

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعة باجبي مختار - عنابة

Faculté des Sciences de L'Ingéniorat

Département d'Électromécanique

THÈSE de DOCTORAT en SCIENCES

Présentée pour l'obtention du diplôme de DOCTEUR en Électromécanique

Identification des courants harmoniques par les réseaux neuronaux

Présenté par :

HAMICHELARBI

Devant le jury :

Président	Dr. HEROUS Lazher	Pr	Université Badji Mokhtar Annaba
Rapporteur	Dr. SAAD Salah	Pr	Université Badji Mokhtar Annaba
Examineurs	Dr .BELHAMRAAli	Pr	Université Badji Mokhtar Annaba
	Dr.HADDADSalim	MCA	Université de Skikda
	Dr .ZELLOUMA Laid	MCA	Université d'El Oued
	Dr.TOUFOUTIRiad	Pr	Université M.C Messaadia Souk-Ahras

Année 2018

Dédicaces

A la mémoire de mon Père Belkacem,

A ma Mère,

A ma Femme,

A ma fille Serine,

A mes frères, mes sœurs,

A tout les membres de la famille ainsi que mes amis,

A tous ceux qui travaillent pour que cette nation soit meilleure.

Remerciements

Je remercie en premier lieu Dieu tout puissant pour m'avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce travail.

*Je tiens à exprimer mon profonde gratitude à **SAAD Salah** (Professeur à l'université Badji Mokhtar, Annaba Algérie) directeur de ma thèse, pour m'avoir confié et dirigé ce projet et qui n'a jamais manqué de me conseiller et de m'orienter tout au long ces années de travail. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance.*

*Je remercie chaleureusement le Professeur **HEROUS Lazher**, président du jury, les Professeurs **Belhamra Ali & Toufouti Riad**, les Drs **Haddad Salim, Zellouma Laid** pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et pour la pertinence de leurs remarques, qui ont permis d'améliorer ce manuscrit et d'ouvrir de nouvelles perspectives.*

Je remercie aussi toute l'équipe du laboratoire des systèmes Electromécanique LSELM, pour leurs aides, serviabilités et leurs encouragements.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis, et à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail.

*Un merci pour **MERABET Leila** (Doctorante à l'université Badji Mokhtar, Annaba Algérie) qui m'a beaucoup aidé dans la partie de la simulation.*

Un grand merci à ma mère, ma femme qui m'a soutenu et encouragé durant toute cette période.

ملخص

في هذه الأطروحة أستعمل المرشح النشيط الموازي من اجل تعويض الطاقة التفاعلية وكبت التيارات التوافقية في الشبكة الكهربائية.

تم تطوير خوارزمية قائمة على مبدأ الشبكة العصبية (أدالين) لتقدير الطاقة اللحظية الحقيقية والخيالية مع تحديد مصطلحات التوفيقات. هذه الخوارزمية تمت بواسطة المحاكاة في الماتلاب و بتنفيذها تجريبيا في وحدة تحكم dSPACE 1104، أظهرت النتائج المتحصل عليها بواسطة المحاكاة توافقا مع النتائج المتحصل عليها تجريبيا والتي تؤكد فعالية هذه الخوارزمية المحسنة ANN-RIIP.

اثبت هذه التقنية مددقتها و سرعتها في تحسين الأداء المصفاة الفعالة المتوازية.

الكلمات المفتاحية: المرشح النشيط الموازي - التيارات التوافقية - الشبكة العصبية أدالين - نظرية "pq" - سلسلة

فورييه

Résumé

Dans ce travail de thèse, un filtre actif parallèle (SAPF) est utilisé pour la compensation de la puissance réactive et la suppression des courants harmoniques dans le réseau électrique. Un algorithme basé sur le réseau neurone (ADALINE) est développé afin d'estimer les puissances instantanées réelles et imaginaires (ANN-RIIP) et d'identifier les termes harmoniques. Cet algorithme est simulé dans l'environnement MATLAB / Simulink et implémenté expérimentalement dans un contrôleur dSPACE 1104.

Les résultats obtenus par simulation sont en accord avec les résultats expérimentaux qui confirment l'efficacité de l'algorithme ANN-RIIP amélioré. Cette technique a démontré que la rapidité et la précision d'ADALINE peuvent améliorer les performances des filtres actifs de puissance.

MotsClés: *filtre actif parallèle – courant harmonique – réseau de neurone Adaline – la théorie “pq”- séries de Fourier*

Abstract

In this work, a shunt active power filter (SAPF) is used for reactive power compensation and harmonic current suppression. Algorithm based on (ADALINE) Neural Network and Real and Imaginary Instantaneous Powers (ANN-RIIP) is developed in order to estimate and identify the harmonic terms individually and online. This algorithm is simulated in MATLAB/Simulink environment and implemented experimental in a dSPACE 1104 controller.

The results obtained by simulation are in agreement with the experimental results confirming the effectiveness of the improved ANN-RIIP algorithm. The results have also demonstrated that the rapidity and the accuracy of ADALINE can improve the performances of active power filters.

Keywords: Active Power Filter - Harmonics Currents -ADALINE Neural Network –
($p-q$) theory - Fourier series

Table des matières

Introduction Générale.....	1
<u>Chapitre 1 : Perturbation des réseaux électriques et principe de compensation</u>	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Charges génératrices des harmoniques	5
I.3 Caractéristiques des perturbations électriques.....	5
I.3.1 Les creux de tension et les coupures brèves.....	5
I.3.2 variations et fluctuation de la tension.....	6
I.3.3 Déséquilibre du système triphasé.....	7
I.3.4 Fluctuation de la fréquence	7
I.3.4 Harmoniques et inter-harmoniques	7
I.4 Les effets néfastes de la pollution harmonique	8
I.4.1 Les effets instantanés	8
I.4.2 Les effets à terme	8
I.5 Grandeurs caractérisant les perturbations harmoniques.....	9
I.5.1 Taux de distorsion harmonique (THD) « Total Harmonic Distortion en anglais ».....	9
I.5.2 Facteur de puissance	10
I.6 Normes	11
I.7 Solutions de dépollution des réseaux électriques	12
I.7 .1 Solutions Classique	12
a) Diminution de l'impédance de la source	12
b) Transformateur à deux secondaires	13
c) Filtre Passif.....	13
I.7 .2 Solutions modernes	15
a) Filtre actif série.....	16
b) Filtre actif parallèle	16
c) Conditionneur universel de la qualité d'onde	17
d) Combinaison hybride active et passive	18
I.8 Conclusion	19

Chapitre 2 : Réseaux de neurones et logique floue

II.1 Introduction	20
II.2. Définitions et généralités sur les réseaux de neurones.....	21
II.2.1. Historique	21
II.2.2 Le modèle neurophysiologique	22
II.2.3 Le modèle mathématique des neurones formel :.....	22
II.2.4 Architecture des réseaux de neurones	24
II.2.4.1 Réseaux de neurones de type perceptron multicouche.....	24
II.2.4.2 Réseaux récurrents	24
II.2.4.2 Réseaux à connexion complète	25
II.2.5.Apprentissage des réseaux de neurones	25
II.2.6 Les réseaux de neurones de type Adaline	26
II.2.6.1 Algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff.....	26
II.2.6.2 Perceptron multicouche (PMC).....	27
II.2.6.3 Algorithme de rétro-propagation du gradient	28
II.3 Méthodes d'identification et de contrôle à base de réseaux de neurones	29
II.3.1 Application des réseaux neuronaux à l'identification	30
II.3.1.1 Identification Directe	30
II.3.1.2 Identification Inverse	31
II.3.2. Contrôle	31
II.3.2.1 Commande directe avec apprentissage hors ligne	31
II.3.2.2 Commande inverse avec apprentissage en ligne	32
II.3.2. 3 Commande avec PID neuronale	33
II.4 Logique floue	33
II.4.1 Historique et principe de la logique floue	33
II.4.2 Principe de la logique floue	33
II.4.3 Bases de la logique floue	34
II.4.3 .1 Variables linguistiques	34
II.4.3 .2 Opérateurs de la logique floue	35
II.4.3.3 Les inférences (ou déduction floues) :	36

II.5 Commande par logique floue 37

 II.5.1 Structure d'une commande par logique floue..... 37

 II.5.2 Configuration interne d'un régulateur flou 37

 II.5.2.1 Etape de Fuzzification 38

 II.5.2.2 Etape d'Inférence 38

 II.5.2.3 Etape de défuzzification 39

II.6 Conclusion..... 40

Chapitre 3 : Structure du filtre actif parallèle et stratégies de commande

III.1 Introduction 41

III.2 Structure générale du filtre actif parallèle 41

III.3 Etude de la partie contrôle-commande..... 43

 III.3.1 Introduction à la stratégie de commande 43

 III.3.2 Identification des courants harmoniques 43

 III.3.3 Commande de l'onduleur..... 44

 III.3.3.1 Commande par hystérésis 44

 III.3.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion « MLI » 45

 III.3.4 Régulation du courant 46

 III.3.5 Régulation de la tension continue..... 47

III.4 Conclusion 48

Chapitre 4 : Identification des courants harmoniques avec les réseaux de neurones

IV.1 Introduction..... 49

IV.2 Identification des harmoniques avec la méthode directe 49

 IV.2.1. Décomposition des courants 49

 IV.2.2. Identification des courants avec les Adalines 50

IV.3 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI 51

 IV.3.1 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI classique 51

 IV.3.2 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI neuronale 54

IV.4 Identification des harmoniques avec la méthode tri-monophasée 58

 IV.4.1 Décomposition des courants 58

 IV.4.2 Identification des courants avec les Adalines 58

IV. 5 Conclusion 61

Chapitre 5 :Simulation & validation expérimentale

V.1 Introduction 62

V.2 Description du banc d'essais 62

V.3 Environnement matériel 63

 V.3.a Analyseur de la qualité d'énergie électrique..... 66

 V.3.b Capteurs de tension et de courant..... 67

 V.3.c Les pinces ampère-métriques..... 67

 V.3.d Un enregistreur numériseur (oscilloscope)..... 67

V.4 Environnement logiciel 67

V.5 Résultats Simulation et Expérimental 68

 V.5.1 Algorithme d'identification par la méthode directe neuronal..... 68

 V.5.2 Algorithme d'identification par la méthode PIRI classique 71

 V.5.3 Algorithme d'identification par la méthode PIRI neuronal 71

 V.5.4 Algorithme d'identification par la méthode tri-monophasé neuronal 75

V.6. Conclusion..... 77

Chapitre 6 :Synthèse de la structure complète du FAP

VI.1 Introduction..... 78

VI.2Commande de l'onduleur avec un régulateur PI Flou 79

VI. 3 Commande de l'onduleur avec les réseaux de neurones 80

 VI. 3.1 Commande avec un régulateur PI neuronal 80

VI. 4 Synthèse de la structure complète du FAP..... 81

 VI. 4.1 Modèle du réseau électrique..... 82

 VI. 4.2 Modèle de la charge polluante 82

VI. 4.3 Modèle de l'onduleur et filtre de sortie	82
VI. 5 Résultats de simulation.....	82
VI. 5 .1 Commande par hystérésis.....	83
VI. 5 .2 Commande par MLI avec un régulateur PI.....	85
VI. 5 .3 Régulateur de la tension continue	86
VI. 5 .4 Compensation avec un FAP à structure de commande floue.....	87
VI. 5 .5 Compensation avec un FAP à structure neuronale (Identification & Commande)	89
VI.6 Conclusion	91
Conclusion Générale.....	92
Bibliographies	
Annexe	

Liste Des Figures

I.1: creux et coupure de tension.....	6
I.2. Fluctuation de la tension	6
I.3. Déséquilibre du système triphasé	7
I.4. Fluctuation de la fréquence.....	7
I.5: harmonique et inter-harmonique	8
I.6 Diagramme de Fersnel des puissances.....	10
I.7 Filtre passif résonant.....	14
I.8 Filtrage passif amorti	15
I.9 filtre actif série.....	16
I.10 filtre actif parallèle.....	17
I.11 Combinaison parallèle filtre série-actifs (UPQC).....	17
II.1 : Schéma d'un neurone biologique.	22
II.2 : Schéma d'un neurone formel.....	23
II.3 : Architecture d'un réseau multicouche	24
II.4 : Architecture des réseaux récurrents	25
II.5 : Structure du réseau Adaline.....	26
II.6 : Structure du PMC à une seule couche cachée.....	28
II.7 : Identification directe d'un processus par réseau de neurones.....	30
II.8 : Identification inverse d'un processus avec un réseau de neurones.....	31
II.9 : Schéma de commande directe avec apprentissage hors ligne.	32
II.10 : Schéma de commande inverse avec apprentissage en ligne.....	32
II.11 : Schéma de commande avec PID Neuronale.....	33
II.12 : Fonction d'appartenance avec trois ensembles pour la variable température.....	35
II.13 : Fonctions d'appartenance de forme triangulaire et trapézoïdale.....	35
II.14 : Schéma de principe d'une commande par logique floue.....	37
II.15 : Configuration internet d'un régulateur flou.....	37
II.16 : défuzzification par la méthode de centre de gravité.....	39
III.1 : Structure générale du filtre actif parallèle.....	41
III.2 : Onduleur de tension triphasé.....	42
III.3 : Principe de commande des courants par hystérésis	44
III.4 : Principe de commande des courants par MLI.....	45
III.5 : Commande des interrupteurs par MLI.....	45
III.6 : Schéma de la régulation des courants du l'onduleur.	46
III.7 : Schéma de la régulation de la tension continue.	48
IV.1 : Structure de l'Adaline pour la méthode d'identification directe.....	51
IV.2 : Filtrage de la composante de la puissance continue	53
IV.3 : Algorithme d'identification des courants harmoniques avec la méthode des PIRI	54
IV.4 : Structure du réseau Adaline pour l'estimation des harmoniques.....	56
IV.5 : Structure de l'Adaline pour la méthode d'identification des PIRI.....	57
IV.6 : Structure de l'identification avec la méthode tri-monophasée.....	59
a) Schéma de principe de l'association réseau-charge polluante.....	62
b) La plate-forme expérimentale.....	63

V.1 : Schéma de la plate-forme expérimentale	63
V.2 : Description de l'onduleur triphasé	64
V.3 : Architecture du DS1104.....	65
V.4 : Présentation de la carte DS1104.....	65
V.5 : Clé d'Dspace.....	66
V.6 : Panneaux de contrôle CLP 1104.....	66
V.7 : Analyseur de la qualité d'énergie électrique (Qualistar CA8336).....	66
V.8 : Capteurs de tension et de courant.....	67
V.9 : Pincés Ampère-métriques.....	67
V.10 : Un oscilloscope et un PC pour pilotage	67
V.11 : l'interface graphique du controlDESK.....	68
V.12 : Performances de la méthode d'identification directe.....	69
V.13 : Résultats des tests expérimentaux de la méthode directe.....	70
V.14 : Méthode d'identification des PIRI avec un filtre passe bas du second ordre.	71
V.15 : Performance de la méthode d'identification des PIRI avec Adaline.....	72
V.16 : Puissance réelle instantanée et estimée par le premier Adaline.....	72
V.17 : La puissance imaginaire instantanée et estimée par le deuxième Adaline.....	73
V.18 : Schéma bloc de la méthode d'identification des courants harmoniques par PIRI neuronale	73
V.19 : L'architecture de l'adaline pour l'estimation des puissances instantanées réelles et imaginaires.....	74
V.20 : Résultats de tests expérimentaux de la méthode PIRI neuronal (Adaline)	74
V.21 : Performance de la méthode d'identification tri-monophasée avec Adaline	76
V.22 : Résultats de tests expérimentaux de la méthode d'identification tri-monophasée.	77
VI.1 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI flou pour un signal de référence composé des harmoniques.	79
VI.2 : Schéma de la commande de l'onduleur avec un régulateur PI neuronal.....	80
VI.3 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI neuronal pour un signal de référence composé des harmoniques.	81
VI.4 : Schéma général de la stratégie complète de compensation au moyen d'un FAP.	81
VI.5 : Performance de la compensation des courants harmoniques par FAP conventionnelle avec une commande par Hystérésis.	84
VI.6 : Performance de la compensation des courants harmoniques par FAP conventionnelle avec une commande MLI et un régulateur PI	86
VI.7 : Réponse à échelon de la tension continue.	87
VI.8 : Performance de la compensation des courants harmonique avec un FAP à structure de commande floue.	88
IV.9 : Performance de la compensation des courants harmonique avec un FAP neuronale avec une commande PI neuronale.	90

Liste Des Tableaux

I.1 Spectres de courant harmonique émis par les équipements perturbateurs.....	05
I.2 Niveaux de compatibilité des harmoniques en tension (norme CEI 61000-2-2).....	11
I.3 Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2).....	12
II.1 Les opérations de la logique floue	36
II.2 Matrice d'inférence.....	38
VI.1 Paramètre du réseau électrique.....	82
VI.2 Eléments caractérisant l'onduleur et le filtre de sortie.....	82
VI.3 THD coté réseau après compensation.....	90

Liste Des Symboles

FAP : Filtre Actif Parallèle

THD : Taux de distorsion harmonique

I_{c1} = La valeur efficace du courant fondamental

$I_{\square i}$ = La valeur efficace de harmonique de range i

P : Puissance active(W)

S : Puissance apparente (VA)

D : Puissance déformante (VA)

F_p : Facteur de puissance

UPQC : Unified Power Quality Conditionner (conditionneur universel de la qualité d'onde)

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

RNA : Réseaux de Neurones Artificiels

Adaline : ADaptiveLINnèarElement (réseau adaptatif linéaire)

LMS : Least Mean Square

RNC : Réseau de Neurones Contrôleur

RNI : Réseau de Neurones Identificateur

$X(k)$: Vecteur d'entrées de réseau de neurones à l'instant k

$W(k)$: Vecteur poids de réseau de neurone à l'instant k

$\varphi(\cdot)$: Fonction d'activation

v : Potentiel de la fonction d'activation

b : Biais de neurone

$d(k)$: Signal de référence à l'instant k

$y(k)$: La sortie estimé par le réseau de neurones à l'instant k

$e(k)$: L'erreur entre la référence et la sortie à l'instant k

η : Paramètre d'apprentissage

λ : Constante

i, j, k, m et n : indices général

$\mu(\cdot)$: Fonction d'appartenance de la variable floue

IGBT : InsulatedGateBipolar Transistor (Transistor bipolaire à grille isolée)

Cdc: Capacité de condensateur de stockage d'énergie (F).

V_{dc} : Tension continue de condensateur (V)

L_f : Inductance de filtre de sortie (H)

R_f : Résistance de filtre de sortie (Ω)

$v_{fa,b,c}$: Tension à la sortie de l'onduleur (V)

$v_{sa,b,c}$: Tension simple coté alternatif sur les trois phases (V)

V_m : Amplitude de la tension simple (V)

ω : Pulsation du réseau (rad/s)

f : Fréquence du réseau (Hz)

t : variable temps (s)

$i_{inj,a,b,c}$: Les courants injectés par l'onduleur dans le réseau triphasé(A)

$i_{ref,a,b,c}$: Les courant de référence (A)

$G(s)$: Fonction de transfert de l'onduleur

$C(s)$: Fonction de transfert du correcteur

τ : Constant de temps (s)

PID : Régulateur Proportionnel, intégral et dérivateur

k_p, k_i et k_d : Gain proportionnel, intégral et dérivé

V_{dc_ref} : Tension continue de référence (V)

P_c : Puissance absorbée par le filtre actif

PIRI : Puissance Instantanées Réelle et Imaginaire

i_c : courant de charge pour les trois phase (a,b et c) du réseau électrique (A)

i_{cf} : courant fondamental pour les trois phases (a,b et c) (A)

i_{ch} : courant harmonique pour les trois phases (a,b et c) (A)

α : un angle

T : Période d'échantillonnages (s)

v_α et v_β : Tension simple dans l'espace ($\alpha\beta$)

i_α et i_β : courant de charge dans l'espace ($\alpha\beta$)

p et q : la puissance réelle instantanée et la puissance imaginaire instantanée.

\bar{p} et \bar{q} : les composantescontinues de la puissance réelle et la puissance imaginaire instantanée

\check{p} et \check{q} : les composantes alternative de la puissance réelle et la puissance imaginaire instantanée

h : nombre d'harmoniques

e : Erreur

de : dérivée de l'erreur

NG, PG, N, P, Z : Négatif Grand, Positif Grand, Négatif, Positif, Zéro

L_s et R_s : l'inductance et la résistance du réseau électrique

$L_{cet} R_c$: l'inductance de lissage et la résistance du modèle de la charge polluante

L_f et R_f : l'inductance et la résistance du coté filtre (onduleur)

L_{ch} et R_{ch} : l'inductance et la résistance de la charge polluante

Introduction Générale



Depuis quelque année, l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle fait l'objet de nombreuses recherches émanant de plusieurs communautés scientifiques. La possibilité de commande sans mobiliser le système, dans un environnement où celui-ci est soumis à des adaptations et des reconfigurations permanentes, présente un intérêt évident pour les industriels. Le domaine de l'intelligence artificielle a connu des progressions remarquables suite au développement de plusieurs théorie solidement fondées telles que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les réseaux neuro-floue et les algorithmes génétique [1],[2].

En effet, l'activité scientifique liée aux applications de ces nouvelles techniques dans les systèmes électriques n'a cessé de progresser. Dans ce travail de thèse, nous présentons les stratégies intelligentes récemment introduites dans le domaine de l'électronique de puissance. Il s'agit particulièrement des réseaux de neurones artificiels, de la logique floue et les différentes structures qui leurs sont associées en identification des courants harmonique et leurs application sur un système de filtrage actif [3, 4, 5, 6,7].

Les perturbations de courant et de tension dans les réseaux de distribution électrique sont causées par l'utilisation intensive des charges non linéaires, telle que les convertisseurs statiques, le matériel informatique. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux et génèrent la pollution harmonique.

Il est important que l'ingénieur en électrotechnique soit informé de l'origine et les conséquences des harmoniques sur les équipements qu'ils installent ou qu'ils gèrent. Les harmoniques générés par ces charges non linéaires circulent dans les réseaux électriques et perturbent le fonctionnement normal de tous les équipements connectés au réseau électrique. Par conséquent, le filtrage des harmoniques (dépollution)de courant et de tension devient une préoccupation réelle pour les fournisseurs et les utilisateurs d'énergie électrique.

Le filtre actif parallèle est actuellement la solution la plus efficace de dépollution, sa réponse est instantanée et s'adapte automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges du réseau électrique.

Que ce soit dans le secteur industriel ou dans le secteur domestique, les filtres actifs parallèles sont intégrés facilement sans modification des installations du fournisseur d'énergie ou du consommateur.



Les réseaux de neurones artificiels RNAs (réseaux neuro-mimétique), constituent un outil de traitement de données bien maîtrisé. Un RNA est une fonction mathématique qui associe à des entrées, des grandeurs de sortie à l'aide de paramètres ajustables appelés les poids. A partir d'un ensemble de données représentatives, il est possible d'ajuster les poids pour apprendre une fonction quelconque. Grâce à cette méthode d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs complets capables d'estimer un modèle complexe avec une précision demandée. Ils accomplissent en même temps des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage. Ils prolongent les techniques classiques de l'automatique non linéaire et peuvent mener vers des solutions efficaces et robustes. Ils sont actuellement utilisés dans les systèmes électriques et en particulier au sein d'une architecture de FAP [8],[9].

Un filtre actif parallèle est complexe, il est constitué de plusieurs sous-systèmes distribués sur plusieurs sites. Des charges non linéaires peuvent être connectées ou déconnectées à des lieux distincts à tout instant. Donc il est important de compenser les courants harmoniques, d'améliorer le taux de distorsion harmonique THD et de faire face à toutes variations de la charge non linéaire. Un FAP commandé avec des approches neuronales est proposé comme solution pour résoudre ces problèmes.

Ainsi, dans le premier chapitre de cette thèse, nous étudions les caractéristiques générales des perturbations électriques. Puis, nous détaillons les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées et imposées par les normes internationales de ces perturbations. Nous discutons ensuite les solutions classiques et modernes utilisées pour résoudre les problèmes liés aux perturbations harmoniques [10].

Dans le second chapitre, nous donnons les généralités sur les réseaux de neurones artificiels [11], [12]. Ensuite nous analysons quelques schémas d'identification et de contrôle avec les réseaux de neurones [13], [14]. Dans la dernière partie, nous étudions les principes de bases de la logique floue et ces applications [15], [16].

Pour mitiger les courants harmoniques dans les réseaux électriques, nous consacrons le chapitre trois aux principes et aux schémas du filtre actif parallèle [17], [18]. La structure du FAP est divisée en deux parties : la partie puissance et la partie contrôle-commande. Dans la partie puissance, nous introduisons la modélisation des principaux blocs à savoir l'onduleur



de tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie [19], [20]. Dans la partie contrôle-commande, nous décrivons les principaux blocs d'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur, la régulation des courants injectés et la régulation de la tension continue [21].

Dans le quatrième chapitre, trois méthodes neuro-mimétique différentes d'identification sont utilisées pour extraire les courants harmoniques. La première méthode, appelée la méthode directe, utilise la transformée de Fourier pour décomposer le signal des courants mesurés sur les trois phases du réseau électrique [22]. La seconde technique exploite la méthode d'identification des puissances instantanées réelles et imaginaires (PIRI) [23]. La troisième technique, appelée méthode tri-monophasée, se base sur les transformations des courants dans les repères (α - β). Pour démontrer l'efficacité de ces stratégies neuronales, Les algorithmes proposés sont implantés numériquement dans l'environnement MATLAB/Simulink ainsi que la carte dSPACE/DS1104 en temps réel.

Dans le dernier chapitre, nous donnons dans la première partie la commande de l'onduleur par des techniques classiques. Dans cette même partie, deux approches sont utilisées : une commande par hystérique classique [24] et une commande à MLI avec un régulateur PI classique [25]. Nous présentons ensuite la commande floue qui sera appliquée à la régulation des courants injectés dans le réseau électrique et à la régulation de la tension continue. Ensuite, une stratégie complète incluant toutes les fonctionnalités et les modèles d'un FAP est synthétisée. Dans le but de vérifier et confirmer la robustesse et l'adaptation neuro-mimétique comparativement aux méthodes classiques, des tests de simulations sont effectués dans l'environnement Matlab/simulink. Dans la dernière partie, un bilan sur les objectifs de cette thèse est conclu tout en présentant des perspectives de cet axe de recherche important.

Perturbations des réseaux électriques et principe de la compensation

I.1 Introduction

L'énergie électrique, généralement produite et distribuée aux consommateurs sous forme d'un système triphasé parfaitement sinusoïdal. La qualité physique de cette tension ou/et courant est une forme d'onde d'amplitude et de fréquence préétablies. Lorsque cette forme n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de tous les équipements et des charges raccordés sur le réseau.

L'utilisation intensive des équipements de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques dégrade la qualité de la tension d'alimentation (forme) et rend le réseau public de sensible. En effet, ces charges appelés déformantes sont non linéaires et produisent un courant non sinusoïdal riche en harmoniques. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau peuvent créer des tensions harmoniques et ainsi perturber le fonctionnement des autres équipements branchés au point de raccordement [26].

Dans le but d'éviter le dysfonctionnement des équipements électriques branchés au réseau électrique, il est indispensable d'identifier l'origine des perturbations et adopter des mesures adéquates pour les éliminer ou réduire. Donc, il est nécessaire de réaliser des modifications sur les caractéristiques du réseau, ou bien en ajoutant des systèmes qui améliorent le fonctionnement de toutes les installations connectées au réseau.

Ce chapitre, nous le consacrons aux charges qui génèrent des harmoniques et leurs effets nuisibles sur les réseaux électriques. Ainsi, nous détaillons les origines, les limites acceptables et les normes internationales de ces perturbations. Finalement, nous présentons les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour résoudre les problèmes liés aux perturbations harmoniques.

