et al. (2007). "A Novel Hybrid Series Active Filter for Power Quality Compensation". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1099 - 1104.
- Hamadi, A., S. Rahmani, et al. (2009). "A Hybrid Passive Filter Configuration for VAR Control and Harmonic Compensation". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, p. 2419 - 2434.
- Hamadi, A., S. Rahmani, et al. (2009). "A new hybrid series active filter configuration to compensate voltage sag, swell, voltage and current harmonics and reactive power". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), p. 286 - 291.
- Herrera, R. S., P. Salmeron, et al. (2009). "Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems." Power Electronics and Applications (EPE), p. 1 - 10.
- Hirve, S., K. Chatterjee, et al. (2007). "PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 4, p. 2457-2465.
- Huayun, Y. and R. Shiyan (2008). "A practical series-shunt hybrid active power filter based on fundamental magnetic potential self-balance". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, n° 4, p. 2089-2096.
- Kanaan, H. Y. and K. Al-Haddad (2004). "Comparative evaluation of average-model-based control schemes applied to a three-phase series active power filter for voltage harmonic cancellation". International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 783 - 789.
- Karimi-Ghartemani, M. and M. R. Iravani (2002). "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications". Power Delivery, IEEE Transactions on 17(2): 617-622.
- Karimi-Ghartemani, M. and H. Mokhtari (2006). "Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement". International Symposium on Industrial Electronics, vol.3, p. 1673 - 1678.



- Kelemen, M. (2002). "Arbitrarily fast and robust tracking by feedback". *International Journal of Control*, vol. 75, n° 6, p. 443-465.
- Kelemen, M. and D. Bensoussan (2004). "On the design, robustness, implementation and use of quasi-linear feedback compensators". *International Journal of Control*, vol. 77, n° 6, p. 527-545.
- Khadkikar, V. and A. Chandra (2008). "An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three H-bridge topology under unbalanced load conditions". *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, p. 4643 - 4649.
- Khadkikar, V. and A. Chandra (2008). "A New Control Philosophy for a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) to Coordinate Load-Reactive Power Demand Between Shunt and Series Inverters". *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, n° 4, p. 2522-2534.
- Khadkikar, V. and A. Chandra (2009). "A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC)". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n° 5, p. 1897-1902.
- Komurcugil, H. (2007). "Globally stable control of three-phase three-wire shunt active power filters". *Electrical Engineering*, vol. 89, n° 5, p. 411-418.
- Komurcugil, H. (2009). "Integral sliding mode control of a single-phase current-source inverter". *Annual Conference on Industrial Electronics (IECON)*, p 1597-602.
- Komurcugil, H. and O. Kukrer (2005). "A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 1, p. 305-312.
- Matas, J., L. G. de Vicuna, et al. (2008). "Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 1, p. 116-125.
- Mendalek, N. (2009). "Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter". *International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA)*, p. 121-6.
- Mendalek, N., K. Al-Haddad, et al. (2003). "Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter". *Electric Power Applications*, vol. 150, n° 4, p. 373-379.

- Mendalek, N., K. Al-Haddad, et al. (2008). "Sliding mode control of three-phase four-leg shunt active power filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 4362 - 4367.
- Mojiri, M., M. Karimi-Ghartemani, et al. (2006). "A Technique for Extracting Harmonics of Time-Varying Nature". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 3, p. 1990 - 1995.
- Nava-Segura, A. and M. Carmona-Hernandez (1999). "A detailed instantaneous harmonic and reactive compensation analysis of three-phase AC/DC converters, in abc and  $\alpha$ ; $\beta$  coordinates". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, n° 3, p.1039-1045.
- Nesrine, Belhadj. 2007. "Youssef, «Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique : Application au redresseur triphasé de Vienne". Thèse de Doctorat, École de Technologie Supérieure, Montréal, Canada.
- Pal, Y., A. Swarup, et al. (2008). "A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement". Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference (POWERCON), p. 1 - 8.
- Rahmani, S., K. Al-Haddad, et al. (2006). "Average modeling and hybrid control of a three-phase series hybrid power filter". IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 919 - 924.
- Rahmani, S., K. Al-Haddad, et al. (2005). "Implementation and simulation of a modified PWM with two current control techniques applied to a single-phase shunt hybrid power filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2345 – 2350.
- Rahmani, S., K. Al-Haddad, et al. (2006). "Implementation and simulation of modified PWM with two current control techniques applied to single-phase shunt hybrid power filter". IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 153, n° 3, p. 317-326.
- Rahmani, S., A. Hamadi, et al. (2007). "A New Three Phase Hybrid Passive Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonics and Reactive Power for Any Type of Load under Distorted Source Conditions". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2594 - 2599.

