



UNIVERSITÉ DE BATNA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



THÈSE

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ÉLECTROTECHNIQUE Option : Réseaux Électriques

Présentée par :

Hanane Kouara

*Ingénieur d'État en Électrotechnique à l'Université de Batna
Magister en Électrotechnique à l'Université de Batna*

Contribution au Contrôle d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils dans un Milieu Perturbé

Thèse Soutenue publiquement le, 08 / 01 / 2015 devant le jury proposé de :

<i>Guettafi Amor</i>	<i>Président</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>
<i>Chaghi Abdelaziz</i>	<i>Rapporteur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>
<i>Rahem Djamel</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université d'Oum El Bouaghi</i>
<i>Bouktir Tarek</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université de Sétif 1</i>
<i>Saad Salah</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université d'Annaba</i>
<i>Benfarhi Louiza</i>	<i>Examineur</i>	<i>Maître de Conférences</i>	<i>Université de Batna</i>

Remerciements

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je nécessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

Également, je remercie le directeur de thèse Prof. **CHAGHI Abdelaziz** pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, tout au long des années de travail, et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser ce travail sous sa direction et de ses précieux conseils et orientations.

Ma gratitude s'exprime pareillement pour Prof. **GUETTAFI Amor** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.

Mes remerciements les plus sincères vont au Prof. **BOUKTIR Tarek**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Sétif 1 et Prof. **SAAD Salah**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université d' Annaba de bien vouloir accepter de participer à ce jury.

Mes remerciements à Prof. **RAHEM Djamel**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université d'Oum El Bouaghi, d'avoir dépensé beaucoup de temps pour la lecture de la thèse et d'avoir accepté de juger mon travail.

Mes remerciements vont aussi à Madame **BENFARHI Louisa** Maître de Conférences " A " de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna qui me fait un grand honneur en acceptant d'examiner cette thèse.

Je saisis cette occasion pour exprimer ma grande reconnaissance et gratitude à tous ceux qui ont contribué à la réalisation et l'achèvement de ce travail particulièrement M^{elle} **Samia BENAICHA** Maître de Conférences " A " de l'enseignement supérieur de l'Université de Sétif et M^r **Hichem LAIB** Maître assistant " A " de l'enseignement supérieur d'Oum El Bouaghi.

Kouara Hanane

A mes parents,
à mon mari et mes enfants

Symboles et abréviations

Symboles et abréviations

QEE	Qualité de l'Energie Electrique
h	Rang d'harmonique
THD	Taux de distorsion harmonique
F_p	Facteur de puissance
EPC	Elément Passif Commuté
EP	Electronique de Puissance
SSVC	Synchronous Solid-State Var Compensator
VSI	Convertisseur source de tension
CSI	Convertisseur source de courant
FAP	Filtre actif parallèle
TC	Transformateur de Courant
FAS	Filtre actif Série
UPQC	Combinaison Parallèle-Série Actifs (Unified Power Quality Conditioner)
FACTS	Systèmes de Transmission Flexibles des courants Alternatifs (Flexible Alternatif Current Transmission Systems)
UPLC	Universal active Power Line Conditioner
UPFC	Contrôleur des puissances transmises (Unified Power Flow Conditioner)
TLSC	Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu (Three Leg Split Capacitor)
FLFB	Onduleur à quatre bras (Four Leg Four Bridge)
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
PCC	Point de Couplage Commun
P	Puissance active
\bar{p}	Puissance continue
\tilde{p}	Puissance ondulée
$\Delta\bar{p}$	Puissance reçue par le filtre
P_0	Puissance supplémentaire homopolaire
$\overline{p_{loss}}$	Puissance pour compenser les pertes
V_c	Tension continue
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels
LMS	Least Mean Square
A	Ensemble
U	Univers de discours
$\mu_A(u)$	Fonction d'appartenance

NON	Opérateur de Négation
ET	Opérateur de Conjonction
OU	Opérateur de Disjonction
FFT	Transformée de Fourier (Fast Fourier Transformer)
DFT	Transformée de Fourier Discrète (Discret Fourier Transformer)
TFR	Transformée de Fourier Rapide
TFDR	Transformée De Fourier Discrète Récursive
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)
ξ	coefficient d'amortissement
ω_c	pulsation de coupure
V_α, V_β, V_0	Projection des tensions instantanée sur le système d'axes ($\alpha \beta 0$)
i_α, i_β, i_0	Projection des courants instantanée sur le système d'axes ($\alpha \beta 0$)
V_a, V_b, V_c	Tensions instantanée du réseau pour les phases a, b et c.
i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Courant instantanée de la charge pour les phases a, b et c.
p, q, p_0	Puissance instantanée réelle, imaginaire et homopolaire
i_n	Le courant du neutre
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FPB	filtre passe-bas
FPH	filtre passe-Haut
ADALINE	ADaptive LINear Element
FLC	Fuzzy Logic Controller
S	Opérateur de Laplace
V_{C1}, V_{C2}	Tensions aux bornes de C_1 et C_2
V_c^*	Tension de référence imposée
V_c	Tension mesurée
L_f	Inductance de découplage
d	Fonction de commutation $\in \{0,1\}$

Table des matières

	Introduction générale	
	Problématique	1
	Objectif	2
	Méthodologie	3
Chapitre1	AMELIORATION DE LA QUALITÉ D'ENERGIE	
1.1	Introduction	5
1.2	Pourquoi détecter les harmoniques et les combattre ?	6
1.3	Qualité de l'énergie	
1.4	Amélioration de la qualité de l'énergie	11
1.4.1	Qualité de la tension	
1.4.1.1	Amplitude	12
1.4.1.2	Fréquence	
1.4.1.3	Forme d'onde	
1.4.1.4	Symétrie	13
1.4.2	Qualité du courant	
1.4.3	La Qualité de l'énergie et la Compatibilité électromagnétique	
1.5	Stratégies de prévention des perturbations	14
1.6	Les principaux remèdes traditionnelles envisagés	
1.6.1	Dépollution des courants perturbateurs	
1.6.1.1	Rééquilibrage des courants du réseau électrique	
1.6.1.2	Surdimensionnement du neutre	
1.6.1.3	Utilisation d'une grosse inductance	
1.6.1.4	Transformateurs	15
1.6.1.5	Compensation de la puissance réactive	
1.6.1.6	Utilisation des redresseurs à diodes	
1.6.1.7	Utilisation d'un redresseur contrôlé à thyristors	
1.6.1.8	Éléments Passifs Commutés	16
1.6.1.9	Filtre passif	
1.6.1.10	Compensateur shunt	
1.6.2	Dépollution des tensions perturbatrices	17
1.7	Solutions de dépollution modernes	
1.7.1	Classification selon le type d'onduleur	20
1.7.1.1	Convertisseur CSI	21
1.7.1.2	Convertisseur VSI	22
1.7.2	Classification selon la topologie	24
1.7.2.1	Filtre actif parallèle	
1.7.2.2	Filtre actif série	25
1.7.2.3	Combinaison parallèle-série des filtres actifs	26
	Unified Power Quality Conditioner	

	Unified Power Flow Controller	27
1.7.2.4	Filtre hybride	
	IPQC	28
	Universel active Power Line Conditionner UPLC	
1.7.3	Classification selon le système de charge	29
1.7.3.1	Filtre actif à deux fils	
1.7.3.2	Filtre actif à trois fils	
1.7.3.3	Filtre actif à quatre fils	
	Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu	30
	Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras	
1.7.4	Classification selon la stratégie de contrôle	31
1.7.4.1	Domaine fréquentiel et domaine temporel	32
1.7.4.2	Méthodes de detection des harmoniques	
1.7.5	Classification selon la puissance nominale et la vitesse de réponse requise dans le système à compenser	
1.7.5.1	Applications des basses puissances	
	Systèmes monophasés	
	Systèmes triphasés	33
1.7.5.2	Applications de moyenne puissance	
1.7.5.3	Applications des hautes puissances	
1.7.6	Classification selon la variable à compenser	34
1.7.6.1	Compensation de la puissance réactive	
1.7.6.2	Compensation des harmoniques	
	Compensation des harmoniques de tension	
	Compensation des harmoniques du courant	35
1.7.6.3	Equilibrage des systèmes triphasés	
	Equilibrage des tensions de canalisations dans les systèmes triphasés	
	Equilibrage des courants de canalisations dans les systèmes triphasés	36
1.7.6.4	Compensation multiple	
	Courants harmoniques avec compensation de la puissance réactive	
	Tensions harmoniques avec compensation de la puissance réactive	
	Courants et tensions harmoniques	
	Courants et tensions harmoniques avec compensation de la	37

	puissance réactive	
1.8	Compensation shunt	
1.9	Conclusion	
Chapitre 2	TECHNIQUES INTELLIGENTES POUR LA COMMANDE DES FILTRES ACTIFS	
2.1	Introduction	39
2.2	Structures des neurones artificiels	40
2.3	Architectures des réseaux de neurones artificiels	41
2.4	Méthodes d'apprentissage au sein des réseaux	42
2.5	Les réseaux de neurones adaptatif	43
	Structures de la logique floue	
2.6	Exemples d'applications dans le domaine industriel	
2.7	Principe de la logique floue	45
2.8	Bases de la logique floue	
2.8.1	Définition des variables linguistiques par des fonctions d'appartenance	
2.8.2	Les inférences	
2.8.3	Opérateurs de la logique floue	47
2.9	Règles de commande par logique floue	48
2.9.1	Fuzzification	
2.9.2	Inférence	49
2.9.3	Défuzzification	
2.10	Les étapes de conception d'un système flou	
	Définition des variables du système	
	Choix de la partition floue	50
	Choix des fonctions d'appartenances	
	Sélection de la méthode d'inférence	
	Sélection de la méthode de défuzzification	51
2.11	Architecture d'une commande floue	
2.12	Propriétés d'un réglage par Logique Floue	
2.13	Avantages de réglage par Logique Floue	52
2.14	Avantages des techniques intelligentes	
2.15	Conclusion	53
Chapitre 3	GENERATION DES SIGNAUX HARMONIQUES DE REFERENCE ET DES SIGNAUX DE COMMANDE	
3.1	Introduction	54
3.2	Génération des signaux harmoniques de référence	55

3.3	Etat de l'art	
3.4	Domaine fréquentiel	57
3.4.1	Stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée	
3.4.2	Transformée de Fourier Discrète (TFD)	58
3.4.3	La méthode de la transformée de Fourier rapide	
3.4.4	La méthode de la transformée de Fourier discrète récursive	
3.4.5	Filtre de Kalman	59
3.5	Domaine temporel	
3.5.1	Méthode des puissances instantanée PQ	60
	Boucle à verrouillage de phase (P.L.L.)	
3.5.2	Filtre multi-variable (FMV)	66
3.5.3	ADaptive LINear Element	68
3.5.4	Contrôleur flou	70
3.6	Contrôle du courant	71
3.6.1	Le contrôle du courant par hystérésis	72
3.6.2	Le contrôle du courant par hystérésis modulé	74
3.7	Conclusion	75
Chapitre 4	FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE A QUATRE BRAS	
4.1	Introduction	76
4.2	Onduleur de tension à quatre bras	77
4.2.1	Modélisation de l'onduleur de tension	
4.2.2	Tensions générées	78
4.2.3	Représentation par phaseurs spaciaux	79
4.3	Filtre alternatif	
4.4	Régulation de la source de tension continue	80
4.4.1	Contrôleur PI du bus continu	
4.4.2	Contrôleur multi couches du bus continu	83
4.4.3	Contrôleur flou du bus continu	84
4.5	Simulation et interprétation des résultats	87
4.6	Paramètres de simulation	88
	Charge déséquilibrée	
4.6.1	Méthode des puissances instantanées conventionnelle	89
4.6.2	Filtre Multi Variable FMV	91
4.6.3	Filtre FLC	92
4.6.4	Filtre ADALINE	93
4.6.5	Combinaison Neurone Flou	94

	Charge équilibrée	95
4.6.6	Méthode des puissances instantanées conventionnelle	96
4.6.7	Filtre Multi Variable FMV	97
4.6.8	Filtre FLC	98
4.6.9	Filtre ADALINE	99
4.6.10	Combinaison Neurone Flou	100
4.7	Conclusion	101
Chapitre 5	FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE A TROIS BRAS AVEC CONDENSATEUR A POINT MILIEU	
5.1	Introduction	103
5.2	Onduleur de tension avec neutre raccordé à point milieu	104
5.3	Modélisation de l'onduleur de tension	
5.4	Tensions générées	106
5.5	Représentation par phaseurs spaciaux	
5.6	Régulation de la source de tension continue Contrôleur PI du bus continu	
5.7	Simulation et interprétation des résultats	109
	Charge déséquilibrée	
5.7.1	Méthode des puissances instantanées conventionnelle	
5.7.2	Filtre Multi Variable FMV	110
5.7.3	Filtre FLC	111
5.7.4	Filtre ADALINE	112
5.7.5	Combinaison Neurone Flou	113
	Charge équilibrée	114
5.7.6	Méthode des puissances instantanées conventionnelle	
5.7.7	Filtre Multi Variable FMV	116
5.7.8	Filtre FLC	117
5.7.9	Filtre ADALINE	118
5.7.10	Combinaison Neurone Flou	119
5.8	Conclusion	122
	Conclusion générale	123
	Résumé	
	Références bibliographiques	125

Table des figures

Table des figures

1.1	(a) Filtre à structure tension, (b) Filtre à structure courant	21
1.2	Filtre actif parallèle	24
1.3	Filtre actif série	25
1.4	Filtre UPQC	26
1.5	Filtre UPFC	27
1.6	Filtre hybride (filtre actif série en parallèle avec un filtre passif)	27
1.7	Filtre hybride (filtre actif série en série avec un filtre passif)	28
1.8	Filtre actif triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu	30
1.9	Filtre actif triphasé à quatre bras	31
2.1	Schéma de principe de l'usage de la logique floue	48
2.2	Architecture d'une commande floue	52
3.1	Schéma de principe de la PLL	61
3.2	Tension du réseau sans PLL	63
3.3	Tension du réseau avec PLL	63
3.4	Méthode des puissances instantanées PQ	65
3.5	Filtre Multi Variable	67
3.6	Structure d'Adaline pour estimer les harmoniques	69
3.7	Contrôle du courant par hystérésis	72
3.8	Principe de génération des ordres de commande	73
3.9	Contrôle des interrupteurs par hystérésis modulé	74
4.1	Filtre actif triphasé à quatre bras	77
4.2	Projection des seize vecteurs dans le plan (α, β)	79
4.3	Contrôle de la tension continue	80
4.4	Tension V_c régulée par un PI	82
4.5	Courant de source en utilisant PI pour réguler V_c	83
4.6	Régulation de V_c en utilisant Réseaux de neurones	83
4.7	Courant de source en utilisant Réseaux de neurones pour réguler V_c	84
4.8	Diagramme synoptique du contrôleur Flou	84
4.9	Régulation de V_c en utilisant FLC	86
4.10	Courant de source en utilisant FLC pour réguler V_c	86
4.11	Courant de source et du neutre avant compensation	88
4.12	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique	89
4.13	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (PQ)	90

	traditionnelle)	
4.14	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (PQ traditionnelle)	90
4.15	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (FMV)	91
4.16	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique(FMV)	91
4.17	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (FLC)	92
4.18	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique(FLC)	92
4.19	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation avec (ADALINE)	93
4.20	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique(ADALINE)	93
4.21	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (Neurone flou)	94
4.22	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation avec (Neurone flou)	94
4.23	Courant de source et du neutre avant compensation pour les charges équilibrées	95
4.24	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique	95
4.25	Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (PQ traditionnelle)	96
4.26	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (PQ traditionnelle)	96
4.27	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FMV)	97
4.28	Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FMV)	97
4.29	Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FLC)	98
4.30	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FLC)	98
4.31	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (ADALINE)	99
4.32	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (ADALINE)	99
4.33	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (Neurone Flou)	100
4.34	Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (Neurone Flou)	100
5.1	Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils	104
5.2	Représentation vectorielle des tensions $V_{ck}(t)$ générées par l'onduleur	107
5.3	Contrôle de la tension continue	107
5.4	Boucle de régulation de la tension continue	108
5.5	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (PQ traditionnelle)	109
5.6	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en	110

	utilisant (PQ traditionnelle)	
5.7	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FMV)	110
5.8	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (FMV)	111
5.9	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FLC)	111
5.10	Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FLC)	112
5.11	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (ADALINE)	112
5.12	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (ADALINE)	113
5.13	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (Neurone Flou)	113
5.14	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (NeuroFlou)	114
5.15	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (PQ traditionnelle) pour les charges équilibrées	115
5.16	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (PQ traditionnelle)	115
5.17	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FMV)	116
5.18	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (FMV)	116
5.19	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (FLC)	117
5.20	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (FLC)	117
5.21	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (ADALINE)	118
5.22	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation avec (ADALINE)	118
5.23	Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique (Neurone flou)	119
5.24	Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation avec (Neurone flou)	119
5.25	La puissance active p	120
5.26	La puissance réactive q	121

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Problématique

Aujourd'hui, la pollution harmonique est l'une des préoccupations majeure des spécialistes dans le domaine de l'énergie électrique. Si au début de leur apparition, les harmoniques étaient essentiellement causés par la saturation des circuits magnétiques, maintenant c'est plutôt les charges non linéaires à base de l'électronique de puissance qui sont la source principale de perturber les autres charges. Ces charges, dites déformantes causées par le caractère fluctuant et imprévisible de la production harmonique qui complique la gestion du réseau, absorbent des courants non sinusoïdaux et par conséquent engendrent des harmoniques dont la circulation dans le réseau amène des problèmes de réglage de protections, de qualité d'énergie et de contrôle de tension, etc.

Les problèmes les plus connus et les plus spectaculaires induits par l'intégration des charges non linéaires dans le réseau électrique sont : la destruction de condensateurs ou de disjoncteurs sous l'effet de forts courants harmoniques amplifiés par des résonances, ce phénomène est généralement observable sur des réseaux internes d'usines alimentant des convertisseurs statiques et en présence des condensateurs installés sans des précautions. Un autre phénomène, de plus en plus rencontré, est l'échauffement des transformateurs, des câbles et des conducteurs du neutre sous l'effet des courants harmoniques de rang 3. Pour de nombreux appareils, les échauffements réduisent la durée de vie. On rencontre le plus souvent ce type de situation en milieu tertiaire, en raison de la multiplication des matériels informatiques monophasés. Le déclenchement par effet thermique des dispositifs de protection cause le dysfonctionnement des charges sensibles. La déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles et donc diminue la fiabilité du

réseau électrique et augmente les dépenses énergétiques, en plus de perturbation des réseaux de communication ou des lignes téléphoniques.

Nous pouvons citer comme exemples des charges non linéaires les différents montages en pont utilisés surtout dans les systèmes HDVC, Alimentation à découpage des micro-ordinateurs, les équipements médicaux, les différentes protections intervenant contre les anomalies du réseau, les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques de vitesse, les postes à souder, alimentations sans interruption, ...etc.).

L'impact de ce type de pollution sur le réseau n'est pas négligeable. IL convient donc de rechercher des solutions innovantes à ces problèmes.

Dans ce domaine, plusieurs solutions ont été proposées pour compenser ces harmoniques à savoir les filtres passifs et les filtres actifs. Le filtre actif shunt a prouvé son efficacité comme alternative aux solutions traditionnelles basées sur les filtres passifs, en raison notamment de la bande passante et de la flexibilité.

Cependant dans les réseaux de distribution basse tension, le fil du neutre est souvent distribué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmoniques 3 et ses multiples impaires) à cause des charges non linéaires monophasées [ARE95]. Deux solutions peuvent être envisagées pour la création du quatrième fil. La première consiste à utiliser un onduleur à trois bras conventionnel mais avec un bus continu dont le point neutre est connecté au neutre du réseau, par contre la seconde solution utilise un filtre actif à quatre bras pour compenser le courant du neutre [BEN04].

Objectif

Le principal objectif visé dans ce mémoire est dans un premier temps d'aborder et de comprendre les sources et voies d'actions des perturbations détériorant la qualité de l'énergie, et qui sont à l'origine de nombreuses nuisances. Dans un second temps, d'améliorer les systèmes de réduction des perturbations émises. Des solutions ont été déjà proposées, celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèles, série et combinaison parallèle-série. Ces filtres présentent les avantages suivants:

- ✓ Auto adaptation à l'évolution des charges et du réseau;
- ✓ Elimination des risques de résonance entre les impédances du réseau et le filtre;
- ✓ Compensation totale ou sélective des harmoniques;

Le filtre actif parallèle (FAP) s'avère le plus utile dans la pratique, dans ce mémoire, nous nous limiterons à deux topologies : Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu (TLSC) et Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras (FLFB). Ces filtres sont pilotés de façon à identifier et à

compenser le courant excessif qui est susceptible de circuler dans le conducteur du neutre lors du raccordement des charges non linéaires reliées à un réseau à quatre fils.

L'étude d'un Filtre Actif Parallèle peut se décomposer en deux parties principales: l'identification des courants harmoniques et la commande d'un onduleur permettant d'injecter les courants de compensation.

Ces dernières années, dans le domaine de la commande et du contrôle, les concepts et les techniques issues de l'intelligence artificielle sont devenus de plus en plus familiers dans divers domaines d'application [NGU10]. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification des harmoniques avec une approche basée sur la logique floue (FLC) et une autre neuronale basée sur l'ADALINE (Adaptive Linear Element) préalablement introduites et qui possèdent deux caractéristiques essentielles. D'une part, le problème se formule en termes d'apprentissage et il n'est de ce fait pas nécessaire d'avoir un modèle. D'autre part, leur architecture de calcul est du type parallèle, ce qui peut être extrêmement rapide et efficace. L'objectif étant de satisfaire les normes en vigueur.

Méthodologie

De manière à atteindre ces objectifs de recherche, ce manuscrit est organisé en cinq chapitres et s'articule de la manière suivante:

Nous commencerons ce mémoire par une présentation générale des phénomènes principaux qui dégradent la Qualité de l'Energie Electrique (QEE), leurs conséquences et les solutions principales pour réduire les perturbations conduites à travers des améliorations structurelles.

Le deuxième chapitre décrit des techniques intelligentes nouvellement introduites dans le monde de l'électronique de puissance. Il s'agit principalement de la logique floue FLC et les réseaux de neurones artificiels ADALINE ainsi que la combinaison de ces deux techniques (Neurone Flou).

Dans le troisième chapitre, nous dressons un état de l'art des différentes stratégies de commande qui servent à identifier les perturbations du réseau à quatre fils avec une classification de ces méthodes selon le domaine fréquentiel ou temporel, trois méthodes basées sur la méthode des puissances instantanées seront détaillées dans la deuxième partie de ce chapitre; un filtre multi variable (FMV) ayant une grande rapidité de correction de signal dans le réseau. Une méthode d'identification des courants de référence basée sur la méthode des puissances instantanée dont la séparation des parties alternative et continue est réalisée par un contrôleur flou au lieu de filtre passe bas sera proposée et une méthode neuronale des puissances instantanées (ADALINE) sera ensuite introduite. Ultérieurement, la combinaison

(Neurone Flou) de ces deux techniques (ANN implanté dans la méthode des puissances instantanée pour séparer les parties alternative et continue et FLC pour réguler la tension continue) sera éprouvée. Enfin, nous étudions la régulation et le contrôle du courant du filtre actif de puissance.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la première topologie de l'onduleur de tension dite à quatre bras (FLFB). Ensuite, nous étudions la régulation de la tension du bus continue et le contrôle du courant du filtre actif de puissance et pour terminer, nous présentons les différents résultats effectués par simulation à l'aide du logiciel Matlab-Simulink- et de la bibliothèque SimPower System.

La première section du cinquième et dernier chapitre est consacrée à l'étude de la deuxième topologie de l'onduleur de tension dite à point milieu (TLSC) accompagnée avec ses résultats de simulation. La régulation de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur est traitée dans la deuxième section de ce chapitre et en dernier on va aborder une comparaison des deux différentes topologies du filtre actif de puissance introduites dans les conditions des charges équilibrées et déséquilibrées et en utilisant les différentes méthodes d'identification des courants de référence: méthode des puissances instantanée, FMV, FLC et ADALINE et la combinaison des deux techniques intelligentes, ce qu'on appelle Neurone Flou, utilisant un ADALINE pour identifier les courants de références et un contrôleur flou FLC pour réguler la tension à l'entrée du filtre.

La thèse finit par une conclusion générale présentera une synthèse de nos travaux et donnera quelques perspectives.

Chapitre 1

CHAPITRE 1

AMELIORATION DE LA QUALITÉ D'ENERGIE

1.1 Introduction

La qualité d'énergie électrique est un indicateur de santé des équipements électriques branchés sur le réseau électrique. Cette énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont: la fréquence, l'amplitude des trois tensions, la forme d'onde et le déséquilibre. La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie (harmonique) dans le réseau électrique.

Les harmoniques, qui perturbent le fonctionnement normal d'autres équipements électriques, deviennent une préoccupation pour tous les acteurs intervenant sur le réseau électrique, du producteur au consommateur, en passant par le gestionnaire du réseau. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposant des limites aux harmoniques, sont adoptées. Ainsi, de nouvelles techniques sont développées pour la compensation et la correction de la distorsion harmonique.

Après une courte introduction, ce chapitre introductif réalise un bilan du phénomène de la qualité de l'énergie à partir d'une vision générale de la problématique, décrit les phénomènes principaux qui dégradent la Qualité de l'Energie Electrique (QEE), leurs origines, les conséquences sur les équipements et les solutions principales. Ainsi, le chapitre

débuté avec la problématique autour des harmoniques. Ensuite, les différentes solutions de filtrage possibles sont présentées et enfin, on se focalisera sur le filtrage actif parallèle, en analysant les différents types des filtres.

1.2 Pourquoi détecter les harmoniques et les combattre ?

Les charges non linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et dans la tension, donc elles produisent des harmoniques non désirables qui polluent le réseau ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau et une détérioration de la qualité de l'énergie. Les dispositifs générateurs d'harmoniques sont présents dans tous les secteurs industriels, tertiaires et domestiques. D'où l'intérêt d'éliminer ces harmoniques. Ils sont ainsi à l'origine de nombreuses nuisances :

- ✓ Surcharge des réseaux de distribution par l'augmentation du courant actif/efficace,
- ✓ Surcharge des conducteurs de neutre en raison de la sommation des harmoniques de rang 3 créés par les charges monophasées,
- ✓ Surcharge, vibrations et vieillissement des alternateurs, transformateurs, moteurs, ronflement des transformateurs,
- ✓ Surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive,
- ✓ Déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles,
- ✓ La réduction du rendement énergétique de l'installation, ce qui alourdit la facture énergétique.
- ✓ Perturbation des réseaux de communication ou des lignes téléphoniques [SCH10].

1.3 Qualité de l'énergie

Il existe un grand nombre de publications portant sur l'étude, la mesure, l'analyse de la qualité de l'énergie et les effets des harmoniques ainsi que la puissance réactive dans les réseaux électriques. Certains articles ont été publiés dans les années 1920, montrant que le concept classique de la puissance réactive et apparente perd de son utilité dans des cas nonsinusoidaux. Après, deux approches importantes de définition de puissance dans des conditions nonsinusoidaux ont été introduites par Budeanu en 1927 et Joseph Fryze en 1932. Budeanu défini la puissance dans le domaine fréquentiel tandis que Fryze l'a fait dans le domaine temporel. Il a démontré que tout signal périodique non sinusoidal peut être représenté par une somme ou série de sinusoides de fréquences discrètes [AKA05].

$$y(t) = y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} y_h * \cos(\omega_h * t + \varphi_h) \quad (1.1)$$

y_0 : valeur de la composante continue généralement nulle,

y_h : valeur efficace de l'harmonique de rang h,

ω : pulsation de la fréquence du fondamental,

φ_h : déphasage de la composante harmonique de rang h.

La composante zéro y_0 de la série de Fourier est la composante continue, la première composante dite de rang 1 ($h=1$) est appelée composante fondamentale qui est une composante sinusoïdale de fréquence égale à f_1 , généralement 50 Hz ou 60 Hz. Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h et sont multiples de la fréquence fondamentale, où h désigne le numéro de la composante (le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double du fondamental) [DEF08]. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [BEL08], donc les harmoniques proviennent des caractéristiques non linéaires des dispositifs et des charges connectés sur le système d'alimentation. Le niveau de déformation harmonique est décrit par le spectre harmonique complet avec les amplitudes de chaque composante harmonique individuelle.

La mesure de cette pollution est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Pour chiffrer les perturbations des harmoniques, plusieurs paramètres et grandeurs sont usagés dans la littérature, tel que:

Taux Harmonique de Rang h qui est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre h et l'amplitude de la composante du terme fondamental [BEL08].

$$S_h = \frac{I_h}{I_1} \quad (1.2)$$

Taux Global de Distorsion Harmonique THD le plus employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal [ETX03], est une mesure permettant de quantifier le pourcentage de la déformation de l'onde de courant causé par les harmoniques [NGU10].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h)^2}} \quad (1.3)$$

Facteur de puissance F_p qui est égal au rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S.

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.4)$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de: puissance active P , réactive Q et une puissance supplémentaire appelée puissance déformante D .

$$D = 3 \cdot v_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (1.5)$$

Facteur de crête qui est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension et la valeur efficace. Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$, et pour un signal non sinusoïdal, il peut être soit inférieur, soit supérieur à $\sqrt{2}$. Ce facteur est plus particulièrement utile pour attirer l'attention sur la présence de valeurs de crête exceptionnelles par rapport à la valeur efficace. Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protections, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs [SCH10].

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Les récepteurs alimentés par une tension sinusoïdale, consomment un courant non-sinusoïdal, précisément, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non linéaires. Or, elles sont de plus en plus nombreuses et leur part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître [BEL08]. Les harmoniques présents sur le réseau de distribution électrique découlent majoritairement des charges non linéaires qui génèrent des courants harmoniques mais ils peuvent aussi être créés par les sources génératrices de tension. Ces dispositifs polluants sont classés en fonction des puissances et donc du niveau de perturbations qu'ils entraînent. Ainsi, les charges industrielles arrivent logiquement en première position.

A l'époque, les charges non linéaires sont négligeables. Depuis l'introduction de l'électronique de puissance dans les années 1960, ces charges qui consomment des courants non sinusoïdaux ont augmenté de manière significative. L'équipement moderne se comporte comme une charge non linéaire en tirant une quantité importante de courant harmonique à partir du réseau d'alimentation. Les systèmes qui contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés [ABD08] sont les principales sources à l'origine des harmoniques:

- ✓ Les appareils d'éclairage fluorescent, à décharge ou à vapeur métallique (sodium, mercure),
- ✓ Les appareillages informatiques bureautique (ordinateurs, photocopieurs, fax, ...),
- ✓ Les appareils domestiques (téléviseurs, Aspirateurs, appareils électroménagers en grand nombre),
- ✓ Les arcs électriques et tous les convertisseurs statiques raccordés aux réseaux tels que les redresseurs et les onduleurs.

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres caractéristiques du système électrique (la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé) peuvent se manifester par: un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une variation de la fréquence, la présence d'harmoniques et/ou d'inter harmoniques [OUL05].

On peut synthétiser les effets de ces perturbations en quelques paragraphes :

Effets instantanés c'est le cas des *événements à durée courte* qui peuvent instantanément affecter les installations électriques [NGU10] concernant les appareils produisant une image électronique (écran d'ordinateur, téléviseur), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne HI-FI, téléphone) ou la précision des appareils de mesure [MOU02].

- ✓ Défaut de fonctionnement de certains équipements électriques : En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période, donc les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- ✓ Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs: Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.
- ✓ Erreurs dans les appareils de mesure: Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- ✓ Vibrations et bruits: Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électro-magnétiques (transformateurs, inductances et machine tournantes). Ils peuvent entraîner une usure ou une destruction du matériel [OUL05].

Les effets différés se manifestent après une exposition plus ou moins longue au phénomène. Ils se traduisent par une perte partielle de fonctionnalité, une indisponibilité ou même une destruction complète de l'appareil. Ils concernent essentiellement deux types d'équipement :

- ✓ les composants à faible constante de temps thermique comme les étages d'alimentation des appareils électroniques,
- ✓ les éléments susceptibles d'entrer en résonance ou situés sur le trajet d'un courant amplifié par une résonance, comme les condensateurs, les disjoncteurs ou les petits transformateurs.

L'association sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs entraîne l'apparition de phénomène de résonance. Ceux-ci se manifestent par des valeurs extrêmement élevées ou extrêmement faibles des impédances. Ces variations d'impédance vont modifier les courants et tensions présents sur le réseau [SCH10].

Pour *les effets à moyen terme*, il y a en général des niveaux de tension harmonique significatifs sur le réseau qui permettent un diagnostic relativement aisé. Aussi, les câbles qui peuvent être le siège de sur-échauffement du neutre, les organes de sectionnement, les équipements bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

Les effets à long terme concernent tous les types d'équipements et sont liés à la présence de niveaux d'harmoniques moins importants. Ils se traduisent par un vieillissement prématuré des moteurs, des transformateurs, des câbles et des parasurtenseurs. Les effets à long terme ne sont pas faciles à relier de manière certaine à la présence d'harmoniques [MOU02].

- ✓ Echauffement des câbles et des équipements: Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.
- ✓ Echauffement des condensateurs: L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ce phénomène peut entraîner un facteur d'amplification du courant dans le condensateur provoquant sa surcharge et pouvant conduire à son claquage [NGU10].
- ✓ Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs: La cause de cet échauffement est la différence importante de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor entraînant les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) [OUL05].
- ✓ Les pertes joule, uniquement liées aux courants harmoniques qui circulent dans les éléments du réseau, occasionnent des vibrations dans les appareils électromagnétiques, et perturbent le fonctionnement de dispositifs sensibles tels que les organes de contrôle-commande. Ils ont un effet nocif sur le rendement de la distribution comme sur le comportement et la durée de vie des appareils raccordés au réseau. La valeur des pertes varie selon l'impédance harmonique rencontrée. Sur les réseaux basse tension, l'impédance du transformateur est souvent l'élément prépondérant de l'impédance du réseau. On conçoit donc que, en terme d'énergie, les pertes harmoniques sont peu significatives au niveau global d'un réseau, mais peuvent correspondre à de forts échauffements locaux. Les pertes fer

supplémentaires sont liées à la présence de tensions harmoniques ou de courants harmoniques. Elles comprennent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Elles prennent leur importance dans les équipements avec circuits magnétiques (moteurs, transformateurs ...) [MOU02].

1.4 Amélioration de la qualité de l'énergie

Le concept "Qualité de l'Energie" détermine les paramètres qui définissent les propriétés du produit électricité en conditions normales, en termes de continuité de la fourniture et des caractéristiques de la tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde).

Une qualité de fourniture idéale n'est ni possible ni viable, car elle aurait un coût excessif. Le but des distributeurs d'énergie est d'assurer un niveau de qualité suffisamment élevée de façon à permettre le fonctionnement satisfaisant de la plupart des charges pendant la plupart du temps, et ce avec un investissement permettant une exploitation rentable du réseau. Normalement, ceci est le cas des pays développés où, mis à part les cas exceptionnels comme les orages de très grande intensité, catastrophes naturelles etc., la qualité de fourniture est plus qu'acceptable pour la grande majorité des clients. Par conséquent, le domaine de l'amélioration de la qualité est un domaine d'étude non seulement technique mais également économique, car l'objectif est de trouver une solution qui permettra de réduire à un niveau acceptable les coûts et inconvénients des imperfections de la fourniture sous contrainte de coût raisonnable qui sera en général amorti par la réduction du temps de dysfonctionnement de la charge.

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant:

1.4.1 Qualité de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales: amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique [OUL05]. La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension qui peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs paramètres [ALA02].

1.4.1.1 Amplitude

L'amplitude de la tension est un facteur crucial pour la qualité de l'électricité. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non [ALA02]; habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale.

Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est une constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter cette amplitude, en fonction de sa variation, on distingue deux grandes familles de perturbations :

- ✓ Les creux de tension, coupures et sursensions qui se caractérisent par des variations importantes de l'amplitude. Elles ont pour principale origine des courts-circuits, et peuvent avoir des conséquences importantes pour les équipements électriques.
- ✓ Les variations de tension qui se caractérisent par des variations de l'amplitude de la tension inférieure à 10% de sa valeur nominale. Elles sont généralement dues à des charges fluctuantes ou des modifications de la configuration du réseau [IGN06].

1.4.1.2 Fréquence

Dans le cas idéal, les trois tensions sont alternatives et sinusoïdales d'une fréquence constante de 50 ou 60 Hz selon le pays. Des variations de fréquence peuvent être provoquées par des pertes importantes de production, de l'îlotage d'un groupe sur ses auxiliaires ou son passage en réseau séparé, ou d'un défaut dont la chute de tension résultante entraîne une réduction de la charge. Cependant, ces variations sont en général rares (moins de 1%) très faibles. Elles ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport, ne nuisent pas au bon fonctionnement des équipements électriques ou électroniques.

1.4.1.3 Forme d'onde

La forme d'onde des trois tensions formant un système triphasé doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. En cas de perturbations au niveau de la forme d'onde, la tension n'est plus sinusoïdale et peut en général être considérée comme une onde fondamentale à 50Hz associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entiers de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque [ALA02]. Les tensions peuvent également contenir des bruits qui sont des signaux permanents mais non-périodiques.

1.4.1.4 Symétrie

La symétrie d'un système triphasé se caractérise par l'égalité des modules des trois tensions et celle de leurs déphasages relatifs. La dissymétrie de tels systèmes est communément appelé déséquilibre.

On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde: ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms [ALA02].

1.4.2 Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres: amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constantes, déphasés de $3\pi/2$ radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale [IGN06].

1.4.3 La Qualité de l'énergie et la Compatibilité Electromagnétique

La compatibilité électromagnétique est l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. L'objectif est d'assurer que:

- ✓ L'émission de chaque source séparée de perturbations est telle que l'émission combinée de toutes les sources n'excédant pas les niveaux de perturbation attendus dans l'environnement.
- ✓ Le niveau d'immunité des équipements permet le niveau de performance approprié au niveau de perturbations attendu selon les différentes classes d'environnement [FER01].

Il n'y a pas une solution standard pour tous les problèmes de fourniture et il faut choisir les mieux adaptées pour chaque application, en prenant en compte certains critères techniques et économiques. Une fois constatée la nécessité d'améliorer la qualité de fourniture d'une charge ou d'un ensemble de charges données et identifiées les caractéristiques et la nature des perturbations qui provoquent sa dégradation, il faut choisir la technique d'amélioration à implanter. En général, il y a deux types de stratégies possibles d'amélioration de la qualité :

- ✓ Stratégies de prévention des perturbations.
- ✓ Stratégies de minimisation des effets des perturbations sur la charge [ETX03].

1.5 Stratégies de prévention des perturbations

Dans le cas des courts-circuits, il est impossible de les éliminer complètement, mais on peut essayer de réduire leur quantité et leur durée au maximum :

- ✓ Remplacer les lignes aériennes par des lignes souterraines, qui ont une incidence inférieure mais un temps de réparation supérieure.
- ✓ Utiliser des conducteurs isolés pour les lignes aériennes.
- ✓ Augmenter le niveau d'isolation pour éviter les courts-circuits produits par les surtensions et la dégradation des isolants.
- ✓ Augmenter la fréquence et l'intensité des inspections et de l'entretien, comme par exemple la taille des arbres qui sont aux environs des lignes.
- ✓ Réduire le temps d'élimination de défaut (qui tient compte du temps de détection et d'ouverture du circuit), pour ainsi diminuer la durée des perturbations, tout en évitant une dégradation de la sélectivité du système de protection [ETX03].

1.6 Les principaux remèdes traditionnels envisagés

1.6.1 Dépollution des courants perturbateurs

1.6.1.1 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est la répartition égale des charges sur les trois phases. Une autre solution est l'installation d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur (montage de Steinmetz). Ce montage permet de présenter à 50 Hz une impédance équilibrée. Cependant, il provoque un fort déséquilibre pour des fréquences différentes de 50 Hz, avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques [ALA02].

1.6.1.2 Surdimensionnement du neutre

Afin d'éviter l'usure prématurée du conducteur de neutre dont les courants homopolaires des harmoniques s'additionnent, il peut s'avérer avantageux de redimensionner ce conducteur. La solution est de doubler, ou bien tripler les conducteurs de neutre [BEA07].

1.6.1.3 Utilisation d'une grosse inductance

Les harmoniques d'un convertisseur de fréquence à source de tension peuvent être strictement réduits en plaçant une inductance suffisamment importante. Quoique, la tendance veut que l'on réduise la taille du convertisseur, tout en réduisant également la taille de l'inductance [HAM04].

1.6.1.4 Transformateurs

L'ajout d'un transformateur de mise à la terre créant un neutre artificiel est une solution efficace pour éviter le passage des courants harmoniques par le conducteur de neutre. Afin de réduire ces courants harmoniques, l'utilisation de transformateurs déphaseurs est une autre solution. L'emploi du transformateur triangle-triangle et du transformateur triangle-étoile pour alimenter les deux charges non linéaires identiques a pour effet d'éliminer les courants des 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques produits par ces charges [BEA07]. Cependant, ces montages ne fonctionnent que pour des charges qui sont équilibrées, donc les transformateurs déphaseurs et les transformateurs de neutre ne constituent pas les moyens les plus efficaces et usuels pour éliminer les harmoniques.

En effet, La méthode efficace et la plus employée est celle du filtrage.

1.6.1.5 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Afin de relever le facteur de puissance, différentes méthodes de compensation sont utilisées. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin [ALA02].

1.6.1.6 Utilisation des redresseurs à diodes

Le circuit redresseur le plus courant est un pont simple constitué de six diodes non commandées et un filtre passe-bas composé d'une inductance avec un condensateur pour le lissage du courant. Cependant, ce redresseur génère de nombreux harmoniques de rangs faibles (5, 7, 11) et si la majeure partie de la charge est constituée de convertisseurs avec un redresseur à 6 diodes, le transformateur d'alimentation doit être surdimensionné et le respect des exigences normatives peut s'avérer difficile. Souvent, le filtrage de certains harmoniques est nécessaire [HAM04].

1.6.1.7 Utilisation d'un redresseur contrôlé à thyristors

Un redresseur contrôlé est réalisé par un redresseur des thyristors. Sachant que l'angle de phase auquel le thyristor commence à conduire le courant peut être retardé de plus de 90°, donc la tension du bus devient négative. Cette solution permet le renvoi d'énergie du bus sur le réseau, ce qui donne un système réversible. Les configurations courantes bus et onduleur n'autorisent pas le changement de polarité de la tension et il est plus fréquent de raccorder

un autre pont de thyristors en montage antiparallèle avec le premier pour permettre l'inversion du sens du courant. Le premier pont conduit en mode moteur et l'autre en mode régénératif. La forme des ondes de courant d'un redresseur contrôlé est identique à celle du redresseur à diodes 6 pulses, mais le facteur de puissance total à charge partielle est assez faible puisque qu'il décale l'onde de courant suivant l'angle d'allumage, ce qui entraîne un courant apparent élevé et les courants harmoniques absolus sont plus élevés qu'avec un redresseur à diodes [HAM04].

1.6.1.8 *Éléments Passifs Commutés*

Les premiers compensateurs d'EP utilisés sont des impédances connectées en série ou en parallèle avec le réseau dont la valeur varie de manière continue ou discrète via des interrupteurs statiques. La raison principale vient du fait que les premiers semi-conducteurs de puissance disponibles dans les années soixante, furent les thyristors et ces composantes sont très bien adaptés aux structures de type EPC. Leur large utilisation tient essentiellement de leur coût, leur robustesse, des puissances qu'ils commutent et de leur tenue en tension. Leur inconvénient principal vient de leur ouverture naturelle ou assistée: ils fonctionnent à des faibles fréquences par conséquent génèrent des harmoniques de courant en basse fréquence [ETX03].

1.6.1.9 *Filtre passif*

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques, composés par des éléments passifs (inductances, condensateurs et résistances). Ces filtres sont des circuits shunts, accordés aux fréquences harmoniques qu'ils doivent absorber. On différencie quatre types de filtres passifs : *les filtres réglés à des fréquences 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 réglés à une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 [LOP06]. Ces filtres ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau.

Cependant, les filtres passifs shunts représentent une solution incontestable uniquement dans les lignes de transmission de hautes tensions. Toutefois, dans tous les autres cas, notamment l'alimentation des charges industrielles et les lignes de distributions moyenne et basse tensions, ils rencontrent des difficultés multiples compromettant leur viabilité [MEN03]. Le problème est que ces filtres sont encombrants, et qu'ils présentent des risques de dérive de la fréquence au fur et à mesure que les composants vieillissent. De plus,

ils ne peuvent pas s'adapter aux variations du réseau. L'inconvénient majeur de la compensation passive est la diminution de l'impédance de la ligne ce qui favorise la propagation des harmoniques de la charge à travers la source. L'autre inconvénient est la possibilité de production de la résonance série du type subharmonique entre l'impédance de la ligne et le condensateur série [SAF02], donc une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire.