I.2 Charges génératrices des harmoniques

L'utilisation des équipements électriques possédant des convertisseurs statiques ont entraîné une augmentation considérable du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces convertisseurs permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme à une autre forme (AC/DC). Ils sont considérés comme des charges non linéaires injectant des courants harmoniques sur le réseau électrique. Nous présentons ci-dessous quelques charges importantes :

- Les redresseurs triphasés à diodes et filtre capacitif, ils sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones.
- Les convertisseurs de courant utilisés pour la commande des machines à courant continu à vitesse variable et celle des machines synchrones.
- L'électrolyse et les fours à induction surtout employée dans les secteurs métallurgies et de la chimie.
- Appareils à arc électrique regroupent les fours à arc utilisés en sidérurgie

Le tableau suivant illustre l'allure typique des spectres de courant harmonique émis par les charges non linéaires discutées ci-dessus :

	<i>Exemple d'appareils</i>	<i>Contenu harmonique typique</i>
<i>Redresseurs triphasés capacitifs</i>	<i>-Machine asynchrone à vitesse variable</i>	
<i>Convertisseur de courant</i>	<i>-Moteur à courant continu à vitesse variable ;</i> <i>-Moteur synchrone à vitesse variable ;</i> <i>-Electrolyseur ;</i> <i>-Four à induction.</i>	
<i>Appareils à arc</i>	<i>- Four à arc ;</i> <i>- Soudure à l'arc.</i>	

Tab.1.1 - Spectres de courant harmonique émis par les équipements perturbateurs

I.3 Caractéristiques des perturbations électriques

Dans le réseau électrique, l'énergie est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristique sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde et la symétrie du système triphasé.

Parmi les perturbations électriques on peut citer :

I.3.1 Les creux de tension et les coupures brèves de tension :

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise entre 10% et 90% suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Pour les coupures se sont des cas particulière des creux de tension de profondeur supérieur à 90% de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms à une minute pour les coupures longues. La figure (I.1) ci-dessous montre un exemple de creux et de coupure de tension :

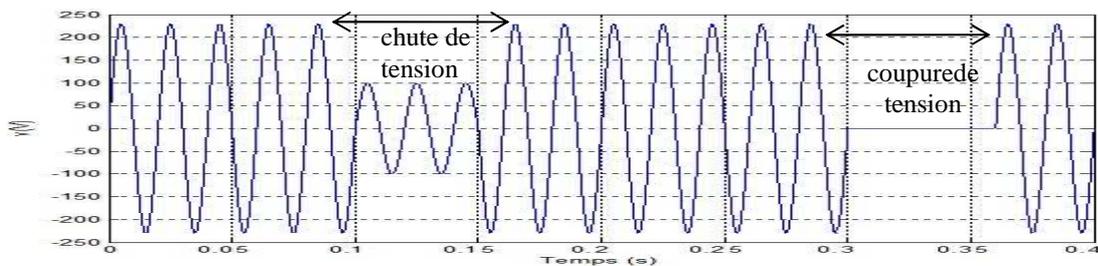


Fig I.1: creux et coupure de tension

Les causes majeures de la présence des creux de tension dans le réseau électrique sont les courts-circuits

I.3.2 Variations et fluctuation de la tension

Les caractéristiques des variations et la fluctuation de la tension sont la fréquence et l'amplitude (Figure I.2).

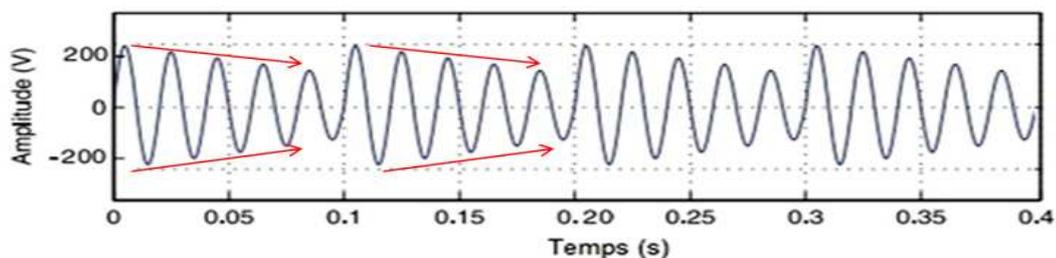


Fig I.2. Fluctuation de la tension

Les fluctuations de tension sont dues à des charges industrielles rapidement variables.

1.3.3 Déséquilibre du système triphasé

Le déséquilibre du système triphasé c'est lorsque les phases du réseau électrique ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres (Figure I.3) [27].

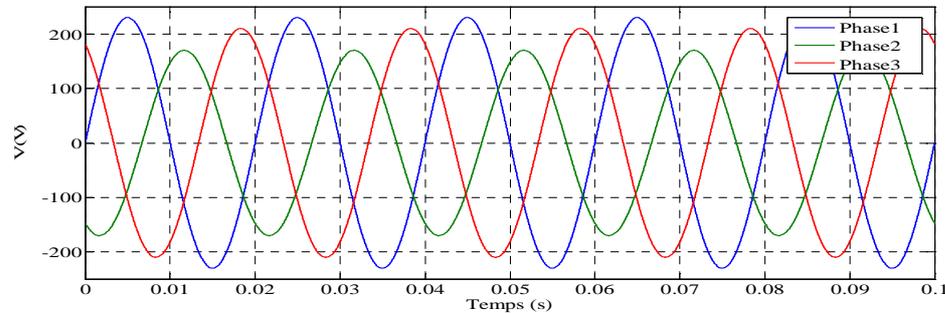


Fig I.3. Déséquilibre du système triphasé

Le problème principal engendré par le déséquilibre est l'échauffement supplémentaire des enroulements des machines tournante.

1.3.4 Fluctuation de la fréquence

Souvent, les fluctuations ou les variations de fréquences sont observée sur des réseaux non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome, la figure (I.4) illustre ce phénomène.

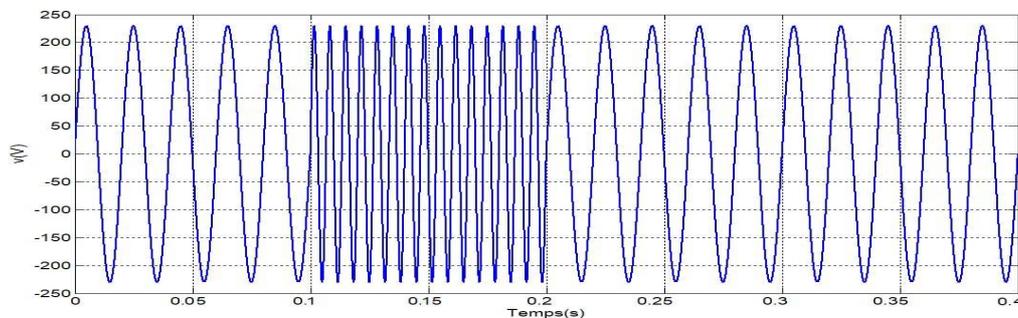


Fig I.4. Fluctuation de la fréquence

Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50\text{Hz} \pm 1\%$

1.3.5 Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques sont des composantes sinusoïdales périodiques décomposées en série de Fourier. Ils ont une fréquence multiple de la fréquence fondamentale, généralement de 50 Hertz, dans les réseaux électriques.

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle de la fondamentale (figure I.5).

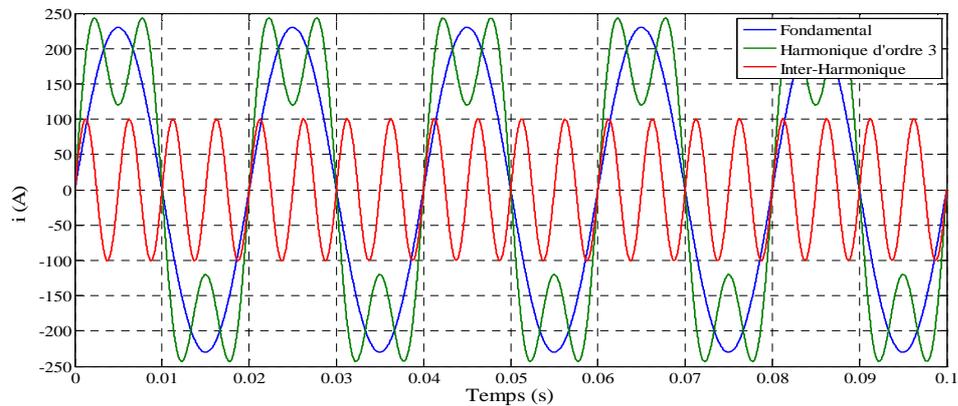


Fig I.5: Harmonique et inter-harmonique

I.4 Les effets néfastes de la pollution harmonique

Les courants harmoniques associés aux différentes impédances du réseau vont donner naissance à des tensions harmoniques qui vont se superposer à la tension fondamentale du réseau. La tension qui en résulte n'est plus sinusoïdale. La pollution alors présente sur le réseau de distribution pourrait être préjudiciable au bon fonctionnement de tous les récepteurs (ou charge) raccordés sur ce même réseau. On distingue deux types d'effet des harmoniques sur les équipements électriques :

I.4.1 Les effets instantanés

Ce sont les effets immédiats sur le bon fonctionnement d'un équipement, telle que les commutations des thyristors et les pertes de précision des appareils de mesure.

I.4.2 Les effets à terme

Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des appareils :

- un échauffement dans les composants tels que les condensateurs, transformateurs, et les machines tournantes.
- Fatigue mécanique (couples dans les machines asynchrones, etc).

I.5 Grandeurs caractérisant les perturbations harmoniques

Plusieurs grandeurs sont définies pour mesurer les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

I.5.1 Taux de distorsion harmonique (THD) « Total Harmonic Distortion »

Dans notre travail on suppose que notre réseau est équilibré, tensions de forme sinusoïdale et le courant absorbé par la charge est riche en harmoniques.

- **Taux d'harmonique de rang i**

$$S_i = \frac{I_{ci}}{I_{c1}} \quad (I.1)$$

Avec : I_{c1} = La valeur efficace du courant fondamental ;

I_{hi} = La valeur efficace de harmonique de rang i .

- **Taux total de distorsion harmonique**

Le taux total de distorsion harmonique (THD en %) est le plus employé pour mesurer le contenu harmonique d'un signal :

$$THD_{Total}(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{hi}^2}}{I_{c1}} \quad (I.2)$$

En général, il est à signaler que l'amplitude des harmoniques décroît avec la fréquence. Les harmoniques de haute fréquence sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. On doit prendre en considération dans un réseau électrique que les harmoniques inférieurs à 2000 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend de 100 à 2000 Hz, soit de rang 2 jusqu'à 40.

I.5.2 Facteur de puissance

Le facteur de puissance pour un signal sinusoïdal est donné par le rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S).

En présence des harmoniques, une puissance supplémentaire s'ajoute appelée la puissance déformante (D), montrée par l'équation (I.3) et présentée par le diagramme de Fersnel dans la figure (I.6).

$$D = 3V\sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} = 3V\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{hi}^2} \quad (\text{I.3})$$

Où I_c est la valeur efficace du courant de charge.

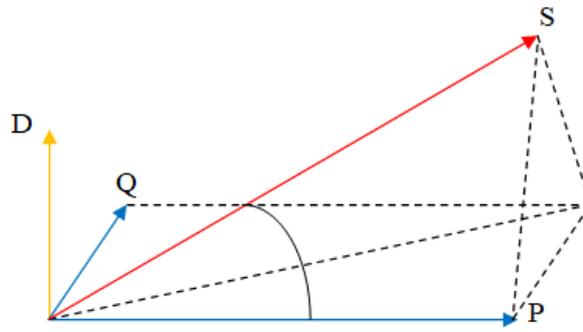


Fig I.6 Diagramme de Fersnel des puissances

Donc on peut présenter le facteur de puissance (F_p) comme suite :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.4})$$

Le facteur de puissance (F_p) sera toujours inférieur à 1. En plaçant :

$$P = 3VI_{c1} \cos \varphi \quad (\text{I.5})$$

On aura

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \varphi = F_{dis} \cos \varphi \quad (\text{I.6})$$

Où

F_{dis} : Facteur de distorsion. (Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît).

φ : déphasage entre le courant fondamental et la tension.

I.6 Norme

Afin d'éviter les problèmes causés par la présence de courant et de tensions harmoniques dans le réseau électrique, des normes à respecter sont imposées aux utilisateurs. Les normes internationales CEI 6100 « Commission Electrotechnique International » définissent le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser [28].

La norme CEI 61000-2-2 (Tableau. I.2), elle fixe le niveau des harmoniques en tension à respecter au point de raccordement sur les réseaux de distribution basse tension déformée.

Tab. I.2 : Niveaux de compatibilité des harmoniques en tension (norme CEI 61000-2-2)

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/i$				

La norme CEI 61000-3-2(Tableau. I.3), fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A.

Tab .I .3 : Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2)

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Rang harmonique	Courant harmonique Maximal autorisé (A)	Rang harmonique	Courant harmonique Maximal autorisé (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.44	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.40	$8 \leq i \leq 40$	$0.23 * 8/i$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq i \leq 39$	$0.15 * 15/i$		

I.7 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Le respect de ces normes exige l'élimination progressive des composants harmoniques de la charge polluante connectée au réseau électrique.

Deux types de solutions sont possibles : les solutions classiques et les solutions modernes.

I.7 .1 Solutions classiques

Pour résoudre les problèmes de perturbation du réseau électrique, il existe plusieurs moyens pour réduire ces harmoniques qui reposent sur des composants passifs (Inductance, condensateur, transformateur) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.

a) Diminution de l'impédance de la source

L'une des solutions de la dépollution harmonique est la surdimensionnement des éléments composant le réseau (*abaisser la valeur de l'impédance de la source*). En pratique cela revient à choisir un générateur à faible impédance harmonique, ou à brancher le pollueur directement sur un transformateur le plus puissant [29].

b) Transformateur à deux secondaires

Il est possible d'éliminer certains rangs d'harmoniques en utilisant des transformateurs ou des autotransformateurs avec plusieurs secondaires déphasés. Cette solution est largement employée dans le cas de redresseur de très fortes puissances. Cette configuration entraîne un déphasage de 30° entre les tensions des deux secondaires.

Le calcul montre que les harmoniques de rangs $(6k \pm 1)$ avec k impair sont éliminés au primaire du transformateur. Les premiers harmoniques éliminés sont également les plus importants en amplitude, pour $k=1$, les harmoniques 5 et 7. Les premiers harmoniques présents sont le 11 et le 13. Il est possible de généraliser cette méthode, en augmentant le nombre redresseurs et le nombre de secondaire du transformateur en choisissant correctement les déphasages relatifs de chacun des secondaires.

c) Filtre Passif

Le principe du filtrage passif consiste à modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée. Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés :

- ***Filtre passif résonant***

Le filtre passif résonant est constitué d'un condensateur monté en série avec une inductance. Ces éléments sont placés en dérivation sur l'installation et accordés sur un rang d'harmonique à éliminer (figure I.7). L'impédance de cet ensemble est très faible pour sa fréquence d'accord « f_r », et se comporte ainsi comme un court-circuit pour l'harmonique considéré[30].

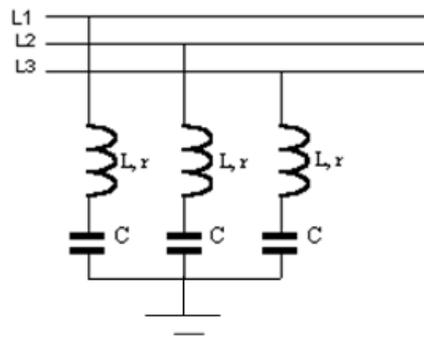


Fig I.7 Filtre passif résonant

La fréquence de résonance « f_r » de tel filtre est représenté comme suit :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (I.7)$$

La lourdeur de cette solution et le risque de voir apparaître des résonances avec les autres inductances du réseau sur d'autres fréquences conduisent à limiter à ces deux types de filtres. L'emploi des filtres passifs résonants imposent les précautions suivantes :

- ❖ S'assurer que la fréquence d'Antirésonance soit suffisamment éloignée du rang harmonique
- ❖ Mettre en tête que l'existence d'harmoniques sur le réseau peut entraîner un échauffement supplémentaire des condensateurs.

- **Les filtres passif amortis**

Un filtre passif amorti d'ordre deux (Figure I.8) est utilisé Pour atténuer toute une bande de fréquence. Il est constitué d'un filtre passif résonant auquel est adjointe une résistance d'amortissement.

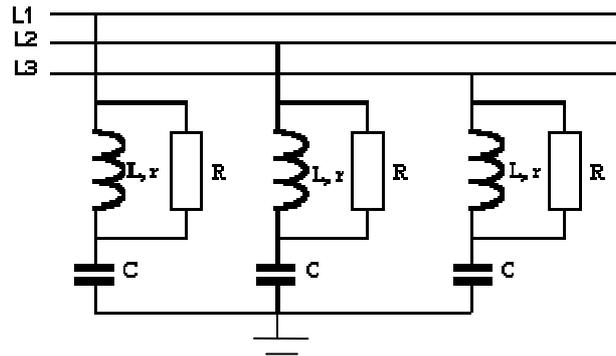


Fig I.8 Filtrage passif amorti

La fréquence de résonance « f_r » d'un tel filtre est exprimé comme suit :

$$f_r = \frac{1+R.r}{2\pi r(R^2-1)LC} \quad (I.8)$$

Malgré son utilisation intensive dans l'industrie, il peut présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- Equipement volumineux,
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.7 .2 Solutions modernes

Pendant ces dernières années, la dépollution harmonique peut être traitée et compensé par l'utilisation des convertisseurs statiques.

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteur, comme les thyristors GTO et les transistors Mosfets et IGBT, a permis de concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne efficace appelée filtre actif. Le principe est d'injecter dans le réseau des harmoniques en opposition de phase et d'amplitude, telle que l'onde résultante soit sinusoïdale. Pour cela, il génère un courant qui est composé des seuls harmoniques (même amplitude et en opposition de phase) du courant dans la charge.

Les filtres actifs peuvent être classés selon le type de convertisseur utilisé, selon leur topologie ou encore leur nombre de phases. Suivant leurs topologies, les filtres actifs peuvent être en série, en parallèle ou mixtes [31].

a) Filtre actif série

Le filtre est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du filtre actif série. En d'autres termes, le filtre actif série présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui empêche ce courant d'aller vers la source ou vers la charge. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable. Il est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques [32, 33, 34].

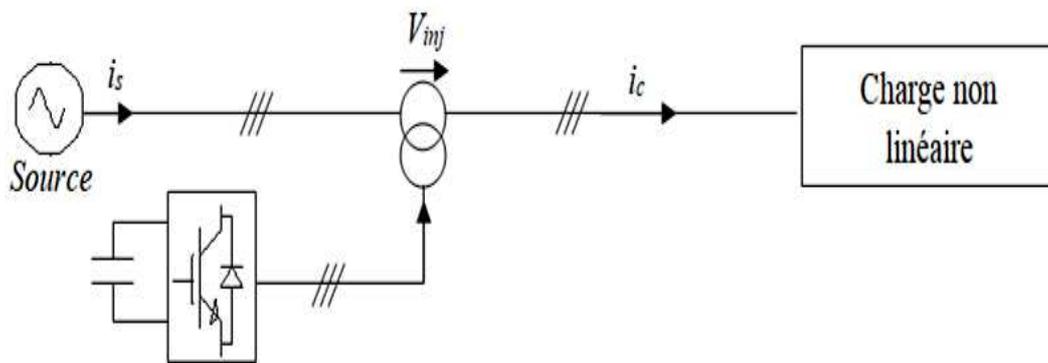


Fig I.9 Filtre actif série

b) Filtre actif parallèle

Ce filtre est surtout utilisé pour éliminer les courants harmoniques générés par les charges génératrices de courants harmoniques. Ce principe est illustré par la figure (I.10). Il peut être utilisé pour 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 les courants déséquilibrés.

Ce filtre est un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion (MLI) placé en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge. Il agit comme une source de courant harmonique réglable.

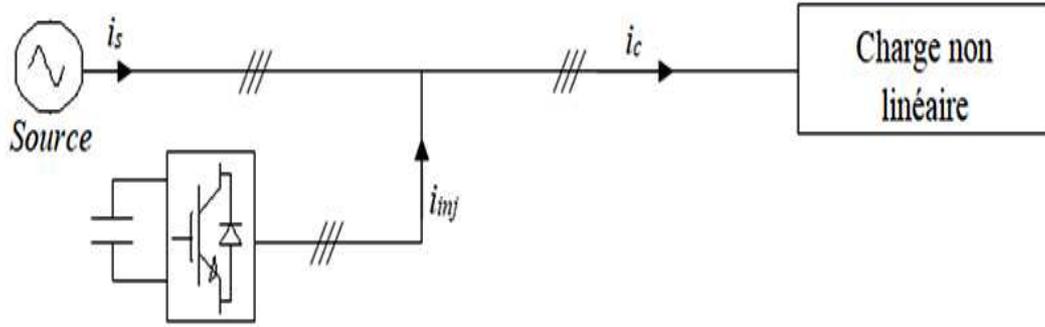


Fig I.10 filtre actif parallèle

c) Conditionneur universel de la qualité d'onde

La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle est appelé conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC), « Unified Power Quality Conditionner » cette configuration est illustré par la figure (I.11). Elle permet de réaliser plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (compensation d'harmoniques, de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le filtre actif série a pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le rôle du filtre actif parallèle est d'absorber les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de faire la régulation de la capacité qui se trouve entre les deux filtres actifs [35].

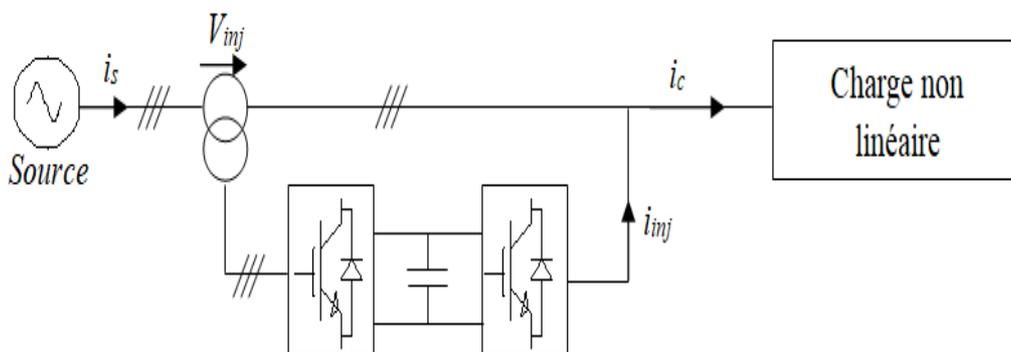


Fig. I.11 Combinaison parallèle filtre série-actifs (UPQC)

d) Combinaison hybride active et passive

Il existe aussi l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques.

Plusieurs combinaisons de filtres hybrides sont possibles :

- *Filtre actif série avec filtre passifs parallèle ;*
- *Filtre actif série connecté en série avec filtre passifs parallèle ;*
- *Filtre actif parallèle avec filtre passifs parallèle*

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines et les solutions pour résoudre les problèmes liés aux pollutions harmoniques qui affecté l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques ont des effets néfastes sur les équipements électriques jusqu'à la destruction totale.

C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives. Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Le surdimensionnement des éléments composant le réseau, les transformateurs spéciaux, le filtrage passif et le filtrage actif sont toutes des méthodes qui utilisées pour minimiser le taux d'harmonique dans le réseau.

Les filtres passifs dimensionnés par calcul, ils sont conçus par des circuits LC ciblant un harmonique donné. Spécialement les harmoniques d'amplitudes importantes telles que les 5eme et 7eme harmoniques mais le dimensionnement dépend du spectre d'harmonique et de l'impédance de la source, ce qui fait que cette méthode manque de souplesse.

Le filtre actif s'adapte d'une manière continue aux variations des harmoniques, il peut éliminer tous les harmoniques, il reste la solution la plus adéquate pour la dépollution des réseaux.

Le filtre actif parallèle présente des avantages évidents non seulement compenser les harmoniques, mais améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique.

Réseaux de neurones et logique floue

II.1 Introduction

Depuis son apparition, l'intelligence artificielle a été l'objectif de plusieurs travaux de recherche émanant de plusieurs communautés scientifiques. Son objectif est de développer des systèmes intelligents capables d'imiter certaines capacités des humains. Récemment, le domaine de l'intelligence artificielle a connu des progrès remarquables suite au développement de plusieurs théories solidement fondées telles que les Réseaux de Neurones Artificielle « RNA ».

Dans ce chapitre, nous présentons des techniques intelligentes nouvellement introduites dans le mode de l'électronique de puissance. Il s'agit principalement des réseaux de neurones artificiels, de la logique floue et les différentes structures qui leurs sont associées en commande.

Les réseaux de neurones artificiels (RNAs) constituent une technique de traitement de données bien assimilée et maîtrisée. D'une manière formelle, un RNA est une fonction mathématique associant à des entrées, des grandeurs de sortie à l'aide des paramètres ajustables appelé des poids. Grâce au processus d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs universels parcimonieux capables d'estimer un modèle complexe avec une précision désirée. Ils réalisent à la fois des fonctionnalités d'identification, de contrôle et de filtrage.

La logique floue contient des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenances appelés ensemble flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander, et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir-faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de décision. Elle est utilisée dans de nombreuses applications de grand public.

Dans ce chapitre nous présentons les grands types de réseaux de neurones, leurs applications et les règles et algorithmes d'apprentissage. On s'étalera un petit peu plus sur le perceptron multicouche, ensuite nous analysons quelques architectures d'identification avec des réseaux de neurones. Dans la dernière partie, nous étudions les bases générales de la logique floue et ses applications, puis nous abordons le schéma de principe et la structure d'une commande par logique floue.

II.2. Définitions et généralités sur les réseaux de neurones

II.2.1. Historique

Nous présentons dans cette partie un aperçu sur la définition et les généralités sur les réseaux de neurones introduits par W. McCulloch et W. Pitts voulant démontrer que le cerveau est équivalent à une machine de Turing, la pensée devient alors purement des mécanismes matériels et logiques. Une machine de Turing se résume à une tête de lecture comportant un nombre fini d'états internes et à un ruban. La puissance de l'analyse de Turing (1912-1954) tient au fait que sa tête de lecture ne lit qu'un seul symbole à la fois, et que cette lecture, associée à la table d'états adéquate, suffit à effectuer toutes les opérations possibles. La Machine de Turing est toutefois une machine imaginaire, abstraite, et idéale. Elle n'a pu être construite. La combinaison de cette mémoire infinie et d'un nombre fini d'états a cependant apporté la preuve que, si un problème est calculable, alors il existe une machine pour le résoudre. Dès lors, une MACHINE, reprenant les règles de toutes les autres, est UNIVERSELLE ». En 1949, D. Hebb présente dans son ouvrage « The Organization of Behavior » une règle d'apprentissage. De nombreux modèles de réseaux aujourd'hui s'inspirent encore de la règle de Hebb.

En 1958, F. Rosenblatt développe le modèle du perceptron. C'est un réseau de neurones inspiré du système visuel. Il possède deux couches de neurones : une couche de perception et une couche liée à la prise de décision. C'est le premier système artificiel capable d'apprendre par expérience.

Dans la même période, le modèle de L'Adaline (ADaptiveLINarElement) a été présenté par B. Widrow et Hoff. Ce modèle sera par la suite le modèle de base des réseaux multicouches. En 1969, M. Minsky et S. Papert publient une critique des propriétés du Perceptron. Cela va avoir une grande incidence sur la recherche dans ce domaine. Elle va fortement diminuer jusqu'en 1972, où T. Kohonen présente ses travaux sur les mémoires associatives et propose des applications à la reconnaissance de formes. C'est en 1982 que J. Hopfield présente son étude d'un réseau complètement rebouclé, dont il analyse la dynamique.

II.2.2 Le modèle neurophysiologique

L'élément de base du système nerveux central est le neurone. Le cerveau se compose d'environ mille milliards de neurones, avec 1000 à 10000 synapses (connexions) par neurone.

Les neurones sont reliés entre eux par des liaisons appelées axones. Ces axones vont eux-mêmes jouer un rôle important dans le comportement logique de l'ensemble. Ces axones conduisent les signaux électriques de la sortie d'un neurone vers l'entrée (synaps) d'un autre neurone. Les neurones font une sommation des signaux reçus en entrée et en fonction du résultat obtenu vont fournir un courant en sortie.