- Rahmani, S., A. Hamadi, et al. (2008). "A new single phase hybrid passive filter to dampen resonances and compensate harmonics and reactive power under distorted source conditions". Conference on Industrial Electronics (IECON), p. 473 - 478.
- Rahmani, S., A. Hamadi, et al. (2009). "A new combination of Shunt Hybrid Power Filter and Thyristor Controlled Reactor for harmonics and reactive power compensation". Electrical Power & Energy Conference (EPEC), p. 1 - 6.
- Rahmani, S., A. Hamadi, et al. (2009). "A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 6, n° 8, p. 2904-2915.
- Rahmani, Salem. 2004. "Contribution à l'étude, la modélisation et la simulation des dispositifs électronique de puissance permettant de réduire l'impact néfaste des charges non-linéaires sur le réseau électrique de distribution". Thèse de Doctorat, École Nationale des Ingénieurs de Tunis, Tunisie.
- Rivas, D., L. Moran, et al. (2003). "Improving passive filter compensation performance with active techniques". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 1, p. 161-170.
- Routimo, M., M. Salo, et al. (2007). "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 2, p. 636-643.
- Saad, S. and L. Zellouma (2009). "Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power". Electric Power Systems Research vol. 79, n° 10, p. 1337-1341.
- Santana, W. C., K. Al-Haddad, et al. (2007). "An Active Resonance Damper for Distribution Systems Using an ARIMAX Parameter Estimator". Electrical Power Conference (EPC), p. 290 - 295.
- Sawant, R. R. and M. C. Chandorkar (2009). "A Multifunctional Four-Leg Grid-Connected Compensator". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, n° 1, p. 249-259.
- Singh, B., K. Al-Haddad, et al. (1999). "A review of active filters for power quality improvement". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, n° 5, p. 960-971.



- Singh, B. and V. Verma (2006). "An indirect current control of hybrid power filter for varying loads". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, n° 1, p. 178-184.
- Singh, B. and V. Verma (2006). "Indirect Current Control of Series Hybrid Filter: An Experimental Study". International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, p. 1364 - 1369.
- Singh, B., V. Verma, et al. (2005). "Hybrid filters for power quality improvement". IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 152, n° 3, p. 365-378.
- Singh, B., V. Verma, et al. (2005). "Passive Hybrid Filter for Varying Rectifier Loads". International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS) 2005, vol. 2, p. 1306 - 1311.
- Singh, B. N., S. Bhim, et al. (1999). "Digital implementation of a new type of hybrid filter with simplified control strategy". Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 1, p. 642 - 648.
- Singh, B. N., A. Chandra, et al. (2000). "DSP-based indirect-current-controlled STATCOM. Part 1: Evaluation of current control techniques". IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 147, n°2, p. 107-112.
- Singh, B. N., B. Singh, et al. (1999). "A new control scheme of series hybrid active filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, p. 249 - 254.
- Singh, P. (2005). "Decoupled Reactive power Compensation Using Neural Network Based control scheme". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 289 - 295.
- Srianthumrong, S. and H. Akagi (2003). "A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, n° 3, p. 874-882.
- Srianthumrong, S., H. Fujita, et al. (2002). "Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, n° 1, p. 117-124.
- Sukin, P., S. Jeong-Hyoun, et al. (1999). "A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size". Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol.1, p. 400 - 405.



- Wiroj, T., T. Hatada, et al. (2007). "Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 5, p. 1882-1889.
- Wiroj, T., T. Hatada, et al. (2007). "Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, n° 5, p. 1882-1889.
- Yacoubi, L., K. Al-Haddad, et al. (2006). "Linear and Nonlinear Control Techniques for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n° 6, p. 1908-1918.
- Yacoubi, Loubna. 2004. "Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non polluants: Application au convertisseur trois niveaux à point calé". Thèse de Doctorat, École de Technologie Supérieure, Montréal, Canada.
- Yaow-Ming, C. (2003). "Passive filter design using genetic algorithms". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 1, p. 202-207.
- Yue, W., W. Zhaoan, et al. (2005). "Compensation Characteristics of a Novel Shunt Hybrid Active Power Filter". Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2598 - 2602.
- Zabihi, S. and F. Zare (2006). "Active Power Filters with Unipolar Pulse Width Modulation to Reduce Switching Losses". International Conference on Power System Technology (PowerCon), p.1 - 5.
- Zhang, R., V. H. Prasad, et al. (2002). "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, n°3, p. 314-326.
- Zhaoan, W., W. Qun, et al. (2001). "A series active power filter adopting hybrid control approach". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, n° 3, p. 301-310.