De plus en plus, on s'oriente donc vers des solutions de filtrage actif conçu afin de mitiger les problèmes des filtres passifs [MEN03].

1.6.2 Dépollution des tensions perturbatrices

Les creux de tension, les tensions harmoniques et les tensions déséquilibrés sont principalement les tensions perturbatrices dans un réseau électrique basse tension. Pour dépolluer les réseaux électriques des deux dernières perturbations causées par la circulation des courants harmoniques et/ou déséquilibrés, on peut limiter la circulation des courants perturbateurs en utilisant les solutions traditionnelles présentées précédemment dans le cas des perturbations de courant. Quant aux creux de tension, la solution la plus fréquente est d'utiliser des groupes électrogènes dans les milieux sensibles (hôpitaux, sites industriels...etc) qui se substituent au réseau électrique. Mais la limitation de la puissance de ces groupes ainsi que la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie restent un problème [ALA02].

1.7 Solutions de dépollution modernes 'Filtre actif'

Un filtre actif est un ensemble composé de convertisseurs de puissance pilotés par un calculateur. Ce dernier élabore un signal de contre-injection harmonique à partir de l'information reçue sur la grandeur polluante. Idéalement, les harmoniques sont ainsi compensés, et le signal résultant est une onde sinusoïdale pure à la fréquence fondamentale. Les filtres actifs restent performants au cours du temps (pas de problème de vieillissement) et présentent l'avantage de s'adapter aux variations du réseau (fréquence, pollution et charge).

Généralement les filtres actifs sont employés pour compenser le courant et la tension des harmoniques, mais dans la plupart des cas, ils ont également des fonctions supplémentaires, telles que la compensation de la puissance réactive, courant du neutre, régulation de la tension... [BHI99].

Jusqu'à la fin du 19ème siècle, l'un des principaux points dans le développement de la transmission de courant alternatif a été basé sur la génération de la tension sinusoïdale à des fréquences constantes qui a rendu plus facile la conception des transformateurs et des lignes de transmission, y compris les lignes à très longue distance. Si la tension n'est pas sinusoïdale,

les complications semblent dans la conception des machines, des transformateurs, et des lignes de transmission. Ces complications ne permettraient pas, en tout cas, un tel développement comme l'électrification généralisée de la société humaine.

A la fin des années 1960, Erlicki et Emanuel-Eigeles, yugyi et Pelly, Sasaki et Machida, et Fukao, Iida, et Miyairi ont publié leur papier présentant ce qui peut être considéré comme un principe de base de la compensation de puissance réactive. Erlicki et Emanuel ont présentés quelques idées de base. Ils ont déterminés que la charge non - linéaire se comporte comme générateur de puissance réactive tout en ayant pas d'éléments de stockage d'énergie, et présentés la première approche au contrôle du facteur de puissance active. Fukao, Iida et Miyairi ont déclaré que « en connectant une source de puissance réactive en parallèle avec la charge, le réseau d'alimentation ne peut pas fournir l'alimentation à la charge. Par conséquent, la transmission de puissance idéale ne serait pas possible » [AKA05].

Malheureusement, ces définitions de puissance sont douteuses, et peuvent conduire à des interprétations erronées dans certains cas. Pas d'autres contributions pertinentes ont été faites jusqu'à les années 1970, où les problèmes liés aux charges non-linéaires sont devenues de plus en plus important au début du progrès des dispositifs de l'électronique de puissance. Ces appareils modernes se comportent comme des charges non linéaires et injectent une quantité importante de courant harmonique à partir du système d'alimentation, ce qui a poussé de faire l'analyse des systèmes d'énergie dans des conditions non sinusoïdales. Il est, donc impératif d'établir un ensemble cohérent de définitions de puissance qui sont également valables dans les conditions transitoire et non sinusoïdales.

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par H. Sasaki et T. Machida en 1971.

Gyugyi et Pelly ont présenté l'idée que la puissance réactive pourrait être compensée par un convertisseur de fréquence à commutation naturelle sans éléments de stockage d'énergie. Cette idée a été expliquée d'un point de vue physique. En 1971, H. Sasaki et T. Machida ont présenté le principe de base des filtres actifs parallèles. En 1976, Harashima, Inaba, et Tsuboi ont présentés, éventuellement pour la première fois, l'expression de 'la puissance réactive instantanée' pour un circuit monophasé. Cette même année, Gyugyi et Strycula ont utilisés le terme 'filtre actif de puissance' pour la première fois et les premières familles des filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [DEF08]. Dans ces années, le filtrage actif ne connaissait que des progrès au stade théorique en laboratoire.

La technologie des semi-conducteurs n'était pas encore assez développée pour l'implantation pratique du principe de compensation.

Quelques années plus tard, la technologie des semi-conducteurs de puissance connaissait une éclosion remarquable. Des progrès importants ont été accomplis avec la commercialisation des composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. L'introduction du filtre actif triphasé à quatre fils est réalisée en 1980 [ARE97]. Ainsi, en 1982, profitant des améliorations des interrupteurs de puissance. Les premières applications industrielles arrivent pour donner lieu à une véritable commercialisation dans les pays industrialisés [DEF08]; le premier filtre actif parallèle de 800kVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [LOP06]. Plus tard, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. Par la suite, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50kVA à 2MVA [LOP06], [CHA10].

En 1982, le 1^{er} filtre actif de puissance parallèle de 800 KVA représentée par un onduleur MLI à source de courant et à base de thyristors GTO rentre en application pratique [DON04]. L'apparition des 1^{ers} filtres actifs à nombre multiple de convertisseurs MLI à source de tension fut en 1986. Ce filtre actif placé en série avec un filtre passif inductif consistait à la mise en série de quatre onduleurs de tension triphasés MLI. En 1987, L. A. T. Moràn, P. D. Ziogas, et G. Joos ont introduit un système de filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension triphasé à MLI, servant comme compensateur synchrone de puissance réactive (Synchronous Solid-State Var Compensator SSSVC). M. Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga ont présentés un nouveau schéma de compensation utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel. En répartissant leurs rôles de telle sorte que le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordres moins élevés, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordres plus élevés. Une année plus tard, F. Z. Peng, H. Akagi et A. Nabae ont proposés un système combiné de filtre passif parallèle et de filtre actif série de faible puissance qui a fourni des caractéristiques de compensation meilleures, et à moindre coût [DJE07].

Le 1^{er} filtre actif monophasé présentant la combinaison série-parallèle (Régulateur/Conditionneur de Tension de Ligne) fut introduit par S. Moran en 1989, dont le filtre actif série assure l'isolation entre les charges sensibles aux harmoniques des charges non-linéaires (productrices d'harmoniques), corrigeant ainsi toute distorsion de la tension d'entrée. Autour de 1990, le développement de plusieurs projets commerciaux a été accompli et mis en pratique [BHI99].

Deux types de filtres actifs hybrides ont été proposés en 1988 et en 1990: la combinaison d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle constitué de filtre LC pour les 5^{ème} et 7^{ème} rang d'harmonique et la connexion en série d'un filtre actif avec un filtre passif. Ces combinaisons permettent la réduction de façon significative du rythme du filtre actif en améliorant la performance du filtre passif lorsqu'il est utilisé seul et offre une solution efficace pour les harmoniques de convertisseurs de haute puissance. Cependant, ils ont l'inconvénient de la nécessité du transformateur et la complexité du filtre passif [AKA05].

Les considérations économiques étaient l'obstacle du développement des filtres actifs. Actuellement, en raison d'une réduction du coût des dispositifs utilisés, ils deviennent abordable. Avec la pollution harmonique des systèmes d'alimentation actuels, la demande des filtres actifs augmente [BHI99]

Au cours de l'année 1997, la topologie multi niveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. V. Aburto et al. ont proposé le 1^{er} filtre actif à structure multiniveaux (à base d'un onduleur de tension trois niveaux) pouvant compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans des systèmes de distribution moyenne tension. Toutefois, l'étude n'était validée que par des travaux de simulation sous MATLAB. En 1998, S. Round et al. proposèrent un filtre actif parallèle trois niveaux qui permet l'utilisation d'une inductance de sortie de plus petite valeur en comparant avec la topologie deux niveaux et susceptible à dériver les harmoniques dans des sites commerciaux et industriels

En 2001, la première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de moyenne tension propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV afin de diminuer les harmoniques de tension 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour maintenir la tension sur la ligne [LOP06].

Il existe une grande variété de types de filtres actifs. Ils sont essentiellement classés dans la littérature de différentes manières ;

1.7.1 Classification selon le type d'onduleur

L'élément principal d'un filtre actif est le convertisseur à semi-conducteur. La source d'énergie composant le filtre peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [MOU02]. Cet élément de stockage d'énergie n'a pas besoin d'être lui-même alimenté par une source continue. La raison est que le filtre actif peut être contrôlé de manière à suppléer aux pertes de sa source d'énergie à partir du courant fondamental généré par la source du réseau auquel il est connecté [BEA07].

Selon le type de ces convertisseurs utilisés, les filtres actifs peuvent être classés en: Convertisseur de type source de tension (VSI) où l'onduleur avec stockage d'énergie capacitif ou de type source de courant (CSI) basés sur un onduleur avec le stockage d'énergie par induction [AKA05]. En pratique, suivant le type de correction à apporter au circuit extérieur, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur-commande.

1.7.1.1 Convertisseur CSI

On parle d'un filtre actif parallèle à structure de courant (fig1.1-b) dont la source continue du convertisseur est une inductance qui s'oppose à la variation du courant [AKA05]. Cette inductance qui emmagasine l'énergie et joue le rôle d'une source de courant continu, doit délivrer un courant continu de valeur quasi constante et son ondulation, qui s'effectue à la pulsation de la puissance fournie au réseau par le filtre actif, est faible [MOU02].

L'onduleur de courant triphasé en pont comporte six interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension. Pour les trois interrupteurs reliés à la même borne de la source de courant continu, il faut qu'il y en ait toujours un seul interrupteur fermé pour que cette source de courant ne soit jamais en circuit ouvert et pour ne pas faire de court-circuit entre deux bornes du récepteur de tension [MOU02]. La présence du filtre de couplage sert à filtrer les tensions harmoniques générées par les courants de l'onduleur. Les harmoniques près de la fréquence de résonance du filtre passe-bas sont amplifiés et peuvent causer de graves dommages au montage. Dans le but de prévenir ce phénomène indésirable, des résistances peuvent être insérées dans le filtre passe-bas ou un contrôle approprié du courant, qui tient en compte la dérivée du courant instantané du filtre actif, peut être adopté [BEA07]. De façon complémentaire, l'élément de stockage d'énergie inductif composé d'une bobine supraconductrice est plus fiable dans les applications de haute puissance.

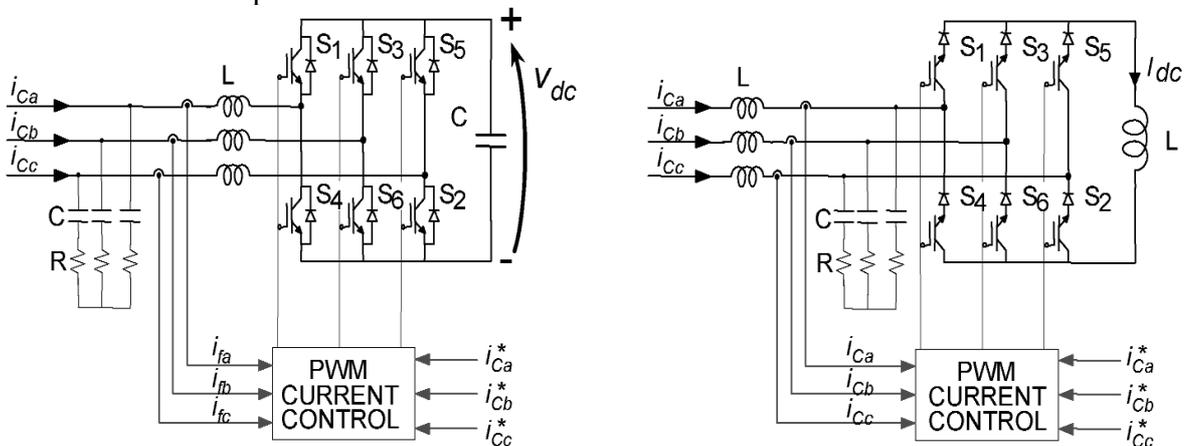


Fig (1.1): (a) Filtre à structure tension, (b) Filtre à structure courant

Bien que cette structure est suffisamment fiable, elle présente des pertes élevées et nécessite une importante et coûteuse inductance. De plus, elle ne peut pas être utilisée dans des applications multi-niveaux pour améliorer les performances avec un coût acceptable [BHI99].

1.7.1.2 Convertisseur VSI

C'est les filtres actifs parallèles à structure de tension représentés sur la figure (1.1-a). L'onduleur de tension utilise des interrupteurs unidirectionnels en tension et réversibles en courant formés de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture associés à des diodes montées en parallèle inverse. Les deux interrupteurs d'un même bras fonctionnent de façon complémentaire: la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Ils ne peuvent donc pas être fermés simultanément sous peine de court-circuiter le condensateur. Par contre, dans certains cas, ils peuvent être ouverts simultanément (par exemple pendant un temps mort), et cela se produit pour permettre l'écoulement de la durée de blocage du premier interrupteur avant l'amorçage du deuxième interrupteur. On utilise de préférence :

- ✓ Le transistor à effet de champ ou MOSFET pour les faibles puissances;
- ✓ Le transistor bipolaire ou l'IGBT pour les courants moyens;
- ✓ Le thyristor GTO pour les forts courants.

Le thyristor classique avec circuit auxiliaire d'extinction n'est plus guère utilisé dans les équipements récents [MOU02].

À l'heure actuelle, l'onduleur où le bus continu est équipé d'un condensateur représentant l'élément de stockage d'énergie qui s'oppose à la variation de la tension à ses bornes, est sûrement le plus répandu en termes de coût (moins onéreuse), taille (plus légère), il a l'avantage d'avoir un rendement plus élevé [AKA05], et extensible à des applications multi-niveaux [CHA10]. Il est plus populaire dans les applications basées sur l'alimentation sans coupure (UPS) [AKA05]. Egalement, il a montré une très bonne efficacité au niveau de l'atténuation des harmoniques en éliminant la possibilité de la production des résonances [SAF02].

✧ Comparaison

- ✓ Pour le lissage de la tension ou du courant continu, ce qui implique l'amélioration des performances du filtre actif, une grande capacité ou inductance doit être utilisée, ce qui augmente le coût du filtre actif. Cependant, dans le cas des applications basses ou moyenne tension, un élément de stockage d'énergie capacitif est plus efficace et moins coûteux qu'un

élément de stockage d'énergie inductif. Dans le cas contraire, une inductance est plus fiable comme élément de stockage d'énergie.

- ✓ Dans le cas d'un filtre à structure de tension, la tension supportée par un interrupteur est unidirectionnelle et limitée par la tension continue V_c . Le courant maximal est bidirectionnel et dépend des courants harmoniques à compenser. Il doit être égal à la valeur maximale de ces derniers tout en tenant compte des courants harmoniques dus aux découpages. D'une manière duale, dans le cas d'un filtre à structure de courant, le courant maximal est unidirectionnel et limité par la valeur maximale du courant continu, tandis que la tension est bidirectionnelle et sa valeur maximale correspond à celle de la tension de ligne.
- ✓ Dans le cas du filtre actif à structure de tension, l'onduleur de tension alimente une impédance en série avec une source de tension quasi-sinusoïdale. La variation des courants générés est contrôlée directement par les tensions de l'onduleur. La commande est donc plus lente. Il convient, donc, d'insérer un temps mort lors du passage du courant entre les deux interrupteurs d'un même bras. Par contre, pour le filtre à structure de courant, la commande de l'onduleur de courant est rapide et précise. Donc, lors du passage du courant d'une phase à l'autre, il ne nécessite pas a priori une protection contre l'ouverture simultanée des interrupteurs d'un demi-pont [MOU02].

En conclusion, l'avantage de l'onduleur de tension par rapport à celui de courant est indéniable et son utilisation dans de nombreuses applications se justifie principalement par les deux avantages offerts par sa configuration :

- ✓ La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles.
- ✓ Le stockage d'énergie capacitive est plus aisé et efficace que son dual inductif. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres.

Au surplus, ces structures de l'onduleur implique certaines règles de fonctionnement:

- ✓ Afin de ne pas court-circuiter le condensateur de stockage et par suite la tension aux bornes de l'onduleur, deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés par deux signaux complémentaires. Par contre, dans certains cas ils peuvent être tous les deux ouverts pendant un temps mort appelé empiètement, il n'existe que durant les commutations afin d'éviter les courts-circuits [BEA07].
- ✓ La source de courant côté alternatif ne doit jamais être en circuit ouvert, le courant circulant doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle de diodes avec les interrupteurs [SAK07]. En pratique, on commande les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire: la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre.

✓ On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre d'entrée du premier ordre qui est en réalité une simple inductance. La capacité C joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_c est maintenue à une valeur quasi-constante. La fluctuation de cette tension doit être faible, d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part car, à inductance L_f donnée, une chute importante de la tension V_c dégrade sensiblement la performance du filtre actif.

1.7.2 Classification selon la topologie

Les filtres peuvent être classés en fonction de la topologie utilisée. Il existe deux configurations de base pour un filtre actif : la configuration shunt dite aussi parallèle et le filtre actif série. Une combinaison des deux filtres actifs ou d'un filtre actif et un autre passif peut être utilisée.

1.7.2.1 Filtre actif parallèle

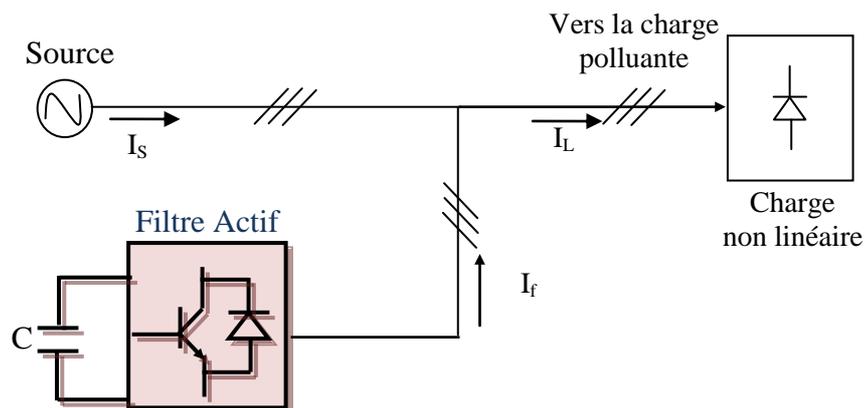


Fig (1.2): Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP) est un onduleur modulé en largeur d'impulsion (MLI) qui est placé en parallèle avec la charge dont le but est d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge pour éliminer les courants harmoniques engendrés par les charges génératrices de courants harmoniques. Il agit, donc, comme une source de courant harmonique réglable [BEA07]. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance [OUL05].

Une autre qualité est sa capacité de corriger le déséquilibre de la charge et équilibrer les courants asymétriques pour présenter à la source une charge équivalente équilibrée. Cette configuration est très efficace dans le cas des charges non-linéaires comme; le pont à diodes ou à thyristors qui ont eux même une charge inductive à alimenter mais elle n'est pas très efficace quand le pont à diodes ou à thyristors a une charge capacitive à alimenter. Il est

principalement utilisé à la fin de la charge, car les harmoniques de courant sont injectés par les charges non linéaires. Il peut également être utilisé comme un générateur de var statique (STATCOM) dans le système de puissance pour la stabilisation (compenser la puissance réactive), pour amortir les résonances parallèle ou série dues à l'interaction entre la ligne et le filtre passif et pour balancer des courants déséquilibrés [AKA05].

Pour cette configuration, on distingue :

❖ Filtre dédié

C'est le cas où les harmoniques à filtrer sont déjà connus, comme l'exemple de la suppression des premiers harmoniques du courant absorbé par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas, les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et de la phase du courant fondamental.

❖ Filtre adaptatif

Ce filtre permet d'identifier lui même les harmoniques et il s'adapte automatiquement à leur éventuelle évolution, sa commande lui permet de générer en temps réel des courants harmoniques en opposition de phase [BEL11].

1.7.2.2 Filtre actif série

La deuxième configuration de base est le branchement du filtre actif en série FAS entre la source et la charge non linéaire à l'intermédiaire d'un transformateur du courant (TC) pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal.

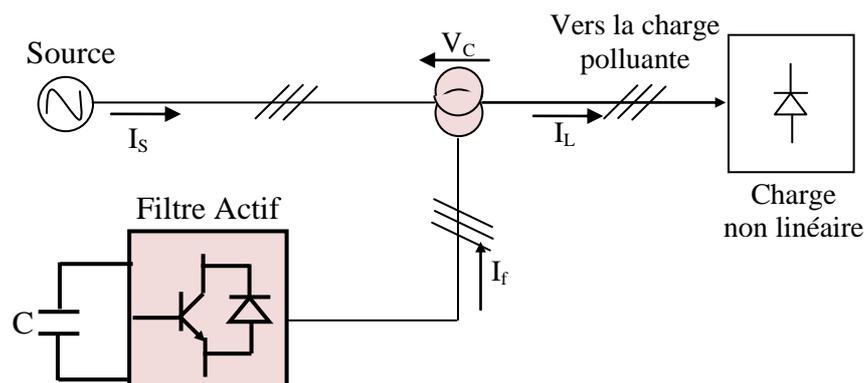


Fig (1.3): Filtre actif série

Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du filtre. En d'autres mots, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants en les empêchant ainsi d'aller vers la source ou

vers la charge. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable [BEA07] qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux de tension, surtension, déséquilibre, harmonique en tension) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Le filtre série est utile pour empêcher les harmoniques produits par un pont à diodes ou à thyristors à charge capacitive de se propager vers la source. Il entrave de même la circulation des harmoniques contenus dans la source vers la charge sensibles aux harmoniques. Il peut aussi corriger le déséquilibre des tensions dans le réseau [SAF02].

Par contre, cette topologie n'élimine pas les courants harmoniques absorbés par la charge. En plus, ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit côté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit [CHA10]. La condition d'installation se pose sur le dimensionnement du filtre actif. Il est calibré en fonction de la puissance totale de la charge.

1.7.2.3 Combinaison parallèle-série des filtres actifs

✧ Unified Power Quality Conditioner (UPQC)

L'association d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle qui partagent la même capacité sur le bus continu se nomme: conditionneur universel de la qualité d'onde «Unified Power Quality Conditioner» (UPQC), bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [ABD05]. Cependant, son prix important et la complexité des commandes des nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical [CHA10].

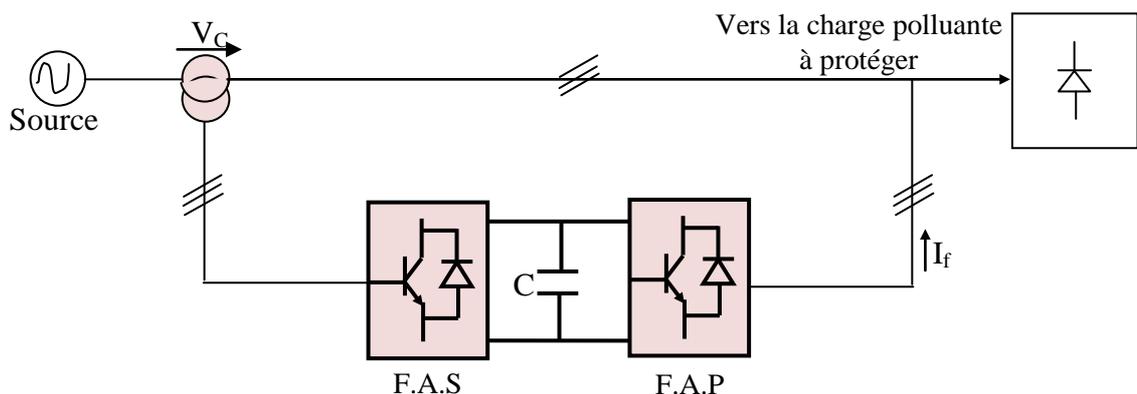


Fig (1.4): Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)

❖ Contrôleur des puissances transmises (UPFC)

UPFC (Unified Power Flow Controller) est un dispositif FACTS (Flexible Alternatif Current Transmission Systems), qui a été introduit par Hingorani et Gyugyi, pouvant être installé dans les points critiques du système de transmission, fournissant la régulation de la tension et la compensation de puissance réactive, ainsi que le contrôle des flux de puissance [AKA06].

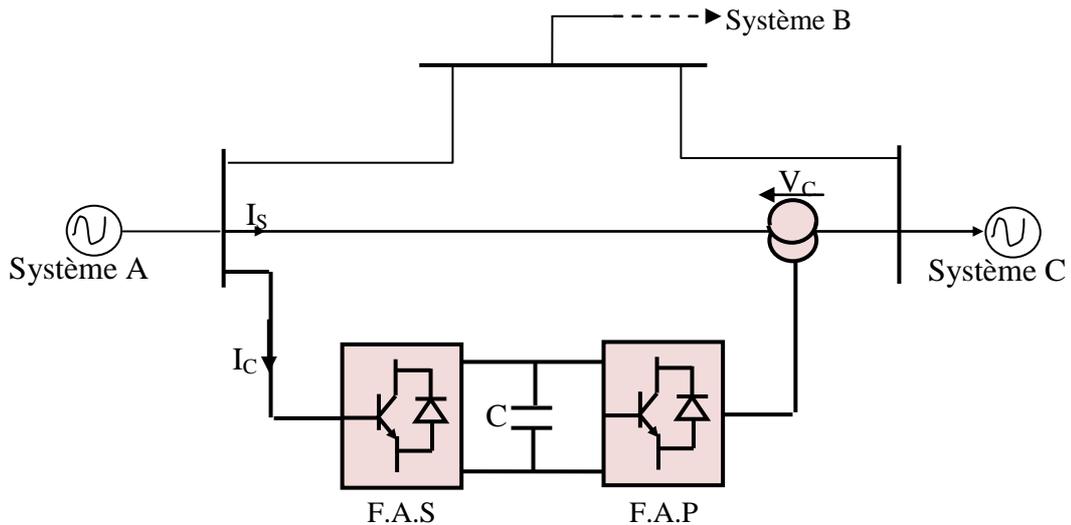


Fig (1.5): Filtre UPFC

1.7.2.4 Filtre hybride

Également, il y a l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le filtrage se fait en deux temps simultanément organisés: le filtre passif assure le filtrage de base, par exemple le rang 5, tandis que le filtrage actif couvre les autres rangs, grâce à son action précise et dynamique.

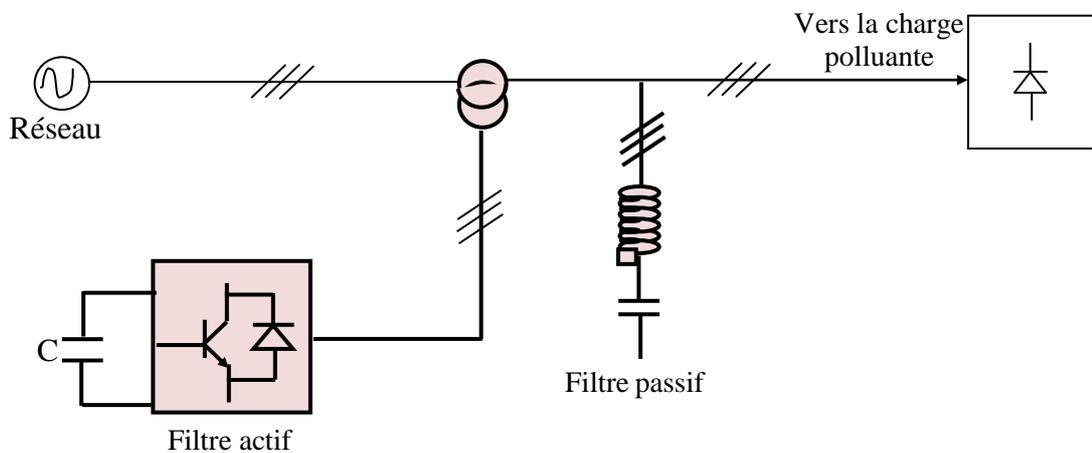


Fig (1.6): Filtre hybride

Cette structure est devenue très populaire, dans certaines situations, car elle est économiquement intéressante; elle présente un atout majeur car elle permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs [ABD05], [BHI99].

Il y a également, la combinaison des filtres actifs en série avec les filtres passifs [AKA06].

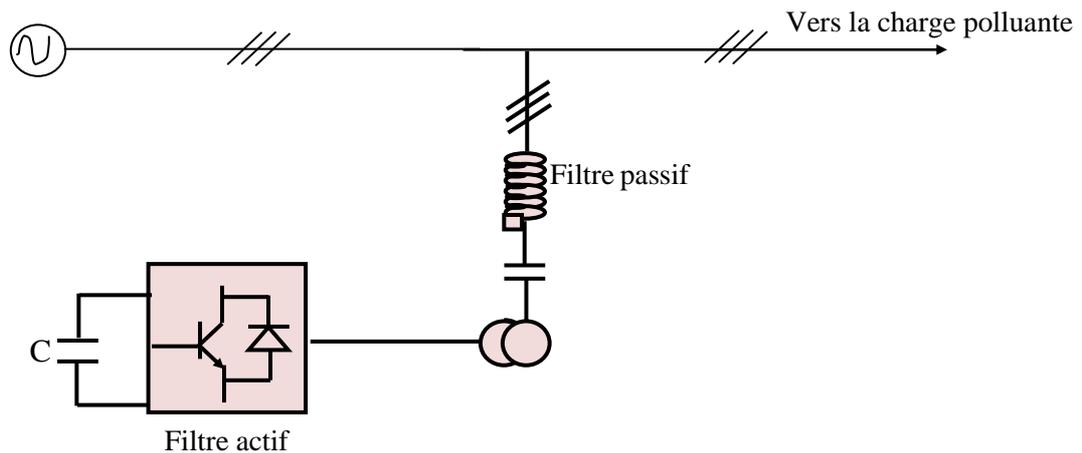


Fig (1.7): Filtre hybride (filtre actif en série avec filtre passif)

D'autres solutions plus récentes dites « Solutions non conventionnelles » sont apparues pour le traitement des perturbations, parmi elles:

✧ IPQC “Integrate Active Rectifier and Shunt Power Quality Compensator”

Son rôle est d'alimenter une charge non linéaire et de compenser de part sa commande toutes les charges non linéaires avoisinantes qui sont des sources de pollution harmonique, leurs avantages sont :

- ✓ L'amélioration du contenu harmonique du courant de source.
- ✓ L'amélioration du facteur de puissance.
- ✓ Le redresseur actif fonctionne dans les quatre quadrants.

Ses inconvénients sont les suivantes :

- ✓ Circuit de protection très complexe.
- ✓ Les charges non-linéaires à traiter doivent avoisiner le redresseur actif.

✧ UPLC “Universal Active Power Line Conditioner”

Cette configuration est constituée de deux filtres actifs parallèles et série qui partagent le circuit d'alimentation CC. Il peut être utilisé dans les systèmes de puissance pour la

compensation des harmoniques (filtrage actif), dans les systèmes de transmission flexibles (FACTS), dans la compensation de l'énergie réactive et le contrôle de tension [ARE98].

1.7.3 Classification selon le système de charge

Selon les exigences des différents types de charges non linéaires, on distingue *configuration à deux fils* (pour un système monophasé) tels que les appareils domestiques connectés à une seule phase et les systèmes d'approvisionnement, *configuration à trois fils* (sans neutre) et *à quatre fils* (pour les systèmes triphasés) tels que les ordinateurs, éclairage commercial, etc [YAS08].

1.7.3.1 Filtre actif à deux fils

Les dispositifs compensateurs à deux fils sont utilisés dans les trois modes: filtre actif parallèle (DSTATCOM), filtre actif série (DVR), et une combinaison des deux en tant que conditionneur de puissance unifiée (UPQC). La plus part des ponts PWM avec source tension capacitive comme élément de stockage d'énergie sont utilisés pour former les dispositifs à deux fils [YAS08].

1.7.3.2 Filtre actif à trois fils

Lorsque le filtre est relié à un réseau triphasé à trois fils, il existe deux topologies d'onduleur, à savoir un filtre actif de puissance à trois bras et un filtre actif de puissance à deux bras avec condensateur à point milieu où le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique [ALA04]. Une combinaison des filtres actifs série et shunt: conditionneurs de puissance unifiée (UPQC) et les filtres universels, peut être utilisée [BHI99].

1.7.3.3 Filtre actif à quatre fils

Le problème du courant neutre excessif est observé dans des systèmes triphasé à quatre fils, en raison principalement des charges non linéaire déséquilibrée, tels que les alimentations d'ordinateur, éclairage fluorescent, etc. La résolution des problèmes de courant du neutre et courants de charge déséquilibrés a été tentée pour les systèmes à quatre fils [YAS08]. Ces tentatives sont de nature variable, comme l'élimination / réduction du courant neutre, compensation des harmoniques, l'équilibrage des charges, la compensation de puissance réactive, et des combinaisons de ceux-ci [BHI99].

La première configuration d'un filtre actif à quatre fils est connue sous le nom TLSC avec condensateur à point milieu. Ici, tout le courant de neutre traverse les condensateurs du

bus CC qui sont d'une grande valeur. Une autre configuration est celle d'un onduleur à quatre bras, dans lequel le quatrième bras est utilisé pour stabiliser le point mort du filtre actif.

❖ **Filtre actif constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu**

Cette topologie est constituée de six interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Ils forment les trois bras d'un onduleur triphasé. Le neutre de la charge et du réseau se rejoignent au niveau de point milieu capacitif du bus continu. Ici, la commande de l'onduleur n'impose que trois courants, le quatrième étant alors imposé par le montage [ABD08]. Pour empêcher le courant du neutre de remonter au réseau, le potentiel au point milieu du bus continu doit être rigoureusement contrôlé pour éviter tout déséquilibre entre les deux tensions [ELB11].

L'avantage de cette topologie est le petit nombre des interrupteurs utilisé dans le montage ce qui simplifie également la méthode de modulation, cependant le courant du neutre ne peut pas être contrôlé indépendamment des autres courants de phases [PAT09] et il aggrave le problème de déséquilibre de tension [VOD09].

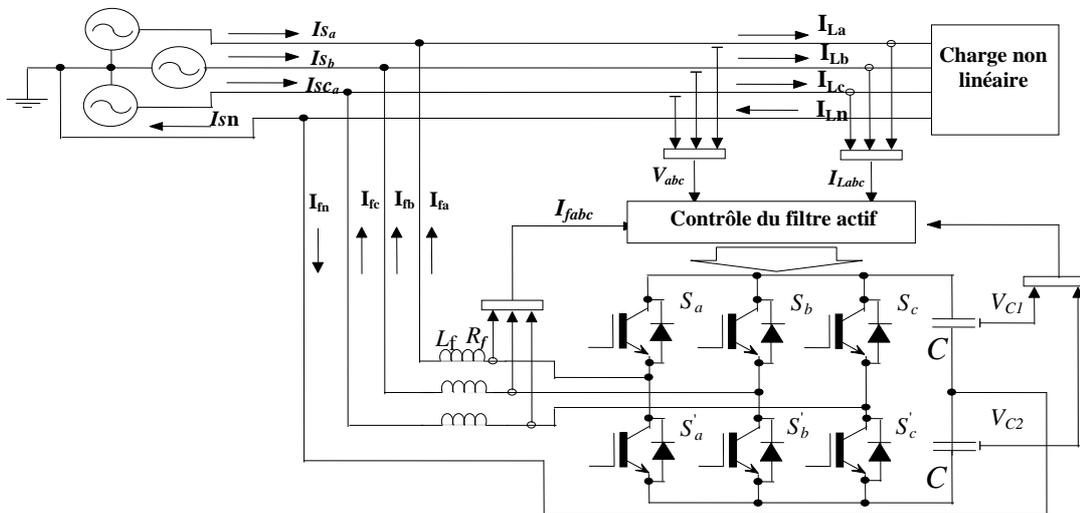


Fig (1.8): Filtre actif triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu

❖ **Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras**

Dans cette configuration, nous utilisons un onduleur comprenant quatre bras constitués de huit interrupteurs réversibles en courant comme l'illustre la figure (1.9). Cette configuration FLFB a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point

milieu comme celle de la configuration précédente [ABD06], et le courant du neutre peut être contrôlé indépendamment des autres courants de phase.

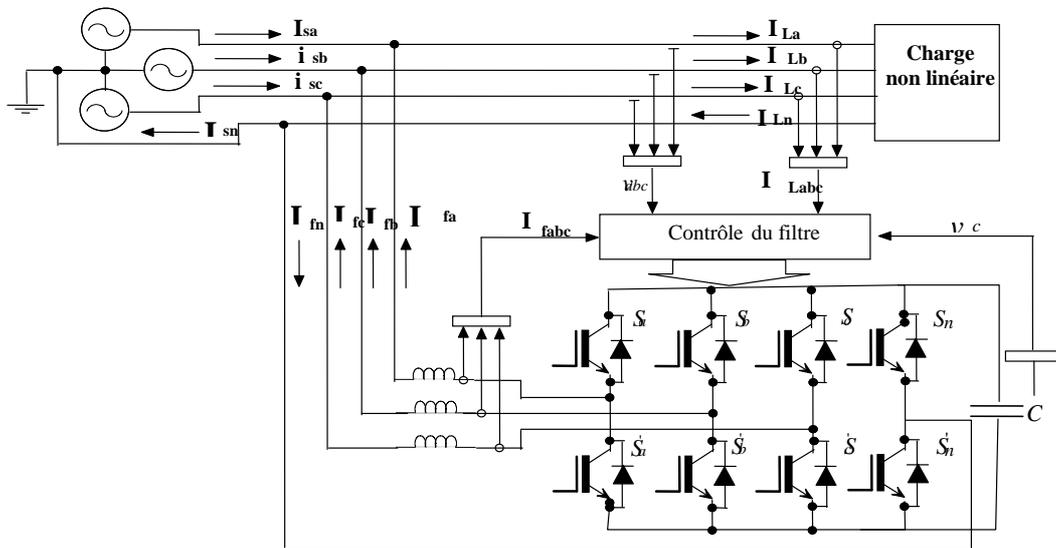


Fig (1.9): Filtre actif triphasé à quatre bras

L'inconvénient de cette configuration est le grand nombre des interrupteurs utilisés ce qui complique la commande du filtre [PAT09].

1.7.4 Classification selon la stratégie de contrôle

La stratégie de contrôle des filtres actifs a un impact, non seulement sur l'objectif de compensation, mais aussi sur les caractéristiques de filtrage en régime transitoire.

La révolution de la microélectronique a entraîné le développement des filtres actifs. A partir de l'utilisation des composants analogiques discrets et numériques, la progression a été de microprocesseurs, microcontrôleurs, et processeurs des signaux numériques (DSP). Maintenant, il est possible de mettre en œuvre des algorithmes complexes en ligne pour le contrôle des filtres actifs à un coût raisonnable. Cette évolution a permis d'utiliser différents algorithmes de contrôle pour améliorer la performance des filtres actifs tels que, proportionnel intégrale (PI), commande à structure variable, la logique floue et les réseaux de neurones. Avec ces améliorations, les filtres actifs sont capables de fournir rapidement les mesures correctives, même avec l'évolution dynamique des charges non linéaires. En outre, ces filtres peuvent compenser une somme des harmoniques d'ordre supérieur (généralement jusqu'à la 25e).

1.7.4.1 Domaine fréquentiel et le domaine temporel

Il existe principalement deux types de stratégies d'extraction d'harmoniques de tension ou du courant; l'une est basée sur l'analyse de Fourier dans le domaine fréquentiel, et l'autre est basée sur la théorie de la puissance réactive instantanée dans les circuits triphasés, qui est appelé la « théorie p-q », dans le domaine temporelle. Le concept de cette théorie a été appliqué aux stratégies de commande presque de tous les filtres actifs installés par les consommateurs de forte puissance au début des années quatre vingt dix au Japon [AKA96].

1.7.4.2 Méthodes de détection des harmoniques

Trois types de méthodes de détection des harmonique dans le domaine temporelle ont été proposées: détection des courant de source et détection des courants de charge appropriés aux filtres actifs shunt installés au voisinage d'une ou plusieurs charges harmoniques produises par les consommateurs de forte puissance, et détection des tensions appropriée à un filtre actif shunt pour être employé comme « conditionneur de qualité de puissance unifiée UPFC » installé dans des sous-stations de distribution primaire [AKA96].

1.7.5 Classification selon la puissance nominale et la vitesse de réponse requise dans le système à compenser

La puissance nominale du système compensé et sa vitesse de réponse jouent un rôle important en décidant la philosophie de contrôle pour mettre en application le filtre requis. Généralement le coût de n'importe quel système particulier est proportionnel à la vitesse de la réponse exigée [HAB00].

1.7.5.1 Applications des basses puissances

Ce type d'application est principalement concerné par les systèmes des puissances nominales au-dessous de 100kVA trouvé dans des zones résidentielles, bâtiments commerciaux, hôpitaux et pour de petites et moyennes charges d'usine. Cette application utilise des techniques sophistiquées des filtres actifs dynamiques, leur temps de réponse est relativement beaucoup plus rapide que d'autres techniques, s'étendant des dizaines de micro secondes aux millisecondes, et ayant pour résultat une considérable compensation électrique. Ce type comporte les deux catégories suivantes:

✧ **Systèmes monophasés**

Filtres actifs monophasés généralement disponible dans des basses puissances nominales tels que les bâtiments éducatifs avec les charges d'ordinateur, les petites usines etc., où les harmoniques du courant peuvent être traités au moment où il y a un accouplement commun.

Le principal avantage des filtres monophasés est qu'ils doivent traiter des puissances faibles et par conséquent peuvent être actionnés pour des hautes fréquences. D'autre part, les charges résidentielles ne produisent pas de grandes valeurs des harmoniques, et par conséquent les effets sur le neutre sont non significatifs.

✧ **Systemes triphasés**

Pour des applications triphasées, le choix des configurations des filtres est selon les charges triphasées soient équilibrées ou pas. À la puissance faible (100kVA), un système triphasé peut employer trois compensateurs monophasés ou un seul triphasé. Pour les charges équilibrées, une configuration composée d'un onduleur simple à trois phases est utilisée. C'est acceptable s'il n'y a aucune condition d'équilibrer les courants ou les tensions dans chaque phase et le but est simplement d'éliminer le maximum d'harmoniques du courant possible, supposant que les grandeurs et les angles de phase respectivement dans chaque phase sont les mêmes. Pour les systèmes de distribution triphasés à quatre fils dont les charges sont non équilibrées (les courants ou les tensions d'alimentation asymétriques), trois onduleurs monophasés peuvent fournir les solutions acceptables.

1.7.5.2 Applications de moyenne puissance

Dans cette catégorie, les systèmes triphasés s'étendant de 100kVA au 10MVA sont principalement considérés. Les systèmes de distribution de moyenne à haute tension, et les systèmes d'entraînement à haute tension et haute puissance où l'effet de déséquilibre de la phase est plus ou moins négligeable pénètrent dans cette classification. Ici le but principal est d'éliminer ou réduire le courant harmonique, en raison des considérations économiques, et compenser la puissance réactive. Les approches alternatives, y compris les compensateurs statiques capacitifs et inductifs aussi bien que les systèmes quasidynamiques (tels que les relais contrôlés), filtres d'harmoniques réglables, convertisseurs à thyristors, condensateurs synchrones et onduleurs multiniveaux en cascade, sont considérés plus adéquats. La vitesse de réponse prévue dans cette gamme est de l'ordre des dizaines de millisecondes [HAB00].

1.7.5.3 Applications de haute puissance

La mise en œuvre des filtres dynamiques de très haute puissance est coûteuse donc économiquement elle est extrêmement inefficace, et le manque des dispositifs de puissance et de fréquence qui peuvent commander l'écoulement du courant à telles puissances nominales, sont les obstacles majeurs pour tels systèmes. Comme avec les applications de moyennes puissances, les tensions supérieures de quelques 100 kilovolts ne peuvent pas être tolérées, même par les dispositifs qui peuvent résister à quelques kilovolts. Les combinaisons

series/parallèle sont possible, mais difficiles à mettre en œuvre et peu rentable. Heureusement, la pollution harmonique dans les gammes de haute puissance, incluent les systèmes avec des estimations au-dessus de 10MVA, n'est pas un majeur problème que dans les systèmes à faible puissance. Le temps de réponse nécessaire pour ces cas est de l'ordre de dizaines de secondes, qui est suffisant pour le fonctionnement des contacteurs et les disjoncteurs. L'une des rares applications des filtres actifs dans les systèmes de grande puissance est le train à grande vitesse japonais (Sinkansen) qui emploi une combinaison de plusieurs filtres actifs en parallèle. Les conditions de contrôle et de coordination de ces filtres sont cependant compliquées [HAB00].