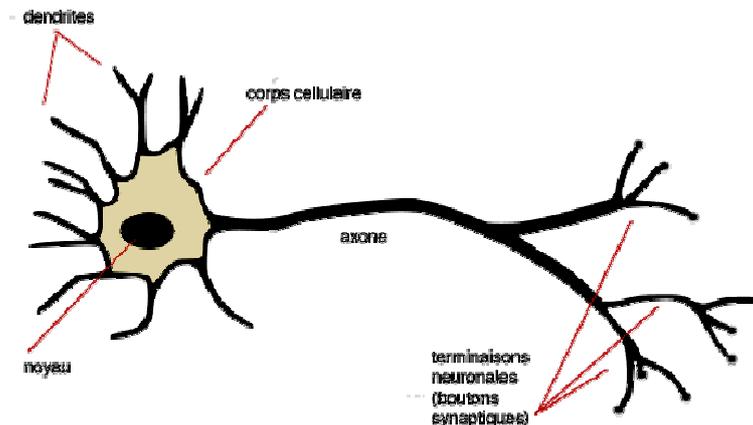


Fig.II. 1 : Schéma d'un neurone biologique

II.2.3 Le modèle mathématique des neurones formel

Dans le cadre des recherches l'intelligence artificielle, le neurone artificiel ou formel est une modélisation mathématique simple qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, principalement en réunion avec d'autres neurones formels pour composer un réseau de neurones. La sortie (y) du neurone est une fonction non linéaire d'une combinaison des différentes entrées (x_i) (dendrites), leurs importances coefficient de pondération (W_i), qui sont désignées sous le nom de poids.

Sachant qu'au niveau biologique, la jonction entre deux neurones n'a pas toute la même valeur (les connexions entre les neurones étant plus ou moins fortes), les concepteurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées (v) (potentiel) par des poids (synaptiques). La fonction ϕ est une fonction d'activation qui calcul la sortie du neurone en fonction de ce potentiel, le neurone formel peut être représenté de la manière suivante :

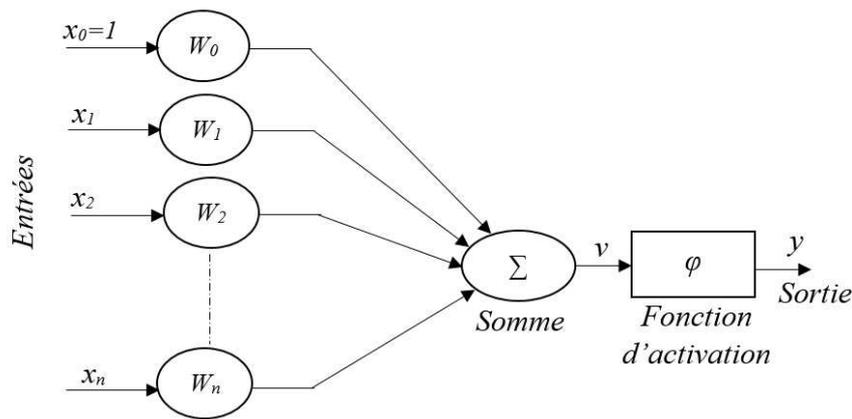


Fig II.2 : Schéma d'un neurone formel

Ainsi, la sortie y d'un neurone est exprimé par :

$$y = \varphi \left(\sum_{i=1}^n W_i x_i + b \right)$$

Avec $b = W_0 X_0 = W_0$

L'utilisation d'une fonction d'activation non linéaire permet au réseau de neurones artificiel (RNA) de générer des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Cette originalité donne au RNA de grandes capacités de modélisation fortement appréciées pour la résolution des problèmes non linéaires.

Généralement, Il y a plusieurs fonctions d'activations possibles, c'est-à-dire répondantes aux critères que nous avons donnés, toutefois dans la pratique il y en a principalement deux qui sont utilisées :

- La fonction de Heaviside (échelon unité) :

$$\varphi(v) = \begin{cases} 1 & \text{si } v \geq 0 \\ 0 & \text{si } v < 0 \end{cases}$$

La fonction $\varphi(v)$ (discontinue en 0) prenant la valeur 1 pour tous les réels positifs et la valeur 0 pour les réels strictement négatifs.

- La fonction sigmoïde (courbe en S¹):

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 + e^{-av}}$$

II.2.4 Architecture des réseaux de neurones

L'architecture d'un réseau de neurones dépend de la tâche à apprendre, ils connectent entre eux est décrite la topologie du modèle ;

II.2.4.1 Réseaux de neurones de type perceptron multicouche

Les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche, et les connexions ne se font qu'avec les neurones de couche avales.

Il s'agit maintenant de généraliser le perceptron. On peut ainsi disposer les neurones en plusieurs couches. Ainsi les informations en entrée sont connectés à tous les neurones de la première couche, tous les neurones de la première couche sont connectés à tous les neurones de la seconde couche, et ainsi de suite jusqu'à la dernière couche, appelée couche de sortie. Toutes les couches excepté la couche de sortie sont considérées comme "couches cachées"

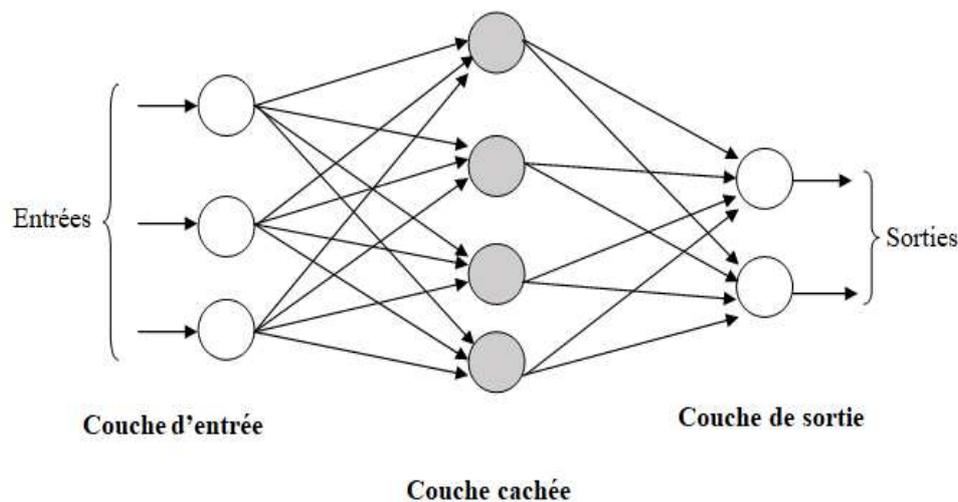


Fig.II.3 : Architecture d'un réseau multicouche

Les réseaux multicouches permettent de lever le problème de classification linéairement séparable. On peut même démontrer qu'avec un réseau de trois couches (deux couches cachées + une couche de sortie), on peut construire des frontières de décision de complexité quelconque, ouvertes ou fermées, concaves ou convexes, à condition d'employer une fonction de transfert non linéaire et de disposer de suffisamment de neurones sur les couches cachées.

II.2.4.2 Réseaux récurrents

Ce type de structure possède une ou plusieurs sorties de neurones d'une couche aval connectée aux entrées des neurones de la couche amont ou de la même couche. Ces

connexions récurrentes ramènent l'information à l'arrière du sens de propagation définie dans un réseau multicouche. Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel.

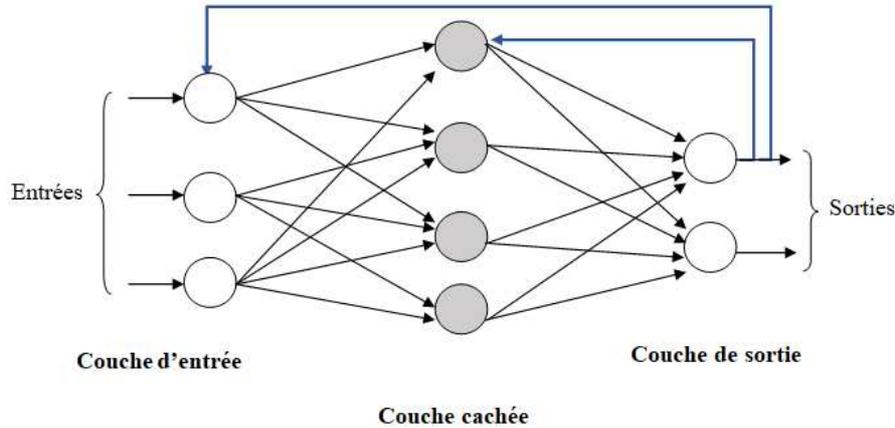


Fig.II.4 : Architecture des réseaux récurrents

II.2.4.3 Réseaux à connexion complète :

C'est la structure d'interconnexion la plus générale. Chaque neurone est connecté à tous les neurones de réseau et à lui-même.

II.2.5. Apprentissage des réseaux de neurones

Tous les modèles de réseaux de neurones requièrent un apprentissage. Principalement, il y a deux algorithmes pour faire apprendre à un réseau de neurones. Le premier est la méthode simple et se nomme la « Règle de rétro-propagation de gradient ». L'autre, un peu plus efficace généralement, se nomme algorithme de « Widrow-Hoff », du nom des deux scientifiques qui ont élaboré cette technique [36]. Les deux méthodes sont classées dans l'apprentissage supervisé, ils consistent à modifier le comportement du réseau de neurones (les poids des connexions) jusqu'à l'obtention du comportement désiré (sortie) en minimiser l'erreur. D'autres types d'apprentissages (Apprentissage non-supervisé) se basent seulement sur la modification des informations locales. Ces méthodes n'ont pas besoin de sorties désirées « Règle de Hebb ».

Dans notre recherche, nous avons utilisé les réseaux de neurones de type Adaline (cas particulier des réseaux multicouche) du à la simplicité de leur mise en œuvre et au leur capacités de traitement qui rendent l'apprentissage en ligne plus efficace.

II.2.6 Les réseaux de neurones de type Adaline

La même architecture de réseau à une seule couche, mais avec cette fois-ci une fonction de transfert linéaire (Figure (II.5)). Ce réseau s'appelle ADALINE (en anglais « Adaptive Linear Element »). Il possède un seul neurone à fonction de transfert linéaire et une entrée sous forme d'un vecteur $X(t)$ et utilisant la règle de Widrow-Hoff pour la minimisation de l'erreur quadratique.

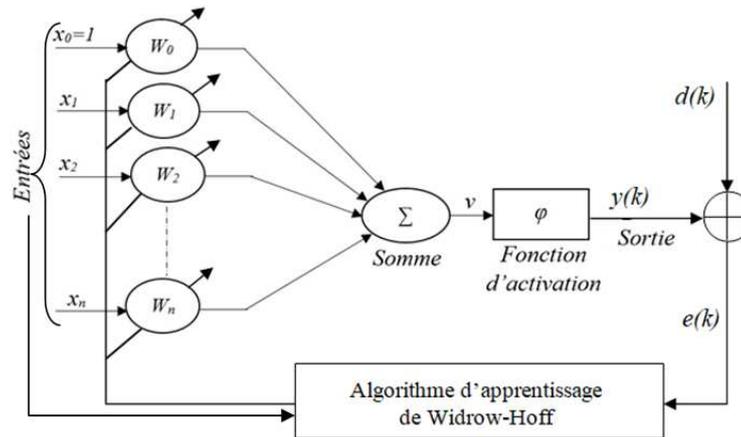


Fig.II.5 : Structure du réseau Adaline

La sortie estimée $y(k)$ du signal de référence $d(k)$ sera composée par la relation linéaire suivante :

$$y(k) = W^T(k) X(k) \quad (\text{II.1})$$

Avec

$$W^T(k) = [W_0(k) W_1(k) W_2(k) \dots W_n(k)] \quad (\text{II.2})$$

et

$$X^T(k) = [1 \ x_1(k) \ x_2(k) \dots \ x_n(k)] \quad (\text{II.3})$$

II.2.6.1 Algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff

Cet algorithme d'apprentissage appelé aussi règle du LMS (en anglais « Least Mean Square ») est réalisé par itération, c'est une règle qui permet d'ajuster les poids d'un réseau de neurones pour diminuer à chaque itération les erreurs $e(k)$ entre le signal désiré $d(k)$ et le signal estimé $y(k)$. La règle se présente comme suit :

1. Initialiser le vecteur poids $W^T(0)$ et le paramètre d'apprentissage η ,
2. Appliquer le vecteur $X(k)$ en entrée du réseau,

3. Calculer la sortie $y(k) = W^T(k) X(k)$,
4. Calculer l'erreur $e(k) = d(k) - y(k)$
5. Calculer le nouveau vecteur poids

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta e(k)X(k)}{X^T(k)X(k)} \quad (\text{II.4})$$

6. $k \rightarrow k + 1$ et aller à l'étape 2.

Il existe une autre version améliorée de cet apprentissage (Vazquez et Salmeron) [13] qu'elle se présente comme suit :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta e(k)X(k)}{\lambda + X^T(k)X(k)} \quad (\text{II.5})$$

Où λ est une constante convenablement choisie qui n'annule pas le dénominateur.

II.2.6.2 Perceptron multicouche (PMC)

La figure (II.6) représente les perceptrons multicouche (MLP : Multi Layer Perceptron), qui sont des neurones groupés en couches. La première couche est reliée aux entrées, puis ensuite chaque couche est reliée à la couche précédente. C'est la dernière couche qui produit les sorties du MLP. Il a été démontré qu'un perceptron multicouche avec une seule couche cachée pourvue d'un nombre suffisant de neurones, peut approximer n'importe quelle fonction avec la précision souhaitée.

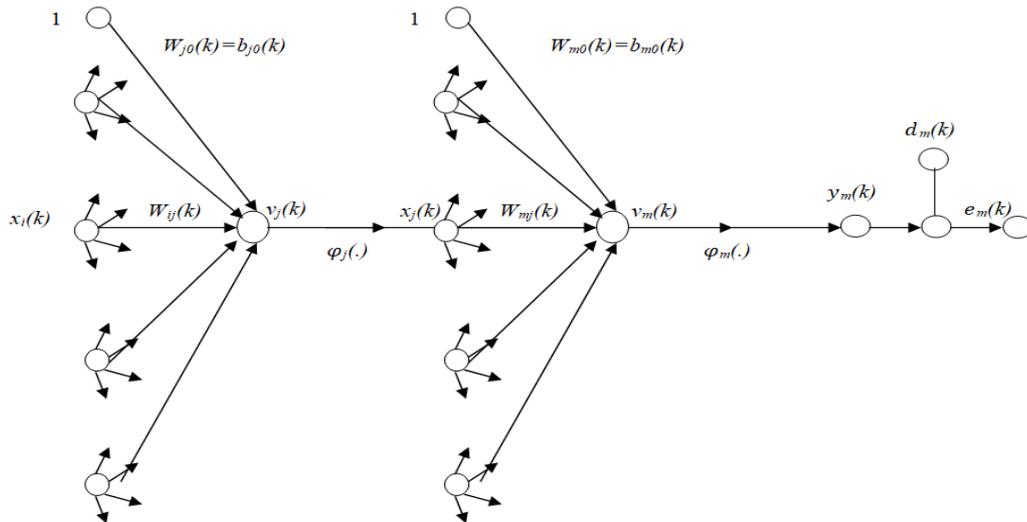


Fig.II.6 : Structure du PMC à une seule couche cachée

Dans le cas où une seule couche cachée est présente, les fonctions discriminantes réalisées par un tel réseau de neurones sont de la forme :

$$\begin{aligned}
 y_m(k) &= \varphi_m(v_m) = \varphi_m \left(\sum_{j=0}^{n_j} W_{mj}(k)x_j(k) \right) \\
 &= \varphi_m \left(\sum_{j=0}^{n_j} W_{mj}(k)\varphi_j \left(\sum_{i=0}^{n_i} W_{ji}(k)x_i(k) \right) \right) \quad (\text{II.5}) \\
 &= \varphi_m \left(\sum_{j=1}^{n_j} W_{mj}(k)\varphi_j \left(\sum_{i=1}^{n_i} W_{ji}(k)x_i(k) + b_{m0}(k) \right) \right)
 \end{aligned}$$

Avec

$x_i(k)$ $x_j(k)$ et $y_m(k)$: représentent respectivement les valeurs à la sortie des neurones de la couche d'entrée, de la couche cachée et de la couche de sortie ;

$\varphi_m()$ et $\varphi_j()$: les fonctions d'activation des neurones de la couche de sortie et de la couche cachée (généralement, la première fonction est une fonction linéaire et la deuxième est une fonction non linéaire) ;

$b_{m0}(k)$ et $b_{j0}(k)$: les biais des neurones de la couche de sortie et de la couche cachée.

n_i et n_j : nombre des neurones de la couche d'entrée et de la couche de sortie.

II.2.6.3 Algorithme de rétro-propagation du gradient

L'apprentissage par rétro-propagation du gradient de l'erreur est un algorithme itératif qui a pour objectif de trouver le poids des connections minimisant l'erreur quadratique moyenne

commise par le réseau sur l'ensemble d'apprentissage. Cet algorithme d'apprentissage peut se résumer comme suit :

1. Initialiser l'ensemble des vecteurs de poids $W_{ji}(0), W_{mj}(0)$ et le paramètre d'apprentissage η à des valeurs aléatoires,
2. Appliquer le vecteur $x_i(k)$ en entrée du réseau,
3. Calculer la sortie $y_m(k)$ donnée par la relation (II.5),
4. Calculer l'erreur $e_m(k) = d_m(k) - y_m(k)$,
5. Calculer l'ensemble des nouveaux poids $W_{mj}(k + 1)$ et $W_{ji}(k + 1)$,

$$W_{mj}(k + 1) = W_{mj}(k) + \eta \delta_m(k) x_j(k) \quad (\text{II.6})$$

Avec

$$\delta_m(k) = e_m(k) \varphi'_m(V_m) \quad (\text{II.7})$$

et

$$W_{ji}(k + 1) = W_{ji}(k) + \eta \delta_j(k) x_i(k) \quad (\text{II.8})$$

Avec

$$\delta_j(k) = \varphi'_j(v_j) \sum_{m=0}^{n_m} \delta_m(k) W_{mj} \quad (\text{II.9})$$

Où n_m est le nombre de neurones de la couche de sortie.

6. Incrémenter $k \rightarrow k + 1$ et aller à l'étape 2.

Cet algorithme reste discutable dans la mesure où sa convergence n'est pas prouvée. Son utilisation peut conduire à des blocages dans un minimum local. Son efficacité dépend, en effet, d'un grand nombre de paramètres que doit fixer l'utilisateur : le pas du gradient, le paramètre d'apprentissage η , les paramètres des fonctions d'activations, l'initialisation des poids et les biais, l'architecture du réseau, le nombre de neurones par couche, etc.

II.3 Méthodes d'identification et de contrôle à base de réseaux de neurones

Les avantages qu'ont les réseaux de neurones lorsqu'on les applique à la commande de processus, sont ceux des réseaux adaptatifs non linéaires en général, à savoir :

- Le traitement parallèle et distribué des informations servant à la commande ;
- Des facteurs souples d'adaptation et d'apprentissage ;
- L'absence presque totale de restrictions sur les non-linéarités du processus ;

- La possibilité de débiter la conduite avec un minimum d'information a priori sur le processus ;
- La rapidité du traitement grâce à une mise en œuvre parallèle possible ;
- La robustesse par rapport au bruit et aux défaillances internes.

La plupart des commande utilisant un réseau de neurones en tant que contrôleur de distinguent par une étape d'identification et une étape de contrôle.

II.3.1 Application des réseaux neuronaux à l'identification

L'identification par réseau neuronal consiste à représenter les paramètres du modèle classique au modèle neuronal par l'établissement d'une relation entre signaux (entrée-sortie) est déterminer leur comportement sur le modèle. Pour cette raison, nous insistons sur :

- La prévoyance du comportement du système pour les différentes conditions de fonctionnement.
- Le choix et la préparation de la loi de commande à appliquer au processus pour qu'il réalise l'objectif assigné.

Nous citerons deux techniques d'identification à base de réseaux de neurones multicouches : la méthode d'identification directe et la méthode d'identification inverse.

II.3.1.1 Identification Directe

La procédure d'apprentissage d'un réseau de neurones, pour représenter les dynamiques directes d'un système est connue comme l'identification directe. La figure (II.7) illustreschématiquement la méthode d'apprentissage. Le réseau de neurones identification « RNI » est placé en parallèle avec un processus. La sortie du réseau $\hat{y}(k)$ est comparée à la sortie réelle du processus $y(k)$ et l'erreur $e(k)$ qui en résulte sert à ajuster les paramètres du réseau neuronal.

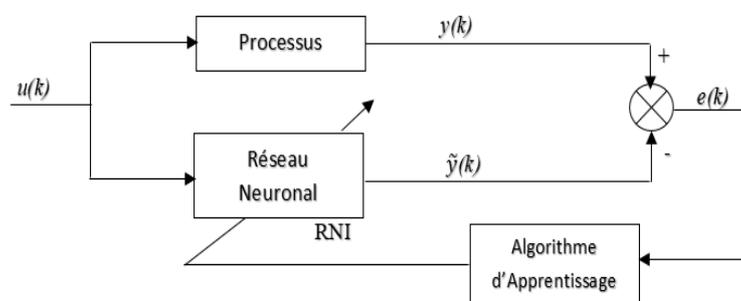


Fig. II.7 : Identification directe d'un processus par réseau de neurones

II.3.1.2 Identification Inverse

Le schéma suivant, (Figure (II.8)) exprime le modèle neuronal inverse qui est conçu pour que l'entrée du processus soit comparée avec la sortie de l'identificateur neuronal « RNI » et la sortie du processus est injectée comme entrée du réseau de neurones après un apprentissage hors ligne du modèle inverse.

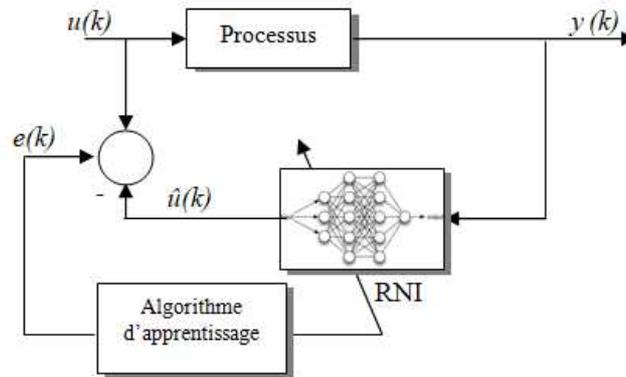


Fig. II.8. Identification inverse d'un processus avec un réseau de neurones

II.3.2. Contrôle

Il existe plusieurs configurations schématiques utilisées pour un réseau de neurones en tant que contrôleur. La commande utilise les connaissances acquises pendant la phase d'identification et /ou l'apprentissage en ligne pour élaborer des signaux de commande [37], [38].

II.3.2.1 Commande directe avec apprentissage hors ligne

Un contrôleur conventionnel est généralement calculé pour optimiser la commande d'un processus. Un réseau de neurones identificateur peut réaliser un apprentissage hors ligne entre les entrées et sorties du contrôleur afin d'approximer son comportement (Figure (II.9)). Une fois l'apprentissage accompli ; le neuro-contrôleur remplace le contrôleur conventionnel

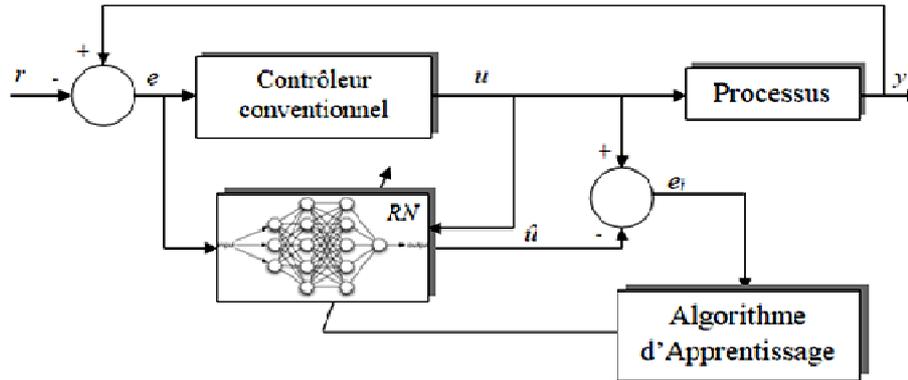


Fig. II.9. : Schéma de commande directe avec apprentissage hors ligne

L'intérêt de cette architecture n'est pas de perfectionner les performances du contrôleur conventionnel déjà existant, mais de s'affranchir des contraintes d'implémentations matérielles que nécessitent certains régulateurs.

II.3.2.2 Commande inverse avec apprentissage en ligne

Dans ce schéma les paramètres du réseau de neurones contrôleur (RNC) sont ajustés en ligne pour minimiser l'erreur e entre la référence r et la sortie y du processus, comme le montre la figure (II.10). Cette architecture reprend le même principe que celui de l'identification inverse montrée dans la figure (II.8). Lorsque l'apprentissage du modèle inverse est accompli, la sortie du RNI est égale à l'entrée du processus.

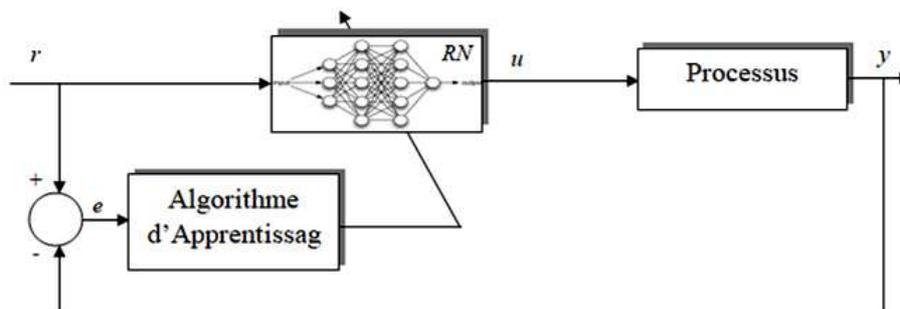


Fig. II.10. Schéma de commande inverse avec apprentissage en ligne

L'avantage de la commande inverse avec apprentissage en ligne est le suivi en temps réel de l'évolution du processus.

II.3.2. 3 Commande avec PID neuronale

Le réseau de neurones est utilisé pour ajuster les paramètres d'un contrôleur PID de la même manière que le réglage par un opérateur humain, comme illustré par la figure (II.11).

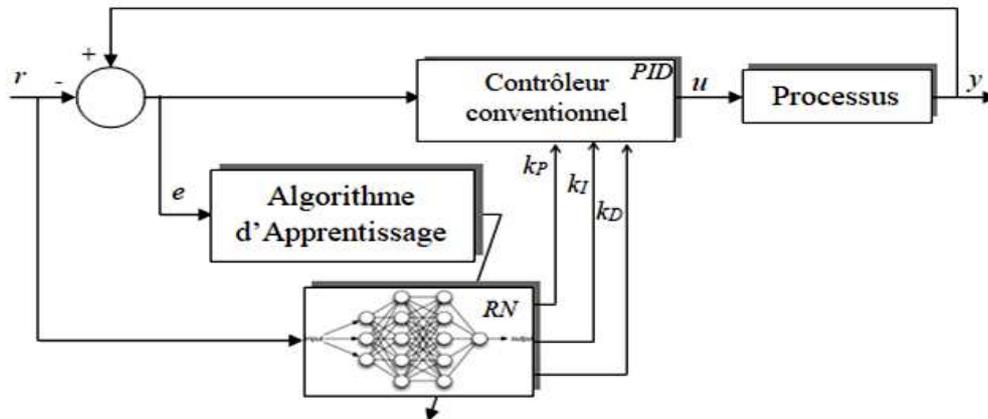


Fig.II.1. Schéma de commande avec PID Neuronale

Les gains proportionnel (k_p), intégral (k_I) et dérivé (k_D) seront déterminés en temps réel par le réseau neuronal. Cette méthode est l'application directe des techniques conventionnelles de commande incluant une méthode de commande adaptative.

II.4 Logique floue

II.4.1 Historique et principe de la logique floue

De nos jours, la logique floue (FUZZY LOGIC en anglais) est d'actualité. Il s'agit d'une nouvelle méthode de traitement pour les problèmes de réglage et de prise de décision. Cependant, cette argumentation n'est pas du tout correct [39].

Il apparaît, au début des années 1960, à LOTFIA ZADEH que la méthode classique utilisée en contrôle des processus n'est pas toujours viable, notamment dans le cas des systèmes complexes. Il publie un article intitulé « fuzzy sets » présentant la théorie des ensembles flous, qui est l'origine de la logique floue. Grâce au chercheur Japonais, la logique floue était introduite au Japon dès 1985, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage.

II.4.2 Principe de la logique floue

Le principe de la logique floue est semblable à la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logique mais des variables linguistiques, proche du langage humain. En plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font

références à la connaissance du comportement du système [40]. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base.

L'approche floue est appliquée dans la commande du filtre active, pour lesquels les informations disponibles sont souvent aléatoires, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir-faire de l'opérateur, constitué entre autres des règles souvent simples, lui permet de conduire chaque boucle de régulation, plus correctement parfois qu'un régulateur classique.

II.4.3 Bases de la logique floue

La logique floue remplace la logique binaire par une logique basée sur des variables pouvant prendre non seulement les valeurs « vrai » ou « faux », mais aussi les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données. Les éléments de base de la logique floue sont [41] :

- Les variables linguistiques ;
- Les opérations floues ;
- Les inférences à plusieurs règles floues.

II.4.3 .1 Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont désignés par les termes utilisés lors de la description d'une situation, de phénomènes, ou de procédés tels que : la température, l'âge, la vitesse, etc. Ces différentes classes d'expressions floues appelées ensembles flous forment ce qu'on les variables linguistiques. Ces derniers doivent être traités numériquement, normalisés sur un intervalle bien choisi et qu'il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonction d'appartenance qui montre le degré de vérification par rapport aux différents sous-ensembles flous du même type.

On présente l'exemple le suivant : « froid », « tiède » et « chaud » sont des valeurs de la variable linguistique « Température ». Elle forment trois ensembles flous (Figure(II.12)) Ceci permet de décrire un processus sans passer au traitement numérique. Une température de « 15,5° » appartient avec un facteur d'appartenance $\mu = 0.8$ à l'ensemble « froid » et $\mu=0.3$ à l'ensemble « tiède ». Évidemment, le choix caractérisant l'allure trapézoïdale de la fonction d'appartenance est assez arbitraire et doit tenir compte des circonstances particulières.

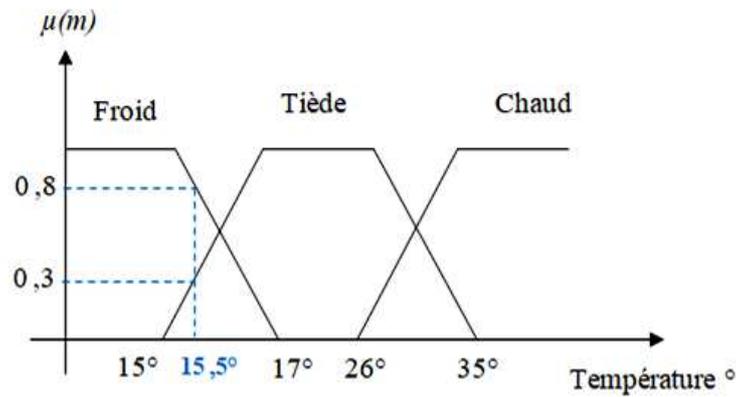


Fig.II.12 : Fonction d'appartenance avec trois ensembles pour la variable température

En général, on utilise des fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites (Figure(II.13)), La forme triangle peut être considérés comme un cas particulier de trapèze. Dans la plupart des cas, les deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous.

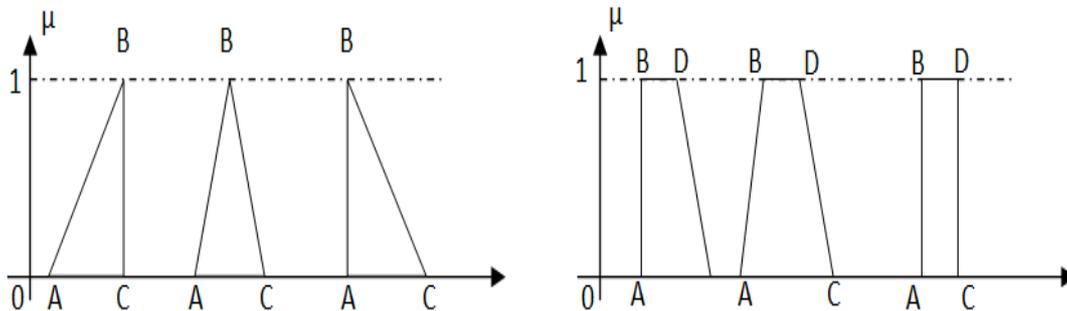


Fig.II.13 : Fonctions d'appartenance de forme triangulaire et trapézoïdale

II.4.3.2 Opérateurs de la logique floue

Au niveau des inférences, les valables linguistiques sont liées entre elles par des opérateurs de la logique floue tel que « **et**, **ou** et **non** » qui interviennent sur les fonctions d'appartenances représentant les variables linguistiques [42]. Dans les cas de la logique binaire ces opérations sont définies de façon simple et univoque, c'est le contraire de la logique floue et on utilise le plus souvent les relations présentées dans le Tableau (II.1).

Tab.II.1. Les opérations de la logique floue

Opérateur	Opération sur le degré de vérité des variables
et	Minimum produit
ou	maximum
	Valeur moyenne
non	Complément à 1

- L'opérateur « et » : il est réalisé par la formation soit du minimum ou du produit appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_i(x)$.
 - Dans le cas du minimum, on a : $\mu_{et}(x) = \min \{ \mu_1(x), \mu_2(x), \dots, \mu_n(x) \}$.
 - Dans le cas du produit, on a : $\mu_{et}(x) = \mu_1(x) * \mu_2(x) * \dots * \mu_n(x)$.
- L'opération « ou » : il est réalisé par la formation du maximum ou de la valeur moyenne appliquée aux fonctions d'appartenance soit $\mu_i(x)$, on écrit :
 - Dans le cas du maximum : $\mu_{ou}(x) = \max \{ \mu_1(x), \mu_2(x), \dots, \mu_n(x) \}$.
 - Dans le cas de la valeur moyenne $\mu_{ou}(x) = \frac{\mu_1(x) + \mu_2(x) + \dots + \mu_n(x)}{n}$
- L'opération –Non : appelé aussi le complément d'un ensemble floue
 - Est défini comme : $\mu_{non}(x) = 1 - \mu(x)$

II.4.3.3 Les inférences (ou déduction floues)

En général, plusieurs valeurs des variables linguistiques convenablement définies par des fonctions d'appartenances, sont liées entre elles par des règles, afin de tirer des conclusions c'est les inférences floues. La prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elle par des opérateurs et, ou, alors, etc...

Les règles peuvent alors être exprimées la forme générale suivante :

Si condition 1 alors opération 1 ou
 Si condition 2 alors opération 2 ou.
 Si condition n alors opération n.

II.5 Commande par logique floue

La commande floue est l'application la plus utilisée de la logique floue. Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'une commande par logique floue.

II.5.1 Structure d'une commande par logique floue

Contrairement aux techniques de commande classique, la commande par logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien précises. Il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs, appliquées à des variables linguistique. La Figure (II.14) présente la structure d'une commande par logique floue. Le régulateur flou fournit le signal de commande u . Il reçoit comme variables d'entrée, l'erreur e entre la sortie du processus y et le signal de consigne r ainsi que la variation de cette erreur Δe . La dérivée de cette erreur suffit pour représenter sa variation [43].

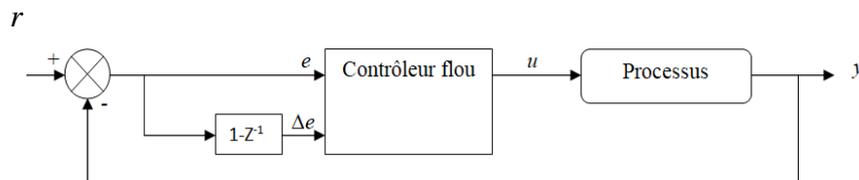


Fig.II.14. Schéma de principe d'une commande par logique floue

II.5.2 Configuration interne d'un régulateur flou

La mise en œuvre d'une commande floue fait apparaître trois grandes étapes :

- La première étape, appelée fuzzification, traite les entrées du régulateur ;
- La deuxième étape est constituée d'une base de règle et d'un moteur d'inférence ;
- La troisième étape, appelée défuzzification est la transformation inverse de la première.

La configuration interne d'un régulateur flou est présentée par la Figure (II.15) :

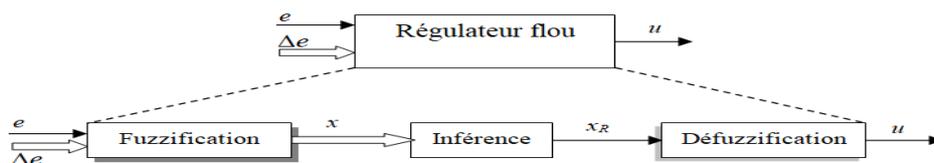


Fig.II.15 : Configuration interne d'un régulateur flou

II.5.2.1 Etape de fuzzification

Cette étape consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, surtout les variables d'entrées. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être traitées par les inférences. Pour chacune de ces variables, on doit connaître a priori son intervalle de définition.

Dans le cas de la commande par logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance.

II.5.2.2 Etape d'Inférence

On appelle inférence les relations reliant les valeurs des variables linguistique des entrées x_i et de la sortie x_R , voir Figure (II.15). Ces relations qui sont conçues sous forme de règles doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à commander ainsi que des buts de contrôle envisagés. Il n'existe pas de méthodologie précise qui permet de lier telle ou telle règle pour un problème de contrôle donné, c'est l'expérience et la connaissance du système à commander qui intervient pour établir ces règles.

Une règle floue comporte une prémisse du genre « *si l'erreur est négative ET la variation de l'erreur est négative* » et une déduction floue du type « *alors u est positive grande* ». Dans le cas où les deux variables d'entrée sont définies, chacune, par 3 ensembles flous, on aboutit à 9 règles floues (Tableau. II.2) :

		e		
		N	Z	P
Δe	N	PG	P	Z
	Z	P	Z	N
	P	Z	N	NG

Tab.II.2. Matrice d'inférence

Après l'édition des règles, il reste à calculer les degrés d'appartenance de la variable de sortie à tous les ensembles flous qui lui sont associés. Pour cinq (5) ensembles flous de la variable de sortie correspondent 5 déductions floues.

1. **SI** (e est N) **ET** (Δe est N) **ALORS** (u est PG)

2. **SI** (e est N) **ET** (Δe est Z), **OU**, (e est Z) **ET** (Δe est N) **ALORS** (u est P)
3. **SI** (e est Z) **ET** (Δe est Z) **OU** (e est P) **ET** (Δe est N) **OU** (e est N) **ET** (Δe est P) **ALORS** (u est Z)
4. **SI** (e est P) **ET** (Δe est Z) **OU** (e est Z) **ET** (Δe est P) **ALORS** (u est N)
5. **SI** (e est P) **ET** (Δe est P) **ALORS** (u est NG)

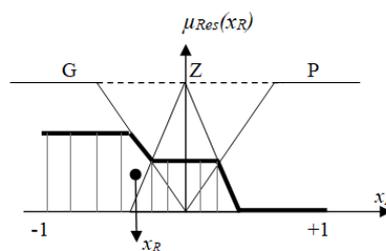
Chaque règle est composée de prémisses liées par les opérations **ET**, **OU** et donne lieu à une implication par l'opération **ALORS**. Pour le réglage par logique floue, on utilise généralement les méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence (min et max),
- Méthode d'inférence max-prod,
- Méthode d'inférence somme-prod.

II.5.2.3 Etape de défuzzification

A la sortie, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_R)$ pour la variation de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue non exploitable par le système. Il est nécessaire de lui fournir des valeurs précises, c'est le rôle de la défuzzification.

Cette étape s'effectue toujours à l'aide des fonctions d'appartenance. A partir des degrés d'appartenance, on obtient autant de valeur précise à utiliser. On peut soit conserver le maximum, soit calculer la moyenne pondérée, ou déterminer le centre de gravité des valeurs obtenues comme illustré sur la figure (II.16).



FigII.16. Défuzzification par la méthode de centre de gravité

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les généralités et les principes nécessaires à la compréhension des réseaux de neurones artificiels. Ces derniers seront utilisés pour développer une approche unifiée, qui aborde l'ensemble des fonctionnalités nécessaires à un processus de filtrage actif dans les chapitres suivants.

Dans ce travail, les réseaux de neurones sont utilisés dans l'identification des courants harmonique afin d'obtenir une bonne compensation de l'énergie. L'Adaline, qui constitue une des variantes du réseau multicouche, permet grâce à une structure très simple et un algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff de pouvoir interpréter physiquement ses propres paramètres.

Les réseaux de neurones multicouches permettent grâce à leur algorithme d'apprentissage de rétro-propagation du gradient de commander des systèmes non linéaires avec un temps de calcul compatible à l'application des filtres actifs.

Dans une autre partie, nous avons présenté la contribution de la logique floue dans le développement des systèmes intelligents. En effet, la logique floue permet la présentation et le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Ce genre de connaissance est omniprésent dans les problèmes de commande auxquels l'intelligence artificielle est sollicitée pour apporter des solutions satisfaisantes. Ainsi, l'utilisation de la logique floue dans la résolution de ce type de problème de commande s'avère essentielle.

Structure du filtre actif parallèle et stratégie de commande

III.1 Introduction

L'utilisation des filtres actifs contribue à la minimisation des harmoniques dans le réseau de distribution de l'énergie électrique, causés par la présence des charges non linéaires.

Plusieurs travaux de recherche ont été effectués sur l'améliorer des performances des compensateurs du filtre actif parallèle, vu leurs avantages, tel que l'adaptation aux variations de la charge. Un filtre actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour accomplir la fonction de « dépollution harmonique ».

Afin d'atteindre les objectifs d'améliorations des performances des filtres actifs, nous présentons une structure de filtre actif parallèle associant un filtre du première ordre en sortie de l'onduleur. La structure de filtre actif parallèle a été divisée en deux parties : la partie puissance et la partie contrôle-commande.

Dans la partie puissance, nous introduirons la modélisation des trois principaux blocs à savoir l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie, et le filtre de sortie. Dans la partie commande, nous aborderons les quatre principaux blocs qui sont l'identification des courants harmonique, la commande de l'onduleur, la régulation des courants injectés, et la régulation de la tension continue.

III.2 Structure générale du filtre actif parallèle

La Figure (III.1) montre la structure d'un filtre actif parallèle, laquelle se compose en deux parties, soit d'une partie puissance et d'une partie commande. La partie puissance se compose d'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT,... etc.) avec des diodes en antiparallèle, d'un filtre de couplage et d'un élément passif fait un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif.

La partie commande, sert au contrôle de la commutation des éléments onduleur, la méthode d'identification des courants harmonique.

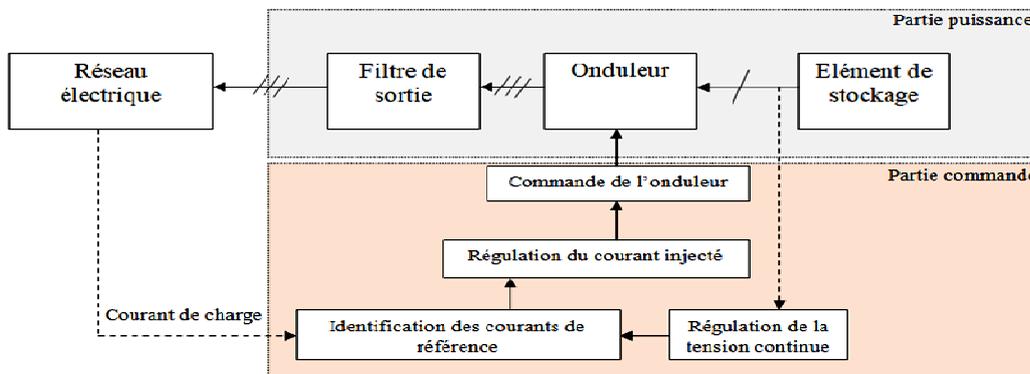


Fig.III.1. Structure générale du filtre actif parallèle

L'onduleur est la partie essentielle du filtre actif. Quel que soit le type de filtre qui est relié au réseau ou bien l'élément passif qui lui sert de source d'énergie, il s'agira toujours d'un onduleur de tension ou de courant. L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. En pratique, suivant le type de correction à apporter au réseau, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur commande.

La source d'énergie composant le filtre peut être une source de tension ou de courant. Comme l'onduleur n'a pas à fournir de puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [44]. 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 générée par la source du réseau auquel il est connecté.

Seul le circuit de stockage caractérise la structure de l'onduleur, une capacité ou une inductance servant de source d'énergie est la capacité C qui doit délivrer une tension à valeur presque constante est inférieur à la tension supportable par les semi-conducteurs figure (III.2). De plus, l'inductance L_f du filtre à des limites, car cela affecterait les performances de compensation du filtre actif. L'inductance par laquelle l'onduleur est relié au réseau sert à filtrer les courants harmoniques hautes fréquences. Ces courants harmoniques sont causés par les impulsions de tension générées par l'onduleur.

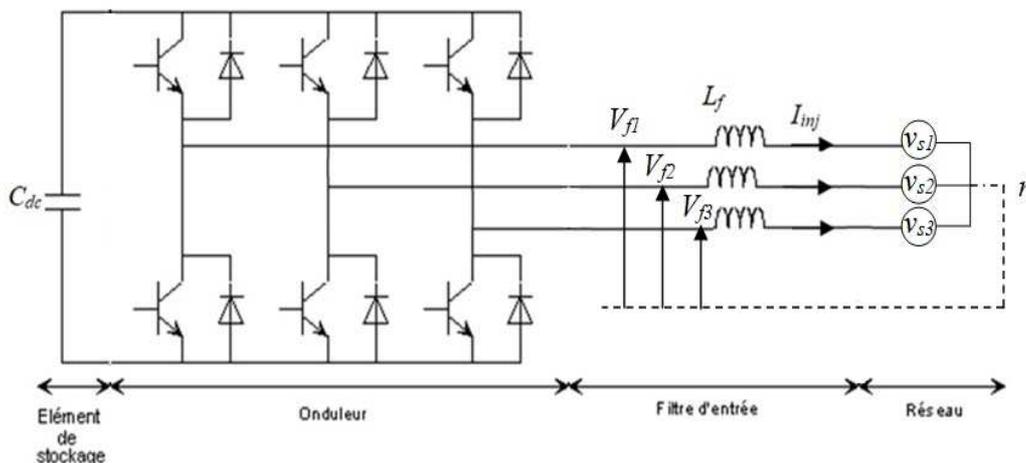


Fig.III.2. Onduleur de tension triphasé

III.3 Etude de la partie contrôle-commande

III.3.1 Introduction à la stratégie de commande

La structure du système de commande de l'onduleur peut être séparée en deux sous système : l'une dite rapide qui est liée aux courants, et une autre dite lente qui est associée à la tension continue. On peut de ce fait, synthétiser deux régulateurs un pour la boucle interne des courants et un autre pour externe de la tension continue. D'autre part, il est bien connu que la performance de la boucle des courants joue un rôle essentiel dans la performance globale du système, c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire. Pour le régulateur de la tension continu, l'utilisation des régulateur classique the type proportionnel-intégrateur PI semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables.

Par ailleurs, les algorithmes de contrôle doivent être tels que l'on respecte non seulement les contraintes fréquentielles imposées par la technologie des interrupteurs, mais aussi des critères standards en électrique de puissance tels que le taux de distorsion harmonique (THD) faible et une qualité spectral des courants tant en basses qu'en hautes performances de la méthode d'identification choisie. En effet, le système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer des corrections suffisantes si les harmoniques parasites sont mal identifiées.

III.3.2 Identification des courants harmoniques

Généralement, on peut regrouper les différentes méthodes d'identification du courant perturbateur en deux familles. La première utilise la transformée de Fourier dans le domaine fréquentiel, pour l'extraction des harmoniques du courant. Cette méthode est adaptée au changement de la charge, elle donne aussi le choix de sélectionner individuellement les harmoniques et de compenser que les plus prépondérants.

Il est à noter que cette méthode demande beaucoup de calcul afin de réaliser en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire ces harmoniques [45.46]

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Une transformation des courants et des tensions dans le repère biphasé des puissances permet l'utilisation d'un filtre passe bas de séparer les puissances active et réactive continues des puissances active et réactive alternatives. Les courants de références sont déterminés après le retour dans le repère triphasé. La compensation de la puissance réactive permet également de corriger le facteur de puissance. Une généralisation de cette technique

est développée par Akagi[47,48]. Il introduit un nouveau concept qui permet de tenir compte de toutes les harmoniques du courant et de la tension. La technique est appelée méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI). La puissance imaginaire a dans ce cas, une signification plus large que la puissance réactive traditionnelle.

Ces dernières années, les techniques neuronales sont apparues comme une solution alternative à ces méthodes classiques avec une présence très marquée des réseaux Adaline dans cette partie importante du FAP.

III. 3. 3. Commande de l'onduleur

L'objectif de la commande de l'onduleur 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 représentés sur les figures (III.1) et(III.2). Deux méthodes de commande peuvent être utilisées :

- Commande par hystérésis ;
- Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

III. 3. 3.1 Commande par hystérésis

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation.

En pratique, c'est la technique schématisée sur la figure (III. 3) que l'on utilise. La différence entre le courant de référence i_{ref} et celui produit par l'onduleur est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit directement l'ordre de commande des interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur.

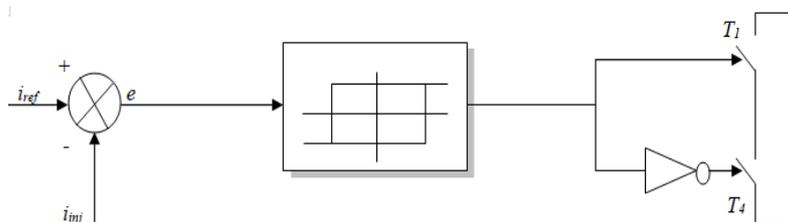


Fig .III. 3 : Principe de commande des courants par hystérésis

La simplicité de la mise en œuvre de cette stratégie est son avantage, tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient. Celui-ci peut être remédié par une autre version de contrôle par l'hystérésis avec une fréquence de commutation fixe [49].

III.3.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion « MLI »

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur : la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La technique de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. Le schéma de cette commande est décrit à la figure (III.4).

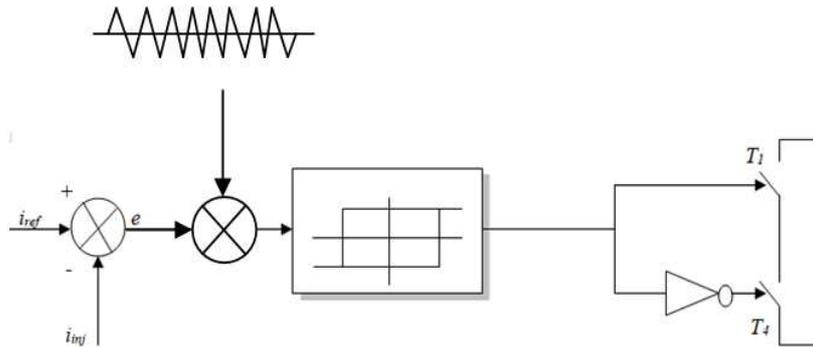


Fig .III.4 : Principe de commande des courants par MLI

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence.

Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (III.5).

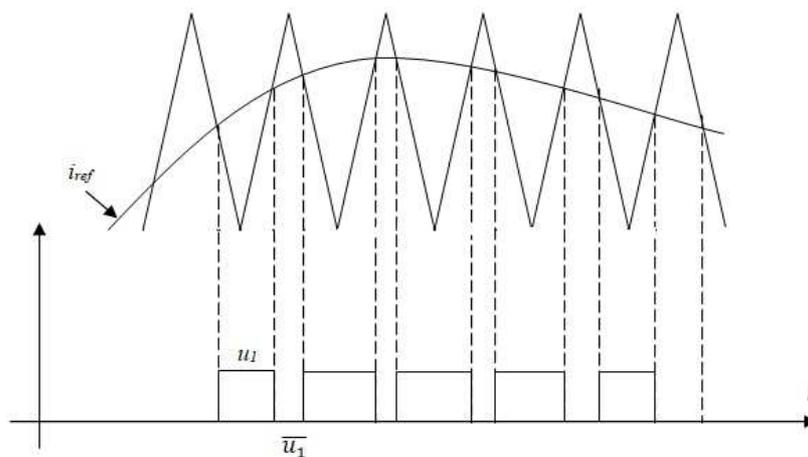


Fig. III. 5 : Commande des interrupteurs par MLI

III.3.4 Régulation du courant

La régulation du courant du filtre actif dépend de leur objectif et de l'ordre du filtre de sortie. Un régulateur PI est proposé pour réguler ce courant. De la figure (III.2) nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant du filtre actif i_{inj} :

$$L_f \frac{di_{inj}}{dt} = v_f - v_s \quad (III.1)$$

Avec : $v_s = [v_{s1} v_{s2} v_{s3}]^T$, $v_f = [v_{f1} v_{f2} v_{f3}]^T$ qui représentent les tensions par rapport au point neutre de la Figure (III.2), et $i_{inj} = [i_{inj1} i_{inj2} i_{inj3}]^T$ qui sont les courants injectés par le réseau triphasé.

Notons par Δi la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta i = i_{ref} - i_{inj} \quad (III.2)$$

Avec les équations (III.1) et (III.2), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d\Delta i}{dt} = \left(v_s + L_f \frac{di_{ref}}{dt} \right) + v_f \quad (III.3)$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (III.3) peut être défini comme tension de référence (v_{f-ref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$v_{f-ref} = v_s + L_f \frac{di_{ref}}{dt} \quad (III.4)$$

L'écart entre v_{f-ref} et v_f produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (III.4), la tension de référence est composée de deux termes à fréquence différentes. Le premier représente la tension du réseau v_s directement mesurable. Le second est égal à la tension aux bornes de l'inductance L_f , lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la figure (III.6).

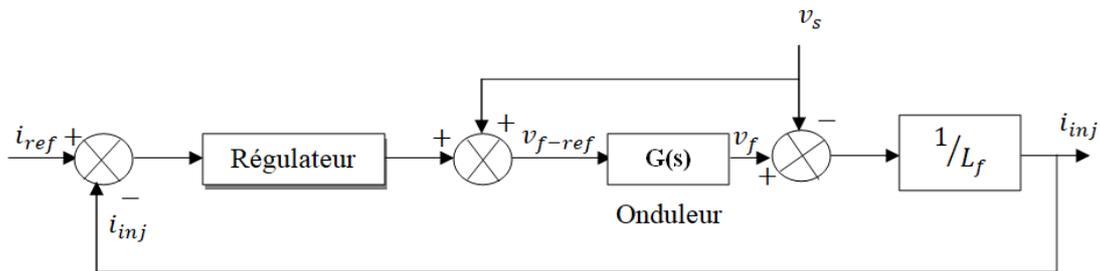


Fig.III.6 : Schéma de la régulation des courants de l'onduleur

La fonction de transfert de l'onduleur peut être du premier ordre donné comme suit [29] :

$$G(s) = \frac{1}{1+\tau s} \quad (\text{III.5})$$

Où τ est le retard correspondant à une période d'échantillonnage. Les ordres de commande transmis à l'onduleur lors d'une implantation numérique, ne peuvent être pris en compte qu'après une première période d'échantillonnage.

III.3.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue V_c aux bornes du condensateur est nécessaire, car elle permet de :

- maintenir cette tension à un niveau fixe tout en assurant une compensation des pertes dans le FAP,
- limiter des variations en régime dynamique afin de ne pas détériorer les performances du FAP.

Les pertes de puissance active dans le filtre actif (par commutation des interrupteurs et par l'effet de joule dans les composants du filtre de sortie) sont les principales causes susceptibles de modifier la tension. La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} montrée par la figure (III.8). La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée V_{dc-ref} .

La relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III.6})$$

Sachant que cette équation est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dc-ref} , la linéarisation de cette équation au voisinage de la référence nous donne la relation suivante :

$$P_c = C_{dc} V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (\text{III.7})$$

Le régulateur utilisé pour contrôler la tension aux bornes du condensateur est un PI donné par la relation suivante :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (\text{III.8})$$

En négligeant les pertes de commutation dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans le filtre de sortie et à partir des relations (III.7 et 8), la régulation de la tension continue peut être fonctionnellement représentée par la figure (III.7).

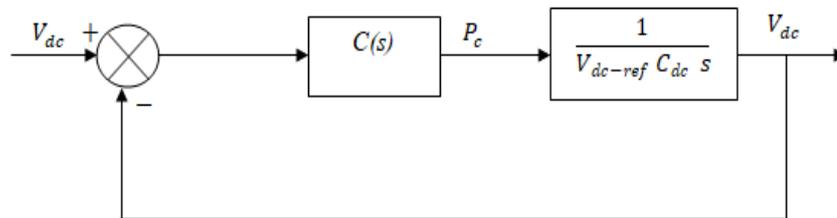


Fig.III.7.Schéma de la régulation de la tension continue

III.4 Conclusion

Le présent chapitre put montrer et définir la plupart des éléments constituant la structure du filtre actif parallèle ainsi que les différentes stratégies de commande qui lui caractérisent. Cette structure a d'abord été divisée en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie régulation-commande. Nous avons pu exprimer les critères qui nous ont guidés dans le choix de chacun des éléments : partie régulation-commande, l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue, de même que ceux de la partie puissance, comme le type de l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie.