1.7.6 Classification selon la variable à compensé

Les filtres actifs sont construits pour améliorer certaines caractéristiques des systèmes d'alimentation. Ces caractéristiques sont signifiées par les paramètres de système à commander. Ainsi, on distingue :

1.7.6.1 Compensation de la puissance réactive

La plupart des chercheurs pensent que la compensation de la puissance réactive n'est pas une exigence des filtres actifs. Cependant, la compensation de facteur de puissance en liaison avec les harmoniques du courant est assez populaire et est adressé par de nombreuses publications. D'autre part, les configurations des filtres actifs traitent rarement le problème de la compensation du facteur de puissance, les compensateurs de puissance réactive sont moins chères, disponible dans le marché et lent en réponse.

Cette technique (dans ce cas : filtre actif de puissance pour la compensation de puissance réactive), devraient normalement être adapté pour les applications de faible puissance car les courants nécessaires pour la compensation de puissance réactive sont du même ordre de grandeur que les courant de la charge.

1.7.6.2 Compensation des harmoniques

C'est le paramètre le plus important pour la compensation dans les systèmes d'alimentation et il est subdivisé en compensation des harmoniques de tension ou de courant:

✧ Compensation des harmoniques de tension

Le sujet des compensateurs d'harmoniques de tension n'est pas largement abordé parce que les alimentations d'énergie ont habituellement une faible impédance. La tension aux bornes du point de couplage commun de consommation (PCC) est normalement maintenue dans les limites standards de la chute de tension et la distorsion harmonique totale ne varie

pas beaucoup avec la variation de la charge. Ce problème est habituellement important pour les dispositifs sensibles des harmoniques de tension exigeant d'être purement sinusoïdaux, comme les dispositifs de protection et les supraconducteurs. La compensation des harmoniques de la tension et du courant est en corrélation; la réduction des harmoniques de tension au PCC aide à réduire les harmoniques de courant. Néanmoins, la compensation des harmoniques de tension au PCC n'élimine pas le besoin de compensation des harmoniques de tension pour les charges non linéaires.

✧ Compensation des harmoniques du courant

La compensation des harmoniques de courant est très importante dans les applications de puissance moyenne et est couverte par de nombreuses publications. Elle réduit en grande partie la grandeur de détérioration de la tension au point de couplage commun. La grandeur du courant et sa forme d'onde détermine beaucoup de critères dans la conception des systèmes de puissances. Il est toujours recommandé que la valeur efficace RMS du courant total soit réduite (pour réduire les câbles et les pertes dans les conducteurs), ce qui implique la réduction des harmoniques du courant. L'imposition des normes d'harmoniques obligera bientôt les usines et les établissements à contrôler la quantité d'harmoniques qu'ils injectent dans le système de puissance [HAB00].

1.7.6.3 Équilibrage des systèmes triphasés

Ce problème existe surtout dans les systèmes de distribution à basse et moyenne tension où les courants, et en conséquence les tensions, dans les trois phases ne sont pas équilibrées et sont pas espacé dans le temps de 120° .

✧ Équilibrage des tensions de canalisations dans les systèmes triphasés

Le degré de déséquilibre des systèmes dépend de la quantité de déséquilibre du courant et l'amplitude de l'impédance d'alimentation qui peuvent causer l'inégalité dans les grandeurs des tensions triphasées et être espacé dans le temps de façon inégale. Le remède de ce problème est d'ajouter à chaque phase la quantité correspondante de la tension instantanée pour la forcer à suivre la forme d'onde de référence sinusoïdale. Le système, dans ce cas, est normalement de la catégorie de basse puissance car l'impédance d'alimentation dans les systèmes de moyenne et haute puissance ne dispose pas un effet important sur les performances du système.

✧ **Équilibrage des courants de canalisations dans les systèmes triphasés**

Comme avec l'équilibrage des tensions, cette compensation est principalement concernée par les systèmes triphasés de basse puissance. La raison est que les amplitudes des courants à fournir au réseau dépendent entièrement de la quantité de déséquilibre dans le système qui se produit surtout dans les systèmes de distribution à basse tension pour les charges résidentielles. Le compensateur serait parfois être obligé de fournir la valeur nominale du courant ce qui limite ses capacités. Le circuit d'alimentation de ce système se compose normalement de trois types d'onduleurs monophasés ayant le même élément de stockage d'énergie.

1.7.6.4 Compensation multiple

Différentes combinaisons des systèmes ci-dessous peuvent être employées pour améliorer l'efficacité des filtres.

✧ **Courants harmoniques avec compensation de la puissance réactive**

Les filtres les plus courants et les plus populaires sont ceux qui compensent à la fois la puissance réactive et les courants harmoniques de manière à maintenir les courants de source sans harmoniques et en phase avec les tensions d'alimentation. Ces techniques ont plusieurs avantages par rapport à d'autres solutions, en tant que l'utilisation d'un seul filtre pour compenser tout, est attrayant que d'utiliser de nombreux types de compensateurs. Cependant, cette application peut être seulement employée pour les faibles puissances car la fréquence de commutation résultante devrait être plus faible pour les applications à plus forte puissance.

✧ **Tensions harmoniques avec compensation de la puissance réactive**

Cette combinaison, bien que rares, a lieu dans certaines configurations pour contrôler les harmoniques de tension, qui affectent indirectement la compensation de puissance réactive. Ce système de compensation ne convient que pour les applications de basse puissance.

✧ **Courants et tensions harmoniques**

Le problème de traiter les courants et les tensions harmoniques simultanément ne peut être qu'à l'aide de la combinaison des filtres actifs série/parallèle. Ceci, bien sûr, est très important et très bénéfique en protégeant à la fois la source et la charge des harmoniques. Cependant, ce type complexe est généralement utilisé pour les dispositifs très

sensibles tels que les équipements de protection des réseaux électriques et les systèmes de stockage d'énergie magnétique supraconducteur.

✧ Courants et tensions harmoniques avec compensation de puissance réactive

Ce schéma est le plus sophistiqué puisqu'il contrôle les harmoniques des courants et des tensions avec la compensation de la puissance réactive. Cette technique n'est pas très souvent utilisée. Elle nécessite l'utilisation des combinaisons parallèle/séries et sa commande est assez difficile et les informations disponibles dans la littérature sont très limitées [HAB00].

1.8 Compensateur shunt

La structure est composée d'un onduleur de tension triphasé raccordé au réseau à travers un filtre de raccordement inductif (de type L). Du côté continu de l'onduleur on dispose d'un système de stockage d'énergie sous forme d'une source de tension continue qui fournit l'énergie nécessaire à la compensation.

Les structures shunt servent principalement à découpler du réseau les perturbations venant de diverses charges, évitant ainsi de perturber la tension réseau. Si le compensateur est basé sur l'onduleur de tension, il peut faire office de source de courant variable. De plus des fonctionnalités des EPC shunt, ce compensateur peut également être utilisé comme filtre actif de courant en produisant des courants harmoniques en opposition de phase avec ceux produits par les charges perturbatrices [ETX03].

Dans notre étude, on s'intéresse aux filtres actifs avec neutre raccordé qui ont été développés afin de pouvoir injecter et compenser les composantes homopolaires. Deux différentes configurations présentées au début des années 90 vont être détaillées dans la suite.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que la croissance de l'utilisation des convertisseurs électriques entraîne la génération des harmoniques, et donc engendre des perturbations sur le réseau électrique. Le traitement de ce problème se fait par plusieurs stratégies, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Nous avons exposés brièvement ces différentes solutions après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques.

Des nouvelles méthodes ont été mises au point: redresseur à MLI, filtres actifs qui sont plus souple et performante. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle, ces solutions peu encombrantes font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et des charges polluantes en assurant une bonne dépollution harmonique, compensation de l'énergie réactive et rééquilibrage des tensions du réseau. C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, et pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, nous étudierons, dans les chapitres suivants, des différentes méthodes de commandes que nous appliquerons à des filtres actifs parallèle avec des différentes topologies: Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu et Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras.

Chapitre 2

CHAPITRE 2

TECHNIQUES INTELLIGENTES POUR LA COMMANDE DES FILTRÉS ACTIFS

2.1 Introduction

Ces dernières années, les concepts et les techniques issues de l'intelligence artificielle sont devenus de plus en plus familières dans des différents domaines d'application. L'intelligence artificielle est une discipline scientifique correspondante au traitement des connaissances et au raisonnement, permettant à une machine d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage, etc. Parmi ces techniques les plus utilisées:

Les réseaux de neurones, qui s'appuient sur des résultats mathématiques et statistiques importants, sont des systèmes opérationnels de modélisation non linéaire révélant une propriété intéressante: leur aptitude à montrer de fortes non linéarités avec un nombre réduit de paramètres d'où reviendra l'intérêt de leur utilisation pour appréhender les systèmes dynamiques et complexes, qu'ils soient par ailleurs linéaires ou non linéaires. Les fonctions telles que l'identification, qui vise à reproduire un comportement, et la commande qui cherche à imposer le suivi d'une consigne ou d'un état désiré de sortie malgré l'influence d'éventuelles perturbations, verront leurs limites repoussées avec l'emploi parcimonieux du connexionnisme.

Si le processus commandé est linéaire, c'est à dire lorsque les grandeurs de sortie sont reliées aux grandeurs d'entrée par des équations différentielles linéaires, il peut être alors modélisé par un modèle mathématique. Pour satisfaire les exigences du cahier de charge, les valeurs des paramètres de réglage du régulateur doivent être calculées. Le système régulé sera correct s'il est peu sensible aux perturbations, on parlera alors de sa robustesse. Certains processus ne peuvent pas être correctement représentés par un modèle linéaire, variable dans le temps ou sont par nature difficilement modélisés. Dans ce cas, les paramètres de réglage du régulateur ne seront pas optimaux et le système pourra ne pas être correctement contrôlé. Dans une approche « logique floue », un opérateur humain intervient, on suppose qu'il connaisse bien le processus non régulé donc on n'a pas besoin de le modéliser mathématiquement mais le but est toutefois de l'automatiser. On parle alors de connaissance par un expert qui sait ce qu'il faut faire pour que ça marche dans tous les cas.

Ce chapitre décrit des techniques intelligentes récemment introduites dans l'univers de l'électronique de puissance. Il s'agit particulièrement des réseaux de neurones artificiels et la logique floue ainsi que les différentes structures qui leurs sont associées en commande.

2.2 Structures des neurones artificiels

Un neurone est un processeur mathématique capable d'exprimer sa propre fonction pondérée par les poids et les biais synaptiques. Par le biais d'une fonction d'activation linéaire ou non linéaire, il transforme la somme (ou le produit) de données d'entrée pondérées. Donc, les réseaux neuronaux sont des constructions en couche de neurones connectés entre eux par des coefficients nommés des poids.

Warren McCulloch et Walter Pitts (1943) sont les premiers concepteurs d'un neurone artificiel après leurs essais de modélisation du neurone biologique. Ils supposaient que l'impulsion nerveuse était le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée naissait grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. En 1949, Donald Hebb a proposé le principe de l'apprentissage lui même. Son intuition était que si deux neurones étaient actifs en même temps, les synapses entre ces neurones seraient renforcées. 'Adaline' le modèle de neurone qui découle d'une approche mathématique, et son fonctionnement est rigoureux, son application est directe et plus pratique a été proposé par Widrow et Hoff en 1960 [WIR09]. Rosenblatt a proposé le Perceptron en 1962, c'est le premier modèle de réseau de neurone intégrant le neurone de McCulloch et Pitts et la règle d'apprentissage de Hebb.

Au cours des années 80, le véritable essor des réseaux de neurones a débuté avec une variante multicouche du perceptron et la règle d'apprentissage de rétro propagation. Une

synthèse complète sur l'évolution des réseaux de neurones et de leur classification peut être trouvée dans le livre d'Haykin (1994) ou également dans les livres de Hérault et Jutten (1994) et Dreyfus et al. (2002) [OUL05].

Jusqu'à présent, les Réseaux de Neurones Artificiels (RNAs), ou réseaux neuromimétiques, forment une technique de traitement de données bien comprise et bien maîtrisée. De façon formelle, un RNA est une fonction mathématique joignant à des entrées, des grandeurs de sortie à l'aide des paramètres ajustables appelés des poids. A partir d'un ensemble de données représentatives, il est possible d'ajuster ces poids pour apprendre une fonction quelconque.

Grâce à ce processus d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs universels parcimonieux capables d'estimer un modèle complexe avec une précision voulue. Ils réalisent des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage en même temps. Ils prolongent les techniques classiques de l'automatique non linéaire et peuvent conduire vers des solutions efficaces et robustes. L'utilisation des RNAs se justifie en particulier pour tenir compte ou faire face à des changements de paramètres d'un système. En effet, de part leur apprentissage, les RNAs sont capables d'adapter leur poids de sorte à tenir compte de tous changements inopinés. Ils sont donc logiquement utilisés dans les systèmes électriques et en particulier au sein d'une architecture de filtre actif parallèle FAP. Le réseau de neurones appelé Adaline (ADAPtive LINear Element) relie un vecteur d'entrée à une seule sortie à travers un unique poids adaptatif. Le neurone effectue ce lien à travers une fonction d'activation linéaire. Avec une règle d'apprentissage du type LMS (Least-Mean-Square), l'apprentissage est réalisé par itération [BOU08].

2.3 Architectures des réseaux de neurones artificiels

L'architecture est la façon avec laquelle les neurones sont interconnectés afin de constituer un réseau. On peut distinguer trois types d'architectures de réseaux de neurones : les réseaux non bouclés, les réseaux bouclés et les réseaux à connexions complexes [OUL05].

Les réseaux non bouclés ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks) ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'information circule de la couche d'entrée vers la couche de sortie au travers d'éventuelles couches intermédiaires mais sans retour en arrière. Le Perceptron adopte ce type d'architecture.

Les réseaux bouclés ou les réseaux récurrents (recurrent networks) possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre les éléments de la même couche ou vers des couches amont. Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.

La catégorie des *réseaux à connexions complexes* contient tous les réseaux qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées. A titre d'exemple: les SOM (Self Organizing Map) (Kohonen, 1982, 1984), LVQ (Learning Vector Quantization), ART (Adaptative Resonance Theorie) (Grossberg, 1976), RCE (Restrict- ted Coulomb Energy), les réseaux probabilistes, etc. Cette famille de réseaux de neurones est convenable aux tâches de classification, et permet également de capter les propriétés topologiques d'un espace (caractérisé par un nuage de points) et de le discrétiser [WIR09].

2.4 Méthodes d'apprentissage au sein des réseaux

L'identification neuronale consiste à trouver la meilleure combinaison de valeurs pour les poids et les biais afin de minimiser la somme des écarts quadratiques entre les valeurs réelles de la fonction et les valeurs approchées. Les principales méthodes d'apprentissage sont basées soit sur un ajustement itératif des poids rétro propagés à travers des couches successives soit sur une exploration sélective sur l'ensemble des solutions envisageables [FOR09].

Quand la structure du réseau de neurones est fixée, un processus d'apprentissage doit être choisit, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation. L'apprentissage concerne un réseau de neurones dans sa globalité. Chaque type de réseau est une organisation particulière de neurones, il requiert donc une stratégie d'apprentissage propre à lui. Une règle d'apprentissage valable pour un type de réseau ne le sera pas forcément pour un autre. D'un autre côté, pour des raisons pratiques, il est recommandé d'appliquer une même règle d'adaptation de poids à tous les neurones qui composent un réseau. La spécialisation d'un neurone au sein du réseau peut être imposée par des notions de voisinage ou de règles locales.

On peut classer les stratégies d'apprentissage en trois postulats qui sont l'apprentissage supervisé, non supervisé, et par assignation de crédit;

L'apprentissage supervisé "supervised learning" s'effectue sous le contrôle d'un expert et doit disposer d'un comportement de référence précis pour pouvoir l'inculquer au réseau neuronal, quand il est possible de fournir une sortie désirée. Les poids du réseau de neurones sont ajustés en fonction d'un signal d'erreur qui est la différence entre la sortie fournie par le réseau et la sortie désirée. Le MLP est un exemple de réseau qui utilise un apprentissage supervisé. L'exemple le plus courant de ce type d'apprentissage est la rétropropagation du gradient de l'erreur "backpropagation" (Werbos, 1974) dans les MLP pour en faire en quelques sortes des approximateurs universels.

L'apprentissage est non-supervisé lorsque l'adaptation des poids ne dépend que des critères internes au réseau. L'adaptation se fait uniquement avec les signaux d'entrées. Aucun signal d'erreur ou de sortie désirée n'est pris en compte. Par nature, ce type d'apprentissage construit une représentation interne de la connaissance issue de l'environnement. Le principe de l'auto-organisation repose sur ce principe [WIR09].

L'apprentissage est de type "par renforcement" lorsque le réseau de neurones interagit avec l'environnement. Ce dernier donne une récompense pour une réponse satisfaisante du réseau et assigne une pénalité dans le cas contraire. Le réseau doit ainsi découvrir les réponses qui lui donnent un maximum de récompenses [OUL05].

Le choix de l'algorithme d'apprentissage pour un modèle connexionniste peut s'effectuer en fonction des critères suivants:

- ✓ Le nombre d'itérations nécessaires pour converger "suffisamment près" de la solution optimale (rapidité de convergence);
- ✓ La mesure de cette "proximité" entre la solution optimale et la solution obtenue;
- ✓ La capacité de poursuite des variations (non-stationnarités) du système;
- ✓ La robustesse au bruit;
- ✓ La complexité et les coûts algorithmiques engendrés, etc [WIR09].

2.5 Les réseaux de neurones adaptatif

L'ADALINE (ADaptive LINEar Element/ADaptive LINEar NEuron) Proposé par Widrow (Widrow et al., 1996) appartient à la famille des Perceptrons et possède un seul neurone à fonction d'activation linéaire et une entrée sous forme d'un vecteur (pouvant avoir plusieurs éléments) où les sorties sont des combinaisons linéaires des entrées à travers un unique poids adaptatif, l'apprentissage est réalisé par itération. Ce réseau est largement utilisé dans le filtrage adaptatif et la prédiction des signaux [OUL06].

La deuxième technique intelligente utilisée dans ce travail est la Logique Floue, qu'on va décrire brièvement par la suite :

2.6 Structures de la logique floue

Les prémisses de la logique floue datent des années 30, visant à traiter la notion d'incertitude. Au milieu des années soixante, le professeur Lotfi Zadeh a introduit le concept de sous-ensembles flous 'Fuzzy Sets' à l'université de Berkeley en Californie dans la revue 'Information and Control' [FAU06]. En 1973, le professeur Zadeh publie un article (dans

l'IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics) qui mentionne pour la première fois le terme de variables linguistiques (dont la valeur est un mot et non un nombre). En 1974, l'équipe du professeur E.H. Mamdani réalise avec succès la première application expérimentale de la régulation par logique floue [TON95], [BOU94]. En 1980, F.L Smidth (au Danemarck) met en application la théorie de la logique floue dans le contrôle de fours à ciment la pratique. C'est la première mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie [ELK09].

La Logique Floue s'avère très efficace dans les systèmes pour lesquels il n'existe pas de modélisation, pour les systèmes contrôlés par les humains et dans tous les domaines où un 'Floue' persiste, comme l'économie, les sciences naturelles et les sciences humaines. C'est pourquoi la logique floue est utilisée dans le domaine juridique pour simuler des procès, pour la prévision des tremblements de terre, en médecine pour diagnostiquer le cancer, en économie pour analyser le marché et en informatique, pour la reconnaissance des caractères et la commande vocale. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme des systèmes et plus généralement en génie électrique [FAU06]. Donc, tout l'intérêt de la commande réside dans le recueil de l'expertise d'un opérateur humain sachant piloter, ou ayant une bonne connaissance de la commande du procédé. La difficulté réside, évidemment dans l'obtention de cette expertise [KAU88].

❖ **Exemples d'applications dans le domaine industriel**

- ✓ 1979 Cimenterie au Danemark.
- ✓ 1987 Métro de Sendai (Hitachi).
- ✓ 1990 Conduite de hauts-fourneaux Dunkerque.
- ✓ 1992 Usine de papier au Portugal.
- ✓ Produits de consommation courante: Autocuiseurs de riz, aspirateurs, machines à laver, système de climatisation...Appareils photos : autofocus, autoexposition, autozoom (Canon, Minolta), Caméras: autofocus, autoexposition, stabilisateur d'image (Sanyo, Canon, Matsushita), Photocopieurs : qualité d'image, distribution d'encre (Sanyo, Canon, Ricoh).
- ✓ Industrie automobile: régulation du moteur, système de transmission, système de suspension, ABS, climatisation.
- ✓ Ascenseur : temps d'attente réduit, ascension et arrêt plus régulier.

2.7 Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain à l'aide des règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système [MEU03].

Dans cette technique intelligente 'logique floue', une série de notions fondamentales, permettant de justifier et de démontrer certains principes de base, sera développée dans ce qui suit.

2.8 Bases de la logique floue

Dans la logique floue, les algorithmes conventionnels sont remplacés par une série de règles linguistiques: Si, alors,...Elle se prête très bien au réglage et à la commande de processus. La logique floue est basée sur les éléments suivants :

- ✓ Les variables linguistiques.
- ✓ Les inférences.
- ✓ Les opérateurs.

2.8.1 Définition des variables linguistiques par des fonctions d'appartenance

Les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U .

L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2 \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser u [ZAD76].

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance U dont la valeur varie de 0 à 1, ce qui donne un certain nombre d'ensembles floue.

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance à la non-appartenance est graduelle au lieu d'être brusque [KAU77]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit:

Si U est une collection d'objets ou de valeurs notés par " u ", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées:

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\} \quad (2.1)$$

Où $\mu_A(u)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet u de U dans l'ensemble flou A . Elle peut être notée comme suit:

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0, 1] \\ u &\rightarrow \mu_A(u) \end{aligned}$$

U peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme:

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{Si } U \text{ est continu} \quad (2.2)$$

$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{Si } U \text{ est discret} \quad (2.3)$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $u \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(u)$.

La fonction d'appartenance décrivant un ensemble flou est caractérisée par les propriétés suivantes:

➤ **Type**

Souvent, la forme du nombre flou peut être: trapézoïdale, ou triangulaire [TAK85], [ZID03].

➤ **Support**

Le support d'un ensemble flou A dans U , noté par $S(A)$, décrit l'ensemble des éléments qui sont partiellement dans A .

➤ **Hauteur**

La "hauteur" d'un ensemble flou A , notée par $hgt(A)$ est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est normalisée si $hgt(A) = 1$, et sous normalisée si $hgt(A) < 1$.

➤ **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A , noté par $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles. S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

➤ La convexité

Un ensemble flou est dit convexe si sa fonction d'appartenance ne contient pas des creux. Sachant que dans les applications à base de la logique floue, il s'agit souvent de manipuler seulement des ensembles flous convexes.

➤ Les inférences

En générale, plusieurs valeurs de variables linguistiques convenablement définies par des fonctions d'appartenances sont liées entre elles par des règles pour tirer des conclusions; c'est les inférences ou déductions floues.

On peut distinguer deux genres de règles d'inférences:

➤ Inférence à une seule règle

Se représente lorsqu'il faut comparer plusieurs concurrents dans une certaine situation, et l'optimum sera choisi. Evidement, les variables qui déterminent la situation sont des variables linguistiques (variables floues). On trouve cette problématique essentiellement dans les domaines non techniques où il faut prendre une décision.

➤ Inférence avec plusieurs règles

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsqu'une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables.

Cette inférence est essentiellement utilisée pour des problèmes de règles de commande dont la prise de décision conduit à l'exécution de certaines opérations.

2.8.2 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérations de la logique floue : ET, OU, NON. Il s'agit des opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenances représentant les variables linguistiques [TON94], [MEU03].

L'opérateur correspond à l'intersection de deux ensembles est l'*Opérateur ET*, en logique floue la réalisation se fait par la formation de minimum. L'*Opérateur OU* correspond à l'union de deux ensembles, en logique floue la réalisation se fait par la formation de maximum. L'*Opérateur NON* définit les éléments qui n'appartiennent pas à l'ensemble.

2.9 Règles de commande par logique floue

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (2.1). Le système basé sur la logique floue est composé de trois blocs principaux dont les définitions sont données ci dessous:

- ✓ Fuzzification.
- ✓ Inférence.
- ✓ Défuzzification.

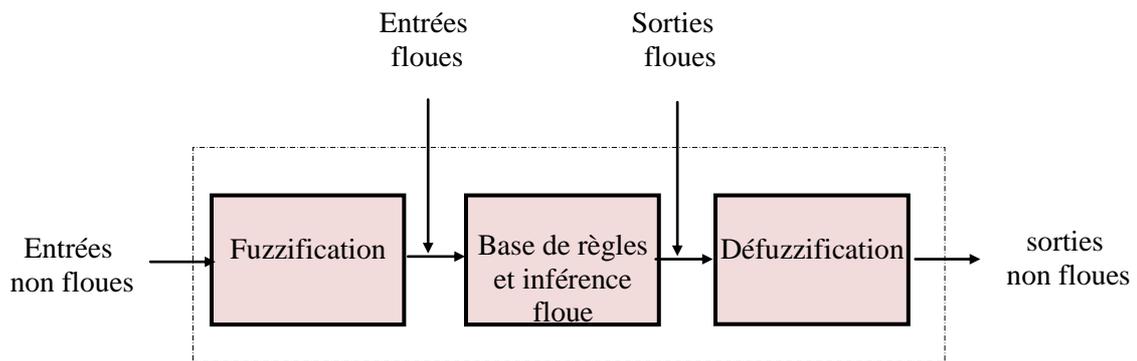


Fig (2.1) : Schéma de principe de l'usage de la logique floue

2.9.1 Fuzzification

Elle présente la première étape de traitement flou, c'est le processus qui consiste à transformer une grandeur numérique en un sous ensemble flou [ELK09], en définissant des fonctions d'appartenance (ce qui est appelé fonction caractéristique pour un sous-ensemble ordinaire) pour différentes variables d'entrée [BOU94], on réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être traitées par les inférences.

La forme utilisée est définie symétriquement lorsque les fonctions d'appartenance sont symétriques par rapport à $x=0$.

Equidistance: lorsque les maximums des fonctions d'appartenance des différents ensembles sont écartés de manière équidistante.

Sachant qu'un sous ensemble flou est introduit pour éviter le passage brusque d'une classe à une autre et pour autoriser des éléments à ne pas appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre, c'est à dire; Supposons que $v(x)$ au lieu de prendre la valeur 0 ou la valeur 1 puisse prendre toute valeur dans l'intervalle $[0,1]$. Ainsi un élément x pourra appartenir au

référentiel avec une valeur comprise entre 0 et 1 aussi. Un tel sous-ensemble dont les éléments ont cette propriété sera appelé sous-ensemble flou [BUH94].

Comment Fuzzifier?

- ✓ Donner l'univers du discours: plage de variations possibles de l'entrée considérée.
- ✓ Une partition en classe floue de cet univers.
- ✓ Les fonctions d'appartenance de chacune de ces classes.

2.9.2 Inférence

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui relient les grandeurs mesurées, (les variables d'entrées) transformées en variables linguistiques à l'aide de la Fuzzification, à la variable de sortie [KAU77].

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles, chaque règle possède une condition précédée d'un ensemble SI et une conclusion, action OU opération précédée d'un ensemble alors.

Pour le réglage par logique floue, on utilise généralement les méthodes suivantes :

- ✓ Méthode d'inférence max-min (Méthode de Mamdani).
- ✓ Méthode d'inférence max-prod .
- ✓ Méthode d'inférence somme-prod.

2.9.3 Défuzzification

C'est l'opération qui, inversement à la fuzzification, consiste à transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en une grandeur numérique [FAU06]. Les sorties floues peuvent être vues comme un résumé de l'évaluation individuelle de toutes les règles d'inférences lorsque, la Défuzzification rationalise les résultats de chaque règle séparée en une sortie finale du système. Donc, le processus de commande floue doit fournir une solution numérique pour être exploitable.

2.10 Les étapes de conception d'un système flou

En général, la conception du contrôleur flou s'appuie sur les étapes suivantes :

✧ Définition des variables (entrée et sortie) du système

- ✓ La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties donnant la possibilité d'utiliser toutes les

informations disponibles et pas seulement l'écart de réglage, comme pour un régulateur classique PI.

❖ **Choix de la partition floue**

On associe à chacune des variables du système connues précédemment un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble.

❖ **Choix des fonctions d'appartenances**

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [BUH94], [MEU03].

❖ **Sélection de la méthode d'inférence**

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter, passant par les étapes suivantes:

- ✓ Détermination des degrés d'appartenance de chaque entrée.
- ✓ Recherche des règles activées, par le biais de l'évaluation du degré d'appartenance de la prémisse. Si ce degré est nul, la règle ne fera pas partie dans la définition de l'action de commande.
- ✓ Attribution du degré d'appartenance qui permet d'évaluer le degré de validité de la règle et détermine sa contribution à la commande. On obtiendra, alors, les degrés d'appartenance de la variable de sortie à tous les ensembles flous [BOU10].

Dans notre cas on a opté pour la méthode d'inférence max_min (méthode de Mamdani).

➤ **Méthode de Mamdani**

Elle consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur ET et à prendre le maximum des conditions liées par l'opérateur OU, ensuite prendre en tout point de l'ensemble représentant la conclusion, le minimum entre la valeur de cet ensemble et celle du maximum des conditions. L'ensemble représentant la commande s'obtient en choisissant en tout point le maximum des ensembles flous résultants de l'exécution des règles.

❖ **Sélection de la méthode de défuzzification**

La méthode de Défuzzification la plus utilisée est par la détermination de centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante. La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante [BOU94].

2.11 Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir figure suivante :

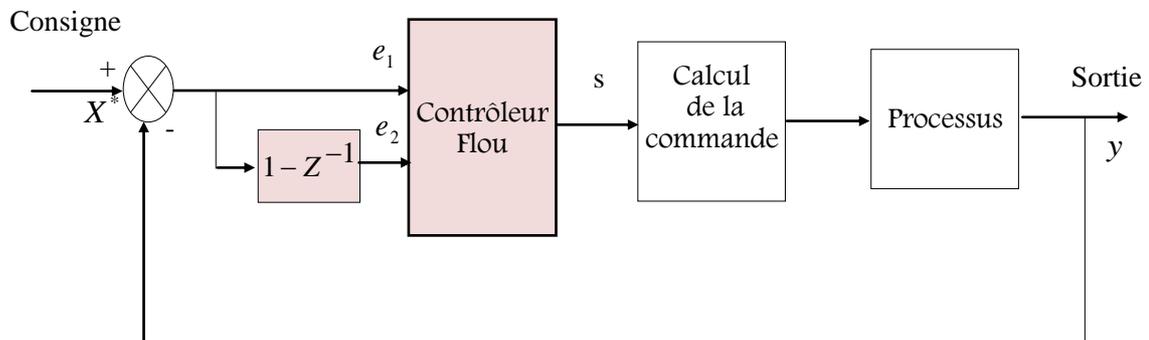


Fig (2.2): Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie s , le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e_1 et e_2 et l'inférence des règles floues.

En général, e_1 représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne, e_2 : est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e_1(k) = X^*(k) - y(k) \tag{2.4}$$

$$e_2(k) = y(k) - y(k-1) \tag{2.5}$$

*: représente les grandeurs de commande.

2.12 Propriétés d'un réglage par Logique Floue

Les propriétés essentielles d'un réglage par logique floue peuvent être résumées de la manière suivante :

- ✓ Mesure de plusieurs grandeurs la grandeur à régler et autres grandeurs caractérisant le comportement dynamique du système à régler.
- ✓ Comportement non linéaire sans dynamique.
- ✓ Aptitude à régler convenablement surtout des systèmes à régler avec un comportement dynamique compliqué, dont la modélisation est difficile, voir impossible.
- ✓ Modélisation du système à régler superflue (pouvant tout de même être utile).
- ✓ Connaissance approximative des paramètres à régler.

2.13 Avantages de réglage par Logique Floue

Le réglage par logique floue présente les avantages suivants :

- ✓ La non nécessité d'une modélisation.
- ✓ La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- ✓ La maîtrise des systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- ✓ L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).
- ✓ L'emploi possible aussi pour des processus rapides.
- ✓ La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-processeur ou PC (solution logiciel), soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors, solution matérielle).

2.14 Avantages des techniques intelligentes

L'amélioration des performances de la commande comparées à certaines techniques classiques est l'avantage majeur des techniques de l'intelligence artificielle appliquées à la commande.

Également, elles tiennent compte des changements qui surviennent dans le processus, toutefois en profitant de l'expertise humaine, elles ne nécessitent pas de modèles mathématiques du processus à commander. En l'absence de cette expertise, leur conception peut se baser sur la réponse du système. Entretemps, leur conception peut combiner la réponse du système et l'expertise humaine.

La plupart de ces architectures sont évolutives dont certaines sont moins coûteuses que d'autres en terme d'implémentation matérielle [OUL05].

2.15 Conclusion

Dans ce chapitre, une introduction de quelques concepts sur deux différentes techniques intelligentes (réseaux de neurones et logique floue) s'est exposée, ainsi que leur apport qui surpasse les limites des techniques classiques dans le domaine des applications électriques.

Le filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques n'est pas en marge de cette nouvelle avancé. Les chapitres suivants présenteront les principales méthodes utilisées dans les principes du filtre actif parallèle et en particulier la partie essentielle dans le filtre qui est l'identification des courants de compensation (courants harmoniques) tout en mettant l'accent sur les techniques intelligentes pour l'amélioration des performances de filtrage et la réduction de la complexité de l'architecture de calcul nécessaire.

Chapitre 3

CHAPITRE 3

GENERATION DES SIGNAUX HARMONIQUES DE REFERENCE ET DES SIGNAUX DE COMMANDE

3.1 Introduction

La qualité de la compensation des courants harmoniques, des courants déséquilibrés ainsi que la correction du facteur de puissance, dépend non seulement de la structure du filtre mais également de la méthode d'identification des composantes harmoniques du courant ainsi de la commande de l'onduleur pour les réinjecter dans le réseau. Concernant le problème majeur de l'identification des courants harmoniques, nous examinerons successivement diverses solutions que nous comparerons pour évaluer leurs performances.

La première section de ce chapitre est consacrée à l'étude des différentes stratégies de commande pour compenser les réseaux triphasés à quatre fils avec une classification de ces méthodes selon le domaine fréquentiel ou temporel, trois méthodes basées sur la méthode des puissances instantanées seront détaillées et comparées avec la méthode traditionnelle dans la deuxième partie de ce chapitre, et pour terminer nous présentons le contrôle du courant du filtre actif dont l'objectif est de réinjecter les courants de références dans le réseau électrique. Cette opération se fait par une loi de commande à travers la partie puissance (l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie).

3.2 Génération des signaux harmoniques de référence

L'implantation correcte d'un filtre actif est basée sur la méthode d'identification temps réel des perturbations. Le problème consiste à déterminer les courants ne contribuant pas à la puissance absorbée et responsables des pertes supplémentaires par effet Joule, d'une part, et les courants harmoniques également responsables des pertes et des perturbations, d'autre part. Pour améliorer la qualité de l'énergie transmise, ces courants parasites doivent être compensés; cela consiste, en un point du réseau (souvent en amont d'une installation), à injecter des courants en opposition de phase. Comme les courants harmoniques varient en permanence en fonction de la puissance absorbée par l'installation, l'identification des composantes harmoniques à compenser doit se faire en temps réel.

Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans cette partie, on étudie les principales méthodes d'identification temps réel des signaux dont le principe est la séparation du fondamental des harmoniques par filtrage [ETX03].

3.3 Etat de l'art

A la fin du 19ème siècle, l'un des principaux points dans le développement de la transmission de courant alternatif et systèmes électriques de distribution a été basé sur la génération de tension sinusoïdale à fréquence constante. Quelques articles ont été publiés dans les années 1920, montrant que le concept classique de la puissance réactive et apparente perd de son utilité dans des cas non sinusoïdaux. Puis, deux approches importantes à définitions de puissance dans des conditions non sinusoïdales ont été introduites par Budeanu en 1927 dans le domaine fréquentiel et Fryze en 1932 dans le domaine temporel. A cette époque, les charges non linéaires sont négligeables. Dans les années 1960, l'électronique de puissance a été introduite. Cependant, les problèmes liés à des charges non-linéaires qui consomment des courants non sinusoïdaux sont devenues de plus en plus important. De 1968 à 1972, le principe de base la compensation de puissance réactive a été présentée. Eventuellement et pour la première fois en 1976, Harashima, Inaba et Tsuboi ont présenté, l'expression de « la puissance réactive instantanée » pour un circuit monophasé. Cette même année, Gyugyi et Strycula ont utilisé le terme « filtre actif de puissance » pour la première fois. Plus tard, précisément en 1981, Takahashi, Fujiwara et Nabae ont publiés deux documents donnant une indication de la théorie de puissance instantanée ou de la « Théorie p- q » [AKA07].

En 1984, H. Akagi, Y. Kanazawa, et A. Nabae, ont introduit le concept de la théorie de la puissance instantanée réactive qui considérait un système triphasé arbitraire de tensions et de courants en tenant compte de leurs composantes harmoniques.

En cette année, Akagi a présenté la compensation de la puissance électrique réactive instantanée. Les courants et tensions instantanés étaient représentés par des vecteurs d'espace instantanés dans le plan a-b-c, ayant des vecteurs fixés sur le même plan, séparés l'un de l'autre de $2\pi/3$ rad. Ces vecteurs d'espace étaient par la suite transformés dans le plan orthogonal ($\alpha - \beta$) de Concordia. Les puissances instantanées active et réactive étaient décomposées en composantes DC et AC reflétant les courants réactifs et harmoniques dans la charge non-linéaire dans ce référentiel. Le calcul des puissances instantanées active et réactive se faisait en temps réel (on-line), et les composantes AC étaient extraits en utilisant un filtre approprié. Avec un bon choix de la fréquence de coupure, la conception du filtre actif peut éliminer les courants harmoniques. Quoique, cette théorie était conceptuellement limitée aux systèmes triphasés démunis de courants de séquence zéro [DJE07].

Plus tard, Watanabe et Aredes ont proposés une théorie de puissance instantanée réactive plus généralisée, valide pour des systèmes de puissance triphasée à quatre fils sinusoïdaux ou non sinusoïdaux, équilibrés ou déséquilibrés [AFO03].

En 1987, Czarnecki a critiquée la théorie de Budenau car elle est invalide pour les conditions non sinusoïdales. En 1992, Williems a introduit la théorie p-q simplifiée pour les systèmes électriques multiphasés. En 1996-98, Peng a proposé une théorie généralisée de la puissance réactive instantanée pour les systèmes d'alimentation triphasés à quatre fils [TOH11].

Avant 1980, la plupart des systèmes de contrôle des filtres actifs sont à base de FFT (Fast Fourier Transformer) dans le domaine fréquentiel et IRP (Instantaneous Reactive Power compensation) dans le domaine temporel.

L'inconvénient major des techniques fréquentielles réside dans le nombre de calcul important des harmoniques ce qui entraîne des temps de réponse plus longs contrairement aux techniques temporelles la réponse est rapide avec une bonne performance de compensation [DON04].

Une classification de ces méthodes selon le domaine fréquentiel ou temporel sera représentée dans ce qui suit:

3.4 Domaine fréquentiel

Dans le domaine fréquentiel, les filtres actifs conviennent pour des applications à nœud simple et peuvent être employés pour la minimisation globale de la distorsion harmonique à travers le réseau.

Les algorithmes de commande dans le domaine fréquentiel sont basées sur le principe de l'analyse de Fourier (système d'équations non linéaires) appliquée aux grandeurs distordues tension ou courant non sinusoïdal pour en extraire les signaux de compensation et nécessitent la périodicité de l'onde polluante.

Parmi ces stratégies de type fréquentiel, on distingue la méthode d'injection optimisée introduite par G. Choe et M. Park [MOU02].

Il ya des hypothèses de base pour l'application de la DFT et FFT:

- ✓ La fréquence d'échantillonnage est supérieure à deux fois la plus haute fréquence dans le signal analysé.
- ✓ Chaque fréquence dans le signal est un nombre entier multiple de la fréquence fondamentale.
- ✓ L'approche de la FFT est appliquée si le nombre d'échantillons est une puissance entière de deux sur un nombre entier de cycles et la forme d'onde est à l'arrêt. Lorsque le nombre d'échantillons ne fait pas satisfaire l'hypothèse de base de l'algorithme DFT/FFT, un Algorithme basé sur le filtre de Kalman est appliquée.

Pour faire un calcul plus rapide et afin de réduire le temps de réponse, quelques modifications dans la technique de Fourier ont été proposées et pratiquée comme suit:

3.4.1 Stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée

C'est une méthode qui détermine le courant d'injection avec élimination d'harmoniques jusqu'à un certain rang N en employant une technique dynamique d'élimination des harmoniques c'est-à-dire, qu'elle s'ajuste par rapport à la variation du spectre de distorsion harmonique. Pour déterminer le modèle du courant d'injection, des équations non linéaires exprimant la méthode suggérée sont utilisées et résolues par une technique numérique. Elle utilise un filtre qui exige trois onduleurs monophasés (quinze interrupteurs de puissance) pour la mise en œuvre d'un filtre actif de puissance dédié à la compensation triphasé [MOU02].

3.4.2 Transformée de Fourier Discrète (TFD)

Elle est basée sur la transformation du signal du domaine temporel au domaine fréquentiel. En utilisant cette transformée, le signal pollué est mesuré sur un cycle complet, puis est converti dans le domaine fréquentiel, ce qui permet l'élimination de la composante fondamentale par l'application d'un filtre, donc les fréquences indésirables sont filtrées par la suite pour extraire les fréquences utiles. On reprend le signal fréquentiel en appliquant encore une fois la fonction inverse de la TFD;

La majorité des autres méthodes de génération d'harmoniques dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD. Nous parlons ici de la transformée de Fourier rapide (TFR) et de la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la TFD.

3.4.3 La méthode de la transformée de Fourier rapide

Une des méthodes d'identification parmi les plus anciennes est la transformée de Fourier rapide qui nécessite une puissance de calcul appropriée afin de réaliser toutes les transformations en temps réel. Cette méthode est bien adaptée aux charges dont le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne compenser que les plus prépondérants.

L'inconvénient major de cette technique est le volume de calcul important pour réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques et une allocation de mémoire très considérable [LOP06], [NGU10]. Par conséquent, son principe ne convient qu'aux systèmes à variation lente dans le temps.

3.4.4 La méthode de la transformée de Fourier discrète récursive

La transformée de Fourier discrète récursive (TFDR), dite « TFD améliorée » a un principe qui ne demande pas trop de calcul à cause de l'actualisation des valeurs de son signal immédiatement après l'entrée d'une nouvelle donnée dans le rang. Elle détecte spécifiquement les composantes harmoniques particulières voire même toutes les composantes harmoniques avec des précisions de calcul élevées. Elle est donc plus performante que la TFD car la réponse est rapide pour inspecter les harmoniques évoluant dans le temps et le temps de calcul est moins long, de plus elle présente un meilleur résultat; Autrement dit; cette théorie peut suivre en temps réel l'événement donc elle est plus réaliste que la TFD [AND07].

Néanmoins, l'application directe de ces méthodes de contrôle dans le domaine fréquentiel présente une augmentation considérable de ressources au niveau informatique. Avec le nombre important d'harmoniques de rang élevé à éliminer, le nombre de calculs augmente également, ce qui résulte des temps de réponse plus élevés [BEA07].

De nombreuses autres méthodes d'optimisation et d'estimation peuvent également être utilisées comme celle du filtre de Kalman.

3.4.5 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman ressemble à un estimateur récursif optimal, bien adapté aux applications en ligne [MAS04]. Il se base sur trois définitions préalables: les équations d'état, les équations de mesure et les matrices de covariances. Son exigence repose sur deux principes:

- ✓ Les paramètres à estimer sont sous forme de modèle de variables d'état;
- ✓ La mise en équation des valeurs obtenues à la mesure discrète des variables d'état.

Le filtre de Kalman est une méthode d'approche fréquentielle permettant d'estimer optimalement les paramètres harmoniques qui varient dans le temps [AND07]. Si l'harmonique a une amplitude variant dans le temps, l'algorithme du filtre de Kalman suit la variation de temps après l'initialisation de la période (une demi-période) [MAS04].

3.5 Domaine temporel

Les stratégies de commande temporelle sont basées sur le principe de maintenir la tension ou le courant instantané proche d'un signal sinusoïdal avec une tolérance raisonnable. Une fonction d'erreur instantanée est calculée en ligne; par exemple, la différence entre l'onde réelle et l'onde de référence ou une fonction plus raffinée telle que la compensation de puissance réactive instantanée [MOU02] dont le principe est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage [LOP06].

Le principal avantage des stratégies de commande dans le domaine temporel est leur temps de réaction aux perturbations dans le réseau. Elles permettent une excellente réponse dynamique [AFO00] et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Leur application se limite à des applications à nœud simple (à nœud précis) et non pour l'ensemble du réseau (global) du fait qu'elles n'utilisent que les mesures au point commun de raccordement. Cependant, le caractère périodique des ondes déformées produites par les charges non linéaires n'est pas pris en compte dans l'élaboration de la commande, par contre,

les stratégies de contrôle fréquentiel définissent des caractéristiques périodiques des ondes déformées. Toutefois, leur principal inconvénient réside dans les contraintes liées aux calculs numériques [MOU02]. L'élimination de la composante fondamentale pour générer des signaux harmoniques de référence est un grand défi pour cette approche [BEA07]. La plus connue de ces stratégies est la méthode des puissances instantanée.