Selon le type de régulation-commande choisi, les performances du filtre actif augmente ainsi que le type de compensation voulu. Dans le prochain chapitre, nous développerons des nouveaux algorithmes d'identification des courants harmonique en utilisons les réseaux de neurone dans l'amélioration de la qualité de cette solution.

Identification Des Courants Harmoniques Avec Les Réseaux De Neurones

IV.1 Introduction

L'emploi du filtre actif parallèle dans le réseau électrique permet d'éliminer par compensation les courants harmoniques introduits par les charges non linéaires. La qualité de cette compensation dépend au premier lieu des performances de la méthode d'identification choisie. L'identification et le filtrage des harmoniques peuvent utiliser différentes techniques. Dans ce but-là, plusieurs méthodes d'identification ont été développées.

Depuis quelques années, de nombreuses techniques basées sur les réseaux de neurones et en particulier sur les Adaline, ont été développées pour filtrer les courants harmoniques dans le réseau électrique. Les réseaux Adaline sont des estimateurs linéaires capables d'apprendre en ligne des signaux dépendant du temps. Avec une règle d'apprentissage du type LMS (Least Mean Squares), l'apprentissage est rapide et robuste tout en étant compatible avec une contrainte temps réel.

La première partie de ce chapitre présente un état de l'art sur les méthodes d'identification des courants harmoniques. Ainsi, on se limitant au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est riche en harmonique, les différentes méthodes d'identification proposée sont utilisées pour extraire ces harmoniques.

La méthode d'identification la plus répandue ou bien exploitée dans les systèmes de filtrage actif et celle des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI), elle utilise deux Adalines pour chaque puissance estimée.

Des résultats de simulation réalisés pour chaque méthode démontrent l'efficacité et la rapidité de ces stratégies neuronales.

IV.2 Identification des harmoniques avec la méthode directe

IV.2.1. Décomposition des courants

Dans cette méthode l'identification et le filtrage s'effectuent dans l'espace des courants triphasé. En déduire les courants absorbés pour chaque phase, par une charge non linéaire, sa décomposition en série de Fourier se présente de la manière suivante :

$$i_c(t) = i_{cf}(t) + i_{ch}(t) = \sum_{n=2, \dots, N} [I_{n1} \cos n(\omega t - \alpha) + I_{n2} \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (\text{IV.1})$$

Dans cette expression i_{cf} représente le courant fondamental et i_{ch} représente le courant harmonique tel que :

$$i_{cf}(t) = I_{11} \cos(\omega kT - \alpha) + I_{12} \sin(\omega kT - \alpha) \quad (IV.2)$$

Et

$$i_{ch}(t) = \sum_{n=2, \dots, N} \{I_{n1} \cos[n(\omega kT - \alpha)] + I_{n2} \sin[n(\omega kT - \alpha)]\} \quad (IV.3)$$

Où : ω est la fréquence fondamentale du réseau électrique, α est un angle quelconque qui peut être égale à zéro, I_{11} et I_{12} sont les amplitudes associées aux cosinus et sinus du courant fondamental, I_{n1} et I_{n2} sont les coefficients des termes en cosinus et sinus du courant harmonique. n est un entier naturel associé aux harmoniques présentés dans le réseau électrique.

IV.2.2. Identification des courants avec les Adalines

L'identification se fait par un réseau Adaline identique sur chaque phase comme le montre la Figure (IV.1). Les entrées de ce réseau sont les termes en cosinus et sinus issus de la décomposition en série de Fourier du courant mesuré.

L'expression du courant de charge peut alors être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$i_c(t) = W^T(t) \cdot X(t) \quad (IV.4)$$

Avec W représente le vecteur des poids de l'Adaline et X le vecteur d'entrées des termes en cosinus et sinus

$$W^T(t) = [I_{11} I_{12} \quad I_{21} I_{22} \quad \dots \quad I_{n1} I_{n2}] \quad (IV.5)$$

Et

$$X(t) = [\cos(\omega t - \alpha) \quad \sin(\omega t - \alpha) \quad \dots \quad \cos n(\omega t - \alpha) \quad \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (IV.6)$$

Nous utilisons l'algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff modifié pour la mise à jour des poids :

$$W(k+1) = W(k) + \mu \cdot e(k) \cdot X(k) \quad (IV.7)$$

L'identification des harmoniques dans le repère abc peut se faire directement par un Adaline identique sur chaque phase et le courant fondamental estimé est alors évalué comme suit :

$$i_{cf}(t) = W_{a1} \cos \omega t + W_{b1} \sin \omega t \quad (IV.8)$$

Ou W_{a1} et W_{b1} représentent les poids du réseau Adalineassocié aux entrées constituées des termes cosinus et sinus pour la fréquence fondamentale.

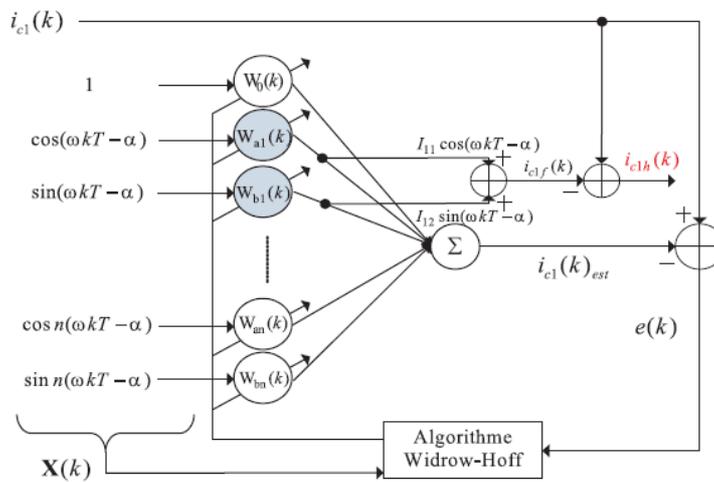


Fig IV.1 : Structure de l’Adaline pour la méthode d’identification directe

Ce courant et celui mesure sur la charge donne la somme des harmoniques et donc de ce fait le courant de référence :

$$i_{ref}(t) = i_{ch}(t) = i_c(t) - i_{cf}(t)(IV.9)$$

La méthode directe permet d’identifier individuellement les harmoniques afin de réaliser une compensation sélective.

Pour une harmonique d’ordre N, il suffit de déterminer les amplitudes à partir des poids de l’Adaline correspondant.

$$I_{cN} = \sqrt{W_{aN}^2 + W_{bN}^2} , \text{ Avec } W_{aN} = I_{N1} \text{ et } W_{bN} = I_{N2}(IV.10)$$

IV.3 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI

La méthode des puissances active et réactive est une technique de compensation bien établie. Elle n’est cependant valable que si les tensions appliquées à l’entrée de l’identificateur forment un système direct de tension [50].

IV.3.1 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI classique

Cette méthode des puissances réelles et imaginaires instantanés (PIRI) proposés par AKAGI, est valide en régime permanent qu'en régime transitoire.

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties active, réactive et déformante.

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (\text{IV.11})$$

Notons respectivement les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé sans composante homopolaire par (v_a, v_b, v_c) et (i_a, i_b, i_c) . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature. Cette transformation appliquée aux tensions du réseau et aux courants de ligne mène à :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance réactive instantanée q peuvent être exprimées de façon équivalente en système biphasé par :

Ce qui nous donne :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

$$\text{Puissance réelle instantanée : } p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (\text{IV.15})$$

$$\text{Puissance imaginaire instantanée : } q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha$$

La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être exprimées de la façon suivante :

$$\begin{cases} p = p^- + p^\sim \\ q = q^- + q^\sim \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Où \bar{p} et \bar{q} sont, de façon respective, les composantes des puissances moyennes actives et réactives correspondant au courant de charge fondamentale (50 Hz), alors que p^\sim et

$q\tilde{}$ correspondent aux composantes alternatives liées au courant harmonique. La compensation d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières.

En conséquence, l'élimination de la composante fondamentale dans les équations (IV.17) s'effectue à l'aide de deux filtres passe-bas de Butterworth d'ordre deux.

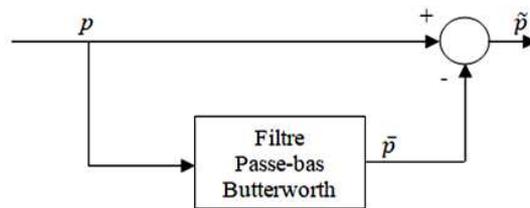


Fig.IV.2 : Filtrage de la composante de la puissance continue

De la relation (IV.14) donnant les puissances réelle et imaginaire instantanées découle l'expression suivante pour les courants :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

En considère les équations (IV.17) et (IV.18), nous pouvons séparer le courant dans le repère $(\alpha\beta)$ en trois composants, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^- \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q^- \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^\sim \\ q^\sim \end{bmatrix}}_{\text{courant harmonique}} \quad (\text{IV.19})$$

Avec : $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$

Cette expression permet d'identifier les références du courant dans le repère α - β . Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés I_α et I_β par la transformation inverse de Concordia [51] :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

L'algorithme de la figure (IV.3) illustre la méthode d'identification des différents courants de référence pour la partie parallèle du filtre.

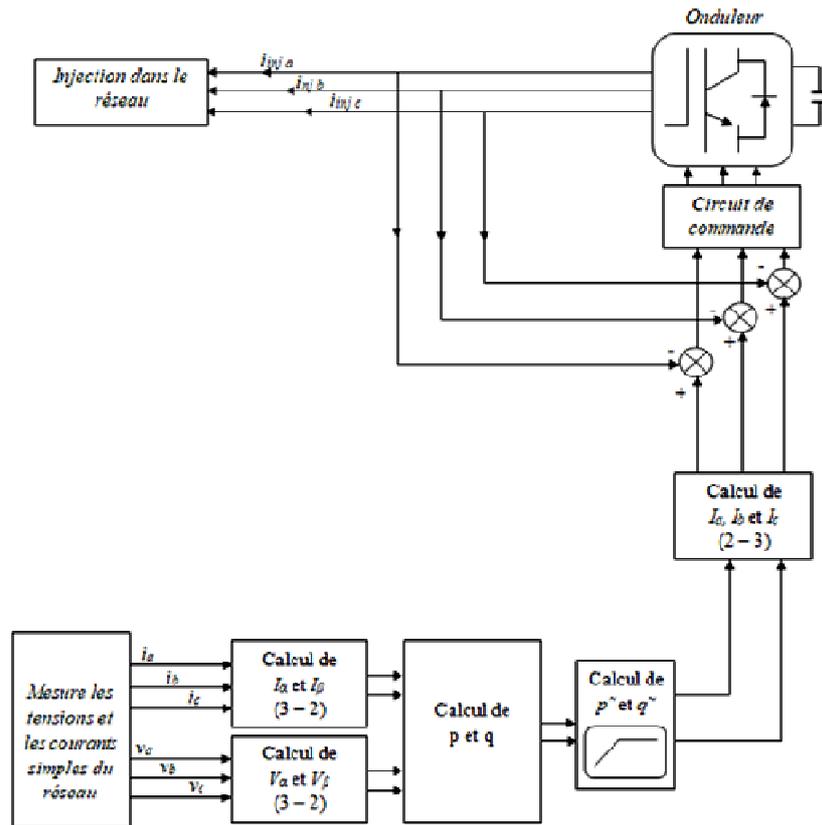


Fig. IV.3 : Algorithme identification des courants harmoniques avec la méthode des PIRI

IV.3.2 Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI neuronale

Il est possible de décomposer le courant et la tension directe d'un réseau électrique de la façon suivante [52] :

$$i_c(t) = \sum_{n=1, \dots, N} [I_{n1} \cos n(\omega t - \alpha) + I_{n2} \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (IV.21)$$

$$v_d(t) = \sum_{n=1, \dots, N} [V_{n1} \cos n(\omega t) + V_{n2} \sin n(\omega t)] \quad (IV.22)$$

Où ω est la fréquence fondamentale du réseau électrique, α l'angle de déphasage entre le courant et la tension, I_{n1} et I_{n2} sont les amplitudes des composantes en sinus et en cosinus du courant. V_{n1} et V_{n2} les amplitudes des composantes en cosinus et en sinus de la tension réseau.

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

$$p(t) = \underbrace{p_1 \cos \alpha}_{\bar{p}} + \underbrace{p_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - p_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{p}} \quad (\text{IV.23})$$

$$q(t) = \underbrace{-q_1 \sin \alpha}_{\bar{q}} - \underbrace{q_5 \sin(6\omega t - 5\alpha) - q_7 \sin(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{q}} \quad (\text{IV.24})$$

Dans ces équations $p_1 \cos \alpha$ et $q_1 \sin \alpha$ représentent les parties continues des puissances instantanées \bar{p} et \bar{q} , les autres parties représentent respectivement les composantes alternatives \tilde{p} et \tilde{q} .

Les deux signaux représentés par les équations (IV.23, 24) peuvent être écrits sous la forme générale suivante :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1, \dots, N} \begin{pmatrix} A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) \\ + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Où A_0 représente la composante continue et $A_{n1}, A_{n2}, B_{n1}, B_{n2}$ les amplitudes des cosinus et sinus.

La fonction $f(t)$ présentée dans l'équation (IV.25) est une combinaison linéaire. Le principe d'une structure neuronale avec Adaline est ainsi bien possible pour le calcul d'une fonction d'estimation $f_{est}(t)$ de $f(t)$. Avec la notion vectorielle, l'équation (IV.25) s'écrit :

$$f_{est}(t) = W^T x(t) \quad (\text{IV.26})$$

Avec : $W^T = [A_0 \ A_{11} \ B_{11} \ A_{12} \ B_{12} \ \dots \ A_{N1} \ B_{N1} \ A_{N2} \ B_{N2}]$ est le vecteur poids de l'Adaline, et

$$x(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(6\omega t - 5\alpha) \\ \sin(6\omega t - 5\alpha) \\ \cos(6\omega t - 7\alpha) \\ \sin(6\omega t - 7\alpha) \\ \vdots \\ \cos(6\omega t - (n-1)\alpha) \\ \sin(6\omega t - (n-1)\alpha) \\ \cos(6\omega t - (n+1)\alpha) \\ \sin(6\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Le produit de l'équation (IV.26) peut alors être implémenté par un neurone unique, où W est le vecteur poids du réseau et $x(t)$ son entrée. La figure (IV.4) montre cette topologie.

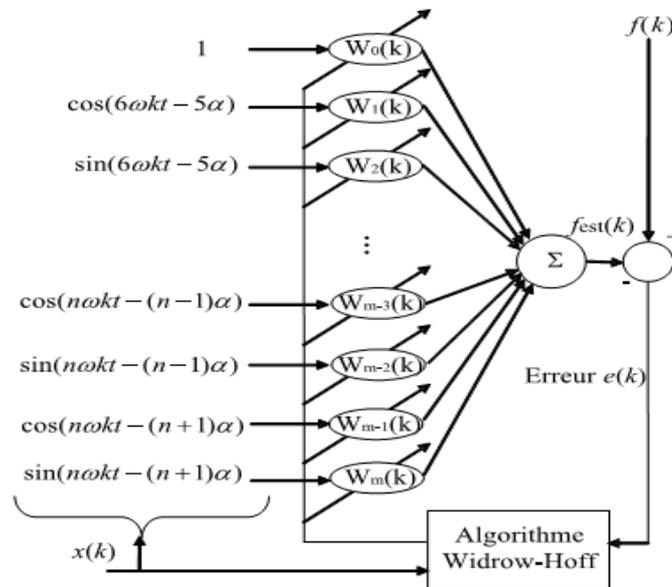


Fig IV .4 : Structure du réseau ADALINE pour l'estimation des harmoniques

Le vecteur d'entrée $x(k)$ contient $m = (h/2)-1$ termes, où h représente le nombre d'harmoniques que l'on souhaite identifier. $f(k)$ est le signal à identifier par ses composantes soit la puissance active ou réactive du réseau électrique, $f_{est}(k)$ est le signal estimé par le réseau de neurone (la puissance instantanée prédite). L'erreur $e(k)$ est différence entre le signal $f(k)$ à l'instant k et le signal estimé $f_{est}(k)$. Elle est utilisée par l'algorithme d'apprentissage pour la mise à jour des poids du réseau. L'algorithme d'apprentissage que nous utilisé est une version modifiée de l'algorithme Widrow-hoff.

Pour estimer conjointement les deux puissances, le réseau d'Adaline possède deux sorties (Figure IV.5). La première prédit la puissance réelle instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (IV.23) alors que la seconde prédit la puissance imaginaire instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (IV.24).

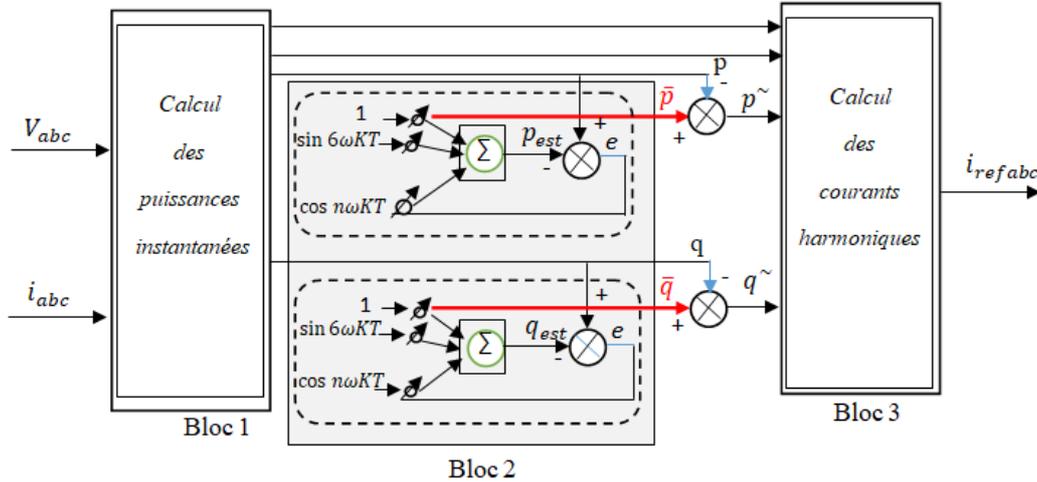


Fig IV.5 : Structure de l'Adaline pour la méthode d'identification des PIRI

Dans cette figure, le bloc 1 détermine les tensions v_α et v_β de l'équation (IV.12) et les puissances réelle et imaginaire instantanées p et q de l'équation (IV.14). Dans le bloc 2, les composantes continues de la puissance réelle et imaginaire instantanées \bar{p} et \bar{q} sont déterminées par un réseau de neurone Adaline. Ainsi, la différence respectivement entre la puissance réelle et imaginaire instantanées et leurs composantes continues estimées \bar{p} et \bar{q} permet de déterminer les composantes alternatives \tilde{p} et \tilde{q} . Le bloc 3 calcule les courants harmoniques de référence donnés par l'équation (IV.20).

La méthode des PIRI avec Adaline permet également l'identification des courants harmoniques individuellement. Cette technique utilise les neurones de l'Adaline pour séparer les composantes des puissances alternatives individuellement pour chaque harmonique. Pour une harmonique d'ordre N , les puissances sont données par les relations suivantes :

$$p_N(t) = A_{pN1} \cos(N\omega t - (N-1)\alpha) + A_{pN2} \cos(N\omega t - (N+1)\alpha) + B_{pN1} \sin(N\omega t - N-1\alpha) + B_{pN2} \sin(N\omega t - N+1\alpha) \quad (\text{IV.27})$$

Et

$$q_N(t) = A_{qN1} \cos(N\omega t - (N-1)\alpha) + A_{qN2} \cos(N\omega t - (N+1)\alpha) + B_{qN1} \sin(N\omega t - (N-1)\alpha) + B_{qN2} \sin(N\omega t - (N+1)\alpha) \quad (\text{IV.28})$$

Ces composantes des puissances alternatives d'ordre N permettent à l'aide de la transformation de Concordia inverse établir le courant harmonique d'ordre N.

IV.4 Identification des harmoniques avec la méthode tri-monophasée

Cette méthode permet de traiter les courants harmoniques dans chaque phase d'une manière indépendante. Ainsi, elle est applicable aux systèmes électriques monophasés et triphasés.

IV.4.1 Décomposition descourants

Pour chaque phase, le courant est décomposé en série de Fourier de l'équation (IV.1). Pour $\alpha = 0$ et en multipliant cette équation respectivement par $(\sin \omega t)$ et $(\cos \omega t)$ nous obtenons :

$$i_{c1}(t) \sin \omega t = \frac{1}{2} (I_{12} - I_{12} \cos 2\omega t + I_{11} \sin 2\omega t) + \frac{1}{2} \sum_{n=2, \dots, N} \begin{matrix} I_{n2} \cos(n-1)\omega t - I_{n2} \cos(n+1)\omega t + \\ I_{n1} \sin(n+1)\omega t - I_{n1} \sin(n-1)\omega t \end{matrix} \quad (\text{IV.29})$$

$$i_{c1}(t) \cos \omega t = \frac{1}{2} (I_{11} - I_{12} \sin 2\omega t + I_{11} \cos 2\omega t) + \frac{1}{2} \sum_{n=2, \dots, N} \begin{matrix} I_{n1} \cos(n-1)\omega t - I_{n1} \cos(n+1)\omega t + \\ I_{n2} \sin(n+1)\omega t - I_{n2} \sin(n-1)\omega t \end{matrix} \quad (\text{IV.30})$$

Dans ces deux équations, seuls les termes représentant les constantes continues sont proportionnelles respectivement à l'amplitude du courant fondamental actif I_{11} et réactif I_{12} .

IV.4.2 Identification des courants avec les Adalines

Les équations (IV.29 & 30) peuvent alors être écrites sous les formes vectorielles suivantes :

$$i_{ca}(t) \sin \omega t = W_{\sin}^T \cdot X_{\sin}(t) \quad (\text{IV.31})$$

$$i_{ca}(t) \cos \omega t = W_{\cos}^T \cdot X_{\cos}(t) \quad (\text{IV.32})$$

Avec :

$$W_{\sin}^T = [I_{12} \ -I_{12}I_{11} \ \dots \ I_{n2} \ -I_{n2}I_{n1} \ -I_{n1} \ \dots](IV.33)$$

$$X_{\sin}(t) = 1/2 [1 \ \cos 2\omega t \ \sin 2\omega t \ \dots$$

$$\cos(n-1)\omega t \ \cos(n+1)\omega t \ \sin(n+1)\omega t \ \sin(n-1)\omega t](IV.34)$$

$$W_{\cos}^T = [I_{11} \ -I_{12}I_{11} \ \dots \ I_{n2} \ -I_{n2}I_{n1} \ -I_{n1}](IV.35)$$

$$X_{\cos}(t) = 1/2 [1 \ \sin 2\omega t \ \cos 2\omega t \ \dots$$

$$\sin(n+1)\omega t \ \sin(n-1)\omega t \ \cos(n-1)\omega t \ \cos(n+1)\omega t](IV.36)$$

En employant chacune des équations (IV.29) et (IV.30) par un ADALINE selon la méthode d'identification de la (Fig IV.6), W_{\sin} et W_{\cos} représentent alors les vecteurs poids des deux ADALINE et X_{\sin} et X_{\cos} les vecteurs d'entrées correspondants. Les composantes de ces derniers sont les cosinus et sinus des différentes harmoniques.

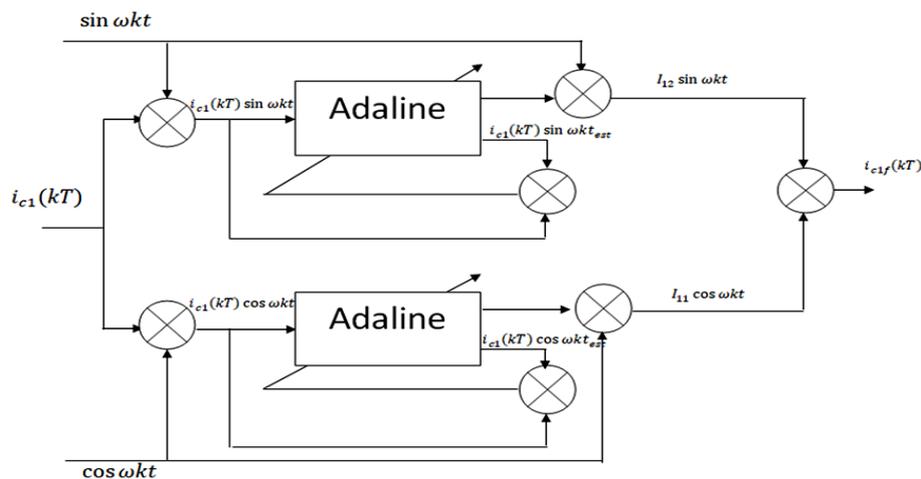


Fig IV.6 : Structure de l'identification avec la méthode tri-monophasée

Ainsi, l'amplitude I_{12} de la composante continue du courant fondamental réactif est déterminée par le poids $W_{s0}(k)$ du premier ADALINE et I_{11} pour le courant fondamental actif du deuxième ADALINE. Multipliant respectivement ces amplitudes par $\cos \omega t$ et $\sin \omega t$ en obtient l'équation suivante :

$$i_{cf}(t) = I_{11} \cos(\omega t) + I_{12} \sin(\omega t) \tag{IV.37}$$

La différence entre le courant fondamental et celui de la charge donne le courant harmonique et donc le courant de référence :

$$i_{ref}(t) = i_{ch}(t) = i_c(t) - i_{cf}(t) \quad (IV.38)$$

De manière similaire que les deux méthodes d'identification précédentes, cette technique tri-monophasée permet d'identifier individuellement les harmoniques à compenser. Pour une harmonique d'ordre N, on peut écrire :

$$i_{cN}(t) = I_{N1} \cos N\omega t + I_{N2} \sin N\omega t \quad (IV.39)$$



IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, trois méthodes à base de réseaux Adaline pour l'extraction des distorsions harmoniques ont été introduites. La première méthode, appelée méthode directe, est simple et peut facilement être mise en œuvre. Elle travaille sur la transformation de Fourier du signal des courants sur chaque phase. La deuxième méthode, appelée méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire PIRI, travaille dans l'espace $\alpha\beta$ et utilise deux Adaline à la place des deux filtre passe bas pour séparer les composantes continues et les composantes perturbatrices des puissances instantanées réelle et imaginaire. La troisième méthode, appelée la méthode tri-monophasé, permet de traiter les trois phases de manière indépendante. Elle se base sur l'estimation de l'amplitude de la composante fondamentale active et de la composante fondamentale réactive du courant absorbé par la charge.

Le chapitre suivant montre les résultats de la simulation et la validation expérimentale pour chaque méthode d'identification.

Simulation & validation expérimentale

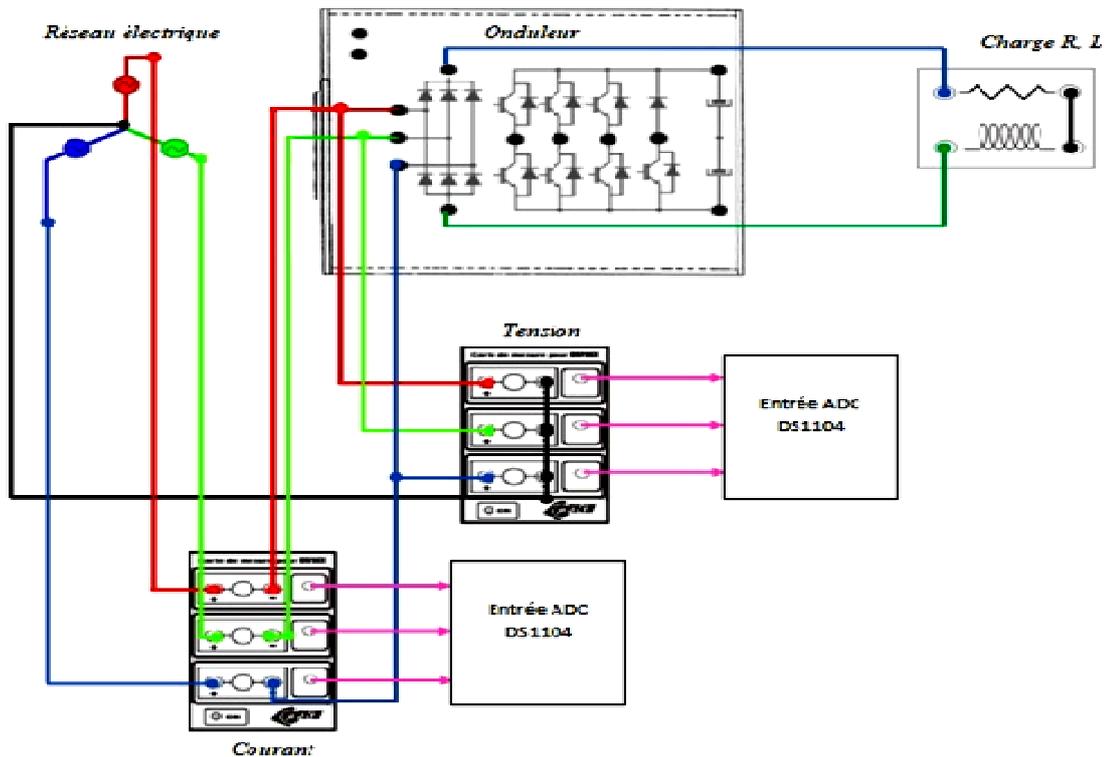
V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous réalisons des blocs d'algorithmes pour chaque méthode d'identification des courants harmoniques qui conviennent. La construction de ces blocs et l'ensemble des simulations s'est effectuée dans l'environnement **Matlab/SIMULINK** et validée expérimentalement à l'aide d'un microcontrôleur type **dSPACE - DS1104**.

Les résultats de simulations démontrent l'efficacité et la rapidité de ces stratégies neuronales. Enfin, des comparaisons entre ces méthodes neuronales et classiques (filtre passe bas) aux niveaux de la forme d'onde sont présentées.

V.2 Description du banc d'essais

Afin de valider les méthodes d'identification développées pour les courants harmoniques, nous avons conçu au niveau du Laboratoire Systèmes Electromécaniques (LSELM) une plateforme expérimentale équipée d'une carte **dSPACE** pour implémentation en temps réel des méthodes d'identification étudiées précédemment. La figure (V.I.A) montre le schéma de principe de la plateforme expérimentale.



(A) Schéma de principe de l'association réseau - charge polluante



(b) La plate-forme expérimentale

FigV.1 : Schéma de la plate-forme expérimentale

V.3 Environnement matériel

Le prototype du convertisseur statique a été réalisé à partir d'un onduleur didactique, commercialisé par la société SEMIKRON, présenté dans la figure (V.2). Les caractéristiques (courant – tension) de ce produit permettent d'utiliser des charges, alimentées par le réseau basse tension BT industriel 400 V. Il est formé par des transistors IGBTs, (InsulatedGateBipolar Transistor) comporte 3 bras, constitués chacun d'un module dedeux IGBTs. Il s'agit des composants fabriqués par SEMIKRON, plus précisément des modules SKM50GB123D à 1200 V/50A, incluant des diodes placées en antiparallèle aux IGBTs[53].

L'ouverture et la fermeture des IGBTs est pilotée par des drivers type SKHI 22A (avec une tension de commande 0-15V) de marque SEMIKRON également. Ces drivers réalisant la commande rapprochée et incluent des éléments de protection des composants de puissance et de la gestion des temps morts. Deux condensateurs de 2200 μ F mis en série sont connectés du coté continu de l'onduleur. L'ensemble est monté sur un dissipateur constitué d'un refroidisseur et un ventilateur. La commande des six interrupteurs est appliquée sur des connecteurs BNC. On dispose, également sur BNC, des signaux de défaut fournis par les drivers, que l'on peut reprendre sur la commande. La puissance est connectée par l'intermédiaire de bornes de sécurité ($I_{\max} = 60A$). L'ensemble est protégé par un capot en PVC transparent.

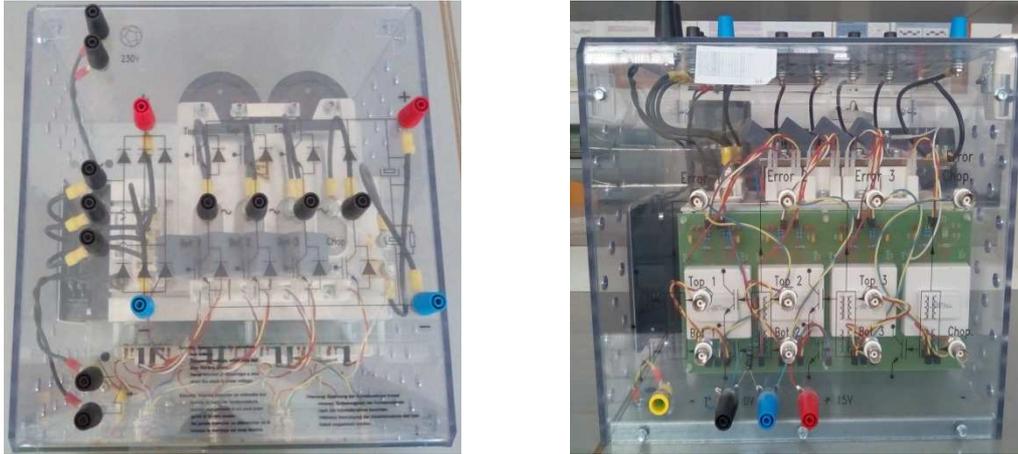


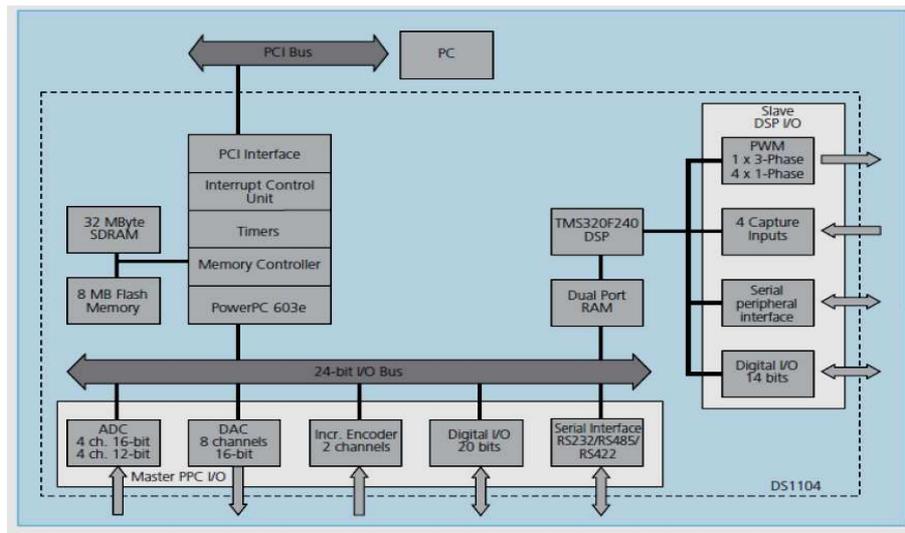
Fig.V.2 : Description de l'onduleur triphasé

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
2. Simulation du système pour voir les résultats dans différentes méthodes.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Les caractéristiques de la carte sont mentionnées dans l'annexe.

Les figures (V.3) et (V.4) décrivent précisément la carte mère DS1104 (Master PPC) qui dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc....

La carte DS1104 dispose aussi d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux MLI (PWM). Ces derniers sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V.



FigV.3 : Architecture du DS1104

Le DS1104 contient deux types différents de convertisseur analogique/numérique (Analogic to Digital Converter) :

- Un convertisseur ADC multiplexé pour les signaux (ADCH1 à ADCH4), de résolution 16-bit avec une plage de tension d'entrée ± 10 V.
- Quatre convertisseurs ADC pour les signaux (ADCH5 à ADCH8), de résolution 12-bit avec une plage de tension d'entrées analogiques ± 10 V.

Le DS1104 offre aussi un convertisseur numérique/analogique (Digital to AnalogicConverter) de huit canaux parallèles pour les signaux (DACH1 à DACH8), de résolution 16-bit avec une plage de tension des sorties analogiques ± 10 V.

Pour implémenter la commande en temps réel on a besoin de :

- 1- La carte de contrôle dSPACE DS1104



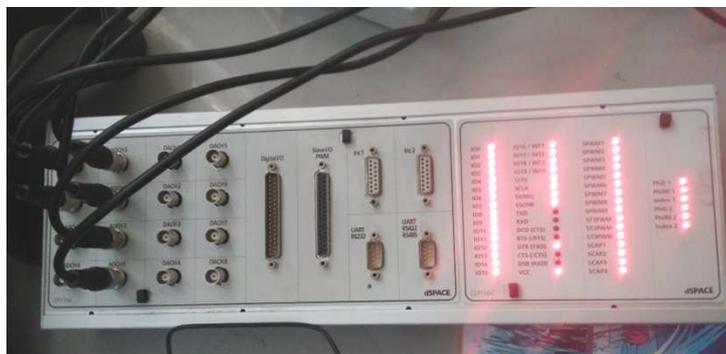
Fig.V.4 : Présentation de la carte DS1104

2- La licence sous forme de clé USB (Dongle)



Fig.V.5 : Clé dSPACE

3- Le panneau de connexion CLP1104 qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 coté PC.



FigV.6 : panneau de contrôle CLP1104

V.3.a Analyseur de la qualité d'énergie électrique

Destinés aux services de contrôle et de maintenance des installations industrielles, il est du fabricant CHAUVIN ARNOUX sous la référence Qualistar CA 8336. Les Qualistar permettent d'obtenir une image instantanée des principales caractéristiques de la qualité du réseau électrique. Maniables et précis, ces appareils proposent également de nombreuses valeurs calculées et plusieurs fonctions de traitement. Donc, on utilise ces appareils pour visualiser les spectres harmoniques de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur.



FigV.7 : Analyseur de la qualité d'énergie électrique (Qualistar CA 8336)

V.3.b Capteurs de tension et de courant

Les capteurs utilisés sont des capteurs à effet Hall de très grande précision. Ils permettent de mesurer et visualiser en temps réel les courants des phases ainsi que les tensions.



FigV.8: Capteurs de tension et de courant

V.3.c Les pinces ampère-métriques



Fig V.9 : Pinces ampère-métriques

V.3.d Un enregistreur numériseur (oscilloscope)

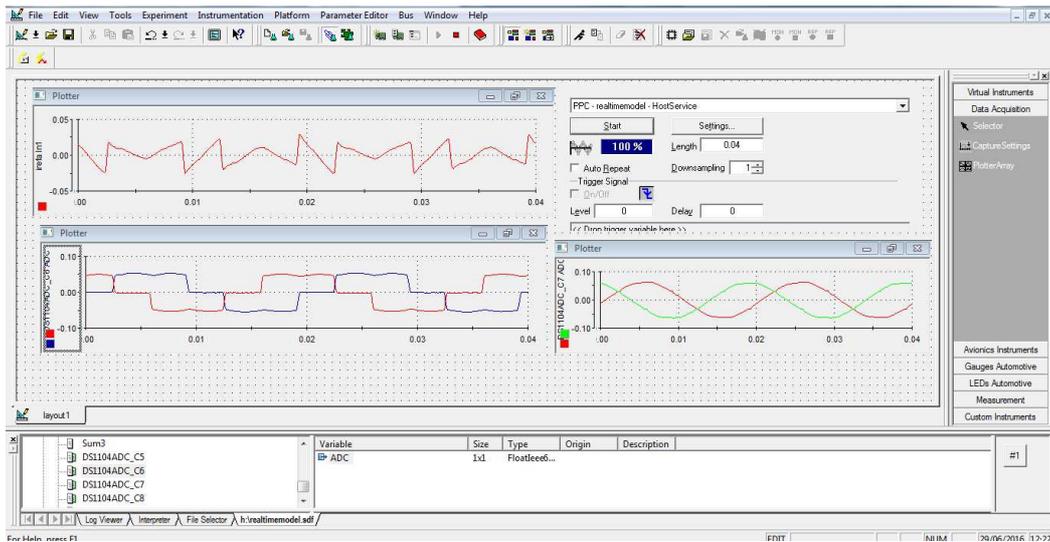
Cet oscilloscope est de très haute performance à deux voies et à vitesse d'acquisition en temps réel de 100 M échantillons par seconde, de marque Tektronix, de type TDS 220 et un ordinateur PC pour pilotage puissant de marque DELL.



Fig.V.10 : Un oscilloscope et un PC pour pilotage

V.4 Environnement logiciel

Les programmes, développés sous l'environnement Simulink, sont implantés dans la carte dSPACE. Cette carte est équipée d'un logiciel d'interface graphique **ControlDESK**. Cette interface graphique permet de visualiser en temps réel les différentes variables du fichier développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. La visualisation de variables ou de signaux et la modification des paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne.



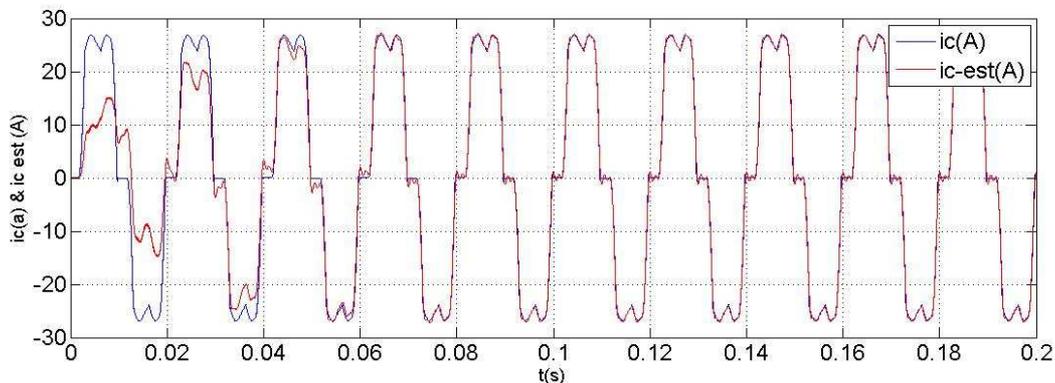
FigV.11 : L'interface graphique du ControlDESK

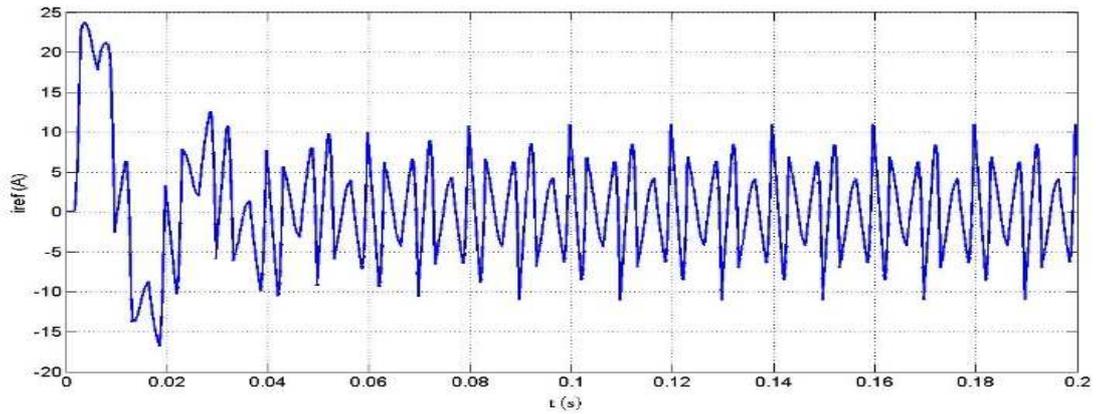
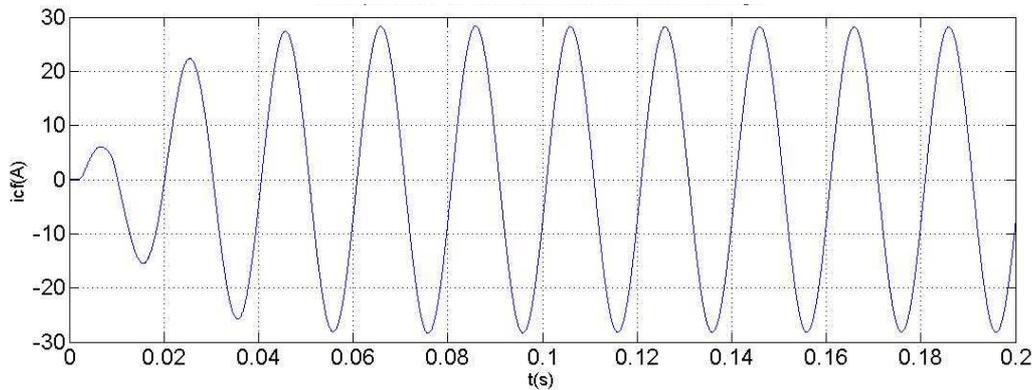
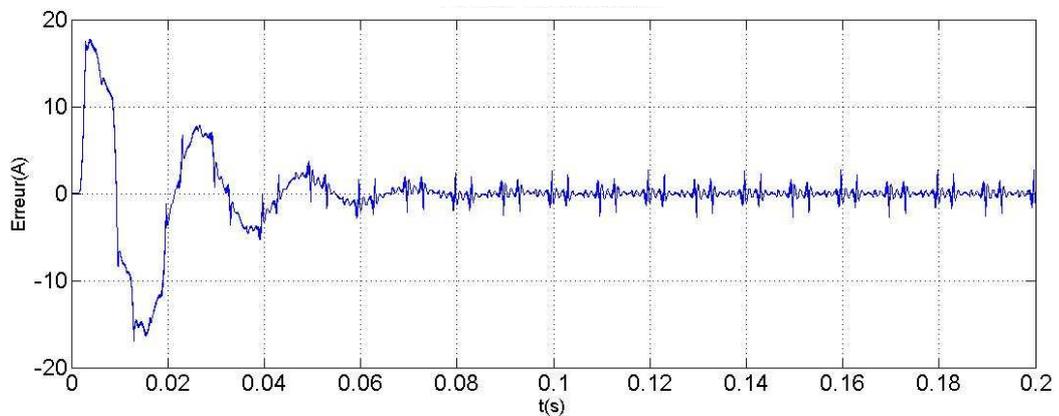
V.5. Résultats Simulation & Expérimentale

L'ensemble des simulations est réalisé dans l'environnement Matlab&Simulink. L'objectif est de valider et de montrer l'efficacité de l'utilisation des réseaux de neurones Adaline pour l'identification des courants harmoniques. Pour vérifier les résultats de simulation un courant fondamental de fréquence 50 Hz a été généré et un courant de charge a été mesurer instantanément.

V.5.1 Algorithme d'identification par la méthode directe neuronal

La figure (V.12) montre les performances de la méthode d'identification directe. La figure (V.12.a) montre un courant de charge polluée par les harmoniques et courant de charge estimée, les autres (Figures V.12.b,c,d) montre respectivement le courant harmoniques identifié par la méthode directe, le courant fondamental et l'erreur son estimation.

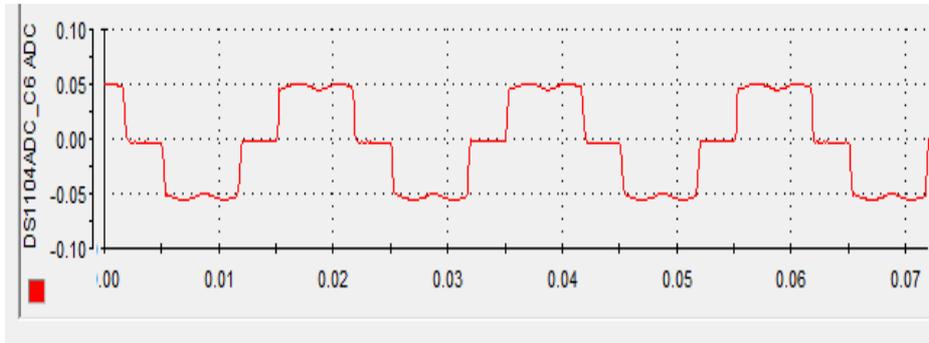
(a) Courant de charge (i_{ca}) & courant de charge estimée (i_{c-est})

**(b)** Courant harmonique identifié**(c)** Composante fondamentale du courant de charge**(d)** Erreur d'estimation

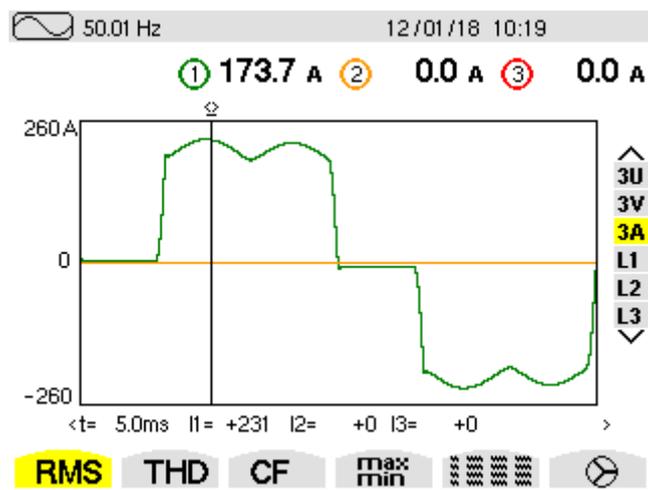
FigV.12 Performances de la méthode d'identification directe

La figure V.13 illustre les résultats de tests expérimentaux effectués sur le réseau-convertisseur-charge. L'algorithme amélioré implanté numériquement à partir des outils MATLAB/Simulink ainsi que la carte dSPACE/DS1104 en temps réel.

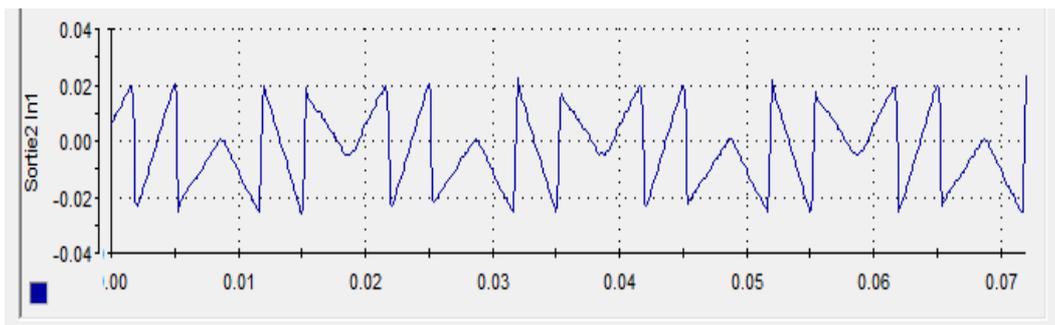
Les figures (V.13 .a,a'), (V.13 .b) représente respectivement pour la phase – a : le courant de la charge et le courant harmonique identifier.



(a). Courant de la charge phase -a. (DS1104)



(a'). Courant de la charge phase -a. (Qualistar CA 8336)

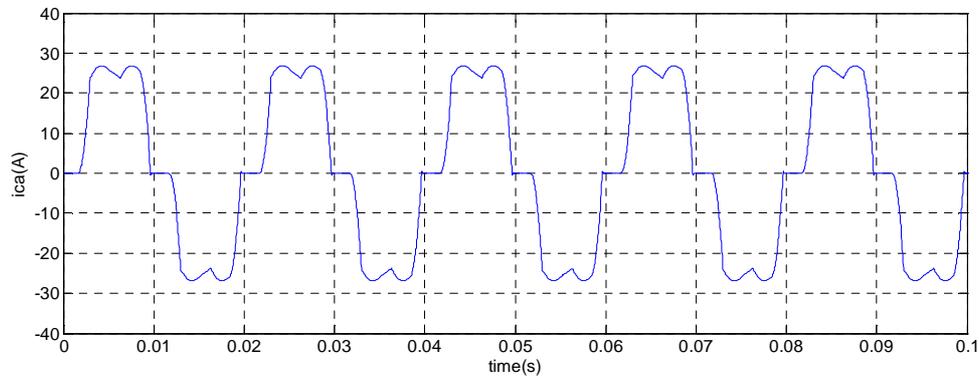


(b) Courant harmonique identifié dans la phase -a.

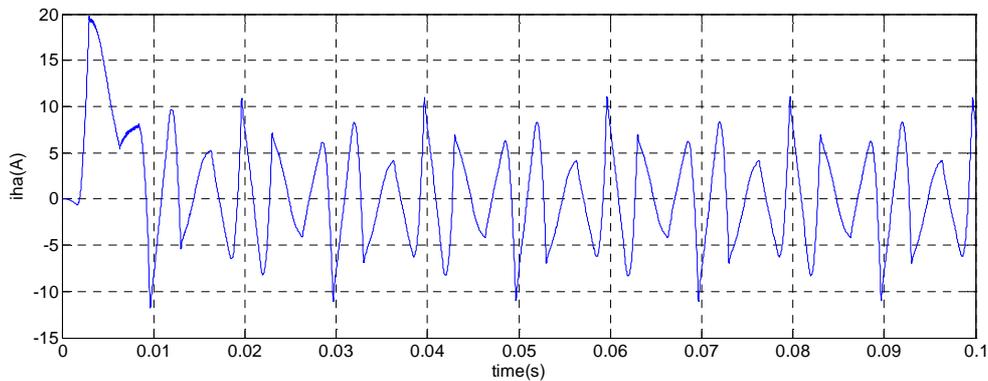
Fig V.13 Résultats des tests expérimentaux de la méthode directe

V.5.2 Algorithme d'identification par la méthode PIRI classique

Les valeurs des paramètres de simulation sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de la méthode d'identification directe. La figure (V.14) montre les performances de la méthode d'identification des PIRI avec un filtre passe bas du second ordre.



(a). Courant de la charge phase(a)

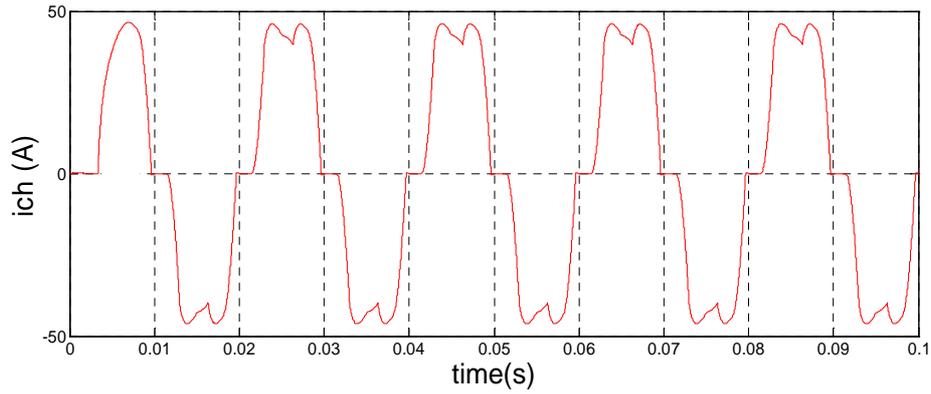


(b). Courant harmonique identifié.

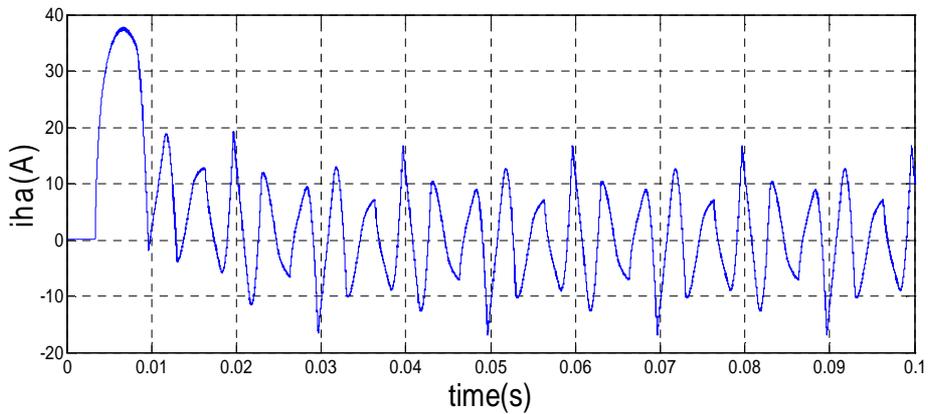
Fig.V.14 Méthode d'identification des PIRI avec un filtre passe bas du second ordre

V.5.3 Algorithme d'identification par la méthode PIRI neuronale

La figure (V.15) montre les performances de la méthode d'identification des PIRI avec les Adalines. Dans ces cas, les deux filtres passe bas sont remplacés par un réseau de neurone type Adaline pour séparer les puissances continues des puissances alternatives.