3.5.1 Méthode des puissances instantanée PQ

La théorie des puissances instantanées reste la méthode la plus répandue dans le processus d'identification des courants harmoniques; la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [AKA83]. Elle passe par les étapes suivantes:

- ✓ Une transformation des courants et des tensions dans le repère diphasé des puissances.
- ✓ L'utilisation d'un filtre passe bas afin de séparer les puissances active et réactive continues des puissances active et réactive alternatives.
- ✓ Les courants de références sont fournis après retour dans le repère triphasé.
- ✓ La compensation de la puissance réactive permet également de corriger le facteur de puissance [OUL05].

Enfin, Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation [ALA02].

Avant de détailler cette méthode et afin d'échanger une puissance contrôlée, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Pour avoir des tensions équilibrées du réseau, on a donc besoin de définir la PLL afin d'immuniser-le contre les perturbations, plus particulièrement contre l'harmonique et les déséquilibres [BEN03]:

✦ Boucle à verrouillage de phase (P.L.L.)

L'objectif de ce bloc de synchronisation est alors d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau par la réalisation d'un suivi de phase de la composante directe de la tension du réseau, afin d'éliminer la composante en quadrature, ce qui se produit lorsque la phase estimée est égale à la phase du réseau [LOP06].

Plusieurs techniques sont utilisées, quelques auteurs utilisent une estimation du flux virtuel. Le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL, Phase Locked Loop) née en 1932 afin d'améliorer la réception des signaux radio électriques

en modulation d'amplitude. Elle est la technique la plus répandue pour extraire la phase de la composante fondamentale directe de la tension dans les réseaux électriques basse tension.

À cette époque, la réalisation de la PLL était volumineuse, chère et réservée aux matériels professionnels jusqu'à l'apparition des circuits intégrés. Aujourd'hui, les applications de la PLL sont nombreuses et variées (transmission en modulation de fréquence, radars à effet DOPPLER, asservissement de la vitesse de moteur à courant continu, etc.) [OUL05].

Toutefois, la connaissance de la phase de la tension est essentielle dans n'importe quel système contrôlable raccordé au réseau, pour pouvoir ainsi se synchroniser et contrôler l'échange de puissance active et réactive avec le réseau.

Le principe de fonctionnement de cette technique asservie est basé sur l'utilisation d'un régulateur spécifique, pour la détection de la pulsation directe de la tension. Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe-bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur) qui a été amélioré par la suite afin de garantir un bon niveau de faisabilité et une réponse rapide.

L'outil de base pour estimer et filtrer la phase instantanée de la tension fondamentale du réseau afin de retrouver sa fréquence [SAK07] est la PLL qui est aussi adaptée au calcul de l'amplitude instantanée du phaseur équivalent d'un système triphasé [ETX03].

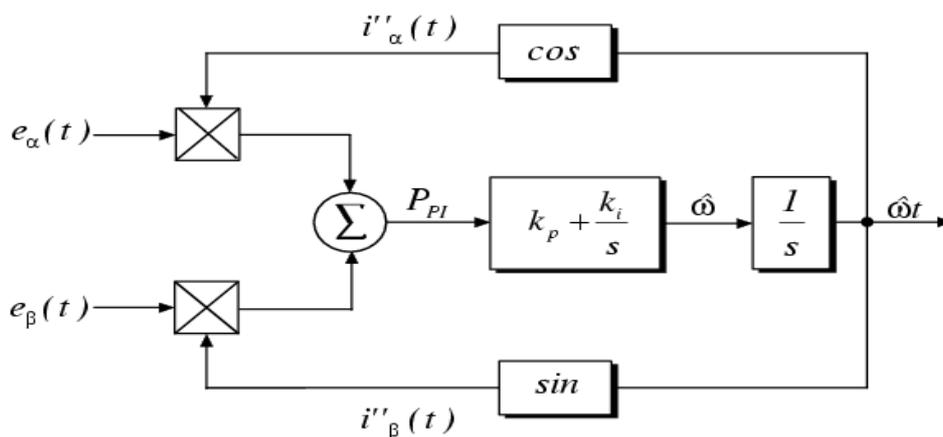


Fig (3.1): Schéma de principe de la PLL

Souvent la tension du réseau n'est pas parfaite et présente des harmoniques, ce qui rend la vitesse et l'amplitude instantanées (de la composante fondamentale) du phaseur équivalent de la tension du réseau variables.

Du fait de la nature du filtre d'une PLL, l'information de phase obtenue à sa sortie dépend de sa bande passante ; si celle-ci est très élevée, la phase de sortie aura tous les

harmoniques. Elle sera une image de celle correspondant au phaseur équivalent instantané de la tension. Par contre, si la bande passante est suffisamment réduite, les harmoniques seront filtrés et la sortie sera une image de la phase du phaseur équivalent de la composante fondamentale.

Cette dernière méthode est la meilleure solution pour pouvoir rejeter les harmoniques qui agissent sur la phase. Ce fait entraîne une diminution de la dynamique de la PLL provoquant un ralentissement du temps de synchronisation lors de la mise en route du système. Donc, il n'y a pas de compromis à faire entre la précision et la vitesse de la réponse, car le but recherché est une bande passante réduite de la PLL [LOP06].

Généralement, un correcteur PI est utilisé dans le correcteur de la PLL. Les grandeurs $e_\alpha(t)$ et $e_\beta(t)$ correspondent aux tensions mesurées au point de couplage, par contre les signaux auxiliaires i''_α, i''_β sont juste le cosinus et le sinus de l'intégrale de la pulsation identifiée $\hat{\omega}$. Quand la puissance à l'entrée du régulateur PI ait une valeur moyenne nulle et une valeur alternative qui tend vers zéro, la PLL atteint le point de stabilité; c'est à dire le point d'opération est établi lorsque $\hat{\omega}$ correspond à la pulsation fondamentale du système, et les tensions $e_\alpha(t)$ et $e_\beta(t)$ deviennent orthogonales aux courants auxiliaires i''_α, i''_β respectivement [LOP06].

Cette PLL présente de bonnes caractéristiques dynamiques et statiques même en présence de tensions fortement perturbées. Les paramètres du régulateur PI sont choisis compte tenu de la fonction de transfert en boucle fermée donnée par :

$$FT_{PLL} = \frac{K_p S + K_i}{S^2 + K_p S + K_i}$$

Le coefficient d'amortissement ξ est choisi égal à 0.7 afin de garantir une meilleure réponse, et la pulsation de coupure ω_c doit être choisie la plus faible possible pour annuler les fluctuations dans la pulsation identifiée $\hat{\omega}$.

Les figures suivantes montrent la performance de cette méthode qui a été testée dans des conditions défavorables de tensions déséquilibrées.

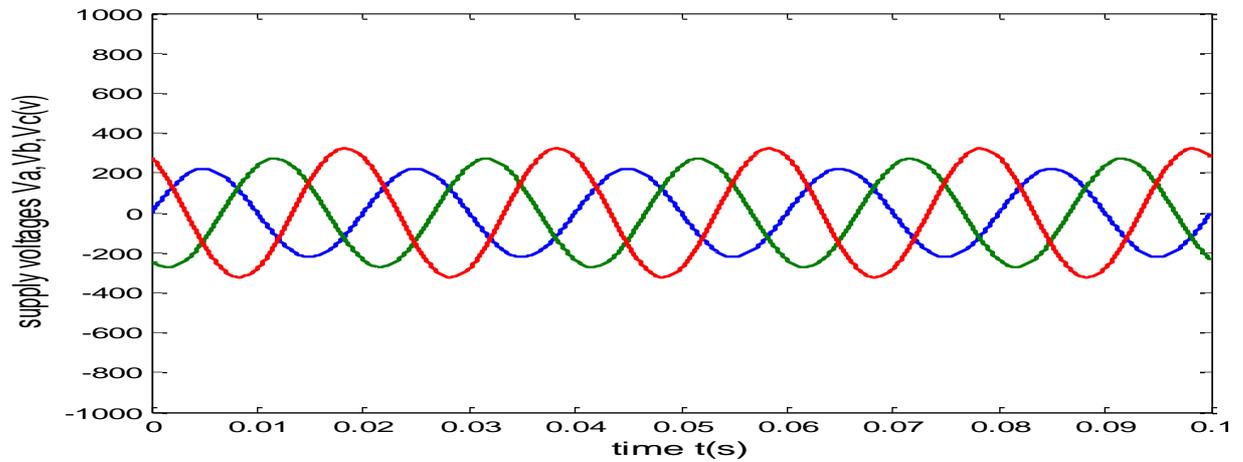


Fig (3.2): Tension du réseau sans PLL

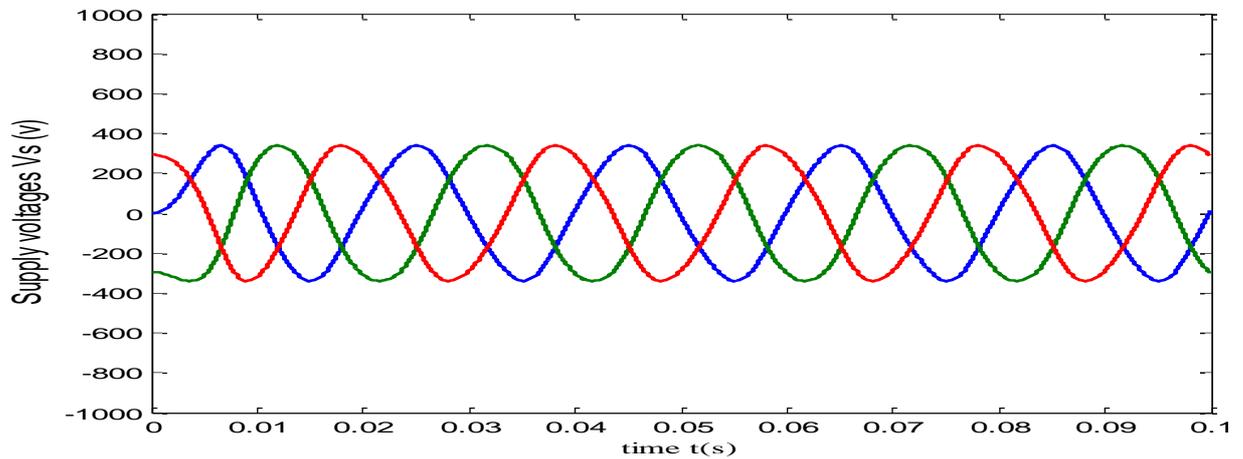


Fig (3.3): Tension du réseau avec PLL

La première étape de l'identification des courants harmoniques consiste à transformer les courants et les tensions du repère triphasé (a,b,c) vers le repère diphasé dont les axes sont en quadrature. La transformation $(\alpha, \beta, 0)$ triphasée permet d'écrire, les relations des tensions et courants suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La matrice suivante exprime les puissances réelle P, imaginaire q et homopolaires P₀ qui peuvent être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative [BEN04];

$$\begin{bmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ -V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{P} + \tilde{P} \\ \bar{q} + \tilde{q} \\ \bar{P}_0 + \tilde{P}_0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Il est possible de conclure que la puissance triphasée instantanée est toujours égale à la somme de la puissance réelle et la puissance de la séquence zéro. Elle représente la puissance totale instantanée par unité de temps, qui se coule de la source vers la charge ou vice-versa [ARE95].

La puissance q est le résultat du produit d'une tension définie sur un axe par un courant défini sur l'axe en quadrature, donc elle ne représente pas la puissance instantanée conventionnelle (puissance réactive) mais elle a une signification plus large que la puissance réactive habituelle qui ne considère que la fréquence fondamentale, elle prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pour cette raison que ce nouveau concept est appelé (puissance imaginaire instantanée) avec comme unité le VAI (Volt Ampère Imaginaire) [SAK07] [YUE08].

Il est alors nécessaire de filtrer la partie alternative (séparer la composante continue des harmoniques) avec le compromis classique du filtrage: une bonne capacité d'élimination des composantes fréquentielles en conservant une bonne dynamique [ETX03]. Les auteurs ont montré que l'ordre de ce filtre passe-bas (FPB) ou passe haut (FPH) qui définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification ainsi que la fréquence de coupure utilisée pour le calcul des puissances instantanées de référence (p* et q*) influait sur les caractéristiques de compensation surtout lors des régimes transitoires [DJE07].

La séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques devra être réalisée avec le minimum d'atténuation et de déphasage possible des harmoniques identifiés. Pour cela un filtre d'ordre élevé est souhaité. Cependant, ce type de Filtrage actif de puissance est difficile à implanter en pratique [LOP06]. Dans notre étude, nous avons choisi un filtre passe-bas du deuxième ordre en vue de simplifier l'approche d'implantation numérique de ce dernier. Un ordre plus élevé entraînerait des temps de calcul plus longs ce qui peut être préjudiciable [SAK07].

De l'équation (3.3), nous déduisons les composantes du courant [BEN04].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ -V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_0 V_\alpha^2 + V_0 V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_0 V_\alpha & -V_0 V_\beta & 0 \\ V_0 V_\beta & V_0 V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_\alpha^2 + V_\beta^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Après une transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Le courant du neutre est la somme des trois courants i_a , i_b et i_c et le courant homopolaire est égal à [PIN09]:

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{ca} + i_{cb} + i_{cc}) = \frac{1}{\sqrt{3}}i_n \quad (3.7)$$

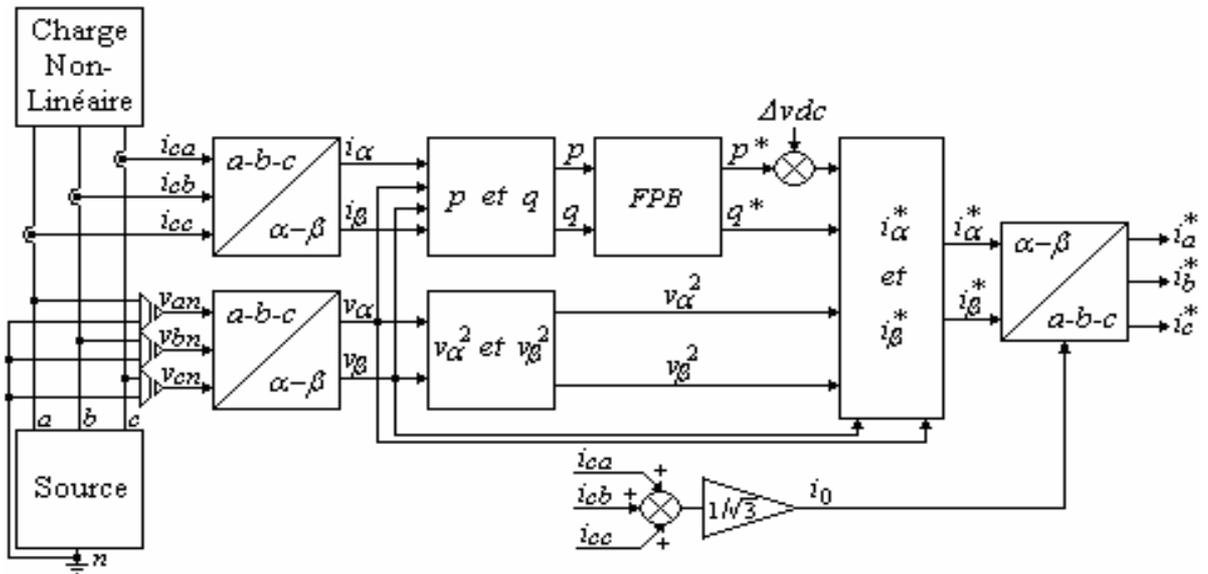


Fig (3.4): Méthode des puissances instantanées PQ pour le système à quatre fils

➤ Critique

Malgré la simplicité de cette méthode, elle peut être appliquée à n'importe quel système triphasé (équilibré ou non équilibré, avec ou sans harmoniques pour les tensions et les courants) [AFO00], on peut signaler que cette méthode ne fournit pas la consigne pour éliminer les harmoniques de courant mais elle identifie les composantes harmoniques qui ne contribuent pas à un transfert de puissance active [ETX03]. Donc, elle n'est pas une méthode directe d'identification des composantes harmoniques du courant. Or, si le réseau est perturbé et s'il y a une coïncidence entre ces harmoniques et ceux du courant, il y aura un transfert de puissance active non seulement à travers des grandeurs fondamentales mais aussi à travers des harmoniques.

Comme on a vu précédemment, le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant relativement aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique,...). Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre une variante de la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées qui utilise des filtres FMV au lieu des filtres classiques (FPB et FPH). M. Benhabib a étudié ces deux types de filtres lors de sa thèse de Doctorat [BEN04]. Il a présenté les constatations suivantes:

Habituellement, le choix d'une fréquence de coupure assez basse (entre 5 Hz et 35 Hz) engendre alors une instabilité du filtre actif de puissance lors des variations rapides de la charge, car pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent.

Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante. Donc, les filtres classiques (FPB et FPH) n'ont pas donné entière satisfaction. Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction dit FMV s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok et développé par M. Benhabib sera présenté.

3.5.2 Filtre multi-variable (FMV)

Ce filtre multi-variable est un filtre d'extraction de la composante fondamentale des signaux (tension ou courant), directement selon les axes (α, β) , dit FMV, a été développé par M. Benhabib au sein du laboratoire de Nancy lors de sa thèse de Doctorat. Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok qui a proposé dans sa thèse une méthode pour calculer la fonction de transfert de l'intégral d'une fonction dans le référentiel lié au synchronisme [BEN04]. Cependant, il peut très bien être utilisé pour isoler un harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse [GAI10].

Soit le modèle mathématique qui a été développé pour la première fois par Song Hong-Scok [ABD08]:

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt \tag{3.8}$$

La relation entre les grandeurs d'entrées et celles de sortie ayant un effet intégrale est exposée par l'équation (3.9).

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = \frac{s + j\omega_c}{s^2 + \omega_c^2} \tag{3.9}$$

Où ω_c est la pulsation de coupure après la transformation de Laplace de l'équation (3.8). Cette fonction de transfert prouve que les signaux d'entrée et de sortie sont en phase. D'où l'obtention des expressions suivantes :

$$\hat{x}_\alpha = \frac{k}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega}{s} \hat{x}_\beta(s) \tag{3.10}$$

$$\hat{x}_\beta = \frac{k}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{\omega}{s} \hat{x}_\alpha(s) \tag{3.11}$$

Avec :

- ω_c : la pulsation de coupure du filtre, $\omega_c = \varepsilon \cdot n \cdot \omega_f$
- ω_f : la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée,
- n : le rang de la composante du signal à filtrer,
- ε : une constante égale à ± 1 (composante directe ($\varepsilon = 1$) ou inverse ($\varepsilon = -1$)),
- K : une constante positive,
- $x_{\alpha\beta}$: les signaux d'entrée du FMV (tension ou courant),
- $\hat{x}_{\alpha\beta}$: les signaux de sortie du FMV.

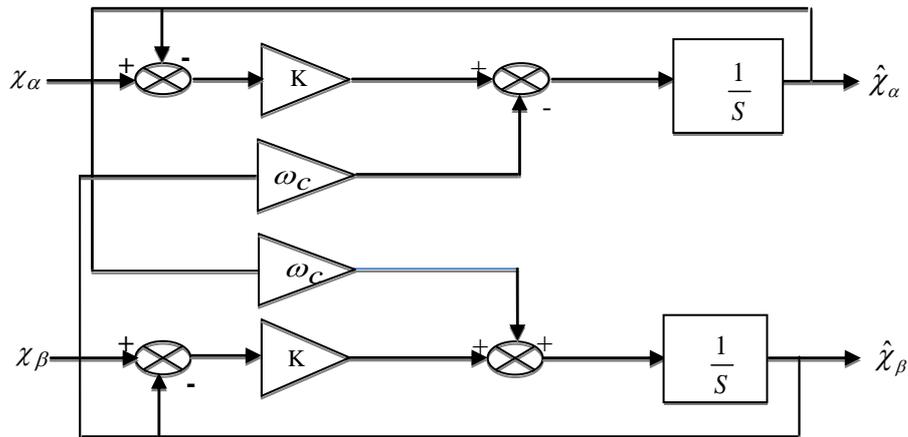


Fig (3.5): Filtre Multi Variable

➤ **Avantage**

Ce filtre appartient aux méthodes temporelles ayant une grande rapidité de correction de signal dans le réseau. C'est leur grand avantage. Il réduit considérablement la complexité de l'algorithme de commande (suppression de la PLL) tout en améliorant les performances du filtrage [ABD08].

➤ **Inconvénient**

Son implantation pratique nécessite une importante puissance de calcul et généralement une carte supplémentaire pour sa réalisation dans un système de contrôle numérique [KAR09].

Dans le but de rendre les méthodes classiques, citées plus haut, plus performantes, les principales évolutions portent sur des techniques intelligentes telles que la théorie des réseaux de neurones artificielles et la logique floue. Ces méthodes permettent l'élaboration d'algorithmes de commande même si l'équationnelle du système de commande n'est pas connue. Ces algorithmes de commande sont parfois utilisés en combinaison avec les méthodes classiques, alors que d'autres fois elles forment la partie commande [BEA07].

Dans la suite du travail, notre objectif est de développer les méthodes d'identification des composantes harmoniques (courant et tensions) en utilisant les techniques intelligentes. Les réseaux neuromimétiques rendent la structure de calcul homogène pour une implémentation matérielle en temps-réel. C'est dans ce regard que nous l'utilisons dans la section suivante.

3.5.3 ADaptive LINear Element

La séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques sera cette fois-ci réalisée par l'utilisation de deux filtres adaptatifs basés sur un réseau ADaptive LINear Element (ADALINE) qui estime l'amplitude de la fréquence fondamentale du signal et permet d'isoler les composantes harmoniques. Ses sorties sont les puissances réelle et imaginaire instantanées estimées. Celles-ci sont ensuite comparées avec les puissances p et q supposées exactes et sortant du premier bloc afin de déterminer les courants de référence à injecter dans le réseau électrique pour compenser les harmoniques.

La décomposition du courant et de la tension d'un réseau électrique en série de Fourier est donnée par:

$$I_L(t) = \sum_{n=1, \dots, N} [I_{n1} \cos n(\omega t - \beta) + I_{n2} \sin n(\omega t - \beta)] \quad (3.12)$$

$$V_L(t) = \sum_{n=1, \dots, N} [V_{n1} \cos n\omega t + V_{n2} \sin n\omega t] \quad (3.13)$$

Où ω : la fréquence fondamentale du réseau,

I_{n1} et I_{n2} : les amplitudes des composantes en sinus et en cosinus du courant du réseau,

β : est l'angle de déphasage entre courant et tension,

V_{n1} et V_{n2} : les amplitudes des composantes en sinus et en cosinus de la tension du réseau.

A l'aide d'une analyse fréquentielle, il est possible de développer les expressions des puissances instantanées :

$$p(t) = p_1 \cos\beta + p_5 \cos(6\omega t - 5\beta) - p_7 \cos(6\omega t - 7\beta) - \dots \quad (3.14)$$

$$q(t) = -q_1 \sin\beta - q_5 \sin(6\omega t - 5\beta) - q_7 \sin(6\omega t - 7\beta) + \dots \quad (3.15)$$

Où $p_1 \cos\beta$ et $-q_1 \sin\beta$ représentent les parties continues et les termes suivants, les parties alternatives.

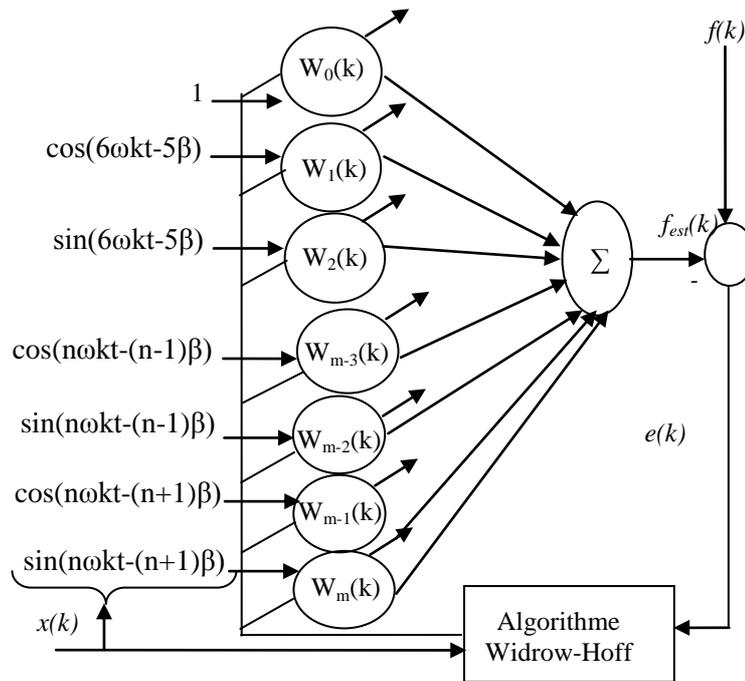


Fig (3.6): Structure d'Adaline pour estimer les harmoniques

Les puissances réelles et imaginaires instantanées peuvent être exprimées dans le cas général par l'analyse de Fourier comme suit :

$$A_0 + \sum_{n=1, \dots, N} \begin{bmatrix} A_{1n} \cos(n\omega t - (n-1)\beta) \\ + A_{2n} \cos(n\omega t - (n+1)\beta) \\ + B_{1n} \sin(n\omega t - (n-1)\beta) \\ + B_{2n} \sin(n\omega t - (n+1)\beta) \end{bmatrix} = W^T \cdot x(t) = y(t) \quad (3.16)$$

Où A_0 est la composante continue, A_{1n} , A_{2n} , B_{1n} et B_{2n} sont les amplitudes des sinus et cosinus, $WT(t)$ représente le vecteur des poids estimés par l'Adaline et $x(t)$ est le vecteur des entrées constitué des composantes issues des connaissances a priori du signal de référence $y(t)$ [OUL05].

Avec:

$$W^T = [I_{12} \quad -I_{12} \quad I_{11} \quad \dots \quad I_{n2} \quad -I_{n2} \quad I_{n1} \quad -I_{n1} \quad \dots] \quad (3.17)$$

$$x(t)^T = [1 \quad \cos(6\omega t - 5\beta) \quad \sin(6\omega t - 5\beta) \quad \cos(6\omega t - 7\beta) \quad \sin(6\omega t - 7\beta) \quad \dots \\ \cos(6\omega t - (n - 1)\beta) \quad \sin(6\omega t - (n - 1)\beta) \quad \cos(6\omega t - (n + 1)\beta) \quad \sin(6\omega t - (n + 1)\beta)] \quad (3.18)$$

Dans la règle de Widrow-Hoff dite règle delta ou LMS (Least-Mean-Squares), l'apprentissage est réalisé par itération. La règle se présente comme suit :

- ✓ initialiser le vecteur poids $WT(t)$ et le paramètre d'apprentissage μ ,
- ✓ appliquer le vecteur $x(t)$ en entrée du réseau,
- ✓ calculer la sortie $y(t)_{est} = WT(t).X(t)$,
- ✓ calculer l'erreur $e(t) = y(t) - y(t)_{est}$,
- ✓ calculer le nouveau vecteur poids $W(t + 1) = W(t) + \frac{\mu e(t)X(t)}{X^T(t)X(t)}$
- ✓ $t \rightarrow t + 1$ et aller à l'étape 2.

3.5.4 Contrôleur flou

La nouvelle idée dans ce travail consiste à implanter un contrôleur flou afin de faire la séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques au lieu d'utiliser les filtres classiques basse bas ou passe haut d'ordre élevé qui seront en pratique difficile à implanter [KOU12]. Les caractéristiques principales du contrôleur flou développé sont les suivantes :

Sept ensembles flous pour chaque entrée et sortie, où les variables floues sont nommées NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (égal zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen) et PG (positif grand).

- ✓ Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité.
- ✓ La fuzzification avec un univers de discours continu.

- ✓ Implication utilise l'inférence min-max de E. Mamdani.
- ✓ La défuzzification par centre de gravité.

En fonction des variables floues d'entrée, le contrôleur flou détermine la variable floue appropriée de sortie en appliquant des règles floues, synthétisées à partir des connaissances recueillies concernant la façon d'agir pour obtenir un bon contrôle du système (données de l'expert). Le mécanisme d'inférence permet de sélectionner les règles à activer dans la situation courante, le mécanisme de défuzzification convertit la conclusion obtenue en une variable numérique de contrôle.

La commande du filtre actif autrement dit la génération des signaux de contrôle des semi-conducteurs de l'onduleur afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques et une autre étape importante. Deux méthodes de commande seront utilisées dans notre travail: commande par hystérésis et commande par hystérésis modulé.

3.6 Contrôle du courant

L'objectif de la commande de l'onduleur est de déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs (de type IGBT dans la majorité des cas montés en antiparallèle avec une diode) qui le composent de façon à obtenir une tension de sortie, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne ou tension de référence (pas forcément sinusoïdale) pour une tension du bus continue donnée en minimisant ses harmoniques non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en améliorant l'amplitude. Le choix du type de commande rapprochée dépend essentiellement 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 [SAK07].

Le contrôle du courant (Current Control) est recommandé dans toutes les applications centrées autour d'un onduleur de tension, parce qu'il assure d'une part une bonne protection et stabilité, et d'autre part une réponse rapide du système. De plus, il autorise le contrôle de la forme d'onde du courant durant une période du réseau ce qui permet la compensation des perturbations dues aux transitoires de la charge, aux non linéarités et aux retards de commutation. En effet, des stratégies de commande sont appliquées pour obtenir une modulation rapide de la tension à l'entrée/sortie du convertisseur tel que les techniques MLI. Aussi, le contrôle du courant est indispensable dans certaines applications comme le redressement et le filtrage actif, où le courant doit être piloté instantanément pour imposer

des puissances active et réactive données, pour minimiser les courants harmoniques et améliorer le facteur de puissance du système [BOU10].

Toutefois, deux méthodes de commande peuvent être utilisées: commande par hystérésis et commande par hystérésis modulé.

3.6.1 Le contrôle du courant par hystérésis

La commande conventionnelle par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien (elle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien), consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Autrement dit la différence entre le courant de référence et celui produit par l'onduleur est appliquée à l'entrée d'un comparateur appelé bande d'hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commutation aux interrupteurs dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure [KAR09].

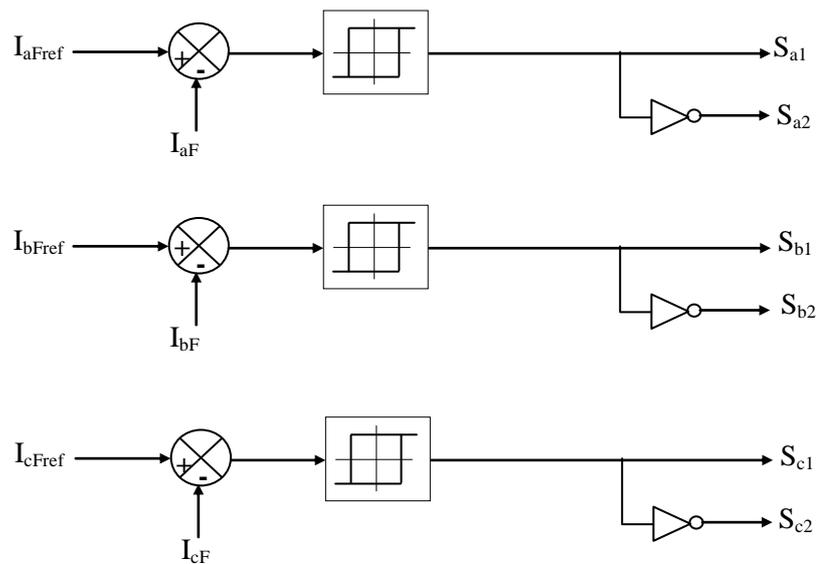


Fig (3.7) : Contrôle du courant par hystérésis

Toutefois, le dimensionnement de cette commande se résume à fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre égale à 5% de la tension nominale. On utilise le fait que les tensions instantanées générées par l'onduleur produisent une ondulation de tension triangulaire à l'échelle de la période de découpage. Cette ondulation est utilisée pour l'auto commutation de l'onduleur à l'aide d'une chaîne à hystérésis qui remplacera le modulateur. La commande en fourchette est donc, supposée être capable d'imposer la pente (positive ou négative) des tensions par l'intermédiaire de celles de l'onduleur. En effet, la détection de l'erreur de tension la plus élevée permet d'imposer, à travers l'état de l'hystérésis

correspondant, la combinaison de commande triphasée qui donne l'évolution souhaitée de la tension de phase associée.

En effet, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. La figure 3.7 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux.

Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure (3.8), où ΔI est la largeur de la bande hystérésis :

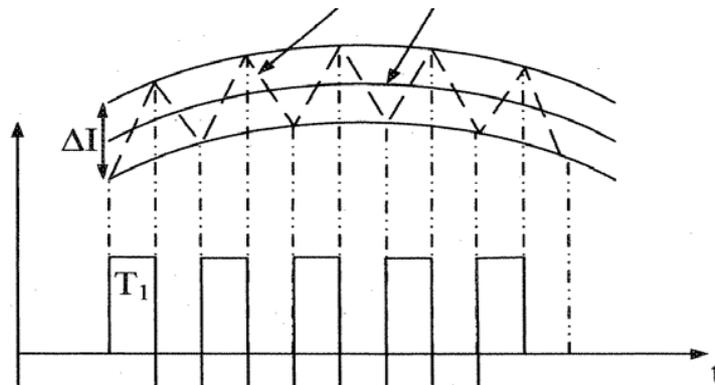


Fig (3.8): Principe de génération des ordres de commande

Par exemple, si le courant produit par l'onduleur est égal ou au-dessus de la limite supérieure d'hystérésis ($+HB/2$) donc la sortie du comparateur est 0 ($S1=0, S2=1$). D'autre part, si le courant produit par l'onduleur est égal ou moins que la limite inférieure d'hystérésis ($-HB/2$) alors la sortie du comparateur est 1 ($S1=0, S2=1$). De cette opération, le courant produit par l'onduleur peut balancer à l'intérieur de la bande d'hystérésis suivant le courant de référence [NAR11].

➤ Critique

Cette technique de contrôle est bien connue et très couramment utilisée (c'est l'une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs) vu qu'elle présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable [BEA07].

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels [BOU10].

Celui-ci peut être remédié par l'utilisation d'une autre stratégie de commande pour poursuivre les courants de référence à savoir la commande par hystérésis modulée ou "hystérésis à bande variable" [SAK07]. Cette méthode permet d'une part de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs et garantit d'autre part une bonne dynamique en régime transitoire. De plus, l'erreur de poursuite peut être minimisée si les paramètres du contrôleur (amplitude du signal triangulaire et largeur de la bande d'hystérésis) sont correctement dimensionnés et optimisés [KAR09].

3.6.2 Le contrôle du courant par hystérésis modulé

La commande par hystérésis modulée a pour objectif de résoudre l'inconvénient major de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette commande consiste à ajouter au signal d'erreur ε ($\varepsilon = i_f^* - i_f$), un signal triangulaire S_{tr} , de fréquence f_{tr} et d'amplitude A_{tr} . La fréquence f_{tr} 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 $2Bh$ dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance [BEL11].

En effet, afin de fixer la fréquence de commutation en régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant réel i_f et la bande hystérésis pendant chaque période T : la première avec la limite inférieure du contrôleur d'hystérésis et la deuxième avec sa limite supérieure. Si cette condition est respectée, on aura ainsi une fréquence de commutation des interrupteurs constante et égale à celle du signal triangulaire [ABD06].

Le schéma de cette commande est décrit à la figure (3.9).

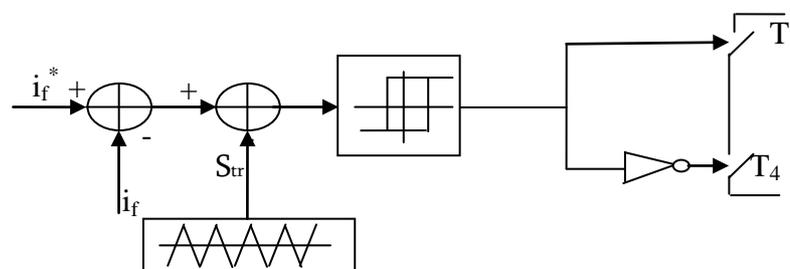


Fig. (3.9): Contrôle des interrupteurs par hystérésis modulé

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté une classification des différentes méthodes d'identification des courants de référence selon le domaine fréquentiel ou temporel, ensuite on a détaillé la méthode conventionnelle des puissances instantanée. Cette méthode ne permet pas de déterminer un courant harmonique de rang particulier. Nous avons présentés une méthode d'extraction des courants harmoniques basée sur l'utilisation d'un "Filtre Multi-Variable" (FMV). Ce filtre sera indispensable pour nous permettre d'extraire l'ensemble des courants harmoniques ou un courant harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse, au sens des composantes symétriques. Deux autres méthodes reposées sur les techniques intelligentes (Floue et Neurone) ont été proposées pour les appliquer dans les chapitres suivants sur les filtres à quatre bras et les filtres avec condensateurs à point milieu. Pour terminer, nous avons présentés le contrôle du courant du filtre actif. La simplicité de la mise en œuvre est le principal atout de la stratégie de commande « tout ou rien », tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient. Dans ce qui suit, nous avons choisi comme remède la méthode dite "hystérésis modulée" pour poursuivre les courants de référence.

Chapitre 4

CHAPITRE 4

FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE A QUATRE BRAS

4.1 Introduction

En fonctionnement normal du réseau, les courants déséquilibrés sont l'effet d'un raccordement d'une charge triphasé non linéaire, déséquilibrée ou des charges monophasées males réparties pouvant, d'une part, être à l'origine d'une mauvaise répartition et donc une réduction de la puissance disponible (cas d'une phase d'alimentation en surcharge avec une sous utilisation des deux autres phases) et, d'autre part, engendre une chute de tension inégales aux bornes des impédances de ligne ce qui est à l'origine du déséquilibre de tension d'alimentation. Les réseaux modernes à quatre fils sont largement utilisés dans les usines et les bâtiments résidentiels qui utilisent les équipements électroniques, les ordinateurs, les radiateurs de chauffage..., ce qui conduit à un courant excessif circulant dans le conducteur du neutre. La solution proposée dans ce chapitre est d'utiliser un filtre actif au moyen d'un onduleur de tension quatre bras placé en parallèle avec les charges non linéaire.

La première section est consacrée à l'étude de la première topologie de l'onduleur de tension dite à quatre bras, ensuite nous étudions la régulation de la tension du bus continue aux bornes du condensateur qui doit être maintenue à une valeur fixe, et le contrôle du courant du filtre actif pour compenser les réseaux triphasés à quatre fils.

4.2 Onduleur de tension à quatre bras

Dans cette topologie, présentée au début des années 1990 [VOD09], nous utilisons un onduleur comprenant quatre bras constitués de huit interrupteurs réversibles en courant comme l'illustre la figure 4.1. Un quatrième bras additionnel fourni un chemin de retour pour le neutre de manière à ce que la composante homopolaire sera régulée ce qui nécessite des petits condensateurs et l'équilibrage des tensions à leurs bornes n'est pas nécessaire [OLI10], [UCA08].

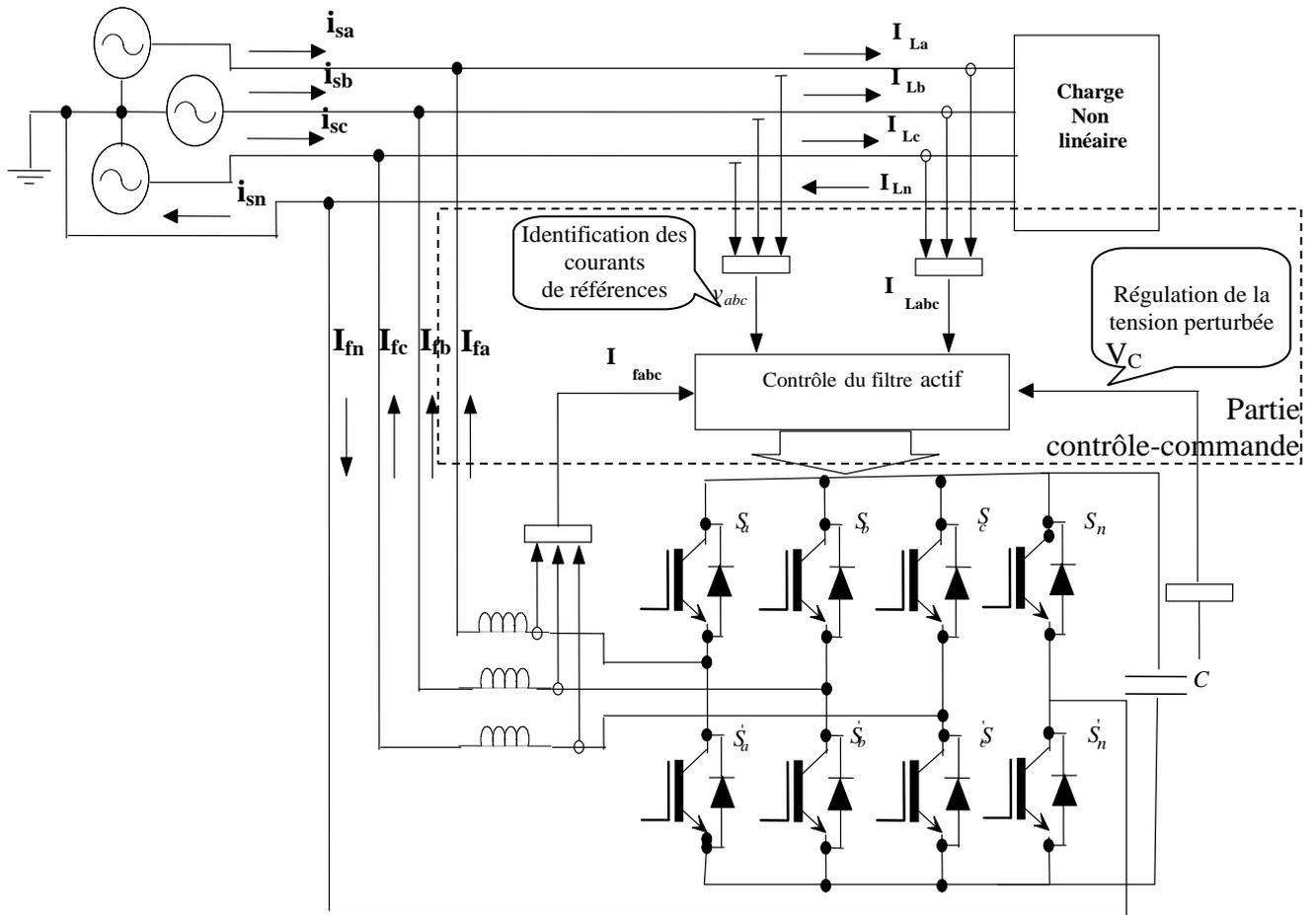


Fig (4.1): Filtre actif triphasé à quatre bras

4.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Dans le convertisseur à quatre bras, le nombre total des états de commutation est de seize états possibles. Ils sont obtenus grâce aux expressions suivantes:

$$V_{f1} = (T_1 - T_4)V_c \tag{4.1}$$

$$V_{f2} = (T_2 - T_4)V_c \tag{4.2}$$

$$V_{f3} = (T_3 - T_4)V_c \tag{4.3}$$

$$i_c = T_1 i_1 + T_2 i_2 + T_3 i_3 - T_4 i_N \tag{4.4}$$

4.2.2 Tensions générées

Leur distribution est représentée dans le tableau suivant [BEN04]:

Tab 4.1 Tension générées par l'onduleur de tension à quatre bras

k	S ₄	S ₃	S ₂	S ₁	V _{ca} (t)	V _{cb} (t)	V _{cc} (t)
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	+V _c
2	0	0	1	0	0	+V _c	0
3	0	0	1	1	0	+V _c	+V _c
4	0	1	0	0	+V _c	0	0
5	0	1	0	1	+V _c	0	+V _c
6	0	1	1	0	+V _c	+V _c	0
7	0	1	1	1	+V _c	+V _c	+V _c
8	1	0	0	0	-V _c	-V _c	-V _c
9	1	0	0	1	-V _c	-V _c	0
10	1	0	1	0	-V _c	0	-V _c
11	1	0	1	1	-V _c	0	0
12	1	1	0	0	0	-V _c	-V _c
13	1	1	0	1	0	-V _c	0
14	1	1	1	0	0	0	-V _c
15	1	1	1	1	0	0	0

4.2.3 Représentation par phaseurs spatiaux

La figure (4.2) montre la projection de tous les vecteurs dans le plan (α, β) aboutit à l'hexagone de la modulation vectorielle conventionnel pour l'onduleur de tension triphasé.