(a). Courant de la charge phase-a



(b). Courant harmonique identifié

Fig V.15. Performance de la méthode d'identification des PIRI avec Adaline

La composante continue de la puissance réelle instantanée p et la puissance réelle instantanée p_{est} estimée par le premier Adaline est donnée par la figure (V.16). La figure (V.17) montre la puissance imaginaire instantanée q et la puissance imaginaire instantanée q_{est} estimée par le deuxième Adaline.

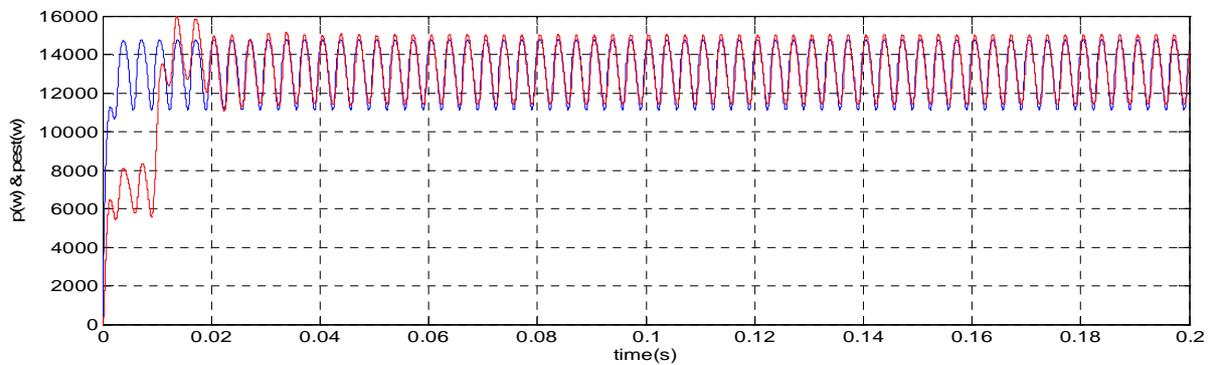


Fig.V.16 Puissance réelle instantanée et estimée par le premier Adaline

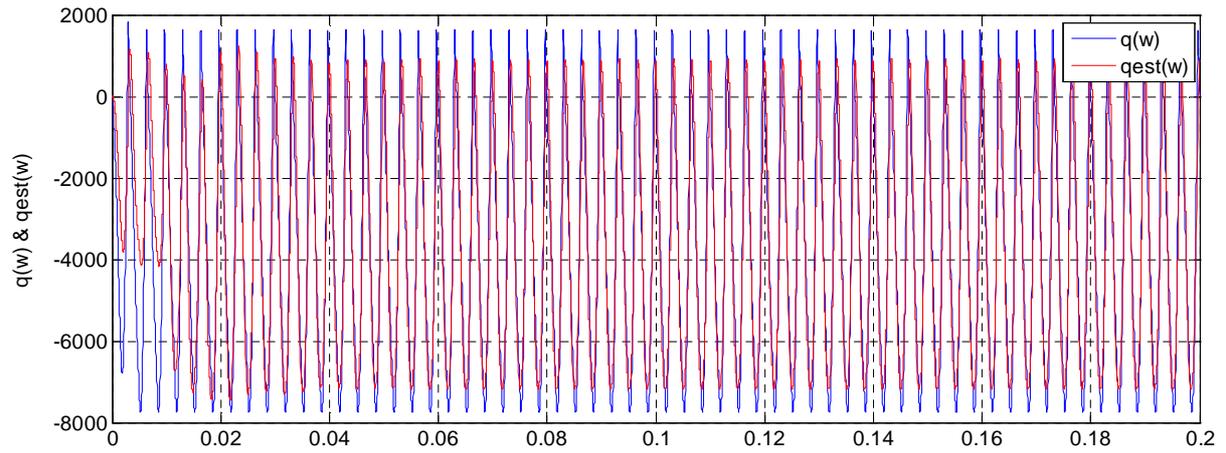


Fig.V.17.la puissance imaginaire instantanée et estimée par le deuxième Adaline

Les figures(V.18) et (V.19) représentent le schéma bloc de la technique d'identification avec les réseaux de neurone de type Adaline développé par MATLAB/Simulink et implémenté dans la carte Dspace1104. Les résultats expérimentale juge la valeur et la qualité de cette technique d'identification (Figure.V.20).

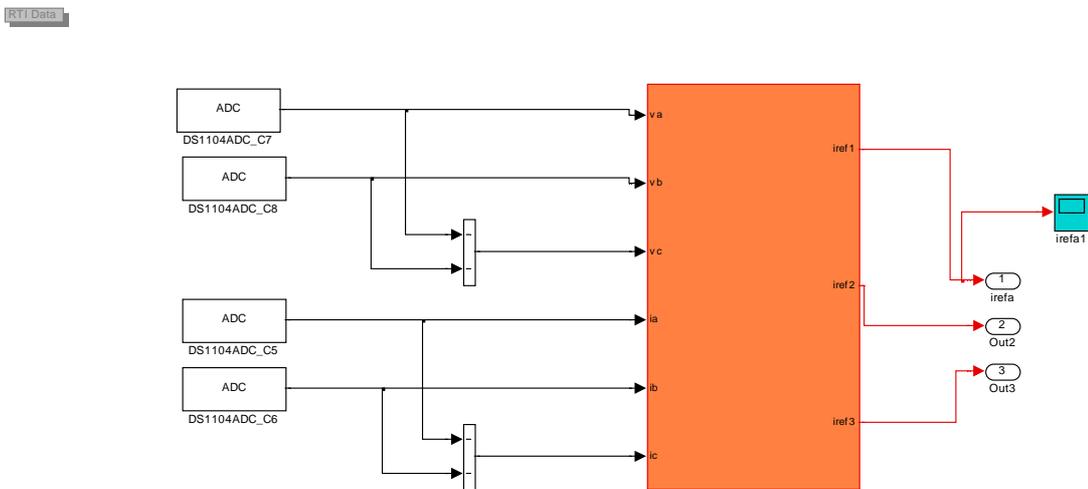


Fig.V.18 Schéma bloc de la méthode d'identification des courants harmoniques par PIRI neuronale

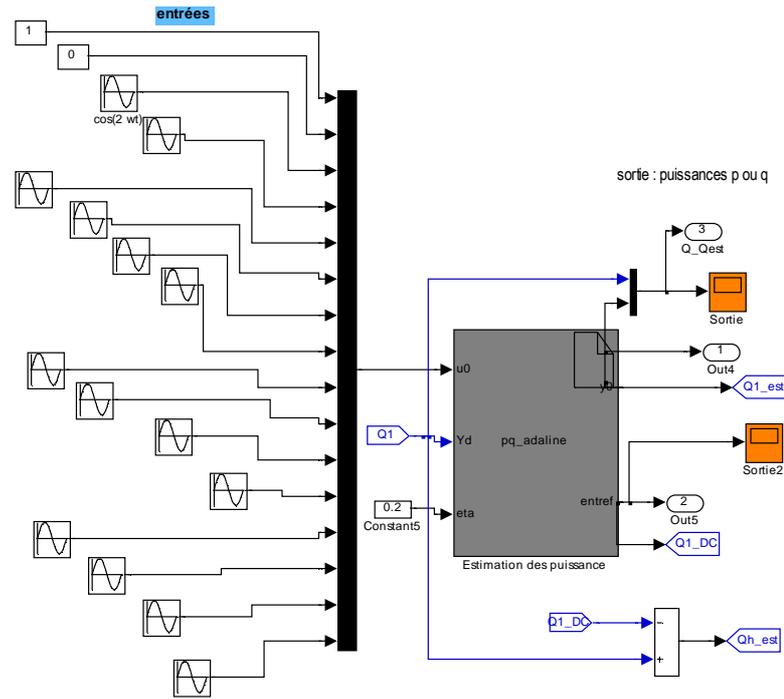
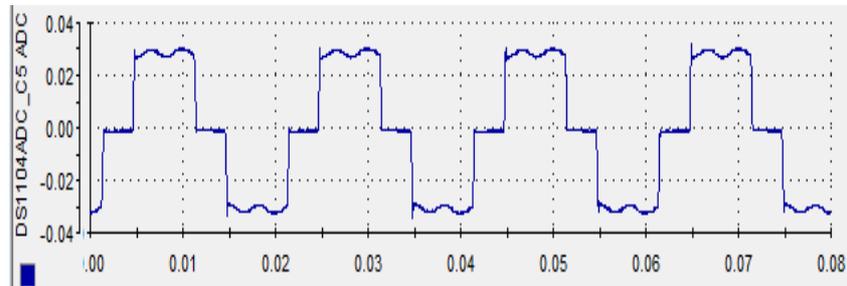
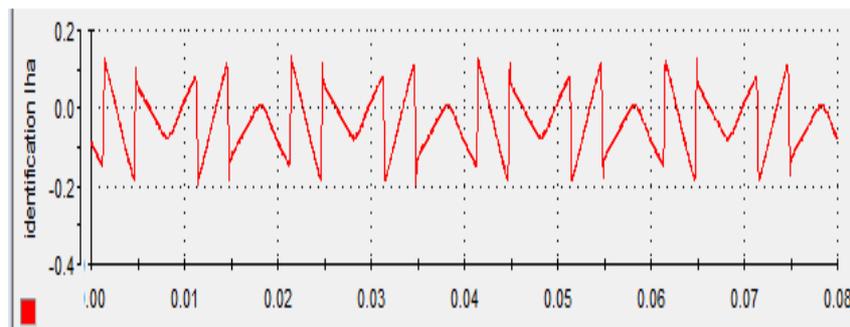


Fig.V.19 l'architecture de l'Adaline pour l'estimation des la puissance instantané réelle et imaginaire



(a). Courant de la charge phase(a)

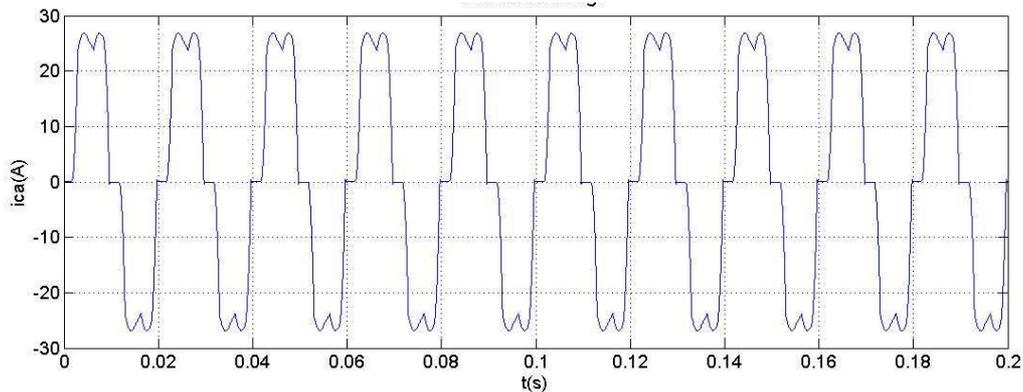


(b). Courant harmonique identifié

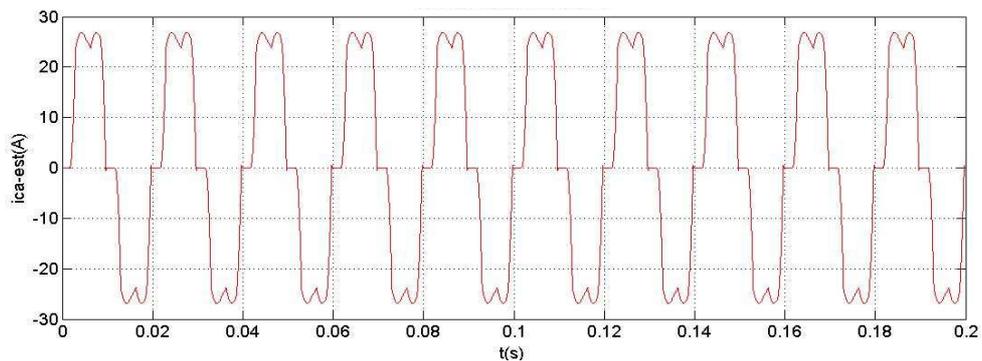
Fig V.20 Résultats de tests expérimentaux de la méthode PIRI neuronal (Adaline)

V.5.4 Algorithme d'identification par la méthode tri-monophasé neuronal

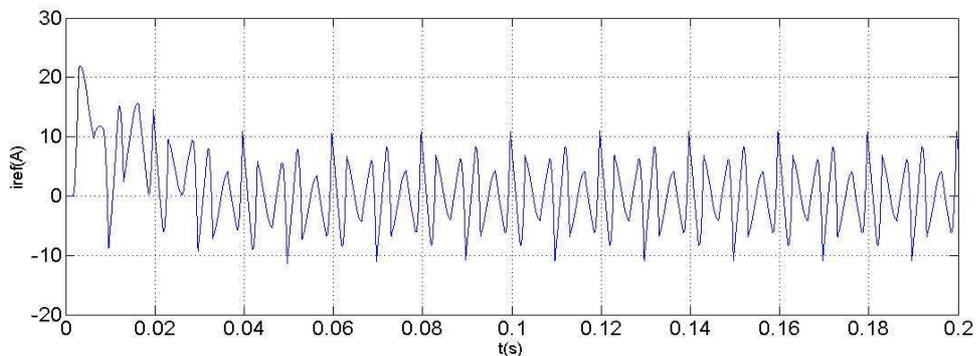
L'approche neuronale utilise deux Adaline pour l'identification des courants harmoniques avec la technique tri-monophasée. La figure (V.21) montre les performances de cette méthode, La figure (V.21.a,b) montre un courant de charge pollué par les harmoniques et le courant estimée par les réseaux de neurone , les autres figures (V.21. c,d,e) montrent respectivement le courant harmoniques identifié par la méthode directe, le courant fondamental et l'erreur son estimation.



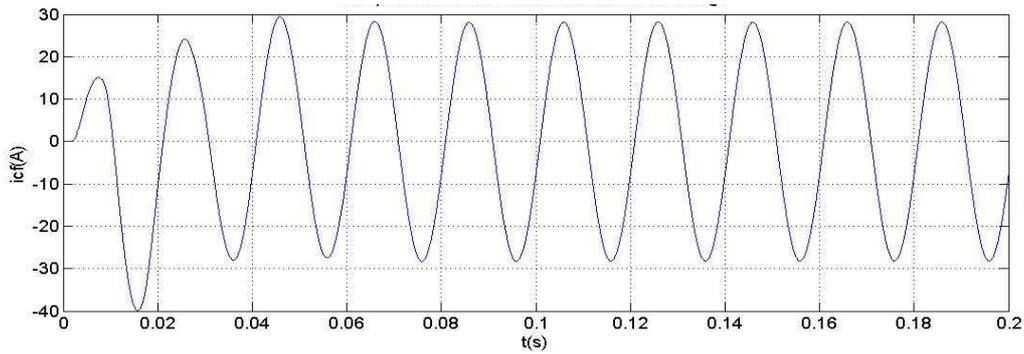
(a) courant de charge



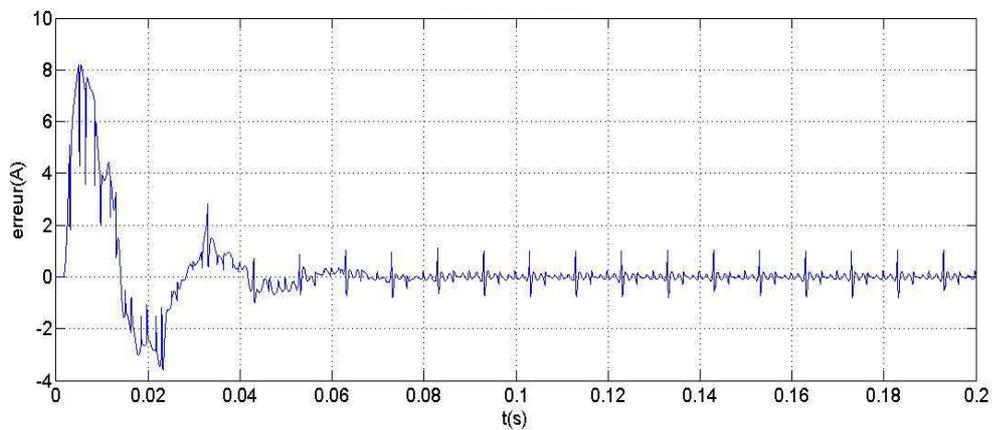
(b) Courant de charge estimé



(c) Courant harmonique identifié



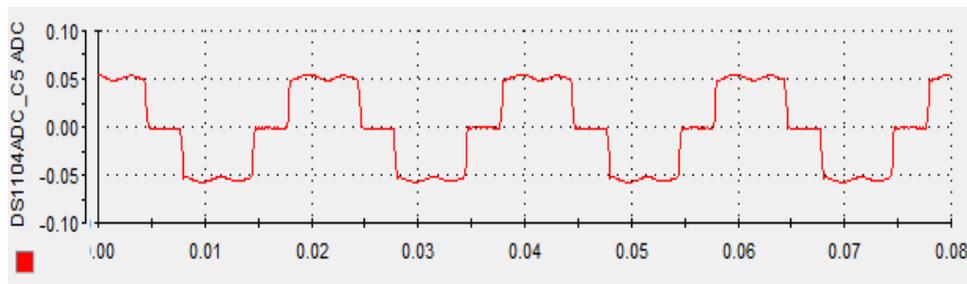
(d) Composante fondamentale du courant de charge



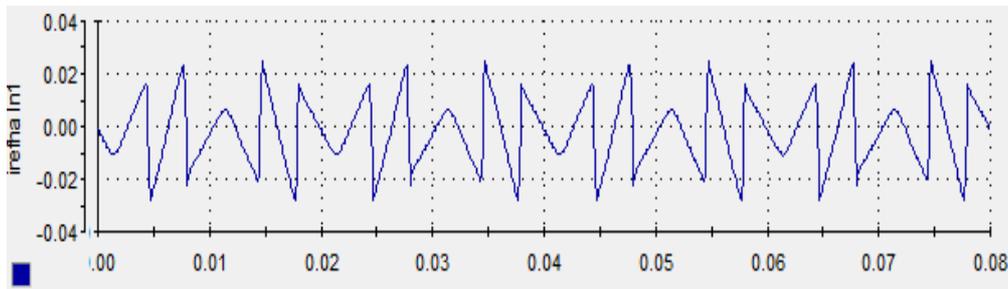
(e). Erreur d'estimation

Fig.V.21.Performance de la méthode d'identification tri-monophasée avec Adaline

La figure V.22 illustre les résultats de tests expérimentaux effectués. L'algorithme proposé a été implémenté numériquement à partir des outils MATLAB/Simulink ainsi que la carte dSPACE/DS1104 en temps réel. Les figures V.22 .a, V.22 .b représente respectivement pour la phase – a : le courant de la charge et le courant harmonique identifier.



(a) le courant de la charge



(b) courant harmonique identifié par la méthode tri-monophasée

Fig.V.22 Résultats de tests expérimentaux de la méthode d'identification tri-monophasée

V.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implantation en temps réel des algorithmes développées pour chaque méthode d'identification des courants harmoniques sur une plateforme expérimentale équipée d'une carte dSPACE DS1104, dans le but d'obtenir une bonne qualité du signal identifié. Les applications en temps réel sont exécutées à l'aide de l'interface MATLAB-Simulink/dSPACE-ControlDESK.

Les tests et les simulations effectués montrent les performances de ces algorithmes d'identification et que l'estimation des courants harmoniques se basent sur les approches neuro-mimétique est meilleure que celle obtenue par les autres approches dites classiques.

Le chapitre suivant traite la commande de l'onduleur qui permet d'injecter les courants harmoniques de la deuxième méthode d'identification PIRI-neuronale en opposition de phase dans le réseau électrique.

Synthèse de la structure complète du FAP

VI.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'identification et l'extraction des courants harmoniques comme première partie de la synthèse d'une stratégie complète d'un FAP. En fait, nous avons insisté sur l'importance de l'étape d'identification des harmoniques sur le rendement et l'efficacité du FAP. D'autre part, il est bien connu que la performance de la boucle des courants joue un rôle essentiel dans la performance globale du système ; c'est pourquoi une commande ayant une réponse rapide et un bon comportement en état stationnaire s'avère nécessaire. Pour le réglage de la tension continue, l'utilisation de commande floue, en particulier du type proportionnel-intégrateur floue (PI-floue), semble être très suffisante pour obtenir des performances remarquables. C'est pour cette raison, que le chapitre précédent est plutôt consacré à l'étude des différentes méthodes d'identification harmonique utilisé pour la commande d'un onduleur, c'est l'objectif de synthèse d'une structure complète d'un FAP.

Le principe objectif de la commande de l'onduleur consiste à réinjecter les courants de référence identifiés dans le réseau électrique en opposition de phase. Cette opération se fait à travers des ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs. Différentes techniques de commande sont recensées dans la littérature.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur les méthodes de régulation et de commande d'un onduleur triphasé. Dans la section(VI.2) la commande de l'onduleur avec les techniques classiques est présentée. Dans cette même section, deux approches sont utilisées : une commande par hystérésis et une commande à MLI avec un régulateur PI classique. Nous présentons ensuite le régulateur PI flou que nous avons appliqué et qui satisfait plusieurs contraintes implémentation par rapport au régulateur PI classique. Dans la section (VI.5.5) une approche neuronale est développée pour le contrôle de l'onduleur : une commande avec un PI neuronal. Une stratégie complète incluant toutes les fonctionnalités et les modèles d'un FAP sont exposée Dans le but de valider la robustesse et l'adaptation de l'approche neuro-mimétique comparativement aux méthodes classiques, des simulations sont effectuées dans Matlab/Simulink.

VI.2 Commande de l'onduleur avec un régulateur PI flou

Dans cette partie, nous remplaçons le régulateur PI classique de la (Figure.III.7) par un régulateur PI flou. Sur la base de description du système à régler, on peut choisir la structure du régulateur par logique floue. Généralement, ce choix est effectué en se basant sur des résultats théoriques et pratiques. En premier lieu, il s'agit de fixer le nombre et la nature des grandeurs d'entrées. Une de ces grandeurs d'entrées doit être l'écart « e » entre le courant de référence i_{ref} et le courant injecté i_{inj} .

La seconde entrée est la dérivée de cet écart « $d e$ ». Le schéma de principe du régulateur flou à deux entrées est déjà expliqué dans le chapitre II (Figure.II.14).

L'avantage essentiel de la commande par logique floue réside dans : la non nécessité d'une modélisation précise et approfondie, la possibilité d'implémentation des connaissances linguistiques du savoir de l'expert, la résolution de problèmes complexes, l'obtention fréquente de meilleurs prestations dynamiques, la possibilité d'application pour des processus rapides, facilité d'implémentation et la disponibilité des systèmes de développement efficaces pour la solution matérielle.

En conservant les mêmes valeurs des éléments caractérisant le modèle de l'onduleur et de la MLI que nous avons utilisée dans le cas de la commande avec un régulateur PI classique. La figure (VI.1) montre les performances de la commande avec un régulateur flou pour un signal de référence composé des harmoniques.

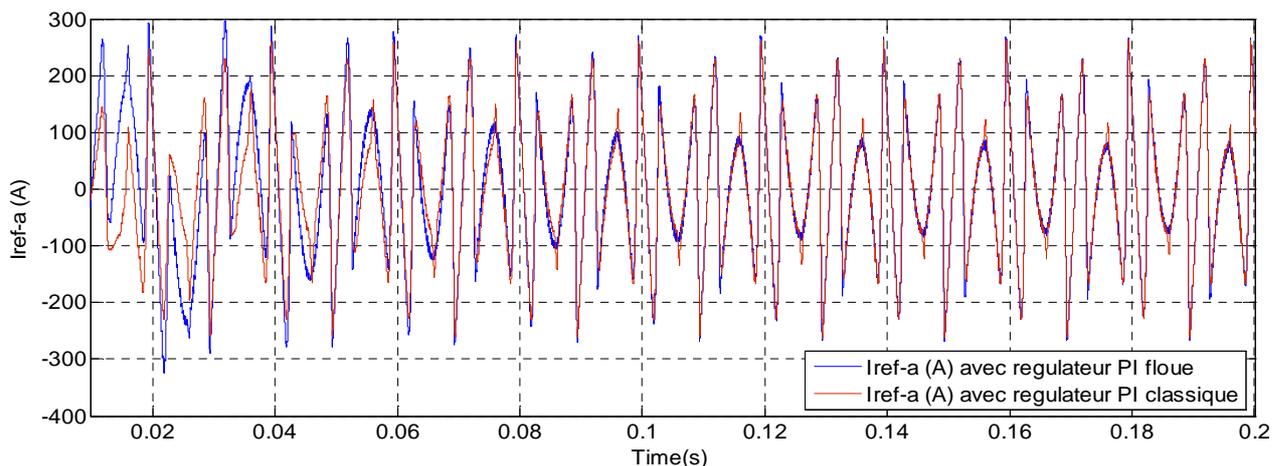


Fig. VI.1 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI flou pour un signal de référence composé des harmoniques.

Même si la technique de commande par logique floue présente plusieurs avantages, elle reste néanmoins dépourvue des techniques permettant un réglage optimal de ces paramètres interne et externe.

VI. 3 Commande de l'onduleur avec les réseaux de neurones

Les capacités qu'ont les réseaux de neurones à estimer une fonction non linéaire quelconque sont très intéressantes du point de vue de la commande. Les réseaux de neurones représentent une solution viable pour l'élaboration d'une commande d'un tel système dans la mesure où un neuro-contrôleur constitue un contrôleur adaptatif.

La littérature scientifique fait état d'un grand nombre de stratégies de commande à base des techniques neuro-mimétiques. La commande d'un onduleur monophasé par un réseau de neurones de type Adaline est réalisée dans [54]. Dans des travaux récents, plusieurs schémas d'apprentissage sont utilisés pour la commande d'un onduleur triphasé.

VI. 3.1 Commande avec un régulateur PI neuronal

En exploitant la faculté d'apprentissage des réseaux de neurones, nous avons élaboré un système permettant d'estimer les deux paramètres d'un régulateur PI classique [55]. Le schéma de principe permettant d'estimer le gain proportionnel et intégral du PI avec un Adaline est détaillé par figure(VI.2). Le vecteur d'entrées de l'Adaline possède deux composantes : l'erreur et son intégral. Le poids $W_0(k)$ pondérant l'erreur est associé au facteur P (Proportionnel) et le poids $W_1(k)$ pondérant l'intégral de l'erreur est associé au facteur I (Intégral). L'erreur d'apprentissage sera $e = i_{ref} - i_{inj}$ et l'algorithme de mise à jour des poids est la règle LMS.

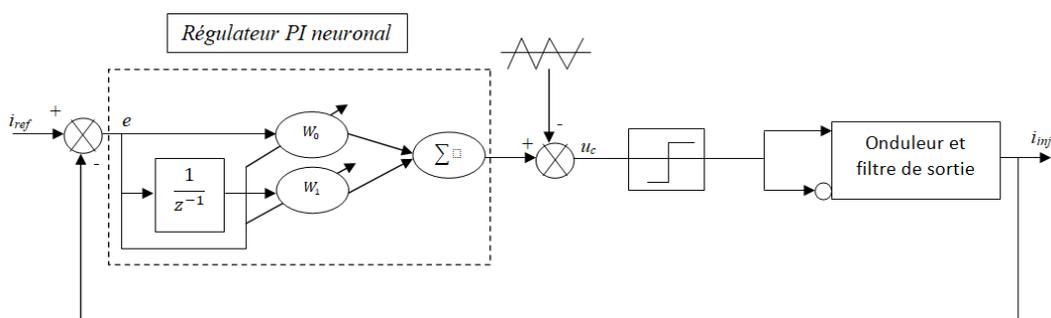


Fig. VI.2 : Schéma de la commande de l'onduleur avec un régulateur PI neuronal

Le but de cette approche est de concevoir un régulateur PI adaptatif tout en exploitant la simplicité de réglage du réseau Adaline. Lorsque le signal injecté arrive à suivre la référence selon les critères fixés par l'utilisateur, alors l'apprentissage peut être arrêté. L'Adaline joue

ensuite le rôle d'un PI non adaptatif. Si des variations importantes surviennent au niveau du système à commander, l'apprentissage peut reprendre. La figure (VI.3) montre les performances de la commande avec un régulateur PI neuronal en poursuite de la consigne de la somme des harmoniques.