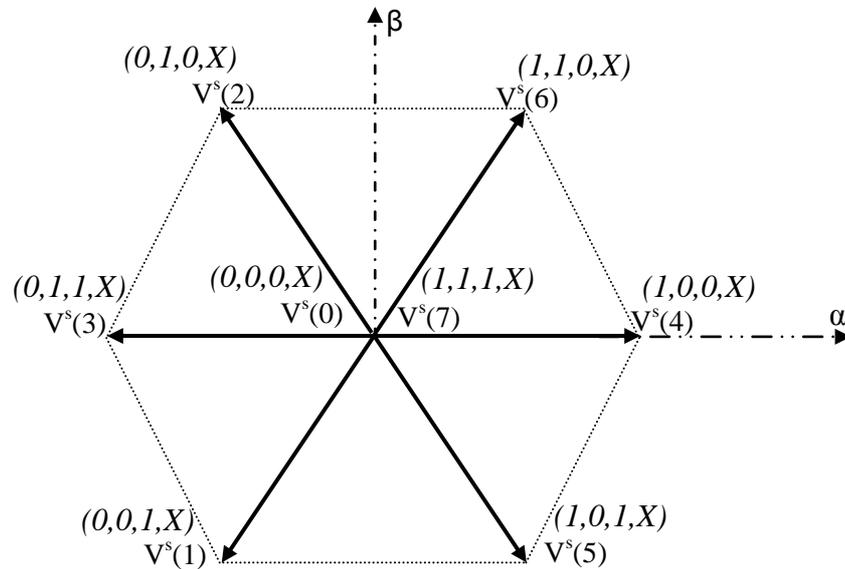


Fig (4.2): Projection des seize vecteurs dans le plan (α, β)

4.3 Filtre alternatif

L'emploi d'un filtre d'harmoniques côté alternatif de l'onduleur de tension nécessite une procédure de dimensionnement propre et une étude approfondie de la stabilité. Par exemple, avec un fonctionnement onduleur alimentant un moteur alternatif, le filtre LC est le plus utilisé. Pour les redresseurs et les filtres actifs, un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature; les filtres L et LCL sont les plus usités pour réduire les interférences. Cependant, le filtre LCL peut influencer sur la capacité de poursuite du convertisseur et donc sur l'amélioration des performances du contrôle de courant [BOU10]. Dans ce travail, le filtre utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique est un filtre passif auxiliaire composé d'une inductance L_f comportant une résistance interne R_f . Il sert à filtrer les courants harmoniques à hautes fréquences causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur. Donc, il limite certes la dynamique du courant et réduit en même temps la propagation des harmoniques sur le réseau électrique liés au découpage [ABD06].

Une valeur relativement faible de L_f permet d'obtenir une bonne dynamique du filtre actif. Cependant, une faible valeur de L_f permet à la majorité des harmoniques, induits par les

commutations, de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de L_f empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension V_c plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif [KAR09].

4.4 Régulation de la source de tension continue

La source de tension continue joue le rôle d'une source de puissance pour produire les tensions alternatives à la sortie de l'onduleur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage, la variation de la charge connectée au bus continu et l'injection des courants fondamentaux pendant le régime transitoire de la charge polluante [BEN04]. Le stockage de l'énergie est généralement réalisé côté continu à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur jouant le rôle d'une source de tension continue [KAR09].

A cet effet, l'objectif de la boucle de contrôle de la tension du bus continu est de maintenir le bus continu chargé, en compensant les pertes provenant du côté convertisseur et du côté charge dues aux commutations et à l'effet Joule pouvant dégrader les courants d'injection et provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Il est ainsi nécessaire de maintenir cette grandeur à une valeur constante prédéfinie en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur [LOP06]. On lui fournit une puissance active qui viendra nécessairement du réseau [NGU10]. Cette régulation est plus lente que celle des courants harmoniques, ce qui permet de la considérer comme parfaite à l'échelle de la régulation des harmoniques [CHA04].

4.4.1 Contrôleur PI du bus continu

Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour contrôler cette tension. Le schéma 4.3 montre le contrôle de la tension continue. Cette boucle a comme entrée la tension de référence imposée V_c^* et la tension mesurée V_c nécessaire pour charger le bus à la valeur choisie et donne à la sortie le courant actif i_c . Il est également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension V_c .

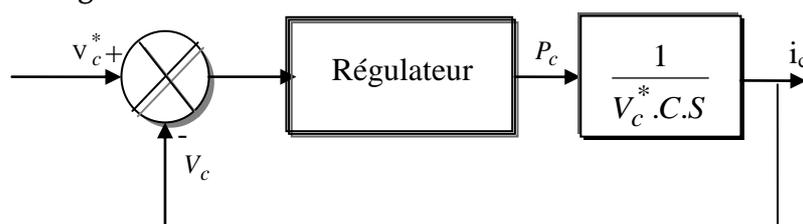


Fig (4.3): Contrôle de la tension continue

Le choix des paramètres du système de stockage (V_c^* et C) a une influence directe sur la dynamique du FAP et sur ses performances de compensation. D'une part, une tension V_c^* élevée améliore la dynamique du FAP. D'autre part, les ondulations de la tension continue V_c , causées par les courants engendrés par le FAP et limitées par le choix de la valeur de C , peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Une valeur élevée de C réduit les ondulations de V_c mais augmente le coût et la taille du FAP. Sachant que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du FAP et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue V_c doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur [KAR09].

Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_c aux bornes du condensateur sont les suivants:

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

La dérivée du courant de référence est exprimée par (4.5):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ref1} \\ \dot{i}_{ref2} \\ \dot{i}_{ref3} \end{bmatrix} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} (V_c^* - V_c) \quad (4.5)$$

La puissance absorbée par le condensateur est définie par :

$$p = C \cdot V_c \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (4.6)$$

Où

$$p = V_{S1} \dot{i}_{ref1} + V_{S2} \dot{i}_{ref2} + V_{S3} \dot{i}_{ref3} \quad (4.7)$$

En remplaçant les équations (4.5) et (4.7) dans (4.6), cette dernière devient :

$$\frac{dV_c}{dt} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot (V_c^* - V_c) \cdot \frac{V_{S1}^2 + V_{S2}^2 + V_{S3}^2}{CV_c} \quad (4.8)$$

Donc ;

$$\frac{dV_c}{dt} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot (V_c^* - V_c) \cdot \frac{3V_{S1}^2}{2CV_c} \quad (4.9)$$

Alors ;

$$\frac{V_c}{V_c^*} = \frac{3 V_{S1}^2}{2 C V_c} K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s^2 + 2 \cdot \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.10)$$

Et les gains sont exprimés par :

$$K_p = \frac{2\sqrt{2} C V_c}{3 V_{S1}^2} \omega_n \quad (4.11)$$

$$K_i = \frac{2 C V_c}{3 V_{S1}^2} \omega_n^2 \quad (4.12)$$

Quant on prend en considération les erreurs existantes dans les comparateurs d'hystérésis, l'équation (4.5) devient :

$$\begin{bmatrix} I_{1ref} \\ I_{2ref} \\ I_{3ref} \end{bmatrix} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} (V_c^* - V_c) + \begin{bmatrix} i_{1c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Et les paramètres du régulateur deviennent :

$$K_p = \frac{2 C V_c^*}{\sqrt{3} V_{S1}} \omega_n \quad (4.14)$$

$$K_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{C V_c^*}{V_{S1}} \omega_n^2 \quad (4.15)$$

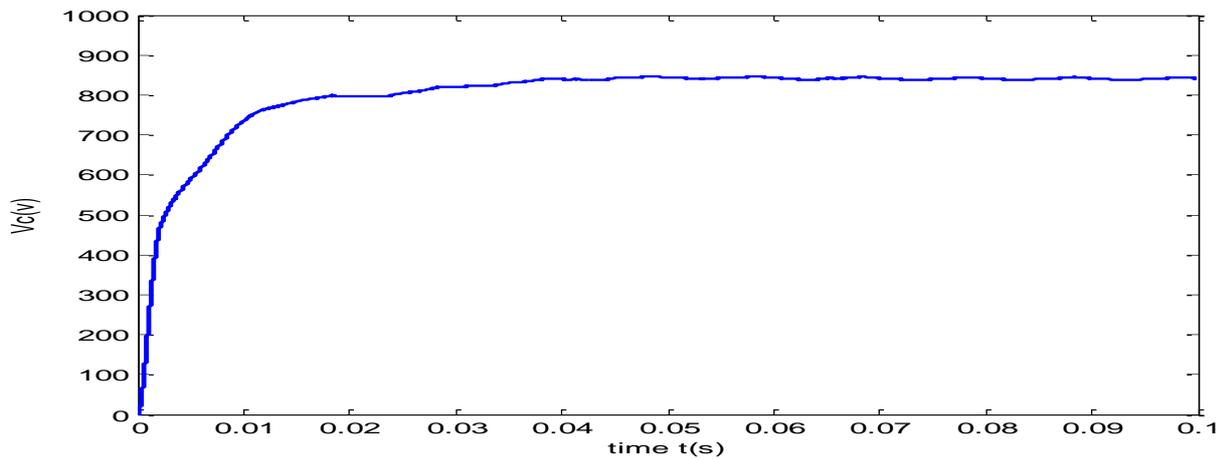


Fig (4.4): Tension \$V_c\$ régulée par un PI

Les résultats de simulation du filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras (FLFB) avec un régulateur PI de \$V_c\$ sont illustrés dans les figures suivantes :

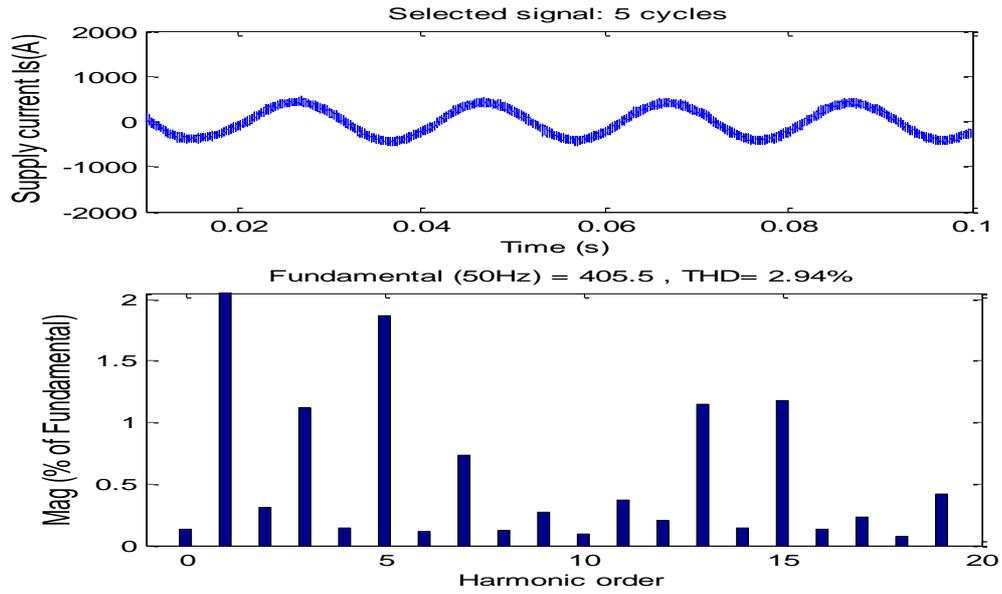


Fig (4.5): Courant de source en utilisant PI pour réguler V_c

On a vu précédemment qu'un simple correcteur PI peut être utilisé comme un contrôleur mais il accuse un léger retard sur le temps de réglage. Quoique, pour améliorer les performances, un correcteur neuronale (multi couches) ainsi qu'un autre flou seront utilisés dans ce qui suit.

4.4.2 Contrôleur multi couches du bus continu

L'intégration d'une technique intelligente « contrôleur multi couches » dans la régulation de la tension V_c donne les résultats illustrés dans les figures suivantes :

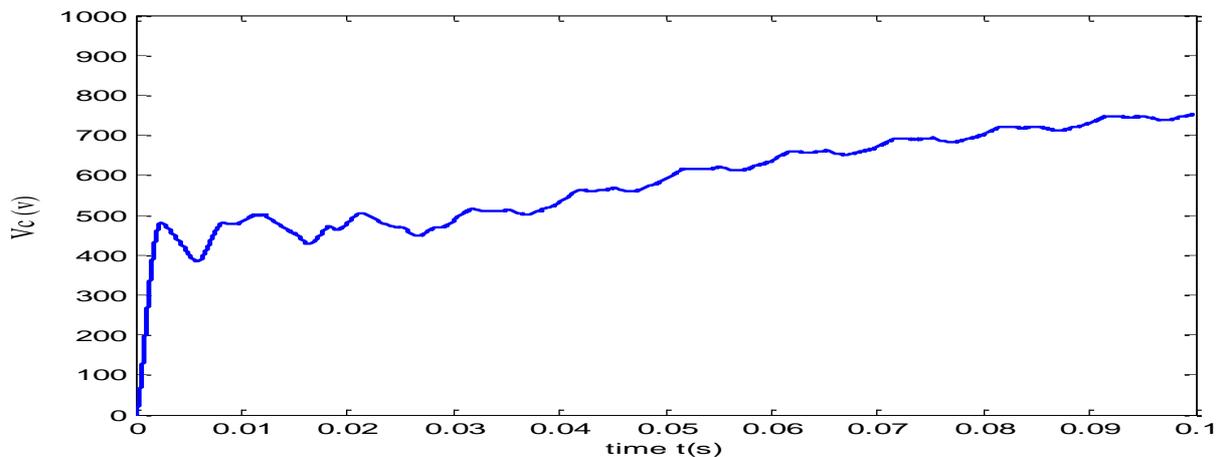


Fig (4.6): Régulation de V_c en utilisant Réseaux de neurones

D'après cette figure, la tension V_c n'est pas vraiment régulée, cependant les courants de source sont sinusoïdaux et leurs THD est égale à 4,35% (figure (4.7)). Il est toujours inférieur à 5% ce que l'impose la norme CEI.

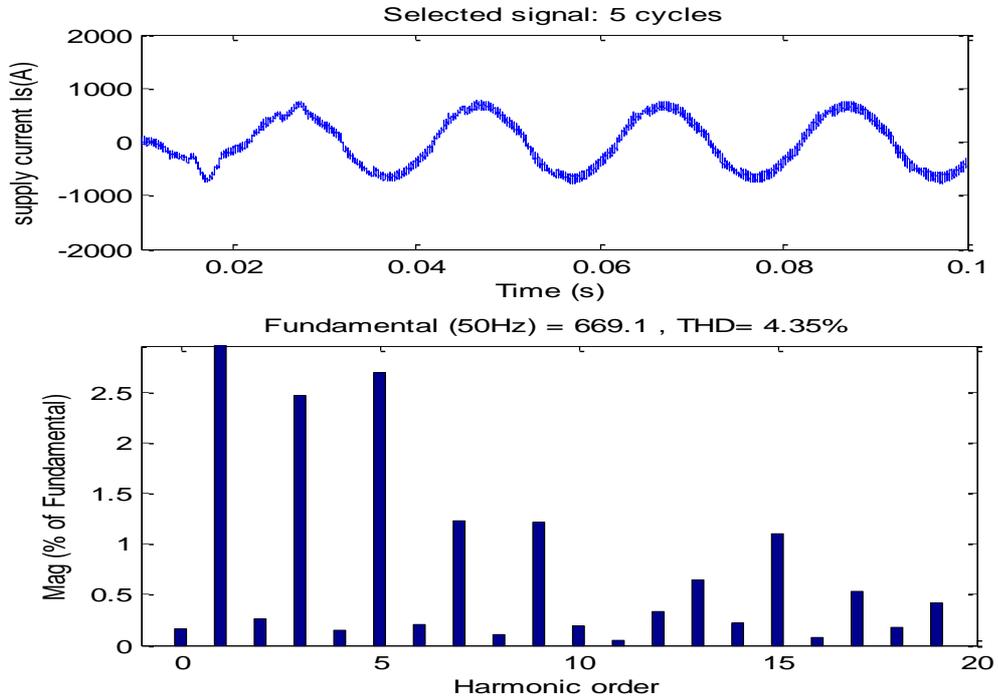


Fig (4.7): Courant de source en utilisant Réseaux de neurones pour réguler V_c

Dans la section suivante, on va introduire une autre technique intelligente (Logique Floue) pour améliorer les performances de la régulation de la tension V_c .

4.4.3 Contrôleur flou du bus continu

Le schéma synoptique du contrôleur Flou est représenté par la figure (4.8).

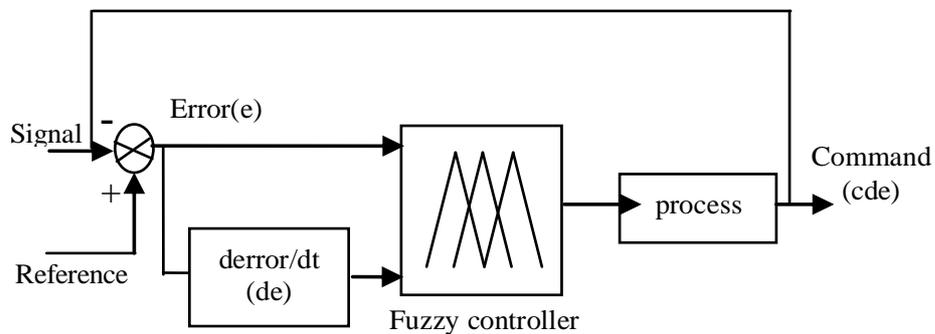


Fig (4.8): Diagramme synoptique du contrôleur Flou

Le noyau de la commande par la logique floue consiste à déterminer le tableau de règles basé sur des connaissances a priori. Le tableau suivant donne l'ensemble de règles floues

utilisées dans la conception de ce contrôleur. En général, plus le nombre de règles est grand, plus les performances sont bonnes [NGU10].

Tab 4.2 L'ensemble des règles floues

$\Delta e/e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Les caractéristiques principales du contrôleur flou développé dans notre travail sont les suivantes [KOU14]:

- ✓ Sept ensembles flous pour chaque entrée et sortie, où les variables floues sont nommées NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (égal zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen) et PG (positif grand).
- ✓ Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire plutôt que gaussiennes pour la simplicité, afin d'éviter de calculer une exponentielle.
- ✓ La fuzzification avec un univers de discours continu.
- ✓ Implication utilise l'inférence min-max de E. Mamdani.
- ✓ La défuzzification par centre de gravité.

Les résultats de simulation du filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras (FLFB) sont illustrés dans les figures suivantes;

La première figure présente la tension V_c à l'entrée de l'onduleur tandis que la deuxième figure illustre le courant de source d'une seule phase et leur THD en utilisant un contrôleur FLC pour réguler V_c .

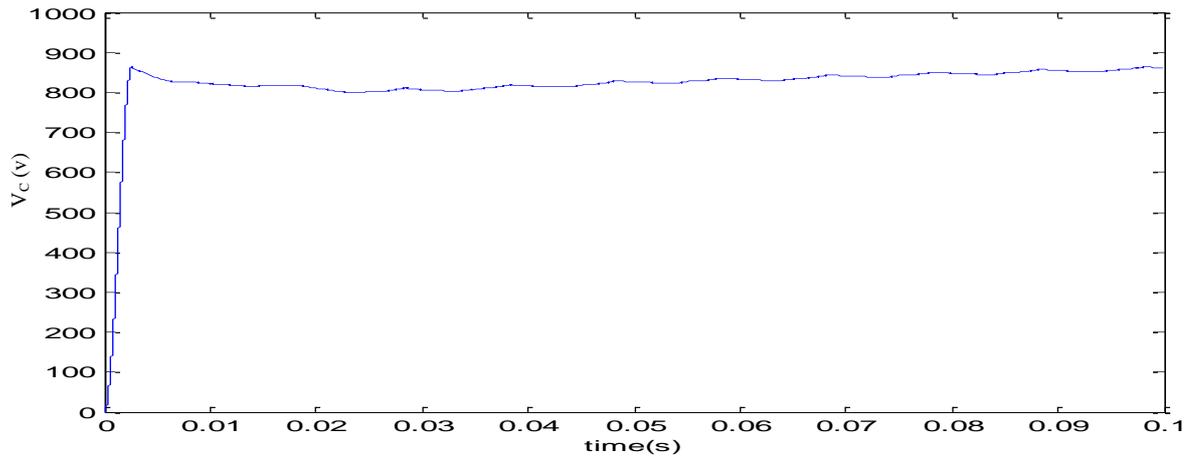


Fig (4.9): Régulation de V_c en utilisant FLC

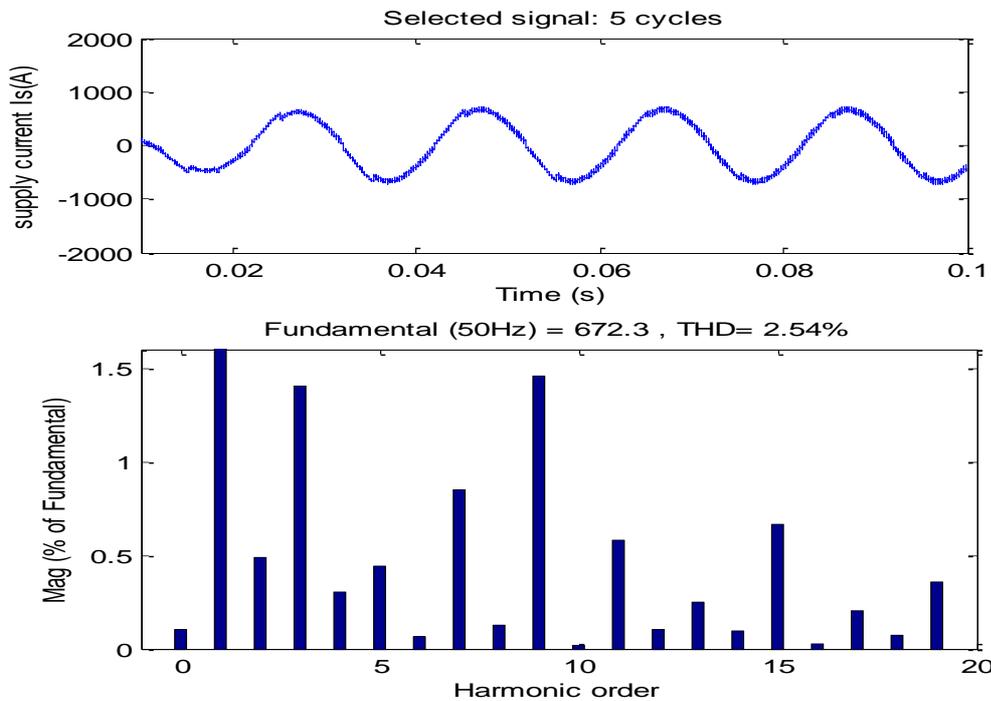


Fig (4.10): Courant de source en utilisant FLC pour réguler V_c

On voit d'après ces figures que le THD est toujours inférieur à 5% donc l'intégration des techniques intelligentes dans le réglage de tension V_c donne des bons résultats surtout en utilisant le contrôleur FLC avec une amélioration dans la réponse dynamique (temps de réglage).

4.5 Simulation et interprétation des résultats

L'étude théorique effectuée est étayée dans cette partie par des simulations avec le logiciel Matlab et de la bibliothèque SimPower System pour étudier le fonctionnement du filtre actif parallèle afin de valider les bonnes performances de leurs stratégies de commande, en deux différentes topologies:

- ✓ Onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu (TLSC) ;
- ✓ Onduleur triphasé à quatre bras (FLFB).

Commençons, dans ce chapitre, par un onduleur triphasé à quatre bras :

Le schéma de l'ensemble est constitué d'une source de tension triphasée représentée par les grandeurs (V_s , R_s , L_s) ayant des différentes amplitudes de V_{s1} , V_{s2} et V_{s3} équilibrées ensuite avec une PLL classique détaillée préalablement, avec un quatrième fil représentant le neutre, une charge non linéaire génératrice des courants harmoniques représentée par trois ponts redresseurs tous thyristors -dont on suppose que ces derniers ainsi que les semis conducteurs de l'onduleur sont assimilable à des interrupteurs idéaux possédant deux états fermé ou ouvert (interrupteurs de commande bi-commandables IGBT avec des diodes antiparallèles), avec des transformateurs de régulation connectés à l'entrée de chaque charge monophasé.

Deux cas vont être traités dans la suite, le premier cas est celui des charges équilibrées et le deuxième cas c'est celui des charges déséquilibrées (les charges R-L sont différentes pour chaque pont redresseur) dont les paramètres sont illustrés dans le tableau (4.3).

Le filtre actif de puissance est représenté par un onduleur de tension à quatre bras, connecté en parallèle avec le réseau électrique par l'intermédiaire d'un filtre de découplage de premier ordre représenté par une inductance qui peut avoir éventuellement une faible résistance ayant les grandeurs (R_f , L_f) et qui sert d'une part, à connecter l'onduleur de tension au réseau électrique et d'autre part, à empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Le coté continu de l'onduleur est constitué d'un système de stockage d'énergie capacitif représenté par un condensateur jouant le rôle d'une source de tension continu comme le montre la figure (4.1).

Pour que la comparaison soit effective, quelle que soit la technique de compensation utilisée, les paramètres de simulation sont identiques. Puisque tous les courants de phase (i_a , i_b , i_c) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase.

Les paramètres de la simulation sont les suivants:

4.6 Paramètres de simulation

Tab 4.3 paramètres de simulation

f=50hz	
Voltages (V_s)	$V_{s1}=220$ v
	$V_{s2}=271$ v
	$V_{s3}=322$ v
Impedance (R_s, L_s)	$R_s=1,18e^{-3} \Omega, L_s=37,6e^{-6}H$
Impedance (R_c, L_c)	$R_c=4,3e^{-3} \Omega, L_c=68,67e^{-6}H$
Impedance (R_f, L_f)	$R_f=5e^{-2} \Omega, L_f=1e^{-6}H$
Charges équilibrées	
Phase A, Phase B, Phase C: $R=5e^{-1} \Omega, L=2e^{-3}H$	
Charges déséquilibrées	
Phase A: $R=2e^{-1} \Omega, L=1e^{-3}H$	
Phase B: $R=3e^{-1} \Omega, L=2e^{-3}H$	
Phase C: $R=4e^{-1} \Omega, L=3e^{-3}H$	

La figure suivante présente le courant de la source et le courant du neutre pour des charges déséquilibrées avant compensation.

Charges déséquilibrées

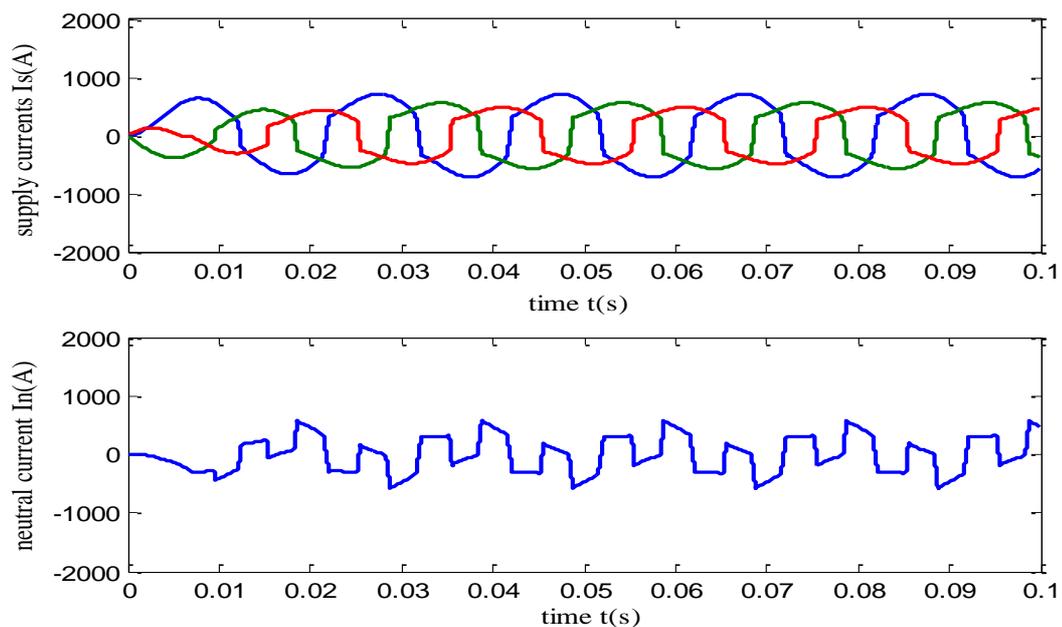


Fig (4.11): Courant de source et du neutre avant compensation

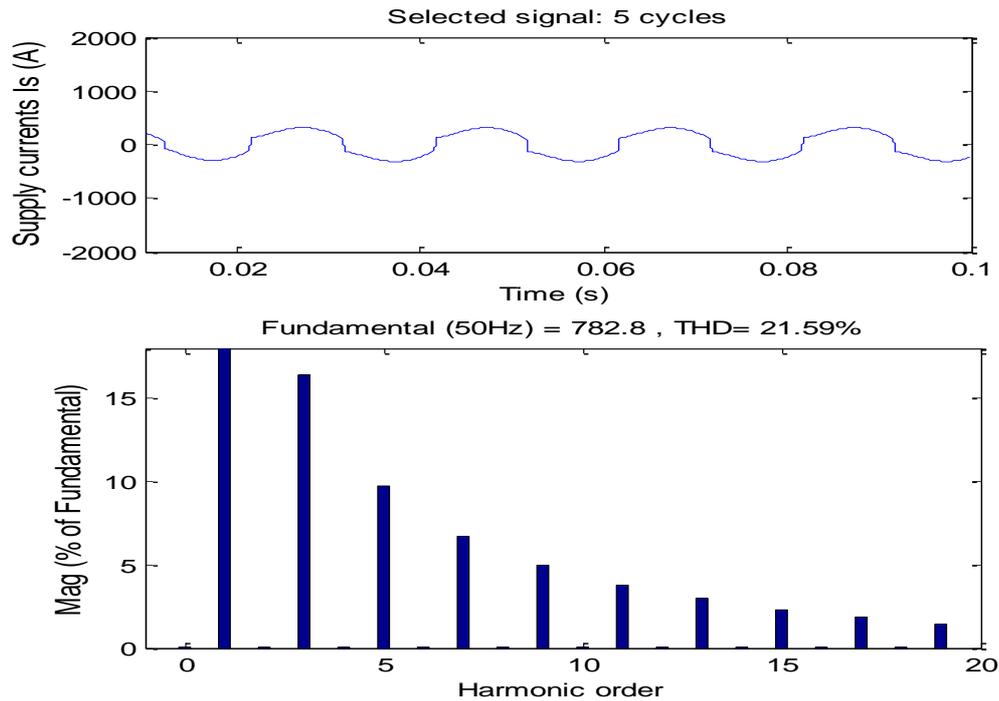


Fig (4.12): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure précédente décrit le courant de la source de la première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette charge est de 21,59%.

Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme CEI.

Concurremment, nous allons présenter les résultats de simulation de l'ensemble détaillé précédemment, compensé par un filtre actif présenté par l'onduleur à quatre bras et pour les quatre méthodes d'identification des harmoniques exposées auparavant.

4.6.1 Méthode des puissances instantanée conventionnelle

Ce filtre (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée traditionnelle) permet une réduction des harmoniques de courant.

Le spectre harmonique du courant ci-dessous, illustré dans la figure (4.13), indique un THD réduit à 3,18 % après filtrage.

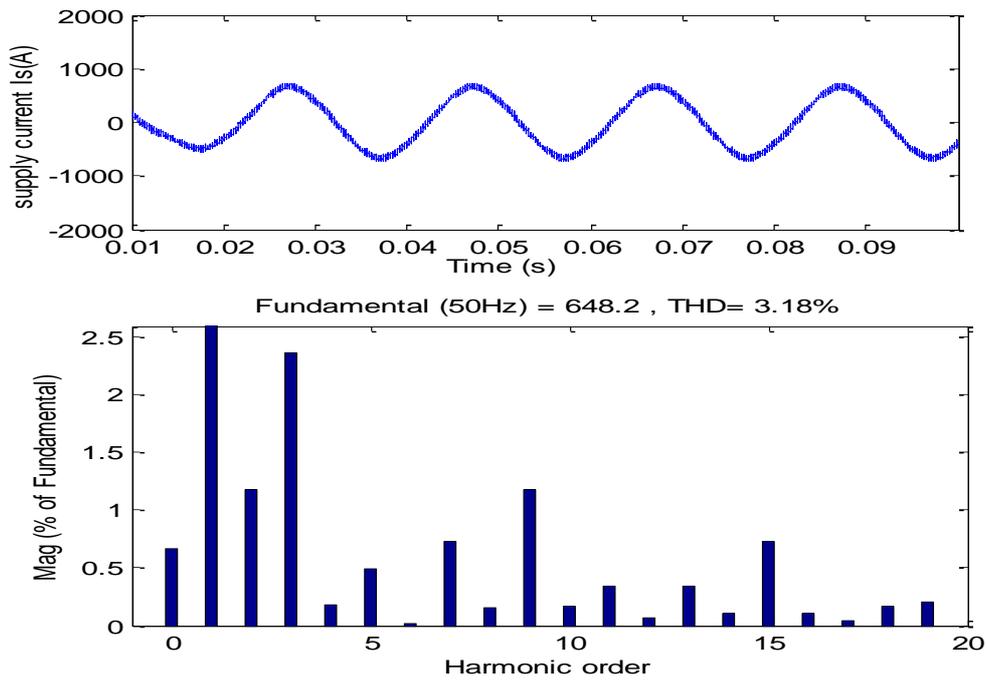


Fig (4.13): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

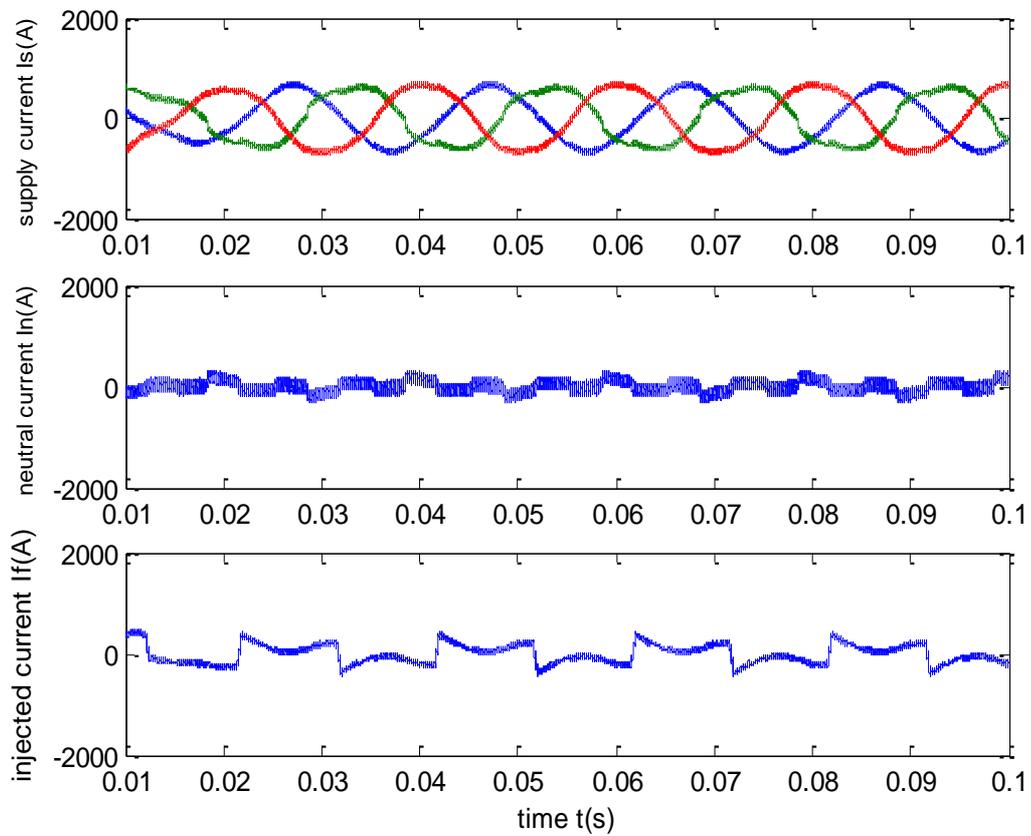


Fig (4.14): Courant de source, du neutre, et le courant injecté après compensation en utilisant (PQ traditionnelle)

4.6.2 Filtre FMV

La figure (4.15) illustre les résultats de simulation obtenus en utilisant un filtre FMV: le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre. Son spectre harmonique est représenté par la figure (4.16).

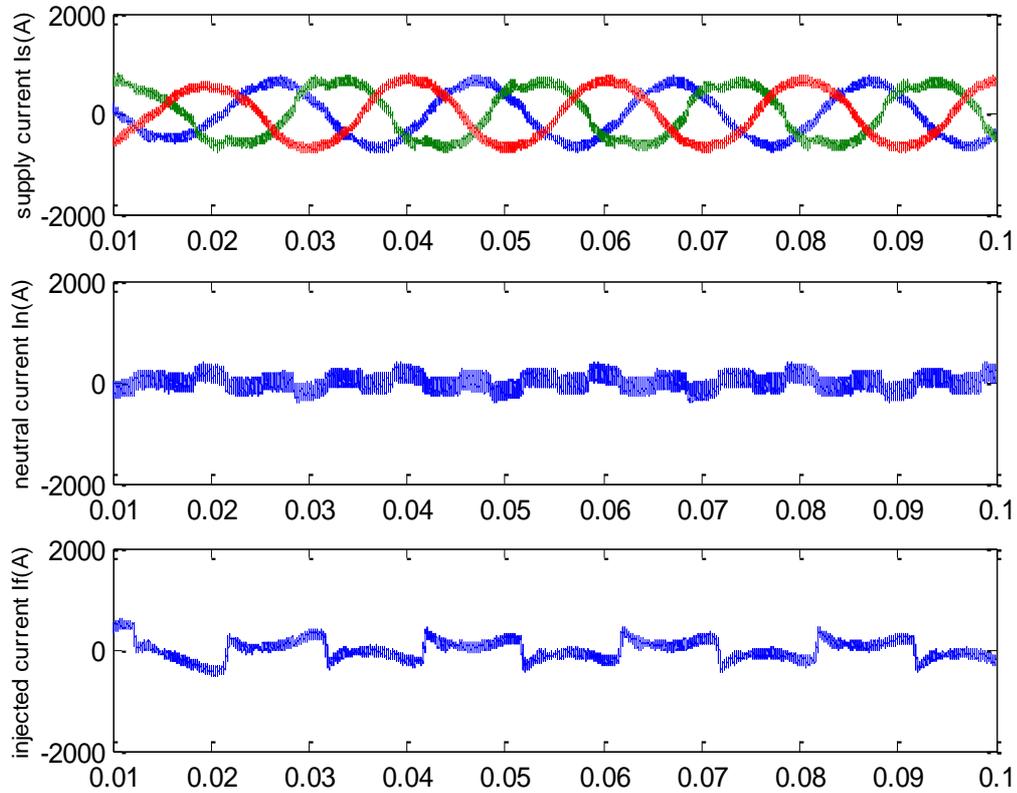


Fig (4.15): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FMV)

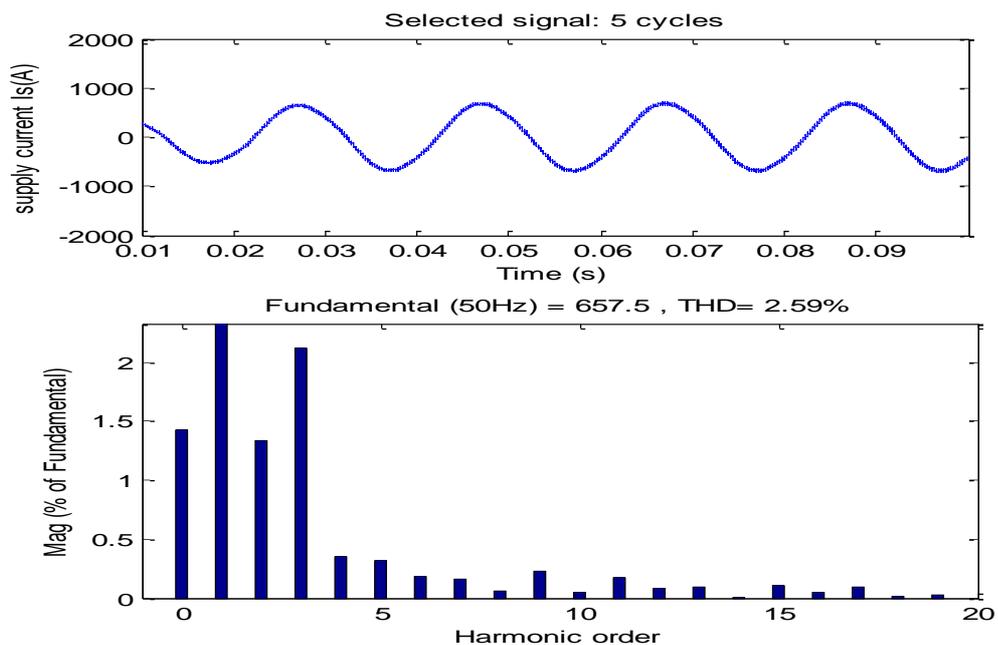


Fig (4.16): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.3 Filtre FLC

La figure (4.17) illustre les résultats de simulation obtenus pour FLC intégrée dans la méthode des puissances instantanées: le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre.

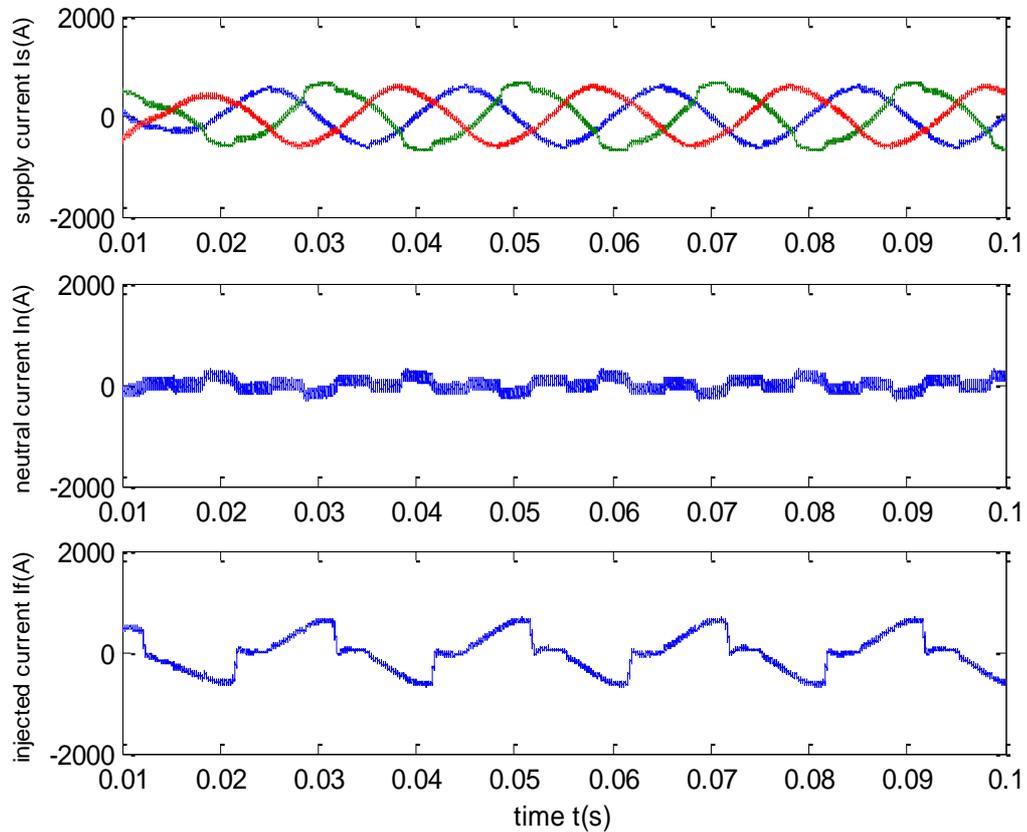


Fig (4.17): Courant de source, du neutre et le courant injecté en utilisant (FLC)

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur flou permet une réduction de la valeur du THD à 4,21 % après filtrage.

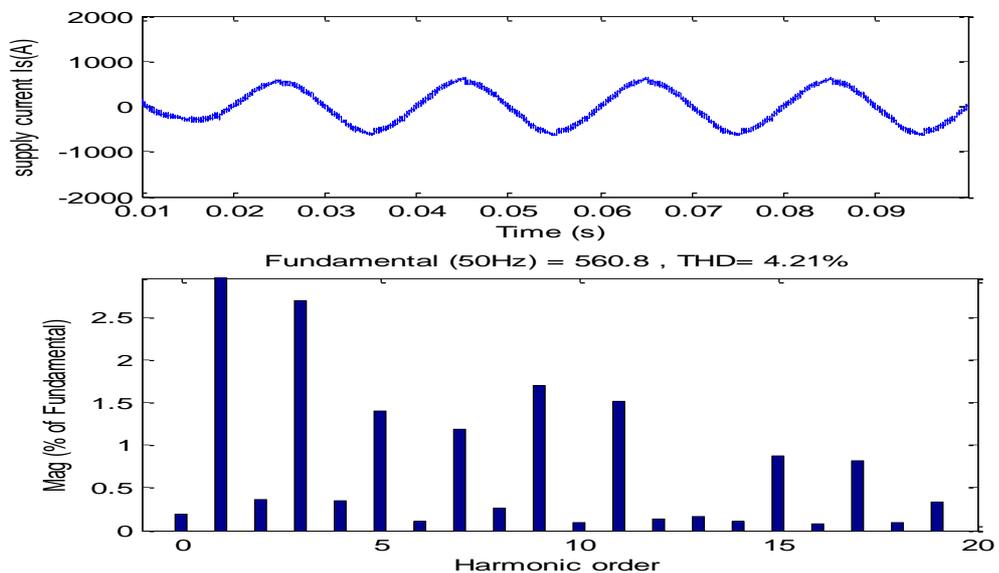


Fig (4.18): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.4 Filtre ADALINE

La figure (4.19) illustre les résultats de simulation obtenus pour cette commande utilisant un ADALINE au lieu d'un filtre basse pas: le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre.

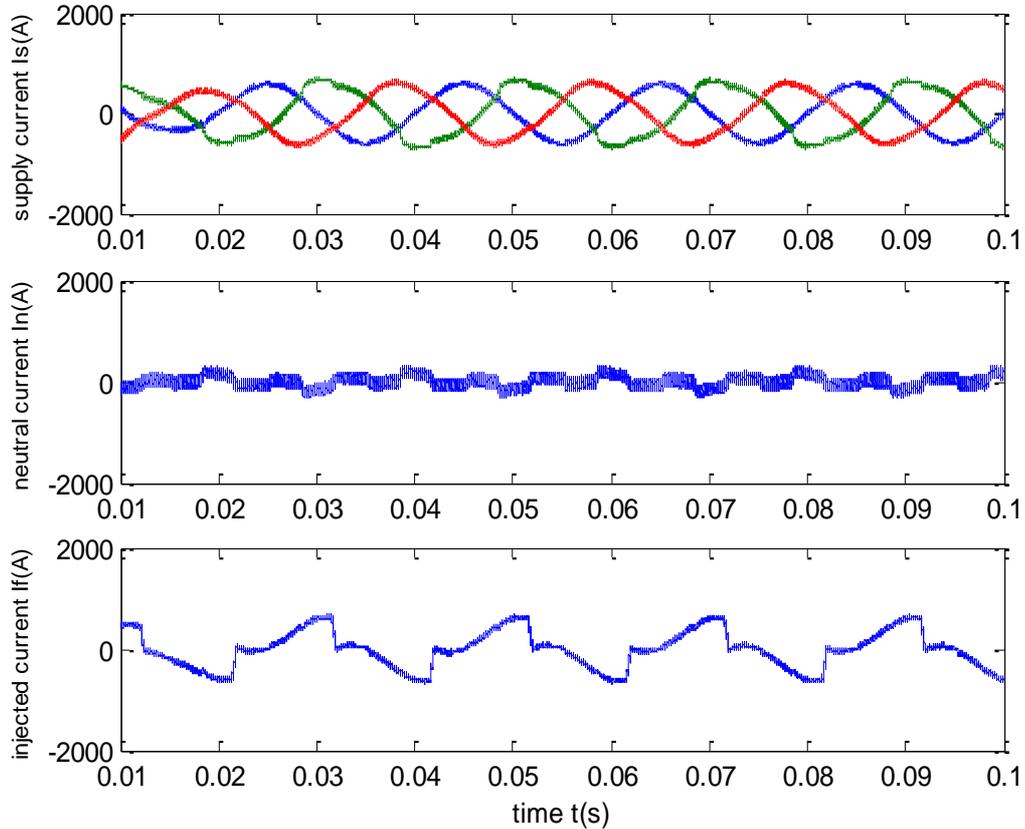


Fig (4.19): Courant de source, du neutre, et le courant injecté avec (ADALINE)

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur ADALINE permet une réduction de la valeur du THD à 4,80 % après filtrage.

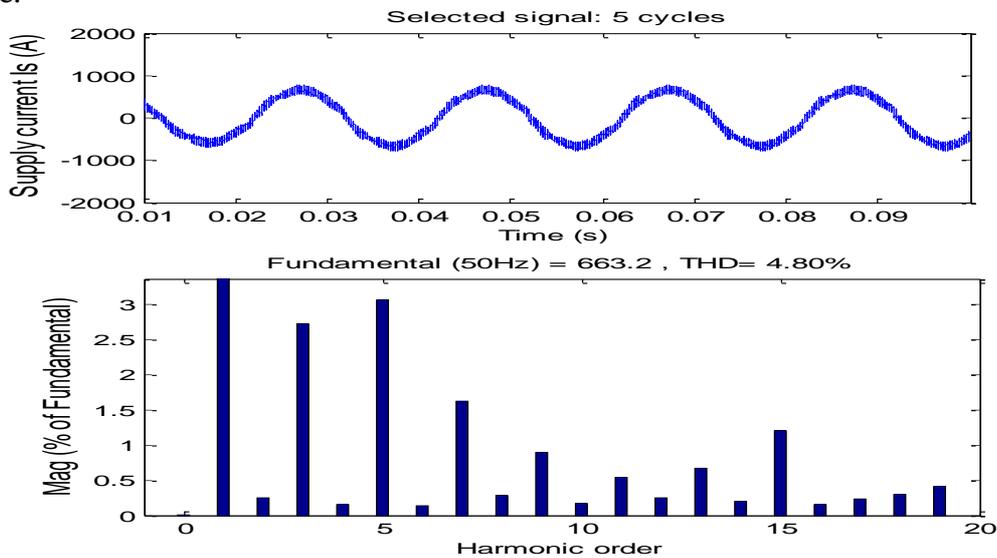


Fig (4.20): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.5 Combinaison Neurone Flou

L'idée est de faire une combinaison des deux techniques intelligentes: neurone et floue, la première par un ADALINE afin d'identifier les courants de références et la deuxième par un contrôleur flou pour réguler la tension à l'entrée du filtre.

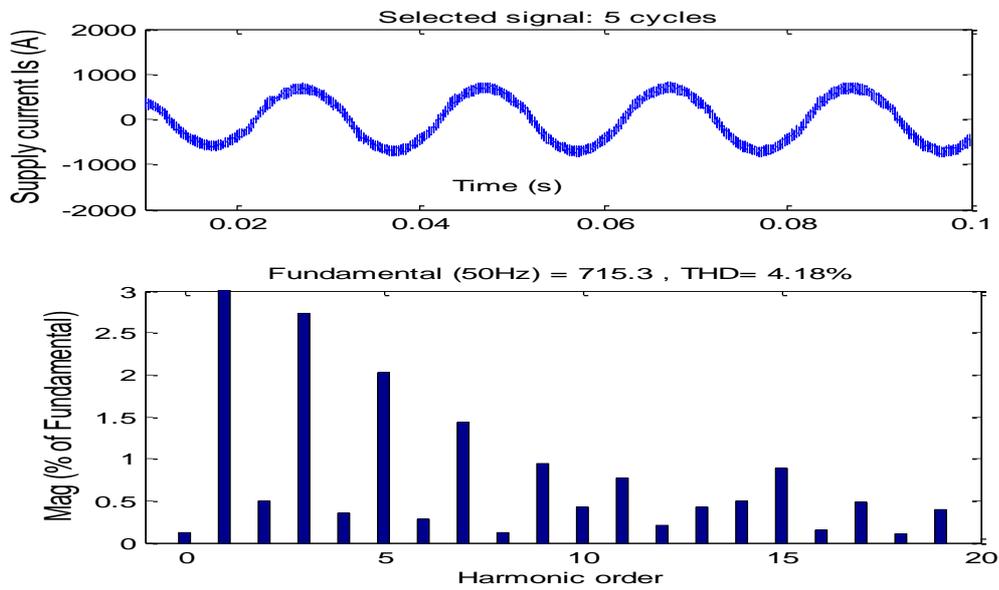


Fig (4.21): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

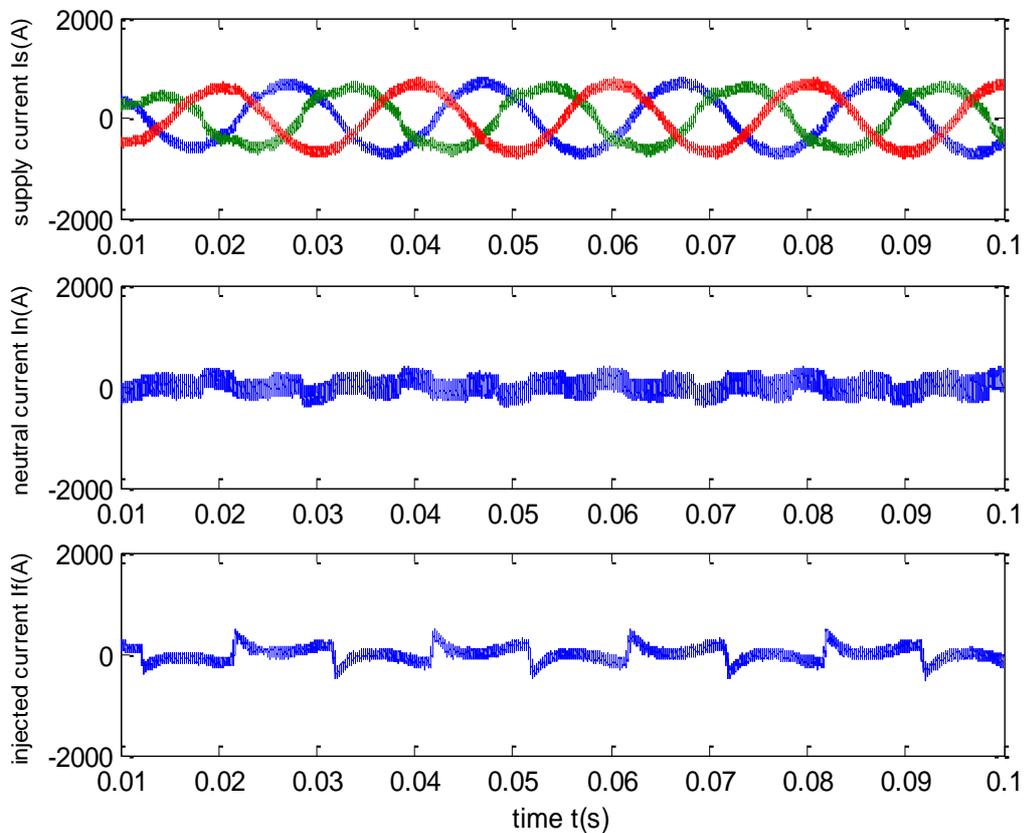


Fig (4.22): Courant de source, du neutre, et le courant injecté avec (Neurone Flou)

Charges équilibrées

La figure (4.24) présente le courant de la source i_{sa} de la première phase et son spectre harmonique.

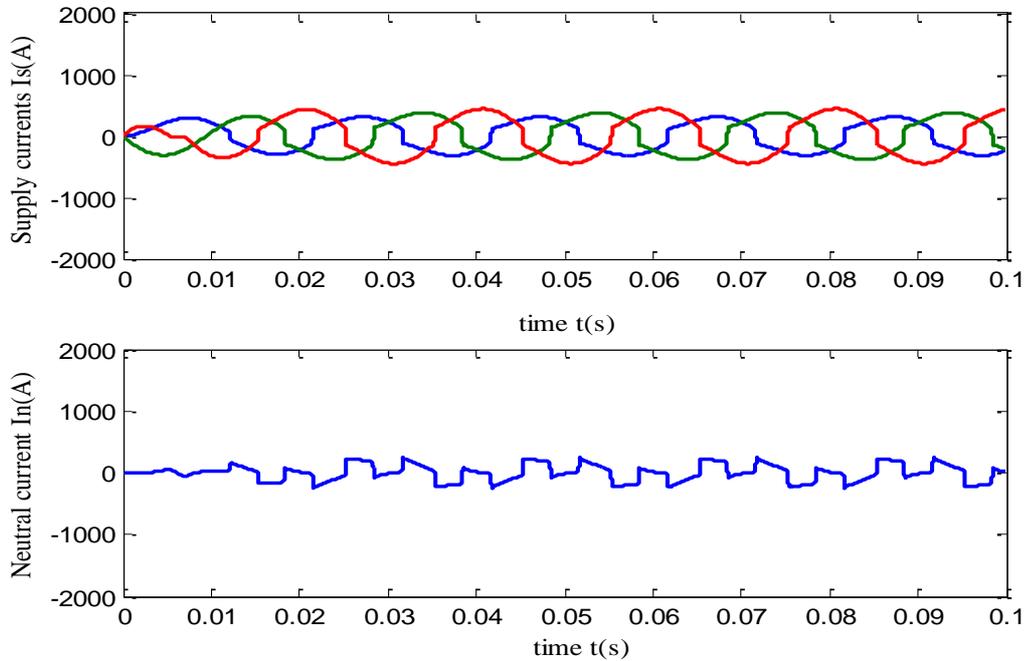


Fig (4.23): Courant du source et du neutre avant compensation

Le THD en courant pour cette charge équilibrée est de 19,89%.

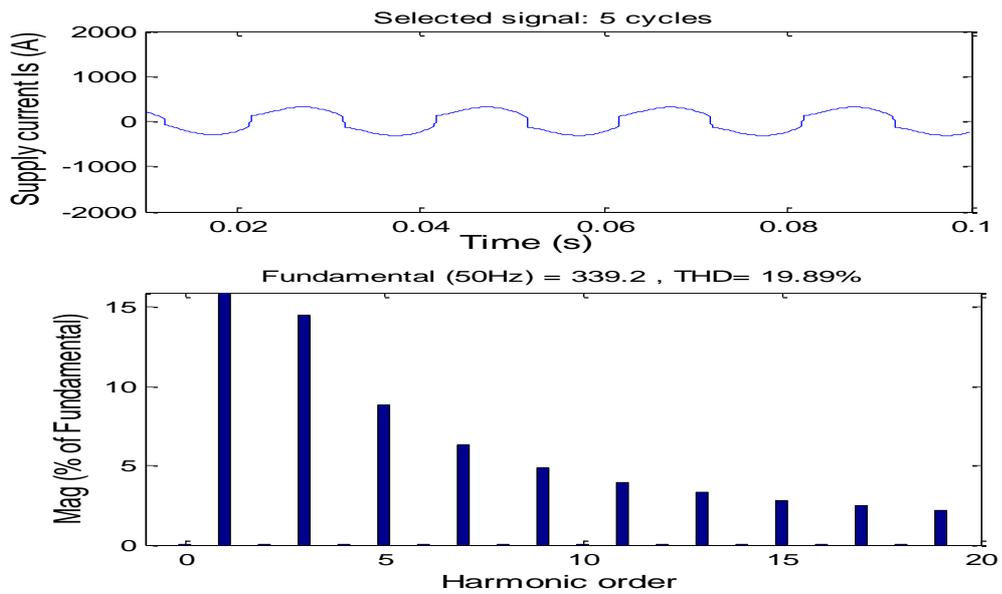


Fig (4.24): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.6 Méthode des puissances instantanée conventionnelle

Pour une charge équilibrée (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée traditionnelle) le filtre permet une réduction des harmoniques de courant. La valeur du THD est réduite à 2,90 % après filtrage. Les courants de source, du neutre et les courants du filtre sont illustrés dans la figure suivante :

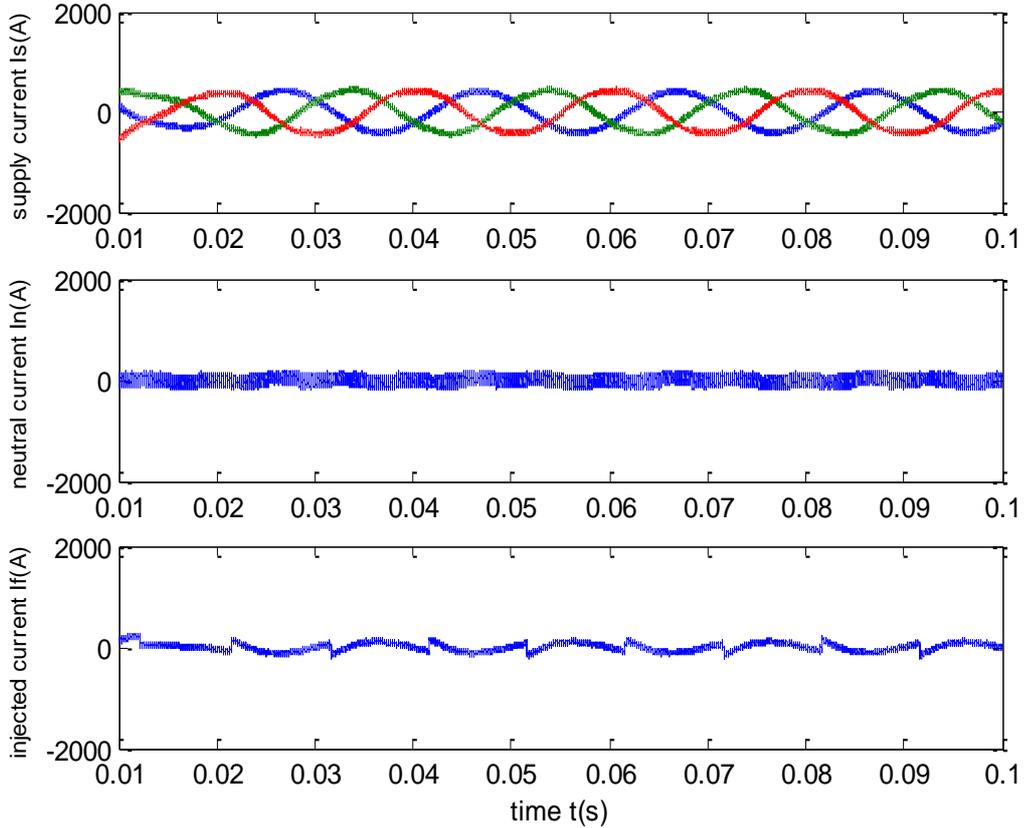


Fig (4.25): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (PQ traditionnelle)

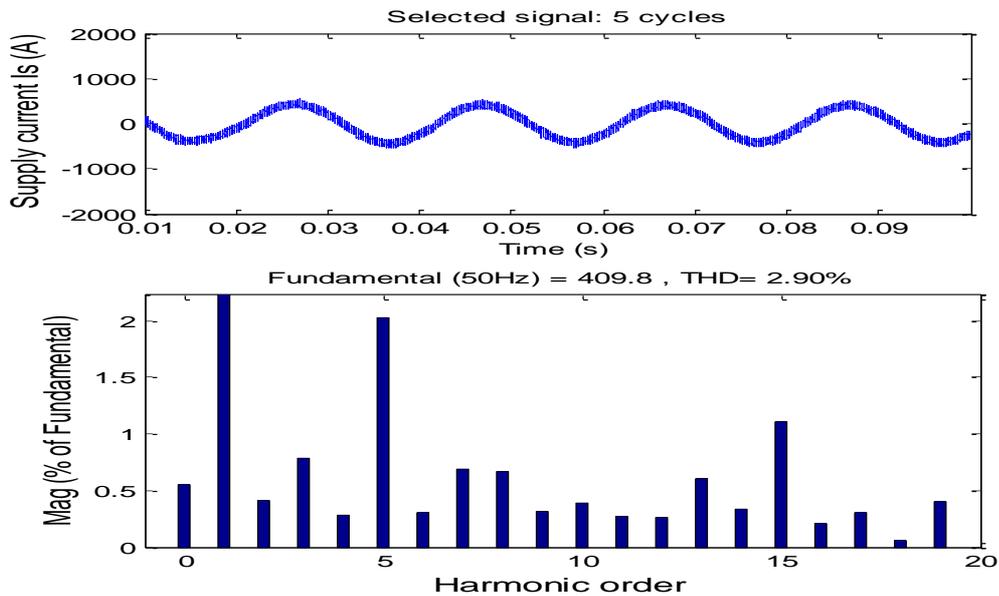


Fig (4.26): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.7 Filtre FMV

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un filtre FMV révèle un THD de 2,95 % après filtrage comme le montre la figure suivante.

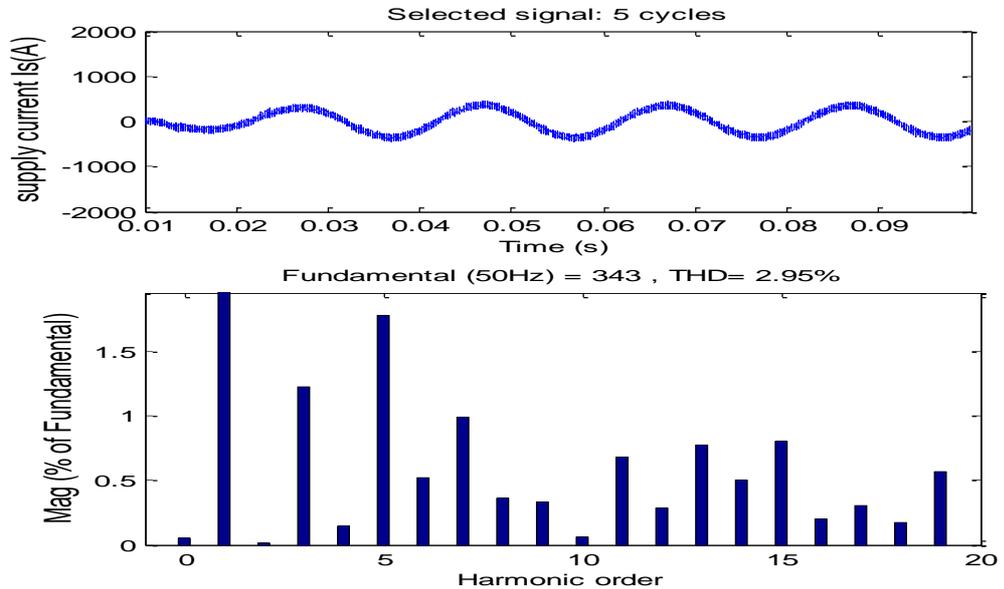


Fig (4.27): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

Les courants de source, du neutre et les courants injectés par le filtre en utilisant ce filtre sont illustrés dans les figures suivantes :

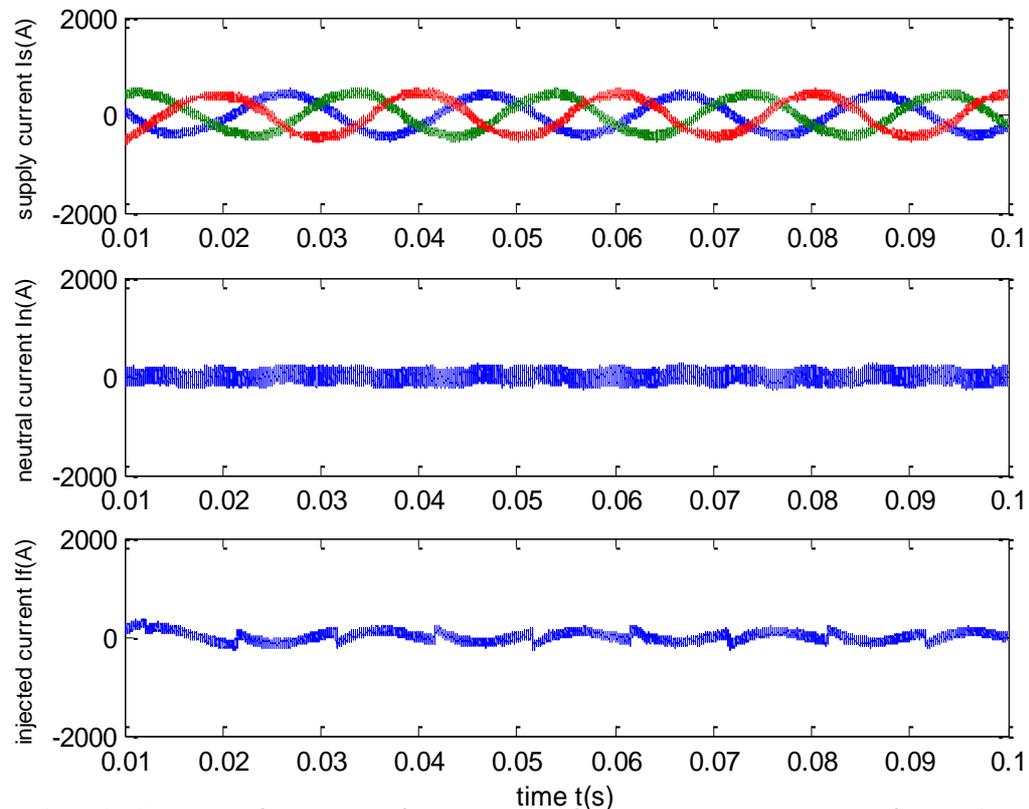


Fig (4.28): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FMV)

4.6.8 Filtre FLC

Les courants de source, du neutre et les courants du filtre pour cette méthode sont illustrés dans la figure suivante :

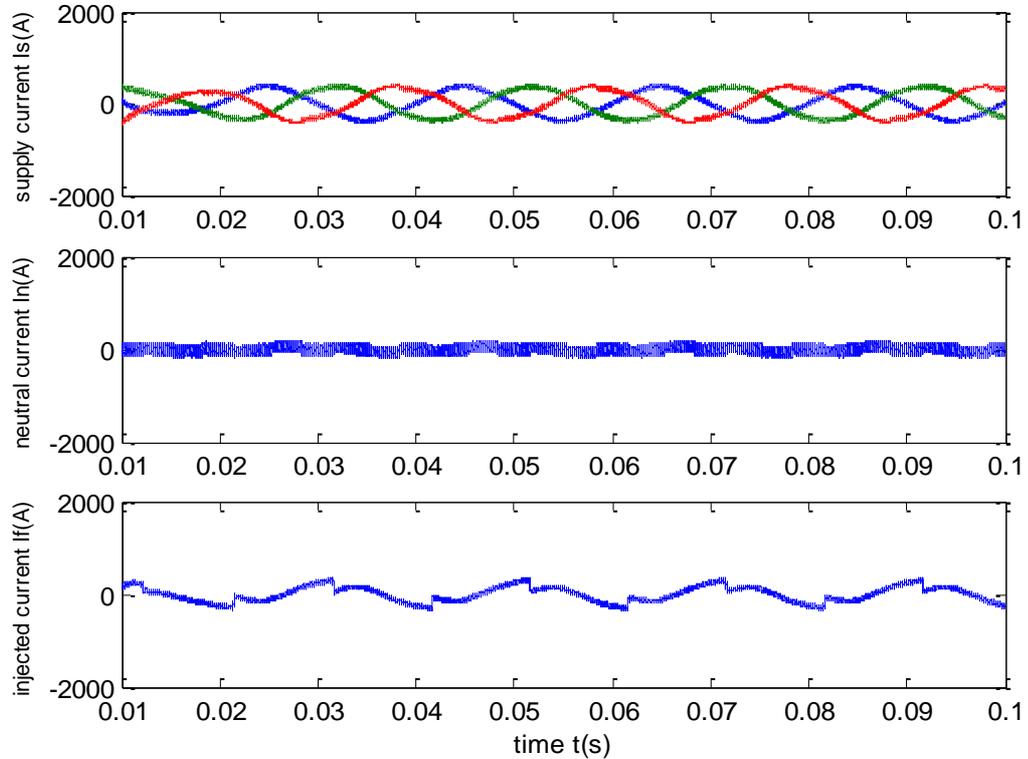


Fig (4.29): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FLC)

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur flou permet une réduction de la valeur du THD à 4,62 % après filtrage.

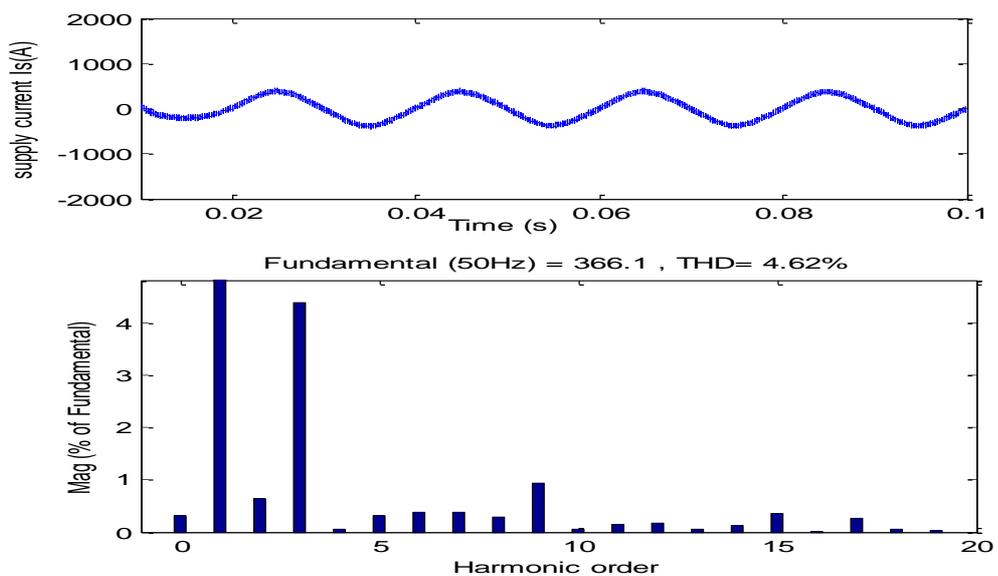


Fig (4.30): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.9 Filtre ADALINE

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur ADALINE permet une réduction de la valeur du THD à 3,78 % après filtrage.

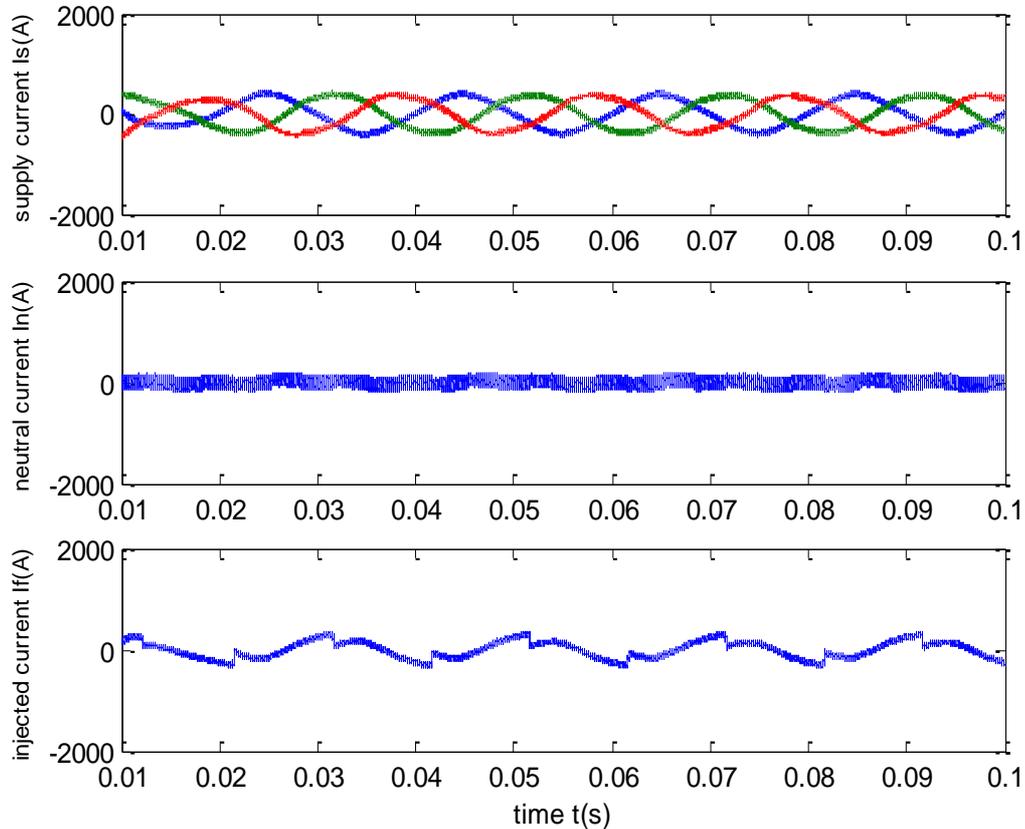


Fig (4.31): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (ADALINE)

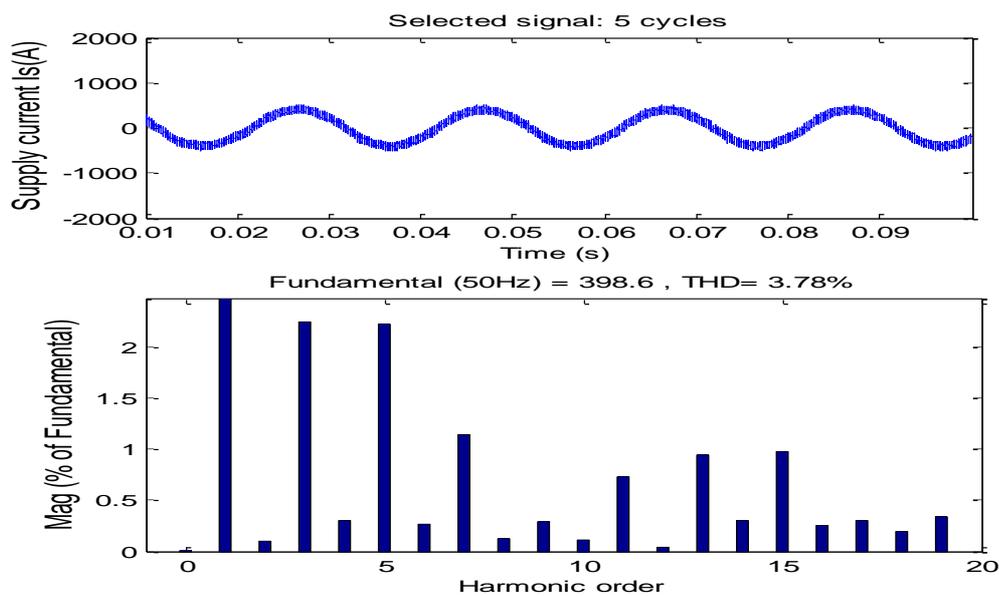


Fig (4.32): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

4.6.10 Combinaison Neurone Flou

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un ADALINE et le contrôle de la tension du bus continu par logique floue permet une réduction de la valeur du THD à 2,99 % après filtrage.

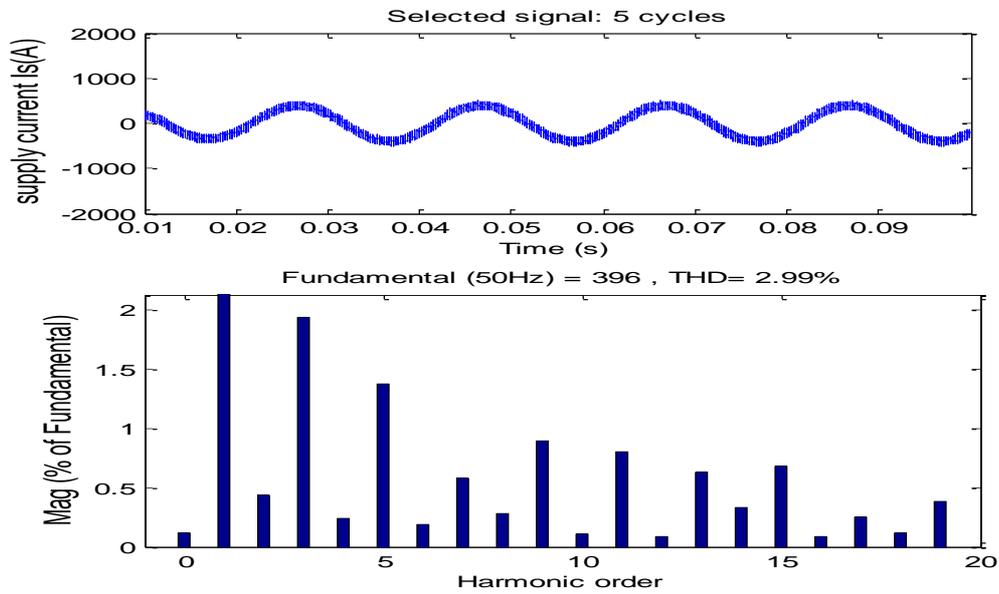


Fig (4.33): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

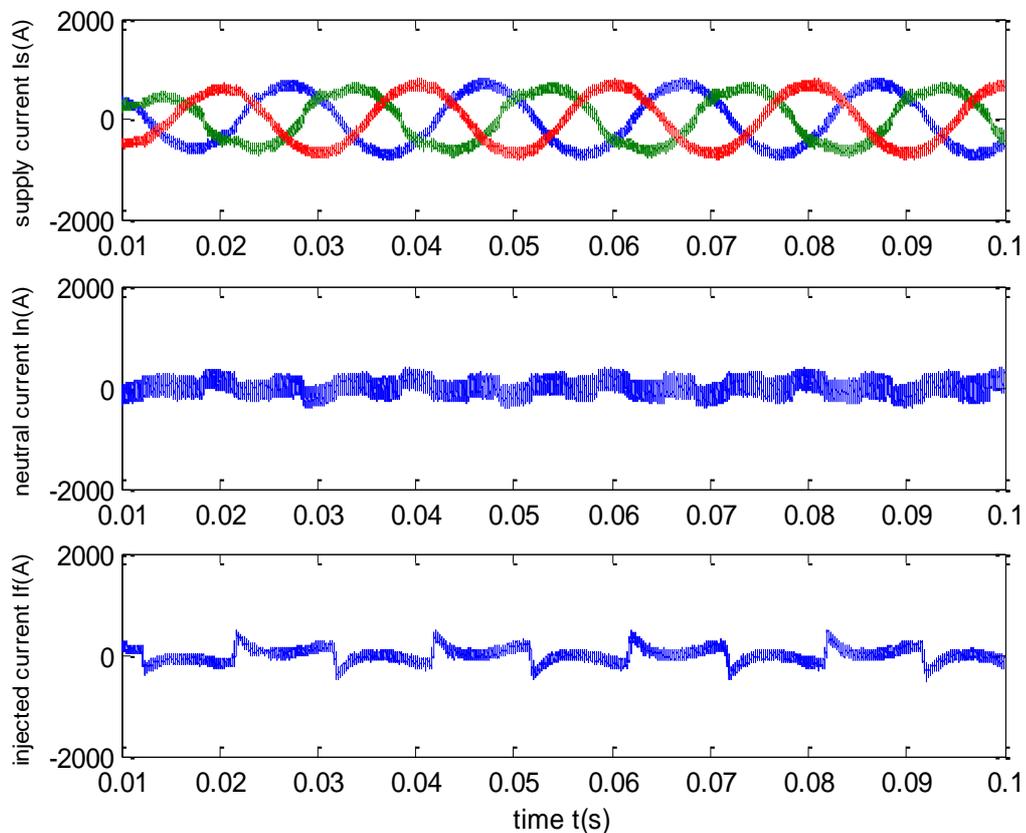


Fig (4.34): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (Neurone Flou)

Concernant les résultats de simulation du système complet, le tableau suivant les résume pour les quatre méthodes d'identification étudiées précédemment:

Tab 4.4 résultats de simulation

	Charge équilibrée	Charge déséquilibrée
	(FLFB)	(FLFB)
THD avant compensation	19,89%	21,59%
THD après compensation (pq theory)	2,90%	3,18%
THD après compensation (FMV)	2,95%	2,59%
THD après compensation (FLC)	4,62%	4,21%
THD après compensation (ADALINE)	3,78%	4,80%
THD après compensation (Combinaison Neurone flou)	2,99%	4,18%

A l'aide de cette analyse fréquentielle, il est clair que, presque, tous les termes harmoniques de courant sont éliminés. Les résultats obtenus avec toutes les méthodes d'identification des courants de référence montrent que la mise en œuvre du filtre actif permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de source, ce qui se traduit par la diminution du THD après filtrage bien en dessous de 5% exigé par la norme CEI, avec une réduction importante du courant du neutre.

4.7 Conclusion

Comme il a été déjà signalé, ce chapitre a premièrement mis l'accent sur les convertisseurs de type source de tension qui ont des avantages sur les types de source de courant d'avoir un rendement plus élevé et un moindre coût initial.

La régulation de la tension aux bornes du condensateur à l'entrée de l'onduleur s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. L'option la plus commune pour le contrôle de cette boucle consiste à utiliser un correcteur PI. Bien que, pour améliorer les performances du filtre, un correcteur flou et un autre multi couche ont été étudiés.

Une étude comparative entre les trois régulateurs a montré que les trois méthodes sont performantes pour la régulation de la tension V_c à la sortie du filtre. Néanmoins une différence se situe dans les performances dynamiques (temps de réglage).

Également, on s'est intéressé au développement des programmes de simulation des montages donnés, on a entamé l'étude des différentes techniques de commande du filtre actif représenté par l'onduleur de tension à quatre bras par le logiciel Matlab Power system. Le régulateur tout ou rien ou régulateur à Hystérésis modulé avec leurs résultats de simulation et interprétation, donne les meilleurs performances. Ainsi, on constate que le système est capable de générer la plupart des harmoniques absorbés par la charge, et d'améliorer notamment l'allure du courant réseau. Aussi les harmoniques générés par la charge disparaissent pratiquement du courant réseau.

Chapitre 5

CHAPITRE 5

FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE A TROIS BRAS AVEC CONDENSATEUR A POINT MILIEU

5.1 Introduction

La topologie proposée dans ce chapitre est d'utiliser un filtre actif au moyen d'un onduleur de tension à trois bras placé en parallèle avec les charges non linéaire assemblée d'un condensateur à point milieu reliant le neutre dont la commande de l'onduleur n'impose que trois courants, le quatrième étant alors imposé par le montage, cette étude fait composer la première partie de ce chapitre. La régulation de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur est traitée dans la deuxième cession de ce chapitre où on doit maintenir la tension du bus constante et équilibrer les deux tensions. Enfin, dans la dernière partie, on va effectuer par le logiciel Matlab le développement des programmes de simulation de cette topologie avec les différentes techniques d'identification des courants harmoniques du filtre actif représenté par l'onduleur de tension à trois bras avec condensateur à point milieu.

5.2 Onduleur de tension avec neutre raccordé à point milieu

Cette topologie est composée de six interrupteurs réversibles en courant, commandables à la fermeture et à l'ouverture avec des diodes en antiparallèles. Ils constituent les trois bras d'un onduleur triphasé. Un quatrième bras est formé de deux condensateurs dont le point milieu est relié au neutre du réseau électrique. Pour cette topologie, la commande de l'onduleur n'impose que trois courants, le quatrième étant alors imposé par le montage. Le circuit de stockage d'énergie est souvent capacitif représenté par deux capacités montées en cascade qui jouent le rôle de deux sources de tension continue. Pour raccorder le filtre actif au réseau électrique un filtre inductif, représenté par une inductance et une faible résistance, est utilisé. La figure 5.1 présente cette topologie [ABD06].

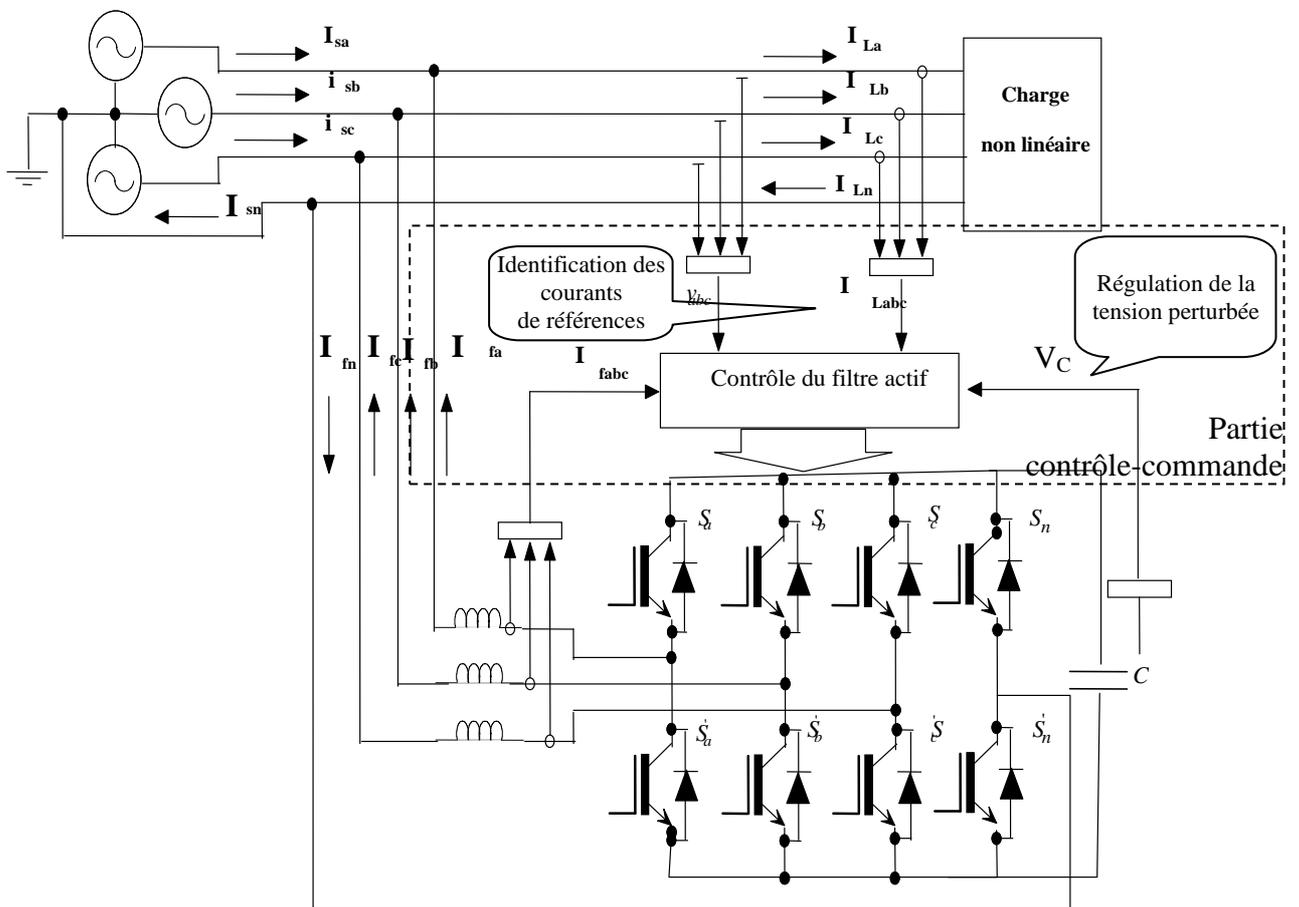


Fig (5.1): Schéma équivalent d'un onduleur de tension triphasé à quatre fils

5.3 Modélisation de l'onduleur de tension

La modélisation de l'onduleur de tension permet de trouver une relation entre les grandeurs de commande agissant sur les interrupteurs commandables et les grandeurs

électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Les tensions de branches $V_{ck0}(t)$ sont directement imposées par la commande des interrupteurs K_k . Pour définir l'état des interrupteurs ($k = 1,2,3$), on peut décrire la fonction de commutation suivante:

- Si K_k est fermé alors $S_k = 1$ et Si K_k est ouvert donc $S_k = 0$.
- Si K'_k est fermé alors $S_k = 0$ et Si K'_k est ouvert donc $S_k = 1$.

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé:

- ✓ Interrupteurs parfaits: La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et d'ouverture nul) et sans pertes. Enfin, en conduction la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle.
- ✓ Sources parfaites: La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

$$V_{ca0}(t) - V_{ca}(t) + V_{cb}(t) - V_{cb0}(t) = 0 \quad (5.1)$$

$$V_{ca0}(t) - V_{ca}(t) + V_{cc}(t) - V_{cc0}(t) = 0 \quad (5.2)$$

$$2V_{ca0}(t) - 2V_{ca}(t) + V_{cb}(t) + V_{cc}(t) - V_{cb0}(t) - V_{cc0}(t) = 0 \quad (5.3)$$

$$V_{ca}(t) = \frac{1}{3}(2V_{ca0}(t) - V_{cb0}(t) - V_{cc0}(t)) = 0 \quad (5.4)$$

$$V_{cb}(t) = \frac{1}{3}(-V_{ca0}(t) + 2V_{cb0}(t) - V_{cc0}(t)) = 0 \quad (5.5)$$

$$V_{cc}(t) = \frac{1}{3}(-V_{ca0}(t) - V_{cb0}(t) + 2V_{cc0}(t)) = 0 \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca0}(t) \\ V_{cb0}(t) \\ V_{cb0}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca\hat{N}}(t) \\ V_{cb\hat{N}}(t) \\ V_{cb\hat{N}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca}(t) \\ V_{cb}(t) \\ V_{cb}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{C1} + V_{C2} & 0 & 0 \\ 0 & V_{C1} + V_{C2} & 0 \\ 0 & 0 & V_{C1} + V_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{C2} \\ V_{C2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca}(t) \\ V_{cb}(t) \\ V_{cb}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a - 1 \\ d_b - 1 \\ d_c - 1 \end{bmatrix} \frac{V_C}{2} \quad (5.10)$$

5.4 Tensions générées

Les combinaisons possibles des tensions de phase $V_{ck}(t)$ (les huit cas possibles) par rapport au point milieu du bus continu sont exposé dans le tableau 5.1 en supposant que

$$V_{C1} = V_{C2} = V_c/2.$$

Tab. 5.1 Tension générées par l'onduleur de tension avec neutre raccordé au point milieu du bus

k	S₃	S₂	S₁	v_{ca}(t)	v_{cb}(t)	v_{cc}(t)
0	0	0	0	-V _c /2	-V _c /2	-V _c /2
1	0	0	1	-V _c /2	-V _c /2	+V _c /2
2	0	1	0	-V _c /2	+V _c /2	-V _c /2
3	0	1	1	-V _c /2	+V _c /2	+V _c /2
4	1	0	0	+V _c /2	-V _c /2	-V _c /2
5	1	0	1	+V _c /2	-V _c /2	+V _c /2
6	1	1	0	+V _c /2	+V _c /2	-V _c /2
7	1	1	1	+V _c /2	+V _c /2	+V _c /2

$$V_{C\alpha}^s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{ca}(t) - \frac{1}{2} V_{cb}(t) - \frac{1}{2} V_{cc}(t) \right) \tag{5.11}$$

$$V_{C\beta}^s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{cb}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cc}(t) \right) \tag{5.12}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{c1}}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{d_a}{C_c} & -\frac{d_b}{C_c} & -\frac{d_c}{C_c} \\ \frac{1-d_a}{C_c} & \frac{1-d_b}{C_c} & \frac{1-d_c}{C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}(t) \\ i_{cb}(t) \\ i_{cc}(t) \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

5.5 Représentation par phaseurs spaciaux

Les phaseurs spatiaux exposent le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases. Ces deux composantes des tensions de phases dans le plan (α,β) sont données par la figure (5.2).

Etant donné que les tensions de branches $V_{ck}(t)$ ne peuvent être que $\pm V_C/2$, il y a huit positions possibles pour $V_{sc}(t)$, 6 positions se trouvent aux sommets d'un hexagone du module et 2 positions à l'origine, module nul, lorsque les phases sont identiques [HAM08].

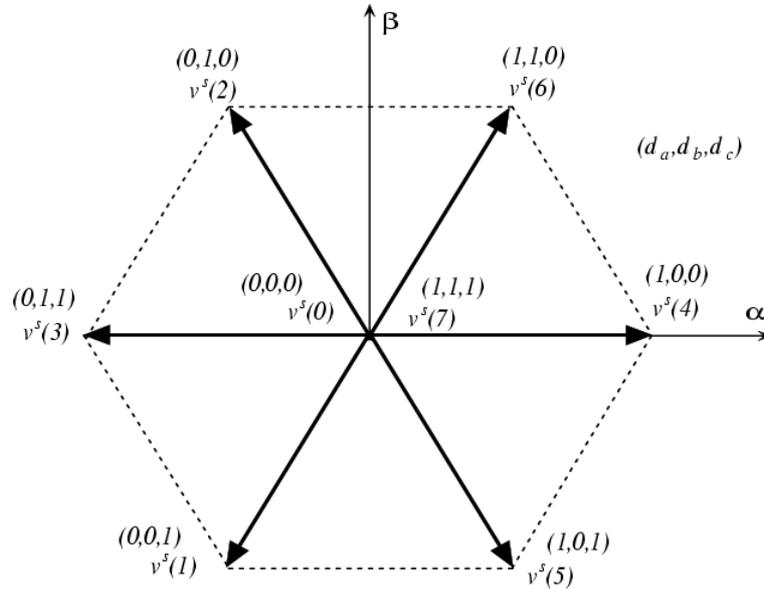


Fig (5.2): Représentation vectorielle des tensions $V_{ck}(t)$ générées par l'onduleur

5.6 Régulation de la source de tension continue

Pour un système à quatre fils (le neutre raccordé), la partie continue de l'onduleur dont le bus continu composé de deux condensateurs C_1 et C_2 est supposée sans pertes. Les tensions V_{C1} et V_{C2} aux bornes des deux condensateurs doivent être maintenues constantes et égales.

✧ Contrôleur PI du bus continu

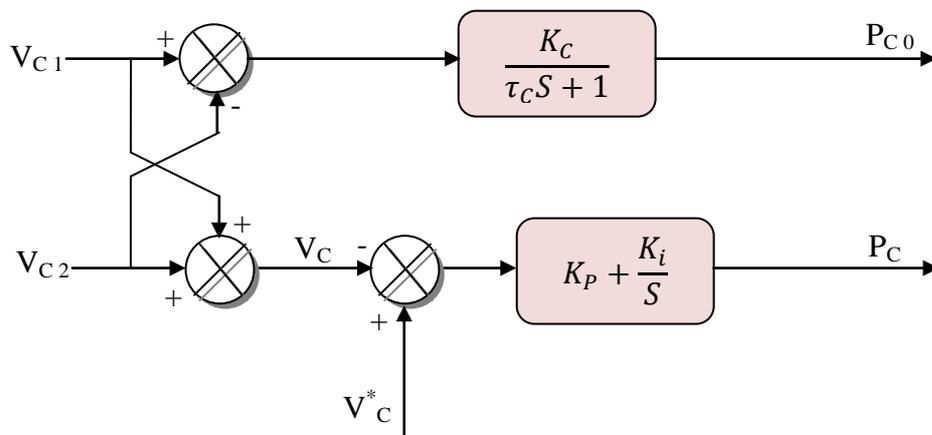


Fig (5.3): Contrôle de la tension continue

Le problème de cette stratégie est le déséquilibre entre les tensions aux bornes des deux capacités du à la commutation, à la compensation des courants homopolaires compensé en ajoutant une consigne de puissance homopolaire P_{C0} génère par un filtre passe bas à partir de l'écart entre les deux tensions ou au courant injecté à travers le point milieu du bus continu.

Généralement, la régulation du niveau de la tension V_C est réalisée par un correcteur Proportionnel Intégral PI, s'effectue en absorbant ou en injectant de la puissance active sur le réseau montrée par la figure (5.3), ceci qui à partir de l'écart entre la tension de référence V_C^* et celle mesurée $V_{C1} + V_{C2}$ génère une consigne de puissance active P_C superposée à la puissance réelle qui force l'onduleur à générer un courant actif fondamental qui sert à corriger les variation de V_C , dont ses gains sont déterminés à partir de la fonction de transfert (5.14) en boucle fermé schématisé par la figure suivante [HAM12]:

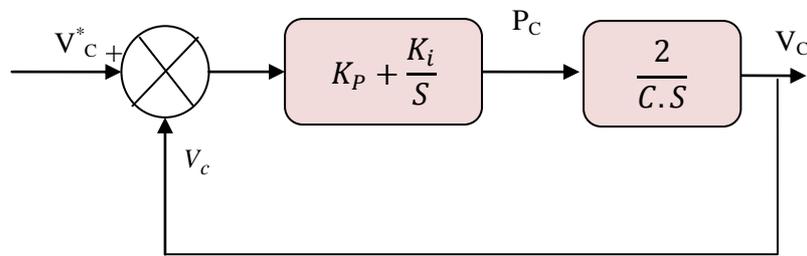


Fig (5.4): Boucle de régulation de la tension continue

$$\frac{V_C}{V_C^*} = \frac{2\xi\omega_C S + \omega_C^2}{S^2 + 2\xi\omega_C S + \omega_C^2} \tag{5.14}$$

$$\text{Où } K_i = \frac{C\omega_C^2}{2} \text{ et } K_P = 2CK_i\xi^2 = (C\omega_C\xi)^2 \tag{5.15}$$

Avec : ξ est le coefficient d'amortissement et ω_C est la fréquence de coupure.

Le Tableau (5.2) récapitule les conditions des variations de cette tension [ARE97].

Tab. 5.2 Conditions de variation des tensions V_{C1} et V_{C2}

$i_{fk} > 0 \text{ et } \frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Augmentation de la tension dans C_1
$i_{fk} < 0 \text{ et } \frac{di_{fk}}{dt} < 0$	Diminution de la tension dans C_1
$i_{fk} < 0 \text{ et } \frac{di_{fk}}{dt} > 0$	Augmentation de la tension dans C_2
$i_{fk} > 0 \text{ et } \frac{di_{fk}}{dt} > 0$	Diminution de la tension dans C_2

5.7 Simulation et interprétation des résultats

Dans ce chapitre, le filtre actif présenté par l'onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu (TLSC) sera étudié.

Le schéma de l'ensemble est constitué d'une source de tension, une charge non linéaire représentée par trois ponts redresseurs tous thyristors, alimentant chacune une charge R-L, un filtre actif représenté par un onduleur de tension à trois bras avec un condensateur à point milieu, connecté en parallèle avec le réseau électrique.

Puisque tous les courants de phase (i_a , i_b , i_c) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase. Commençons par trois charges monophasées déséquilibrées.

✓ Charges déséquilibrées

5.7.1 Méthode des puissances instantanée conventionnelle

Ce filtre (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée traditionnelle) permet une réduction des harmoniques de courant. La valeur du THD est réduite à 3,72 % après filtrage.

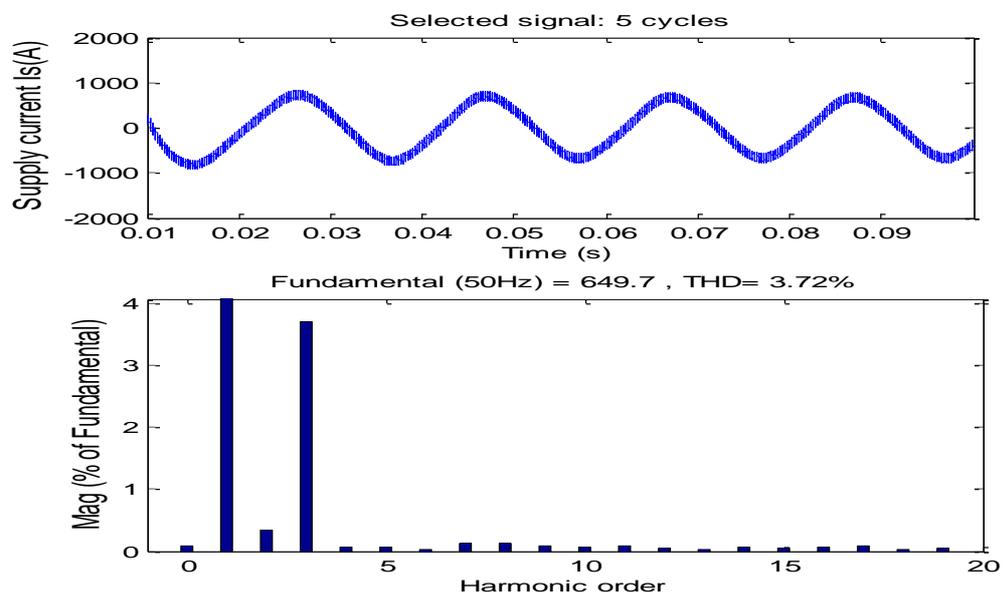


Fig (5.5): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.6) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation.

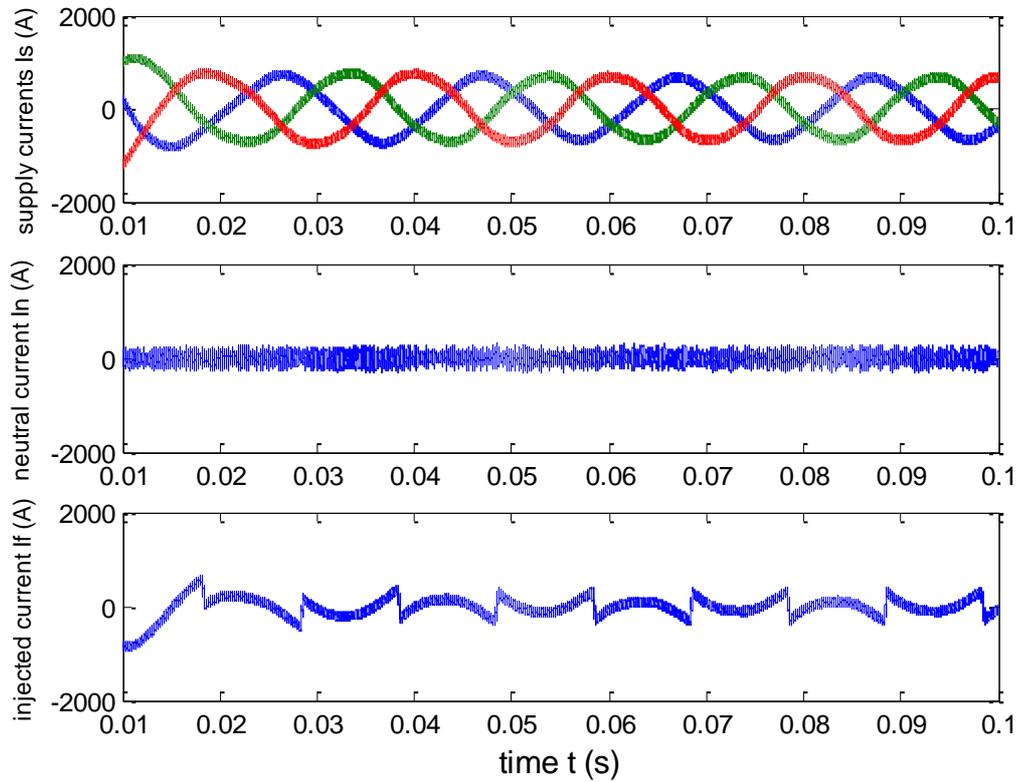


Fig (5.6): Courant de source, du neutre et le courant injecté en utilisant (PQ traditionnelle)

5.7.2 Filtre FMV

Ce filtre (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un filtre FMV) permet une réduction des courants harmoniques. La valeur du THD est réduite à 2,02 % après filtrage.

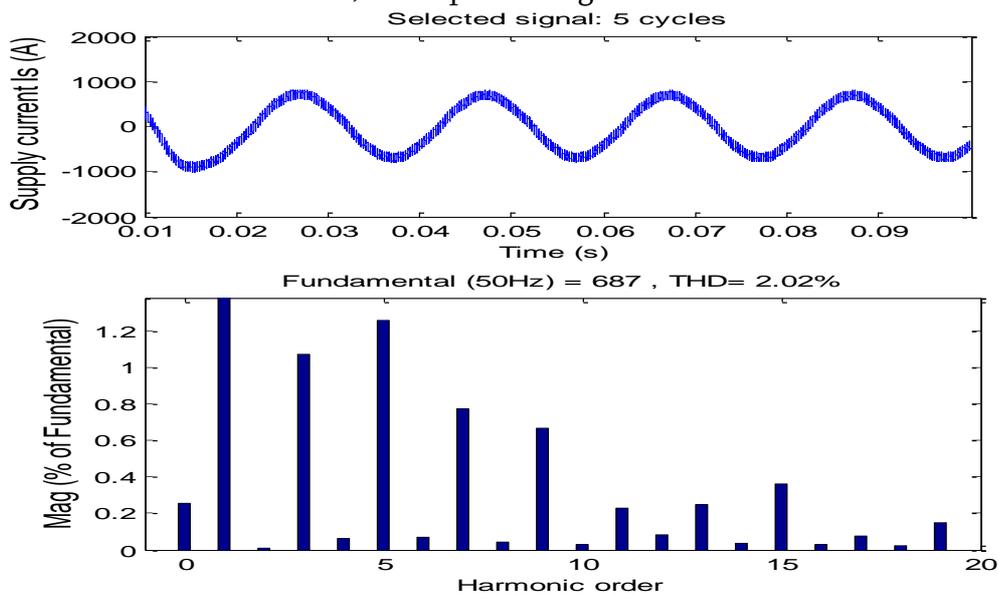


Fig (5.7): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.8) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation.

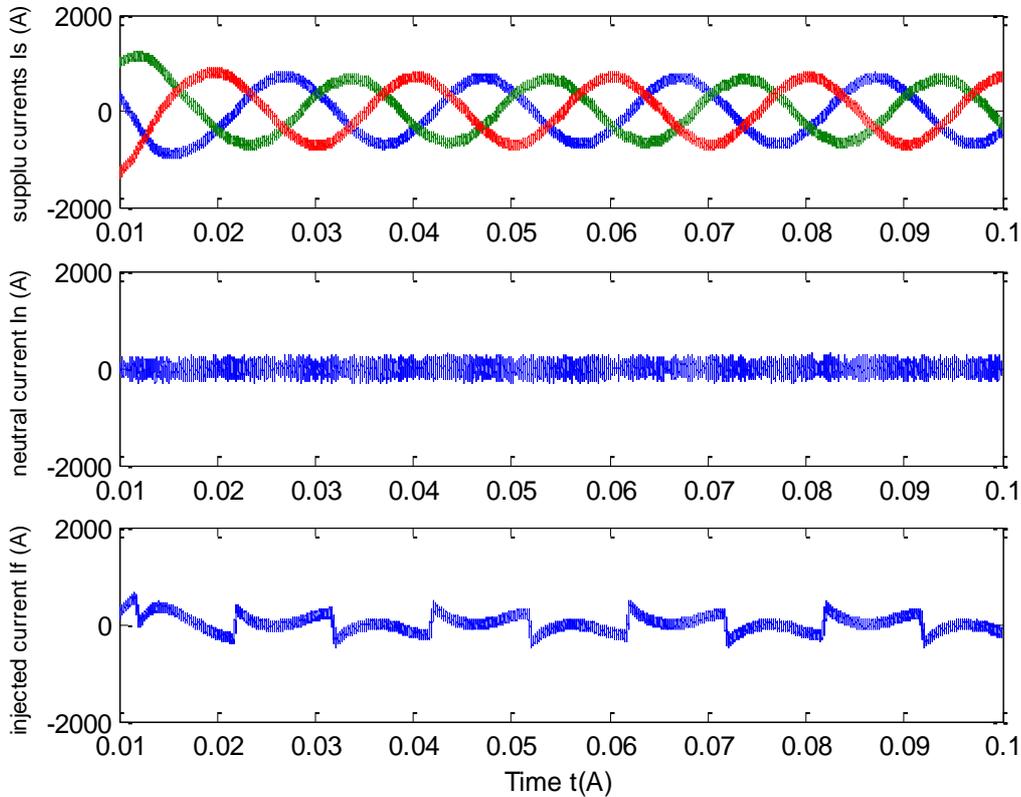


Fig (5.8): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FMV)

5.7.3 Filtre FLC

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur flou permet une réduction de la valeur du THD à 3,34 % après filtrage.

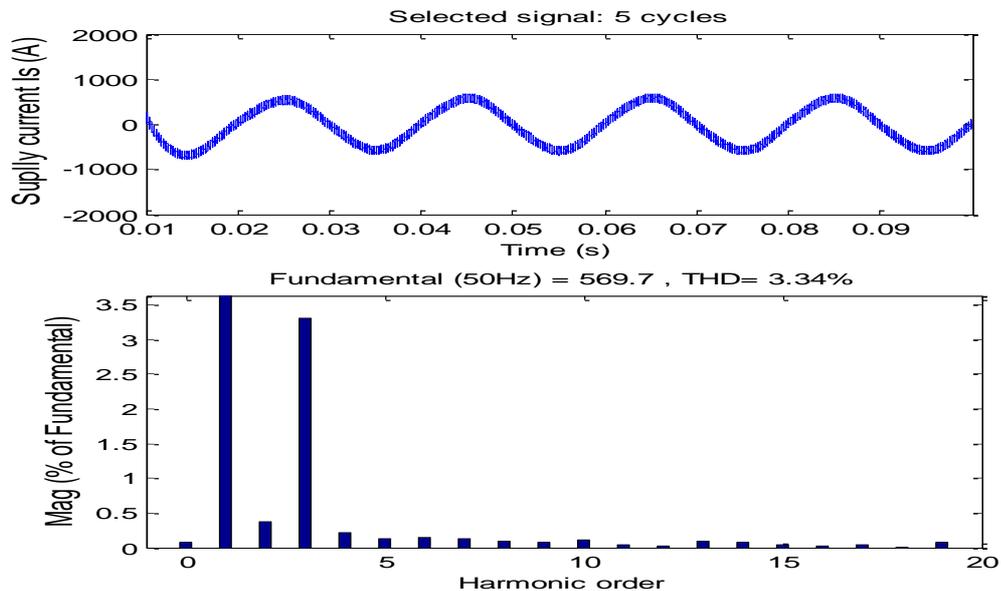


Fig (5.9): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.10) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur Flou).

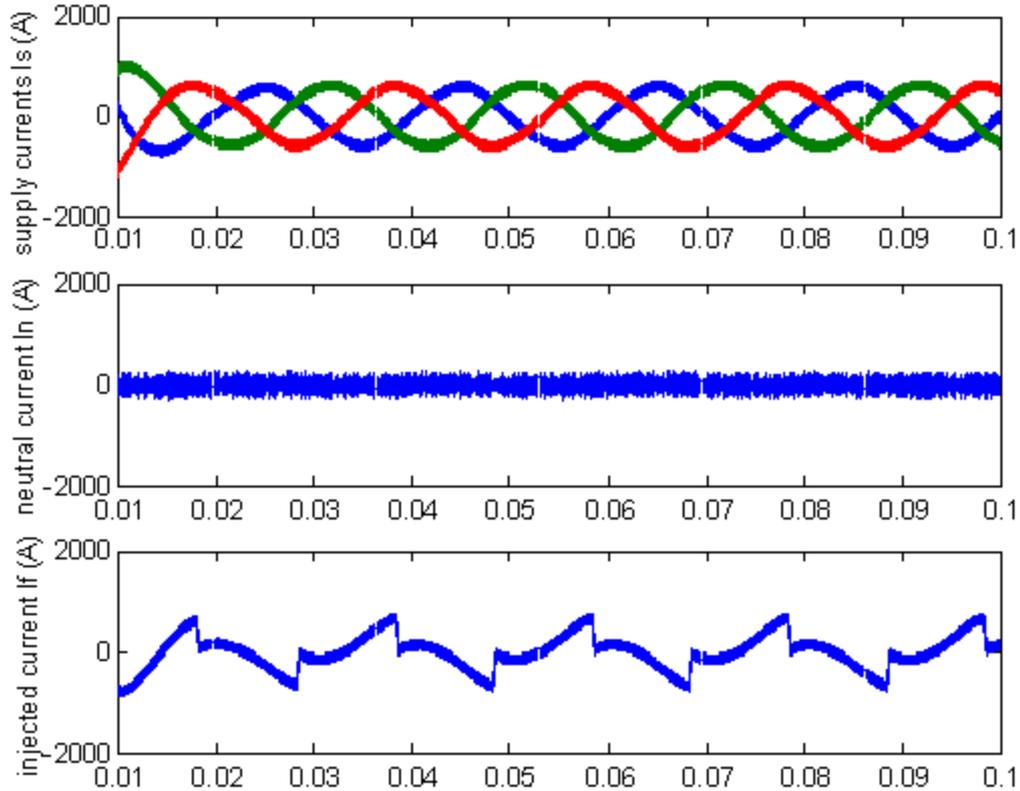


Fig (5.10): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FLC)

5.7.4 Filtre ADALINE

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur ADALINE permet une réduction de la valeur du THD à 3,84 %.

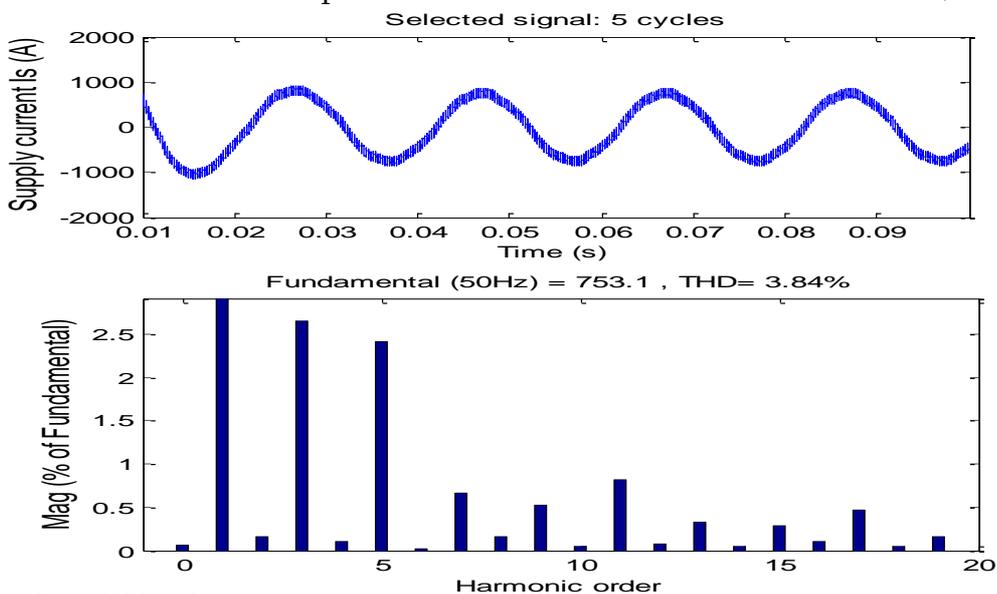


Fig (5.11): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.12) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation (en utilisant l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur ADALINE).

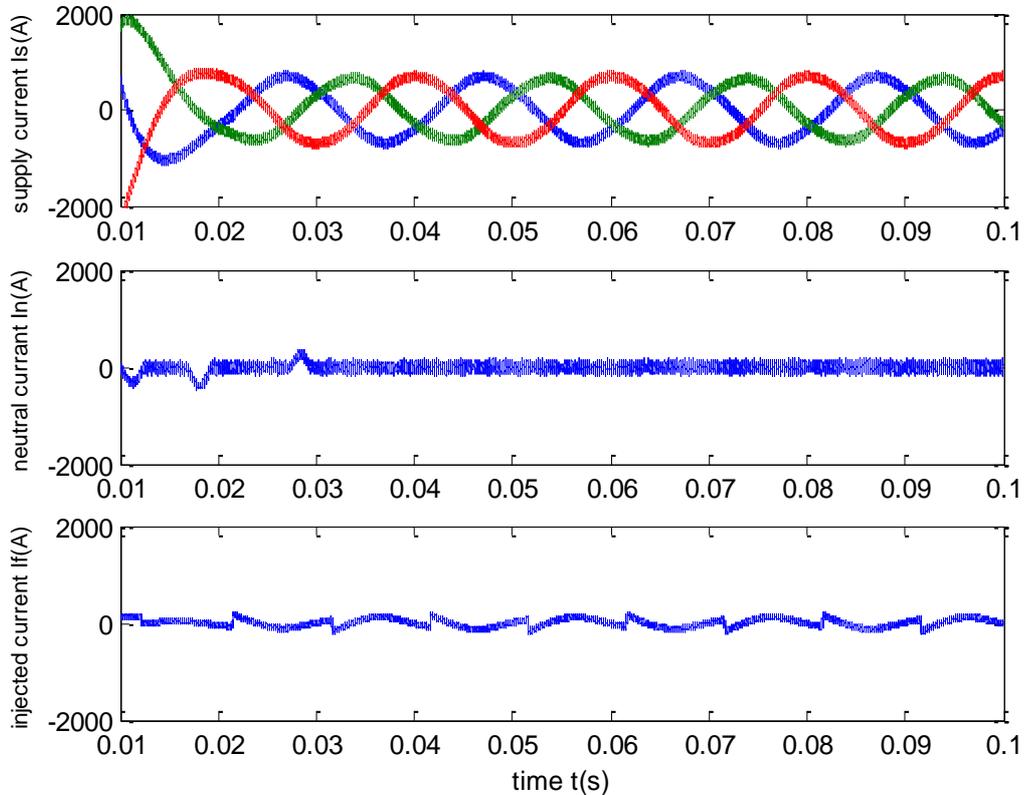


Fig (5.12): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (ADALINE)

5.7.5 Combinaison Neurone Flou

La combinaison des deux techniques intelligentes: neurone et floue, en utilisant un ADALINE pour identifier les courants de références et un contrôleur flou pour réguler la tension à l'entrée du filtre donne un THD de 2,59% pour ce cas.

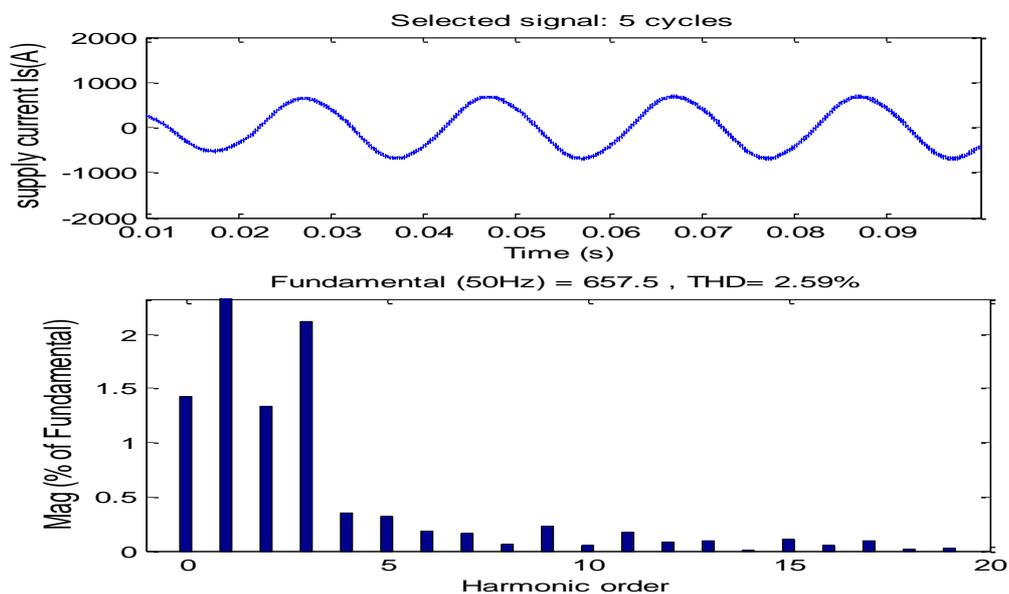


Fig (5.13): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.14) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation en intégrant un contrôleur (ADALINE) dans l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec une régulation de V_c par un FLC.

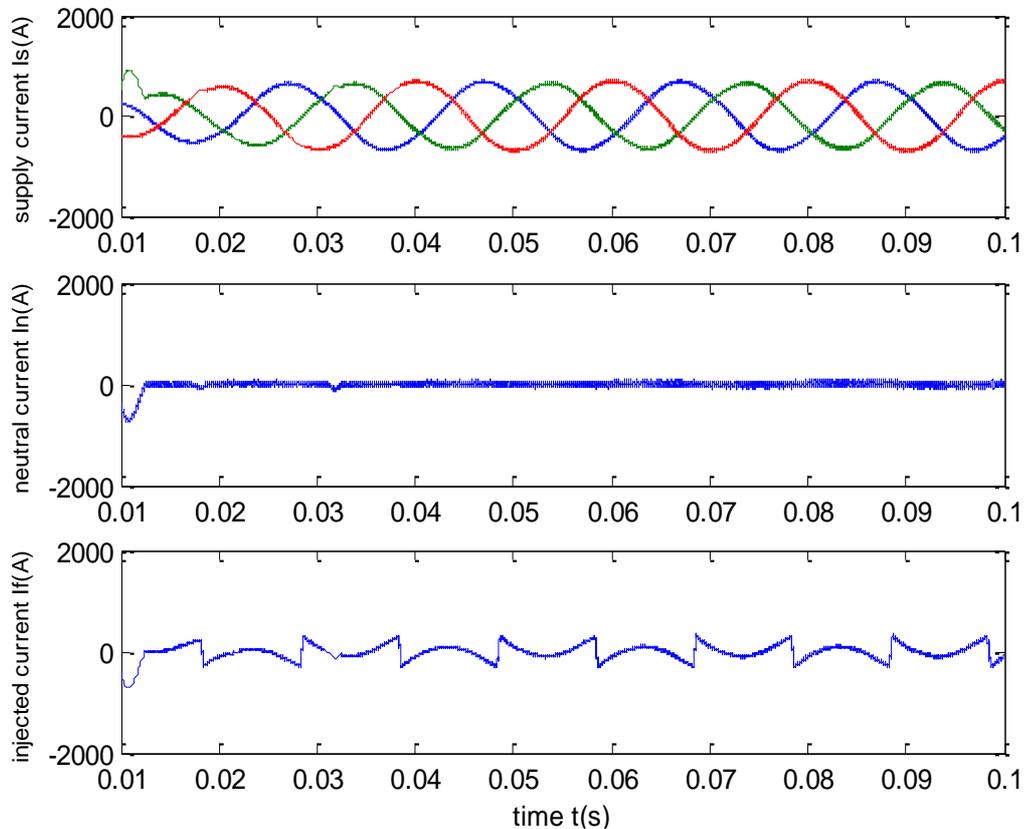


Fig (5.14): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (Neurone-Flou)

D'après les figures ci-dessus, le THD est inférieur à 5% et les courants sont sinusoïdaux et équilibrés donc le filtre à trois bras avec condensateur à point milieu s'avère performant même si le système est connecté par des charges déséquilibrées.

✓ Charges équilibrées

Pour cette série de simulations, le THD de départ coté réseau est de 19,89%.

5.7.6 Méthode des puissances instantanée conventionnelle

La figure (5.15) illustre le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté après compensation (en utilisant la méthode des puissances instantanée conventionnelle).

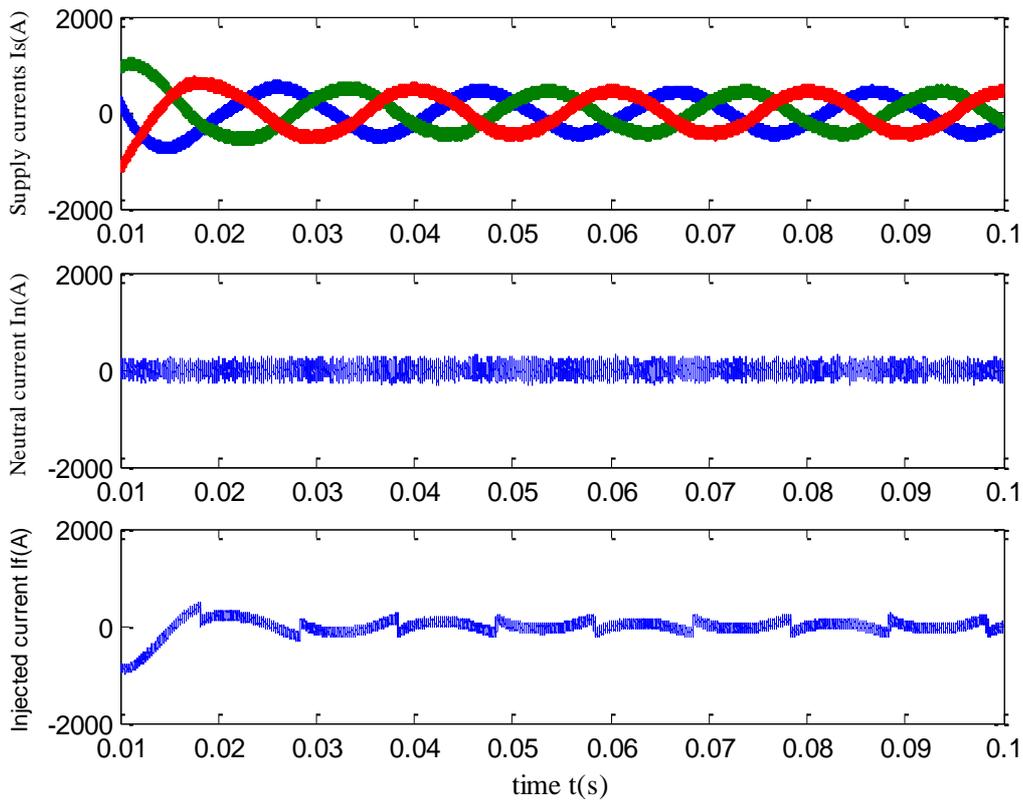


Fig (5.15): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (PQ traditionnelle)

Après filtrage, le THD est réduit à 3,38 % en identifiant les courants de référence par la méthode des puissances instantanée conventionnelle.

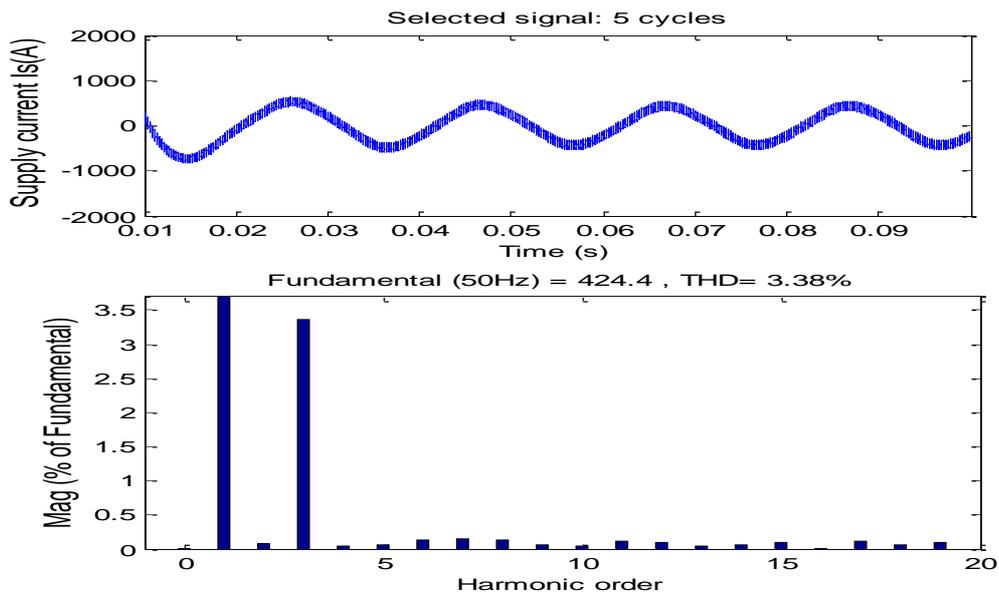


Fig (5.16): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

5.7.7 Filtre FMV

Les bonnes performances de la compensation par ce filtre sont confirmées par la figure (5.17) qui illustre la décomposition spectrale du courant coté réseau dont les amplitudes des harmoniques sont fortement atténuées grâce à cette approche.

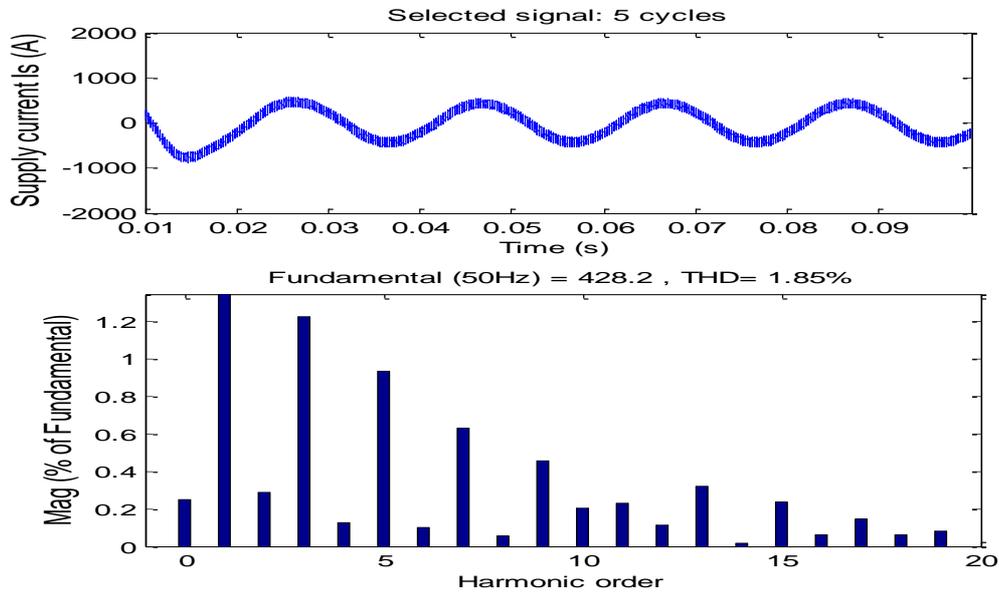


Fig (5.17): Courant de source d’une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.18) représente le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté (en utilisant l’identification par la méthode des puissances instantanée avec un FMV).

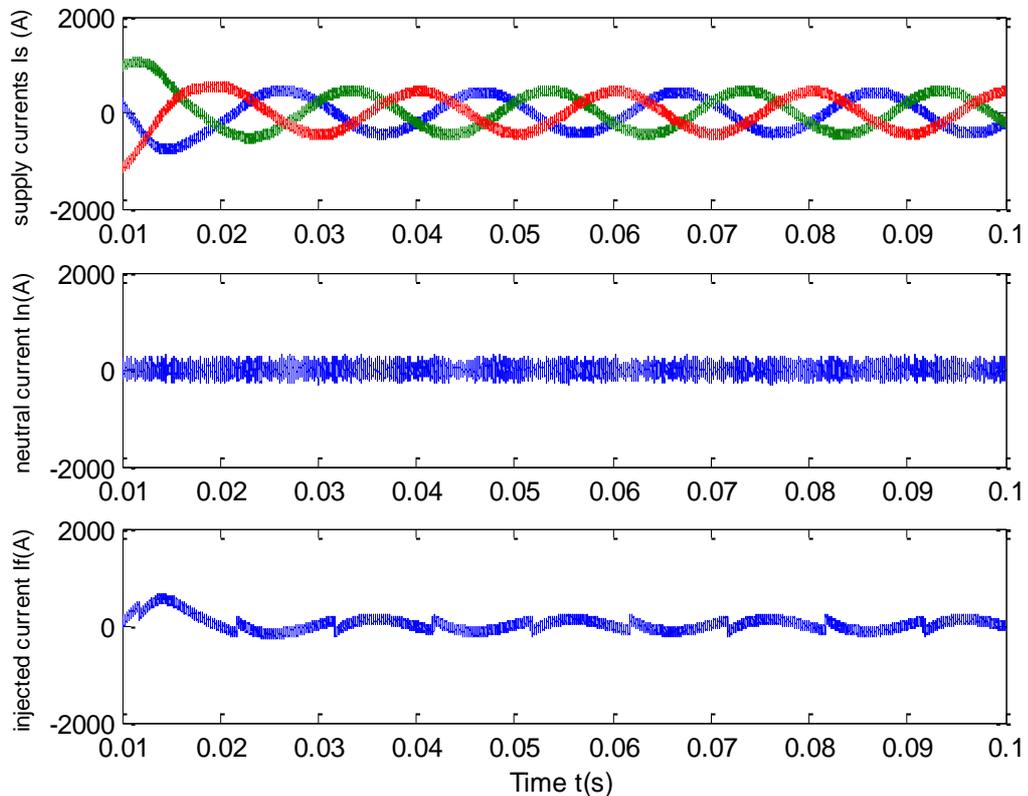


Fig (5.18): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FMV)

5.7.8 Filtre FLC

L'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanée avec un contrôleur flou permet une réduction de la valeur du THD à 4,42 % après filtrage.

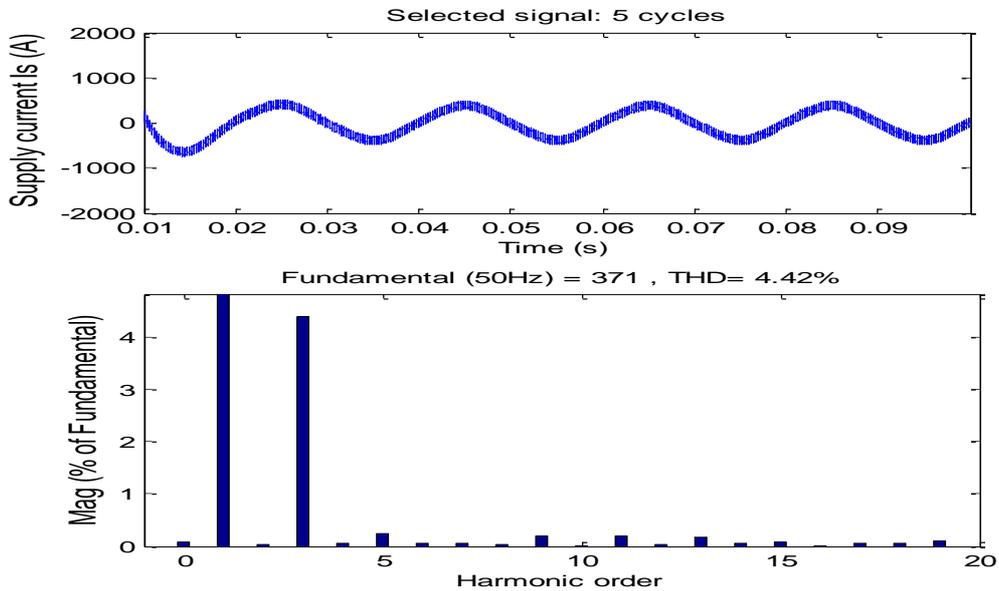


Fig (5.19): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

Les figures (5.20) illustrent les résultats de simulation obtenus pour cette commande: le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre.

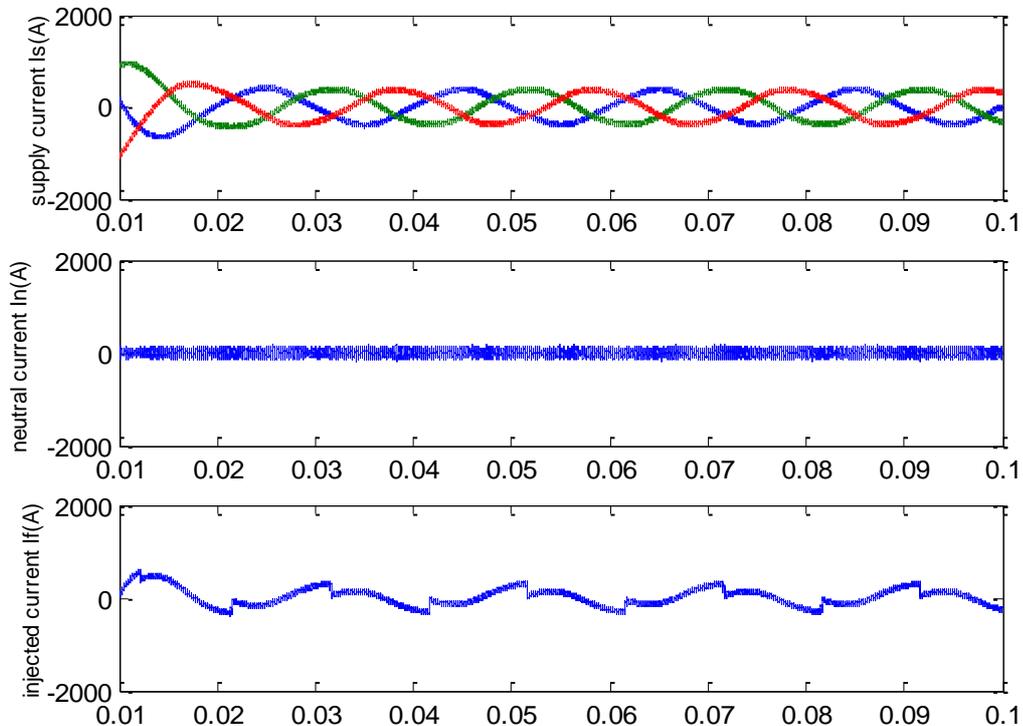


Fig (5.20): Courant de source, du neutre, et le courant injecté en utilisant (FLC)

5.7.9 Filtre ADALINE

Le THD coté source est de 19,89%, il est ramené à 2,76 % après compensation en identifiant les courants de référence par la méthode des puissances instantanées avec un contrôleur ADALINE.

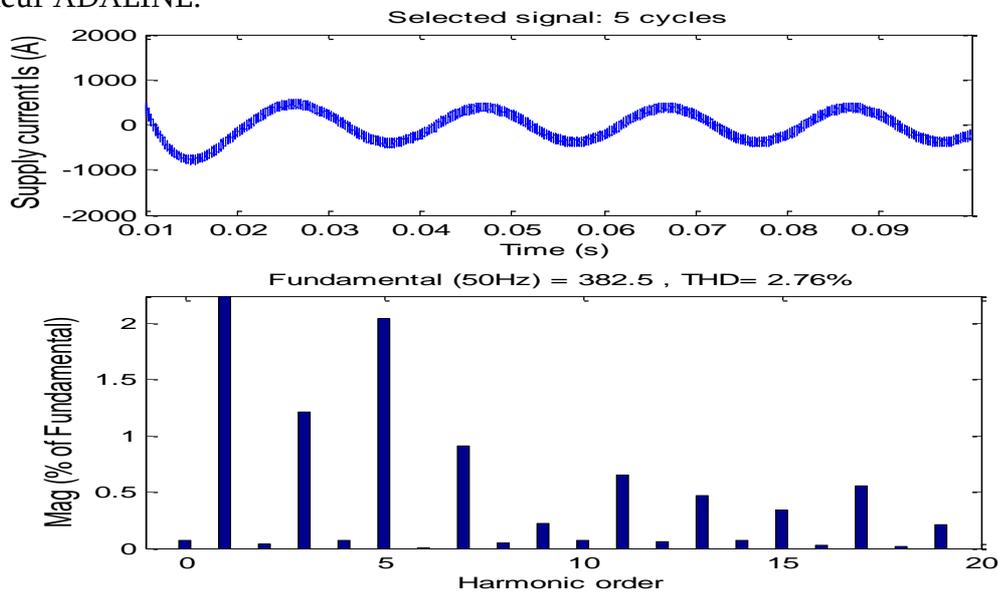


Fig (5.21): Courant de source d’une seule phase et son spectre harmonique

La figure (5.22) illustre les résultats de simulation obtenus pour cette commande en utilisant un ADALINE au lieu d’un filtre passe bas: le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre.

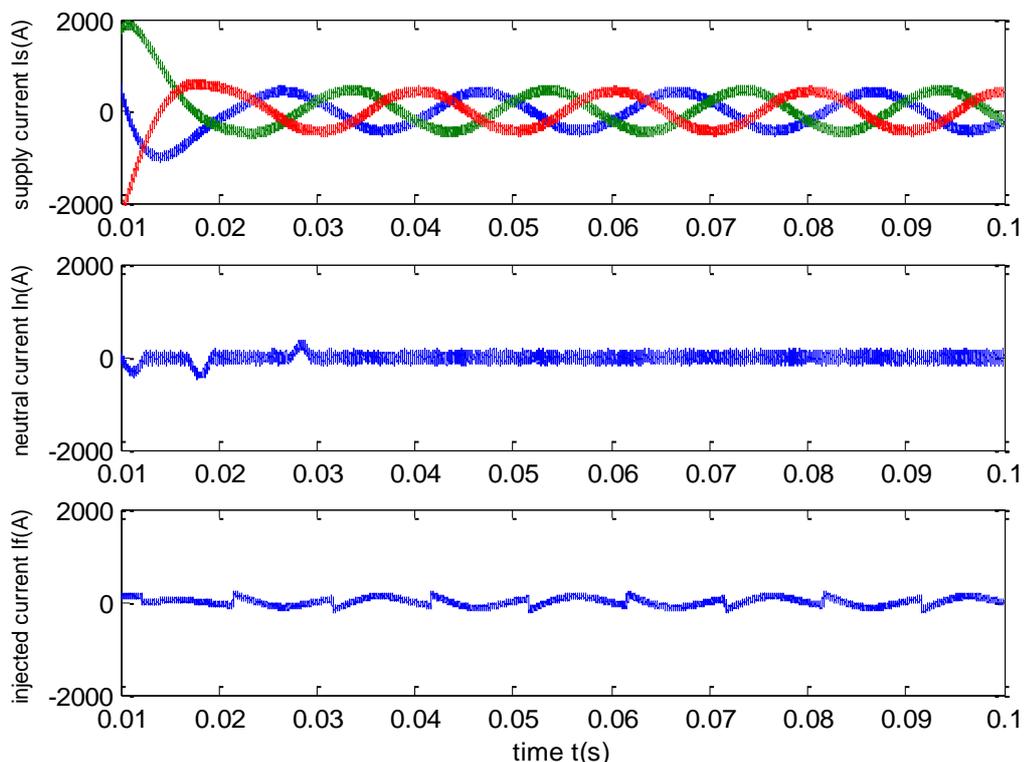


Fig (5.22): Courant de source, du neutre, et le courant injecté avec (ADALINE)

5.7.10 Combinaison Neurone flou

Le THD mesuré est de 2,63% grâce à cette combinaison des deux techniques intelligentes: neurone (ADALINE pour identifier les courants de références) et floue (pour réguler la tension à l'entrée du filtre) au lieu de 3,97% avec l'approche classique.

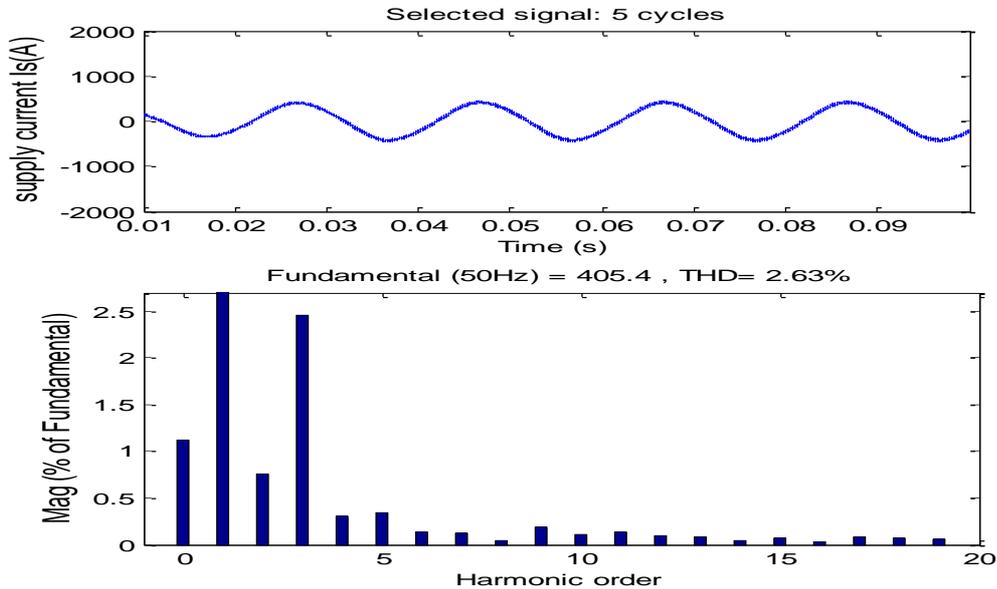


Fig (5.23): Courant de source d'une seule phase et son spectre harmonique

Le courant de source, le courant du neutre et le courant injecté par le filtre sont représentés dans la figure suivante :

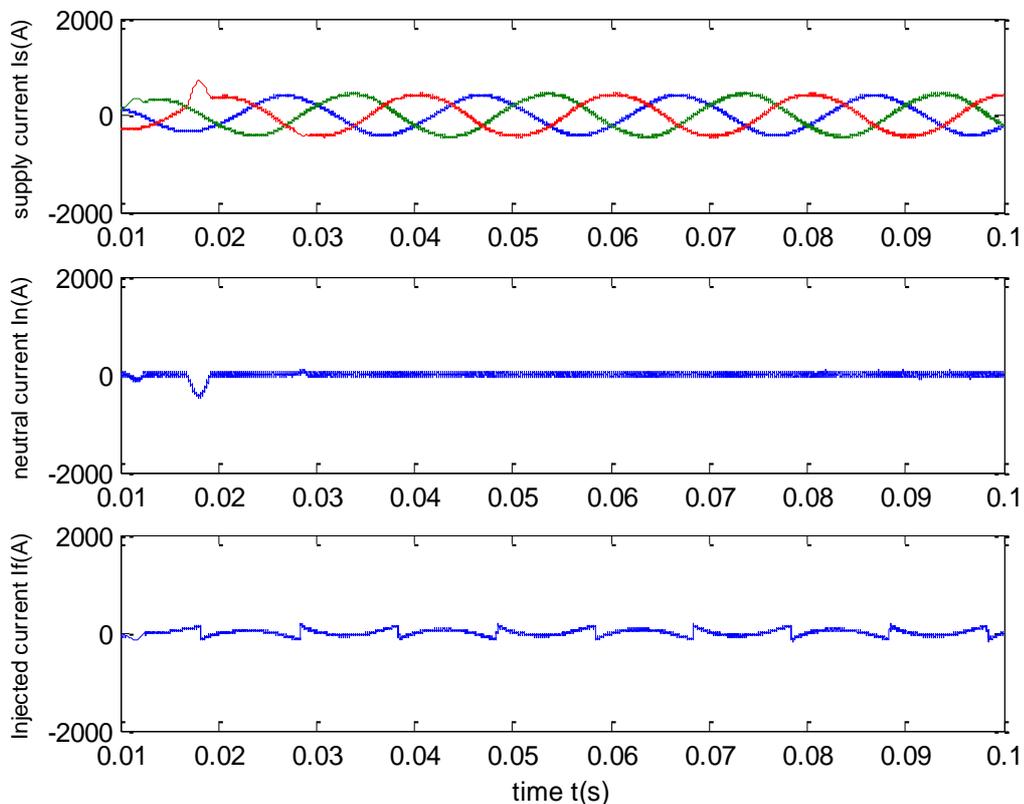


Fig (5.24): Courant de source, du neutre, et le courant injecté avec (Neurone flou)

Le tableau suivant résume les résultats de simulation du système complet pour les cinq différentes méthodes d'identification que nous avons évalué selon les deux différentes topologies.

Tab 5.4 résultats de simulation

	Charge équilibrée		Charge déséquilibrée	
	(TLSC)	(FLFB)	(TLSC)	(FLFB)
THD avant compensation	19,89%	19,89%	21,59%	21,59%
THD après compensation (pq theory)	3,38%	2,90%	3,72%	3,18%
THD après compensation (FMV)	1,85%	2,95%	2,02%	2,59%
THD après compensation (FLC)	4,42%	4,62%	3,34%	4,21%
THD après compensation (ADALINE)	2,76%	3,78%	3,84%	4,80%
THD après compensation (Neurone flou)	2,63%	2,99%	2,59%	4,18%

Les résultats obtenus par la simulation du système montrent que le courant de source après compensation reste d'allure sinusoïdale avec un THD en dessous de 5% pour les deux différentes topologies et le courant du neutre est vraiment réduit par rapport à celui avant compensation.

La compensation idéale vise à assurer des courants actifs sinusoïdaux côté source, une puissance active constante maximale ceci avec des pertes minimales et donc une puissance réactive nulle.

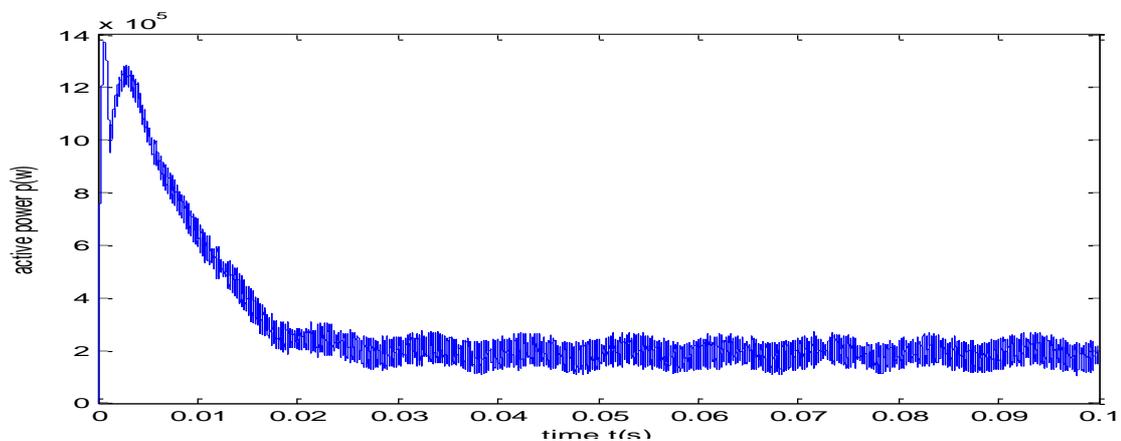


Fig (5.25): La puissance active instantanée p

Dans notre étude et à l'aide de nos filtres actifs, la puissance active, illustrée sur la figure précédente, est proche de la constante. L'erreur oscille avec une faible amplitude elle est donc acceptable.

Approximativement, la puissance réactive q est également compensée pour toutes les méthodes d'identification. La figure suivante montre son allure comme exemple d'où on constate leur oscillation autour de zéro.

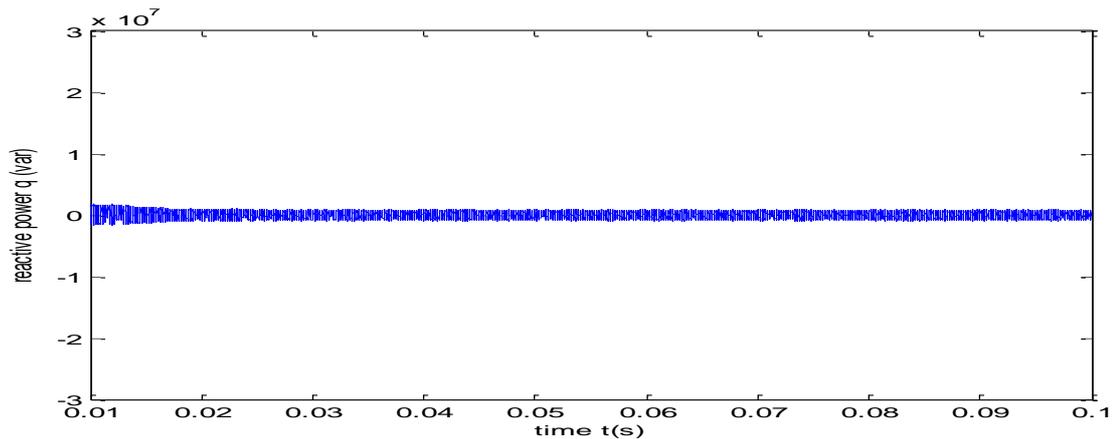


Fig (5.26): La puissance réactive instantanée q

Entretemps, on a remarqué que le filtre actif modélisé par l'onduleur à quatre bras s'avère le plus performant en identifiant les courants de référence par la méthode des puissances instantanées conventionnelle car l'onduleur à quatre bras pilote les trois courants ainsi que le neutre par contre l'onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu n'en pilote que les trois bras et le quatrième n'est que le résultat d'une équation. D'autre part, l'onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu donne de meilleurs résultats avec les autres méthodes d'identification intégrant les filtres intelligents. Des améliorations plus significatives sont obtenues avec la méthode incorporant un filtre FMV.

En plus du tableau comparatif par THD des deux différentes topologies (TLSC et FLFB), le tableau suivant résume les caractéristiques des deux topologies, étudiées dans les deux derniers chapitres, capables de compenser les harmoniques ainsi que le courant du neutre [ELB11].

Tab 5.5 Avantages et inconvénients des topologies TLSC et FLFB

Topologies	Avantages	Inconvénients
TLSC	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Nombre réduit des semi-conducteurs (6 IGBT). ✓ Moins de pertes par conduction et par commutation. ✓ Stokage important d'énergie dans les condensateurs. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Surdimensionnement des trois bras. ✓ Contrôle judicieux du potential de point milieu. ✓ Gros condensateur pour le bus continu (2C).
FLFB	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Meilleure contrôlabilité de courant. ✓ Faible condensateur côté bus continu. ✓ Tension basse aux bornes des interrupteurs de puissance ($V_c/2$). 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ 16 Composants semi-conducteurs. ✓ Plus de pertes par conductions et par commutation.

5.8 Conclusion

Pareillement, ce chapitre s'est intéressé au développement des programmes de simulation des montages donnés cette fois ci pour l'onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu. Nous avons travaillé à améliorer les performances de filtrage en changeant les techniques d'identification des courants de référence tout en s'attachant à minimiser la complexité de la commande basant sur la technique conventionnelle qui vaut plus pour sa simplicité, sa facilité de mise en oeuvre et son cout réduit que pour ses performance.

Ensuite, une comparaison par simulation en utilisant le logiciel Matlab Power system des différentes techniques de commande du filtre actif est illustrée par un tableau récapitulatif de THD, où on a remarqué que les résultats de simulation sont en dessous de 5% après filtrage comme l'impose la norme CEI, avec une amélioration de la forme d'onde du courant ce qui montre une bonne performance de ces différentes topologies (TLSC) et (FLFB) de filtrage même si le système est connecté aux charges déséquilibrées. En conséquence, on peut dire que nos objectifs de compensation sont, plus ou moins, atteints.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail de recherche, nos travaux contribuent à l'identification et à la commande des filtres actifs et leurs performances dans les systèmes de distribution à quatre fils où le fil du neutre est souvent distribué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmoniques d'ordre 3 et ces multiples impaires) à cause des charges non linéaires monophasées. Sur la base de ce constat, notre travail s'est porté plus particulièrement sur l'étude de deux topologies de filtre actif de puissance afin de compenser les harmoniques circulant dans un réseau électrique à quatre fils. La première consiste à utiliser un onduleur à trois bras conventionnel mais avec un bus continu dont le point neutre est connecté au neutre du réseau (TLSC), par contre la seconde solution utilise un filtre actif à quatre bras pour compenser le courant du neutre (FLFB).

Après avoir rappelé l'état de l'art sur les techniques intelligentes neuromimétiques et floue pour l'identification et la commande des filtres actifs, nous avons présentés les techniques d'identification des courants de référence en utilisant la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées introduite par T.Akagi dont la séparation des parties alternative et continue est réalisée par des filtres passe bas et qui offre l'avantage de sélectionner la perturbation à compenser avec précision et rapidité. La séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques devra être réalisée avec un minimum d'atténuation et de déphasage possible des harmoniques identifiés. Pour cela un filtre d'ordre élevé est souhaité. Cependant, ce type de Filtrage actif de puissance est difficile à implanter en pratique. Nous avons donc introduit un Filtre Multi-Variable (FMV) étudié par M. Benhabib basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes α - β . Cette modification nous a permis de réduire considérablement la complexité de l'identification (suppression de la PLL) tout en améliorant les performances du filtrage. Ce filtre sera indispensable pour nous permettre d'extraire l'ensemble des courants harmoniques ou un courant harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse, au sens des composantes symétriques.

Dans un second temps, nous avons introduit une nouvelle idée dans ce travail qui consiste à implanter un contrôleur flou pour faire la séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques dont on ne se préoccupe pas d'une modélisation mathématique du processus.

Dans un troisième temps, nous avons étudié une méthode basée sur l'Adaline (Adaptive Linear Neuron ou bien Adaptive Linear Element) qui est un réseau de neurones artificiels simple-couche ayant l'avantage de pouvoir spécifier les signaux d'entrées pour une compensation sélective des harmoniques. Ses performances sont meilleures que les filtres passe-bas et globalement, cette méthode représente un bon compromis entre coûts et performances.

En dernier, nous avons présentés une étude comparative entre les deux topologies citées précédemment basée sur quatre méthodes d'identification des signaux de référence. Un tableau comparatif synthétise les résultats et les performances de chaque méthode. Quelle que soit la méthode d'identification, la compensation idéale vise à assurer une puissance active constante maximale, des courants actifs sinusoïdaux côté source, et ceci avec des pertes minimales. Ainsi, le choix d'une méthode d'identification dépend de l'objectif de compensation de l'utilisateur et/ou du type de charge.

Nous avons abordé aussi un point essentiel dans le contrôle du filtre actif à quatre fils, qui est le contrôle du bus continu. En effet la source de tension d'alimentation du filtre actif n'est pas une source autonome, il s'agit d'une capacité, dont la tension à ces bornes est sensible aux échanges de puissances actives entre la charge et le réseau. Pour la maintenir constante, nous avons dimensionné une boucle de régulation pour les deux différentes topologies du filtre actif triphasé à quatre fils.

Nous avons choisi la méthode dite "hystérésis modulée" pour poursuivre les courants de référence. Cette méthode permet d'une part, d'imposer une fréquence de commutation fixe et d'autre part, elle garantit une dynamique satisfaisante en régime transitoire.

De nombreuses actions peuvent faire suite à ce travail de recherche étant donné que les performances du filtre sont grandement influencées par l'algorithme de commande utilisée afin d'améliorer les performances de ces filtres actifs par d'autre type de régulateur tel que le filtre Notch.

En effet, le contrôle laisse entrevoir des applications sur des systèmes de compensation basés sur des structures multi-niveaux avec fil neutre, pour des compensations globales, où les puissances mises en jeu sont généralement importantes, et par conséquent une fréquence de commutation fixe et modérée est recommandée.

Références Bibliographiques

Références bibliographiques

[ABD08] MOHAMED MUFTAH ABDUSALAM, ‘ Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ’ thèse de Doctorat de l’université de Poincaré Nancy-I, 2008.

[AFO00] JOÃO AFONSO, CARLOS COUTO, JULIO MARTINS, ‘ Active Filters with Control Based on the p-q Theory ’ IEEE Industrial Electronics Society Newsletter vol. 47, n° 3, Sept. 2000.

[AFO03] JOÃO L. AFONSO, J. SEPULVEDA FREITAS, et JULIO S. MARTINS ‘ p-q Theory Power Components Calculations ’ ISIE’2003 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Rio de Janeiro, Brasil, 9-11 Juin 2003.

[AKA96] HIROFUMI AKAGI, ‘ New Trends in Active Filters for Power Conditioning ’ IEEE Transactions on Industry Applications, vol 32, n° 6, 1996.

[AKA05] HIROFUMI AKAGI, ‘ Active Harmonic Filters ’ Proceedings of IEEE, Vol. 93, N°. 12, Décembre 2005.

[AKA05] HIROFUMI AKAGI, ‘ The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning ’ EPE Dresden 2005.

[AKA06] HIROFUMI AKAGI, ‘ Instantaneous Power Theory and Applications To Power Conditioning ’ IEEE Press Series in Power Engineering, 2007.

- [ALA02] MOHAMAD ALAA EDDIN ALALI, ' Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) ' thèse de Doctorat Strasbourg, 2002.
- [AND07] PIERRE HUBERTIN ANDRIANIRINA, ' Etude et développement des méthodes de contrôle des harmoniques dans le réseau de distribution électrique ' Comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique et génie informatique l'université du Québec à Trois-Rivières, 2007.
- [ARE95] MAURICIO AREDES ET EDSON H. WATANABE, ' New control algorithms for series and shunt three phase Four-wire active power filters ' IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, Juillet 1995.
- [ARE97] MAURICIO AREDES, JÜRGEN HAFNER et KLEMENS HEUMANN, ' Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies ' IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, N°. 2, pp. 311-318, Mars 1997.
- [ARE98] MAURICIO AREDES, Klemens Heumann et Edson H. Watanabe, 'An Universal Active Power Line Conditioner ' IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, pp. 545-551, Avril 1998.
- [BEA07] STEEVE BEAULIEU, ' Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique ' mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [BEL11] BELHAOUCHET NOURI, ' Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application: Amélioration de la Qualité de l'Energie ' thèse de Doctorat de l'université de Sétif, 2011.
- [BEN03] M.C. BEN HABIB, E. JACQUOT, S. SAADATE, ' An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter ' conférence internationale on énergie renouvelable et qualité d'énergie, Vigo Espagne, 2003.

[BEN04] BENHABIB MOHAMED CHOUKRI, ' Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande Nouvelle stratégie de commande d'un conditionneur actif de puissance ' thèse de Doctorat de l'université de Poincaré Nancy-I, 2004.

[BHI99] BHIM SINGH, KAMAL AL-HADDAD Senior Member IEEE, et AMBRISH CHANDRA Member IEEE, ' A Review of Active Filters for Power Quality Improvement ', IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 46, N°. 5, Octobre 1999.

[BOU94] B. BOUCHON-MEUNIER, ' La Logique Floue et ses Applications ' Edition Addison-Wesley, France, Décembre 1994.

[BOU08] MADJID BOUDJEDAIMI, ' Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques ', International Conference on Electrical Engineering and its Applications ICEEA Sidi Bel-Abbes 2008.

[BOU10] BOUAFIA ABDELOUAHAB, ' Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI ' thèse de Doctorat de l'université de SETIF, 2010.

[BÜH94] H. BÜHLER, ' Réglage par Logique Floue ' Presse Polytechniques et Universitaires Romane, collection Electricité, 1994.

[CHA04] AZIZ CHAGHI, ' Contribution au contrôle du courant sur un réseau de distribution électrique application d'un compensateur actif ' thèse de Doctorat de l'université de BATNA, 2004.

[CHA10] ABDELMADJID CHAOUI ' Filtrage actif triphasé pour charges non linéaire ' thèse de Doctorat de l'université de Sétif, 2010.

- [DEF08] FRANÇOIS DEFAÏ ‘ Commande Prédicative Directe d’un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif ’ thèse de Doctorat de l’université de Toulouse, 2008.
- [DJE07] HİND DJEGHLOUD, ‘ Filtrage actif de puissance ’ thèse de Doctorat de l’université de Canstantine, 2007.
- [DON04] DONGHUA CHEN, SHAOJUN XIE, ‘ Review of the control strategies applied to active power filters ’ IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT 2004) Hong Kong, April 2004.
- [ELB11] M. ELBAR, B. NAAS et M.O. MAHMOUDI, ‘ Application d’un Filtre Actif Quatre Bras à Trois Niveau à La Compensation des Harmoniques d’un Réseau à Quatre Fils ’, International Conference on Electronics & Oil ICEO11, pp. 184-189, Mars 2011.
- [ELK09] S. ELKOSANTINI, ‘ Introduction à la logique floue, les concepts fondamentaux et applications ’ cours mastère de recherche, 09-10.
- [ETX03] ION ETXEBERRIA-OTADUI, ‘ sur les systèmes de l’électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – application à la qualité de l’énergie ’ thèse de Doctorat de l’université de Grenoble, 2003.
- [FAU06] JEROME FAUCHER, ‘ Les plans d’expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue ’, Thèse De Doctorat DE L’institut National Polytechnique de Toulouse en Génie Electrique Et Automatique, 2006.
- [FER01] PHILIPPE FERRACCI, ‘ La qualité de l’énergie électrique ’ Cahier technique n° 199, 2001.
- [FOR09] CHRISTOPHE FORGEZ ‘ Contribution à la modélisation et à l’identification temps réel pour les systèmes à énergie électrique embarquée ’ Synthèse scientifique présentée pour l’obtention de l’Habilitation à Diriger des Recherches de l’Université de Technologie de Compiègne, 2009.

- [GAI10] ARNAUD GAILLARD ‘ Système éolien basé sur une MADA: contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service ’ thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré Nancy-I, 2010.
- [HAB00] M.EL-HABROUK, M.K.DARWISH et P.MEHTA, ‘ Active power filters: A review ’ IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 147, N°. 5, Septembre 2000.
- [HAM04] ABDELHAMID HAMADI, ‘ Amélioration des performances du filtre actif: application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou ’ Université du Québec Montréal, 2004.
- [HAM12] F. HAMOUDI, ‘ Contribution aux stratégies de commande avancées d’un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils », Thèse de Doctorat en Science, Département d’Electrotechnique, Université de Batna, 2012.
- [IGN06] VANYA IGNATOVA ‘ Méthodes d’analyse de la qualité de l’énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique ’ thèse de Doctorat en Génie électrique, Université Technique de Joseph Fourier, 2006.
- [JIH01] MOHAMMED EL JIHAD ‘ Modélisation probabiliste des harmoniques générées par les convertisseurs dans les installations électriques ’ thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en Génie Electrique à l’université du Québec à Trois-Rivières, 2001.
- [KAR09] SHAHRAM KARIMI ‘ Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle ’ thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.
- [KAU77] A. KAUFMANN, ‘ Introduction à la Théories des Sous Ensembles Flous à l’Usage des Ingénieurs ’ Tome 1 Edition Masson, Paris, New York, Barcelone, Milan, 1977.
- [KAU88] A. KAUFMANN, ‘ Les Logiques Humaines et Artificielle ’ Editions Hermes, Paris, 1988.

- [KOU12] H. KOUARA, A.CHAGHI, ' Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter based Fuzzy Logic DC Bus Voltage Control ', Acta Technica (ACTA), Vol. 05, pp 25-31, 2012.
- [KOU12] H. KOUARA, H. LAIB, A.CHAGHI, ' A New Method To Extract Reference Currents For Shunt Active Power Filter In Three Phase Four Wire Systems ', International Journal of Advanced Science and Technology (IJAST), Vol. 46, pp 165-175, 2012.
- [KOU14] H. KOUARA, H. LAIB, A.CHAGHI, ' Comparative Study of Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter Topologies based Fuzzy Logic DC Bus Voltage Control ', International Journal of Energy, Information and Communications (IJEIC), Vol. 05, pp 1-12, 2014.
- [LOP06] AMAIA LOPEZ DE HEREDIA BERMEO, ' Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension ' thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2006.
- [MAS04] A. M. MASSOUD, S. J. FINNEY, et B. W. WILLIAMS, ' Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter ' 11^{ème} Conférence Internationale on Harmoniques et Qualité d'énergie, 2004.
- [MEN03] NASSAR HANNA MENDALEK, ' Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation ' thèse présentée à l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention du doctorat en génie Montréal, 2003.
- [MEU03] B.B. MEUNIE et C. MARSAL, ' Logique Floue: Principe, Aide à la Décision ' Edition Hermes Science, Lavoisier, 2003.
- [MON06] MARTIN DE MONTIGNY, ' Modélisation harmonique des systèmes multi convertisseur triphasés ' thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en électronique l'université du Québec à Trois-Rivières, 2006.
- [MOU02] SALIM MOUTTOU ' Nouvelles approches de commande d'un filtre actif Parallèle à source de courant ', thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en électronique l'université du Québec à Trois-Rivières, 2002.

- [NAR11] T. NARONGRIT, K-L. AREERAK K-N. AREERAK, ' The Comparison Study of Current Control Techniques for Active Power Filters ', World Academy of Science, Engineering and Technology 60, pp 471-476, 2011.
- [NGU10] NGAC KY NGUYEN ' Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques: application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones ', thèse de Doctorat de l'université de Haute-Alsace, 2010.
- [OLI10] SERGIO A. OLIVEIRA DA SILVA, ANGELO FERACIN NETO, SILVIA G. S. CERVANTES, ALESSANDRO GOEDEL et CLAUDIONOR F. NASCIMENTO, ' Synchronous Reference Frame Based Controllers Applied to Shunt Active Power Filters in Three- Phase Four-Wire Systems', 2010. International Conference Industrial Technology (ICIT), pp 832-837, 2010.
- [OUL05] DJAFFAR OULD ABDESLAM ' Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ' thèse de Doctorat de l'université de Haute-Alsace, 2005.
- [OUL06] DJAFFAR OULD ABDESLAM ' Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle ' Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.
- [PAT09] SAMI PATTERSSON, ' Comparative study of microcontroller 1 four wire voltage and current source shunt active power filters ' thèse de Doctorat de l'université de Tampere, 2009.
- [PIN09] J. G. PINTO, PEDRO NEVES, D. GONÇALVES et JOÃO L. AFONSO, ' Field Results on Developed Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filters ', The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 3 5 November, Porto, Portugal. 2009.
- [RAC09] TRI DESMANA RACHMILDHALA, ' Commande hybride predictive d'un convertisseur quatre bras ' Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 2009.

- [SAF02] SINA SAFARI ' Étude d'une commande non linéaire sur un filtre actif ' mémoire présenté à l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique, université du Québec, 2002.
- [SAK07] HAKIM SAKKOU ' Conception d'un compensateur actif multifonctions Corrigent toutes les perturbations en tension générées par Les charges non linéaires et les fours à arc ', thèse présentée comme exigence partielle de la maitrise en Génie Electrique, Université du Québec, MONTRÉAL, 2007.
- [SCH10] SCHNEIDER ELECTRIC ' Détection et atténuation des harmoniques ' Chapitre M Guide de l'installation électrique, 2010.
- [TAK85] T. TAKAGI et N. SUGENO, ' Fuzzy Identification of Systems and its Applicationsto Modeling and Control», IEEE Trans. on Systems Man and Cybernatics, vol. SMC-15, pp. 116-132, 1985.
- [TOH11] C. L. TOH, M. MOLINAS, E. NORUM, ' Regulated DC Link Voltage with Smaller DC Link Capacitor in Peng's Generalized Theory of Instantaneous Reactive ' Power IEEE Trondheim Power Tech, 2011.
- [TON95] J. R.TONG-TONG, ' La Logique Floue ', Edition Hermes, Paris, 1995.
- [UCA08] MEHMET UCAR, ENGIN OZDEMIR, ' Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition ', Electric Power Systems Research 78, pp. 58-73, 2008.
- [VOD09] O. VODYAKHO T. KIM, ' Shunt active filter based on three-level inverter for three-phase four-wire systems», IET Power Electron, Vol. 2, 2009,
- [WIR09] PATRICE WIRA ' Approches neuromimétiques pour l'identification et la commande ', Rapport d'Habilitation présentée en vue d'obtenir l'Habilitation à diriger des recherches de l'université de haute alsace, 2009.

[YAS08] YASH PAL, A. SWARUP, Senior Member, IEEE, and BHIM SINGH, Senior Member, IEEE, ' A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement ', 2008.

[YUE08] TIAN YUE-XIN, CAO HAI-YAN et ZHU YAN-PING, ' Research on Three-Phase Four wire Shunt Active Power Filter for Harmonic and Reactive Compensation ', Conférence internationale en systèmes et machines électriques ICEMS, 2008, p 4174-4177.

[ZAD76] L. A. ZADEH, ' The concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning ', Part 3, Information Sciences, Vol. 9, pp. 43-80, 1976.

[ZID03] F. ZIDANI, ' Contribution au Contrôle et au Diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue ', Thèse de Doctorat d'Etat, Département d'Electrotechnique, Université de Batna, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, 2003.

Résumé

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. Il s'avère le plus utile dans la pratique. La contribution qu'apporte cette thèse, dans le champ du filtrage actif, consiste au développement des différentes stratégies de commande qui servent à identifier les perturbations du réseau à quatre fils et à compenser le courant excessif qui est susceptible de circuler dans le conducteur du neutre lors du raccordement des charges non linéaires pour les deux topologies dites (TLSC : Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu) et (FLFB: Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras). Ce filtre est piloté de façon à identifier les harmoniques reliés à un réseau à quatre fils. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification de ces harmoniques avec une approche basée sur la logique floue (FLC) et une autre neuronale basée sur l'ADALINE (ADaptive LINear Element) comparées avec la méthode classique (p-q) et une autre introduisant un filtre multi variable FMV. Des commentaires et des discussions comparatives ont été fournis à l'aide des résultats obtenus par simulation effectuée à l'aide du logiciel Matlab Simulink et de la bibliothèque Sim Power System.

Mots clefs: qualité d'énergie, pollution harmonique, filtre actif à trois bras avec condensateur à point milieu, filtre actif à quatre bras, FMV, logique floue, réseaux neurones.

Abstract

The widespread use of nonlinear loads in power systems is leading to an augment of harmonic components in current and voltage. To solve or minimize some power quality problems shunt active power filters (APFs) have been developed. The contribution that brings this thesis consists on the development of current control techniques for shunt active power filter in two different inverter topologies: three-leg split-capacitor topology and four-leg inverter under balanced and unbalanced conditions. Identification of reference currents had been developed by classical extraction filters based on pq theory and with a self turning filter and by a novel control algorithm based on Fuzzy Logic Controller implemented instead of using high or low pass filter because of its various advantages: robustness, no need to accurate mathematical model, can work with imprecise inputs. The inclusion of neural

network filter (Adaline) employed to separate alternative components from continuous components in order to estimate harmonics present the third part of this these. By using those techniques, neutral current has been compensated. Moreover, the switching pattern of the inverter is generated by a modulated hysteresis current controller. The performance of both control strategies was compared and discussed in details through simulation results from tow model of shunt active filter in three phase four wire system.

Key words: harmonics, three-leg split-capacitor topology, four-leg inverter, neural network, Fuzzy Logic Controller.

ملخص

إن مشكلة التلوث في شبكات التوزيع الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحمولات غير الخطية. تطرقنا في هذه المذكرة لو احدة من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة و هي التصفية الفعالة، حيث قمنا بدراسة مقارنة بين مصفاة نشيط ذات أربعة خيوط مكون من مكثفتين و نقطة وسط من جهة الطرف المستمر و آخر ذو أربع أذرع من خلال تطوير تقنية حساب المقادير المرجعية معتمدة على التقنيات الحديثة بهدف الحصول على المزيد من الديناميكية و الجودة في عملية التصفية؛ في البداية عرضنا الطرق الأكثر شيوعا في حساب المقادير المرجعية، ثم قمنا بتطويرها و ذلك بالاعتماد على تطبيق التقنيات الذكية: المنطق الغامض و شبكات الخلايا العصبية. كما طبقنا هذه التقنيات لحل مشكلة ضبط التوتر في الطرف المستمر للمصفاة، كذلك عرضنا تقنيات التحكم الأكثر استعمالا و قد خصصنا مساحة كبيرة لتطبيق هذه التقنيات على كلتا المصفااتين، و في الأخير صحت هذه التطبيقات بمناقشات و مقارنات.

كلمات المفتاح: التصفية الفعالة، مصفاة نشيط ذات أربعة خيوط، المنطق الغامض، شبكات الخلايا العصبية، التحكم

في التوتر المستمر