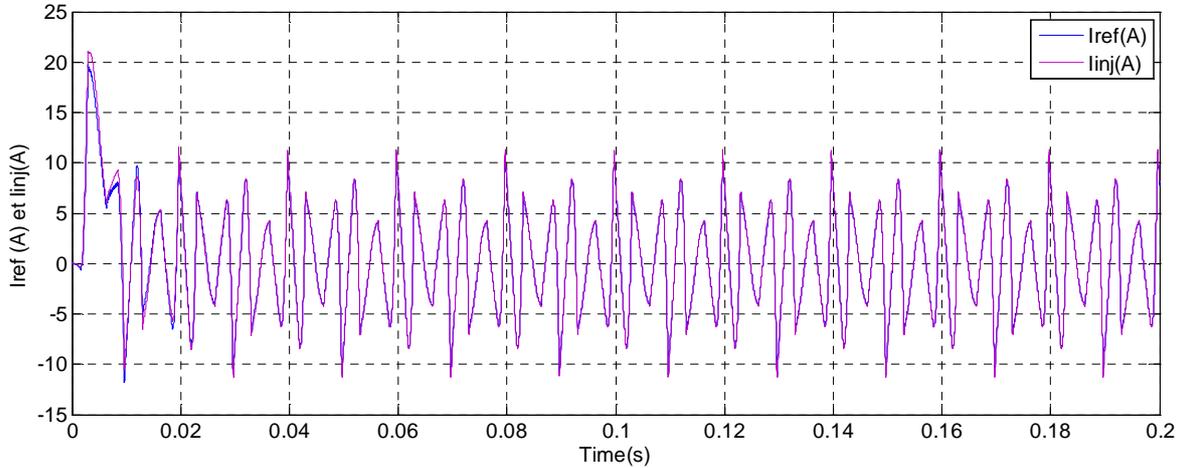


Fig. VI.3 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI neuronal pour un signal de référence composé des harmoniques

VI. 4 Synthèse de la structure complète du FAP

Dans le chapitre II, nous avons divisé la structure générale du FAP en trois parties importantes : la partie d'identification des courants harmonique, la partie commande de l'onduleur pour injecter les courants harmoniques identifiés en opposition de phase dans le réseau électrique et la partie régulation de la tension continue du condensateur (la tension d'alimentation de l'onduleur). Le schéma général de la méthode de compensation par le FAP est illustré sur la Figure (VI.4).

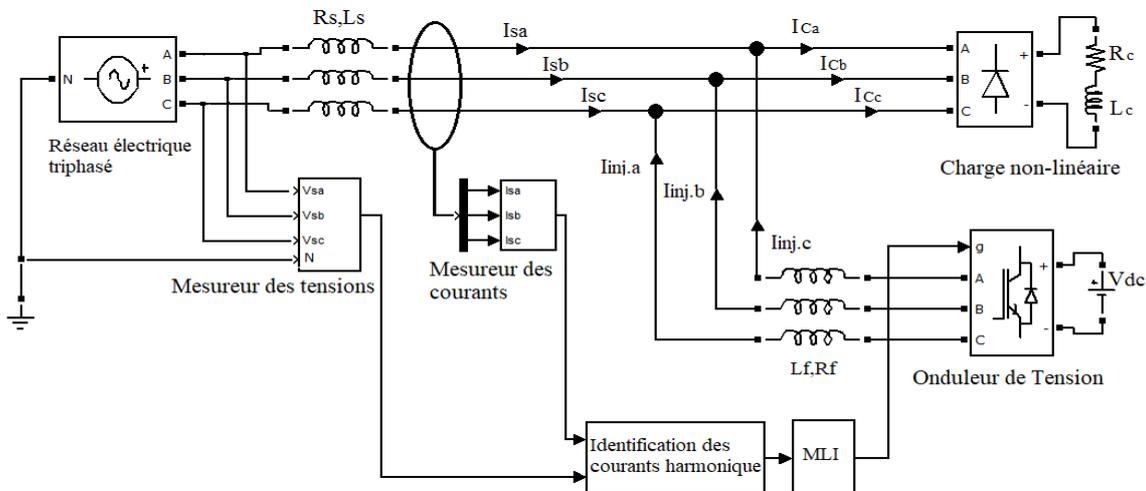


Fig. VI.4 : Schéma général de la stratégie complète de compensation au moyen d'un FAP

VI. 4.1 Modèle du réseau électrique

Le réseau électrique est représenté par un poste de transformateur modélisé par la force électromotrice du réseau, par inductance L_s , et une résistance R_s . Le Tableau VI.1, montre les valeurs des paramètres des réseaux électriques aux différentes puissances nominales demandées avec une tension d'alimentation de 240V.

Puissance (KVA)	$L_s(\mu H)$	$R_s(m\Omega)$
100	155.6	14.6
200	85.9	4.7
300	46.49	1.27

Tab VI.1 Paramètre du réseau électrique

VI. 4.2 Modèle de la charge polluante

La charge polluante est constituée d'une inductance de lissage (L_c, R_c) et d'un redresseur (*Pont de Graetz*). La résistance interne de l'inductance de lissage ($L_c = 50\mu H, R_c = 0.013m\Omega$). Le redresseur alimente une charge composée d'une résistance $R_{ch} = 0.6 \text{ ohm}$ et $L_{ch} = 2mH$.

VI. 4.3 Modèle de l'onduleur et filtre de sortie

A la sortie de l'onduleur, on trouve un filtre passif du premier ordre, qui est une inductance L_f et une résistance R_f . Les valeurs des éléments représentant l'onduleur et le filtre de sortie sont données dans le tableau VI.2.

Eléments	valeurs
V_{dc}	665 V
C_{dc}	2mF
L_f	0.3mH
R_f	0.5ohm
Fréquence de commutation f_c	12.5 KHz

Tab VI.2 : Eléments caractérisant l'onduleur et le filtre de sortie

VI. 5 Résultats de simulation

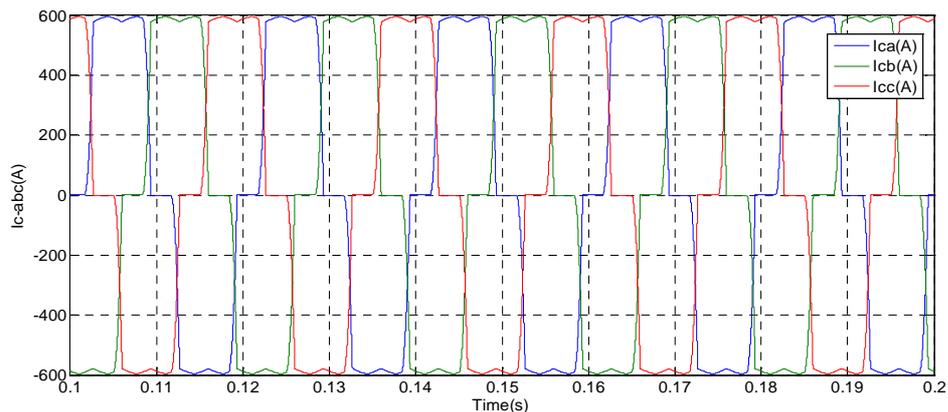
Les modèles et les tests de simulations sont effectués dans l'environnement Matlab/Simulink. L'identification des courants harmoniques est réalisée avec la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires (PIRI) classique (filtre passe bas) pour un FAP à structure conventionnelle, puis avec des réseaux Adaline pour le FAP à structure neuronale.

Plusieurs commandes ont été évaluées et estimées, commande classique de type hystérésis et de type MLI avec PI, une commande floue et des commande neuronales. Pour comparer les techniques de compensation utilisées, les paramètres des modèles de simulation sont les même. Les valeurs des éléments du réseau électrique sont : $R_s = 0.05 \text{ m}\Omega$, $L_s=1.5\mu\text{F}$, $V_m= 230\text{V}$ et $f = 50\text{Hz}$.

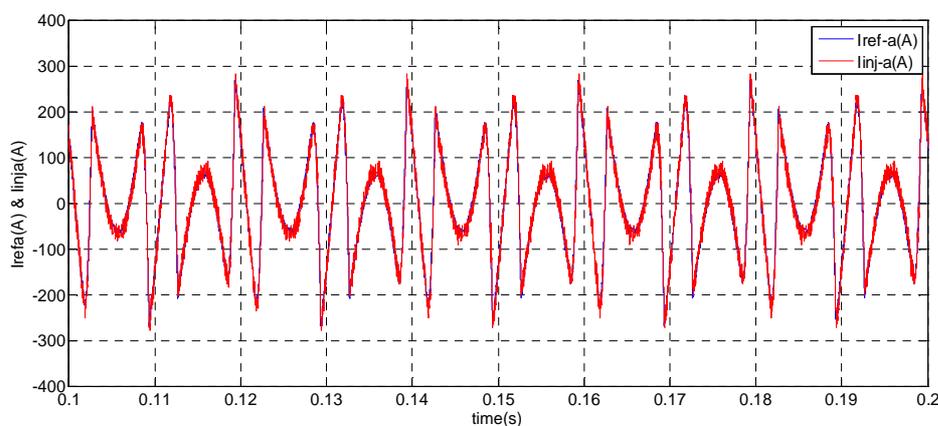
Les méthodes classiques proposées sont utilisées comme références pour l'évaluation des performances des méthodes neuronales. La plus simple est constituée d'un filtre passe-bas pour l'identification des courants harmoniques avec la technique PIRI et d'une commande de l'onduleur de type hystérésis, puis de type MLI avec un régulateur PI.

VI. 5 .1 Commande par hystérésis

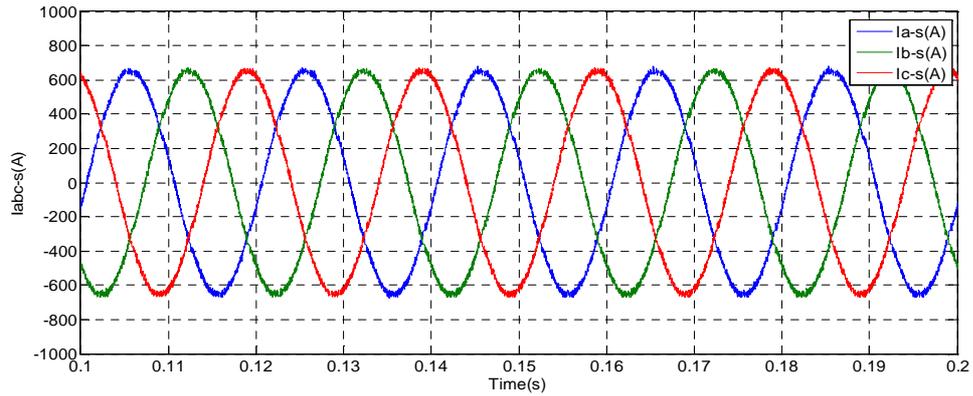
La Figure (VI.5) montre les performances de cette technique en évaluant les courants de la source avant et après compensation.



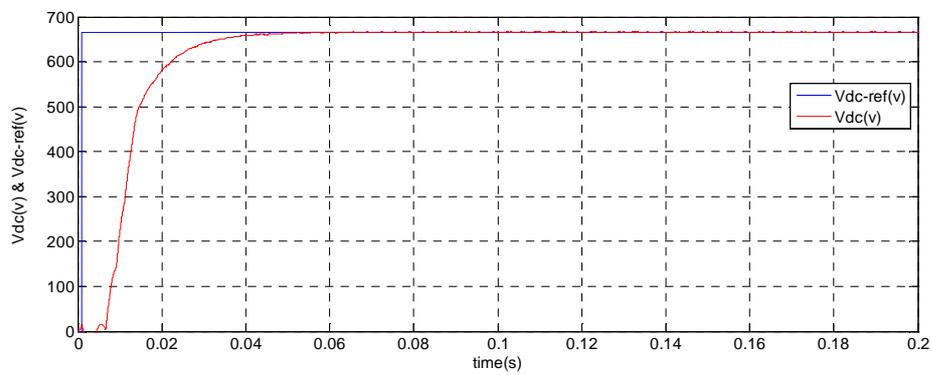
a) Courants côté charge sur les trois phases



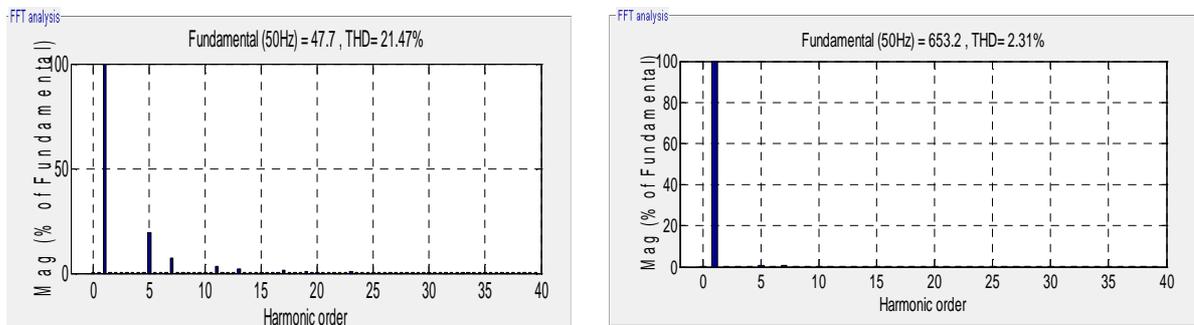
b) Courants harmonique identifié et le courant injecté par l'onduleur dans la phase-a



c) Courants de la source après compensation sur les trois phases



d) Réponse à un échelon de la tension continue

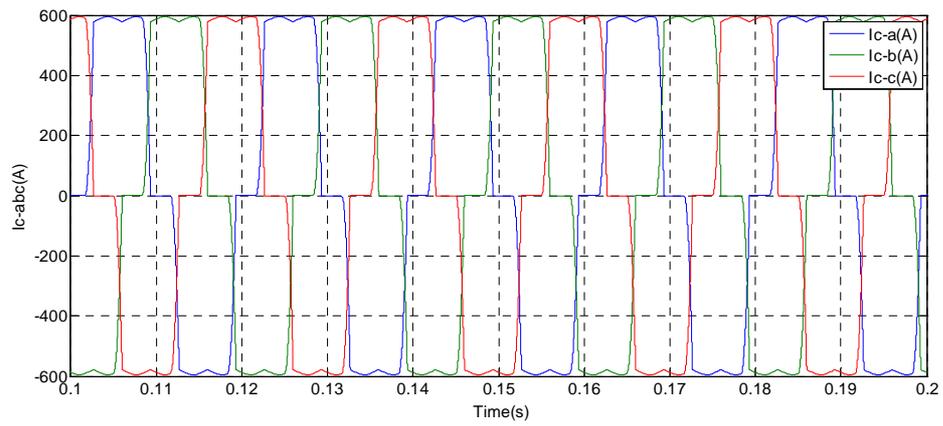


e) THD avant & après compensation

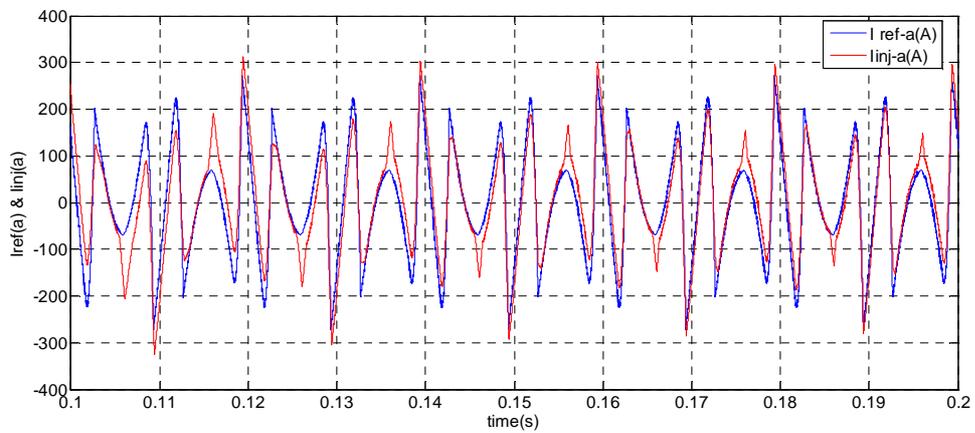
Fig. VI.5 : Performance de la compensation des courants harmoniques par FAP conventionnelle avec une commande par Hystérésis

Cette technique est meilleure pour sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre. Elle possède quelques désavantages qui limitent son utilisation dans les applications qui demandent une performance élevée, comme par exemple son incapacité à fixer la fréquence de commutation. Le THD avant compensation est de 21,47%, il est 2,31% après compensation.

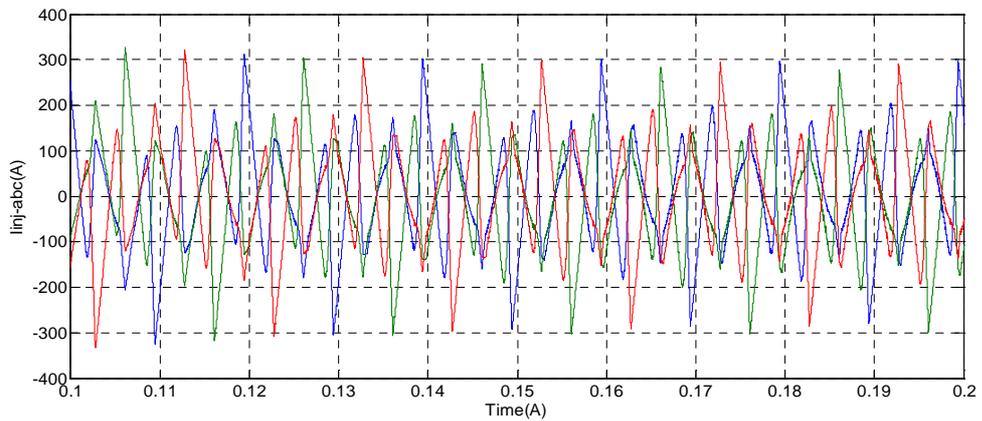
VI. 5.2 Commande par MLI avec un régulateur PI



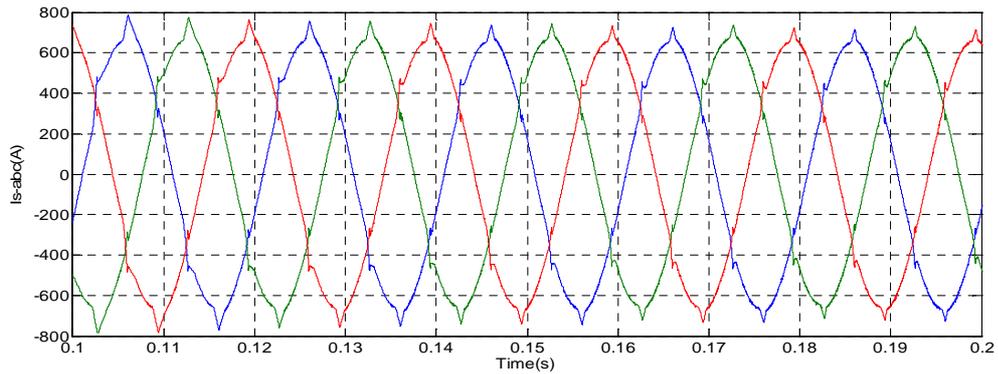
a) Courants côté charge sur les trois phases



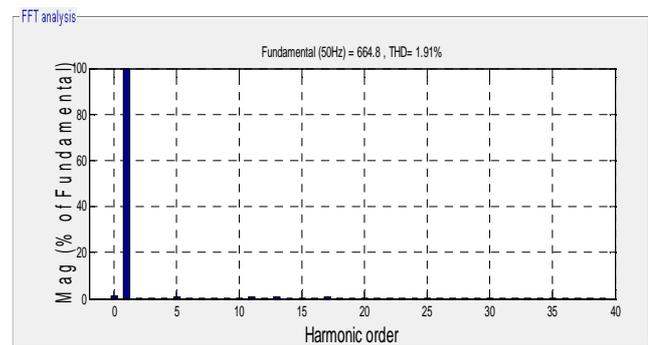
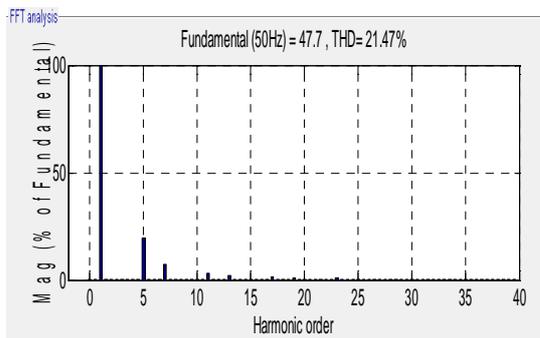
b) Courants harmonique identifié et le courant injecté par l'onduleur dans la phase-a



c) Courants injectés par l'onduleur sur les trois phases



d) Courants de la source après compensation sur les trois phases



e) THD avant & après compensation

Fig. VI.6 : Performance de la compensation des courants harmoniques par FAP conventionnelle avec une commande MLI et un régulateur PI

Le THD avant compensation est de 21,47%, il est 1,91% après compensation.

VI. 5.3 Régulateur de la tension continue

Afin de rendre possible l'injection d'un courant de référence dans chacune des phases, la tension aux bornes du condensateur C_{dc} doit être constante et fixe à une valeur prédéterminée afin d'assurer le rôle d'une source de tension continue. La technique que nous avons utilisée pour contrôler la tension aux bornes de C_{dc} est régulateur PI classique. La sortie du régulateur de tension s'ajoute à la composante active harmonique et donne lieu à un courant fondamental actif supplémentaire i^* corrigeant la tension continue V_{dc} . Le correcteur a été optimisé pour obtenir une réponse correcte à un échelon de référence $V_{dc-ref}=665$ v. La Figure(VI.7) montre la consigne et la sortie pour une régulation efficace de la tension continue.

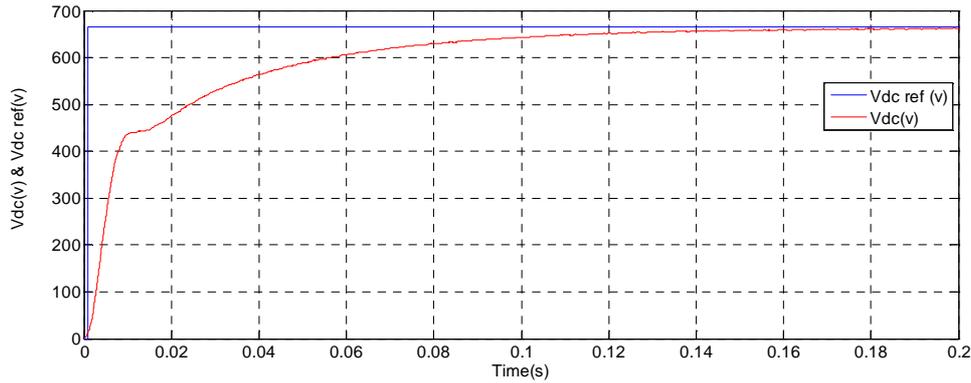
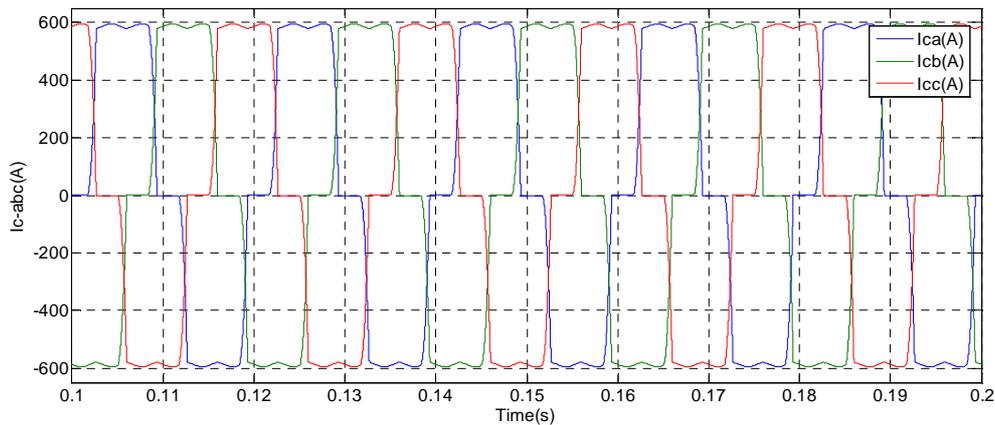


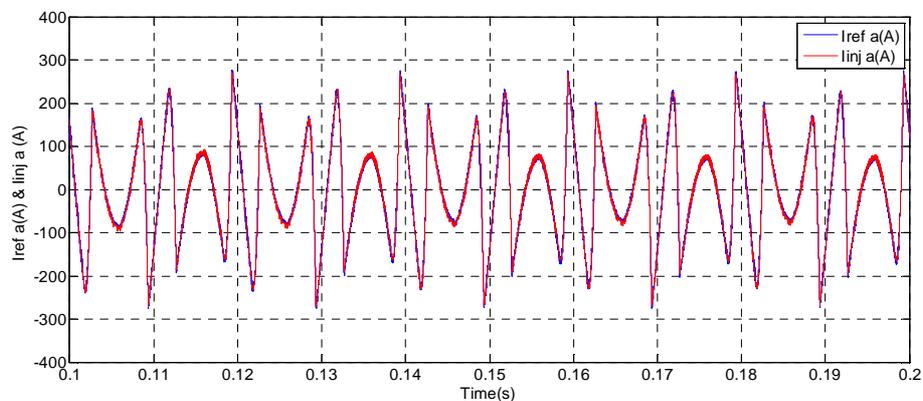
Fig. VI.7 : Réponse à échelon de la tension continue

VI.5.4 Compensation avec un FAP à structure de commande floue

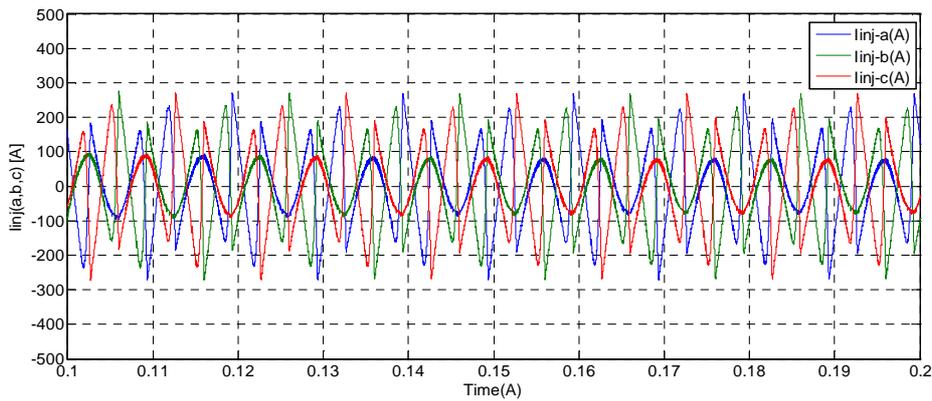
Cette structure de commande avec un régulateur PI flou est évaluée avec la même manière que les deux premières techniques classiques [56-57]. On peut voir sur la Figure (VI.8) les courants injectés par l'onduleur, les courants de la source après compensation, le THD avant et après compensation et la décomposition spectrale des courants après compensation.



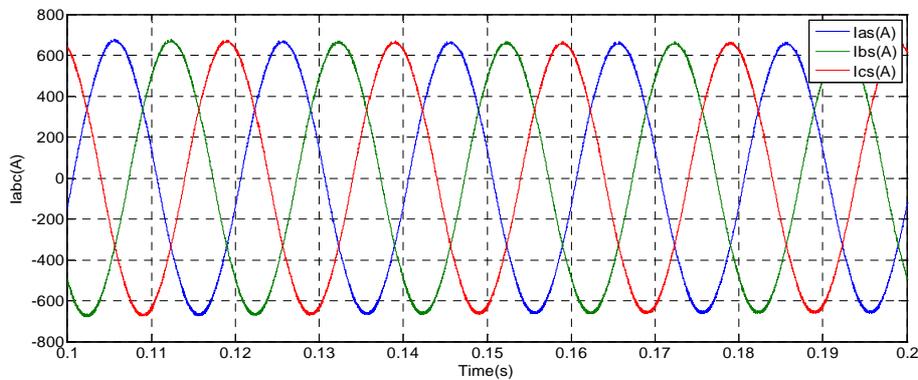
a) Courants côté charge sur les trois phases



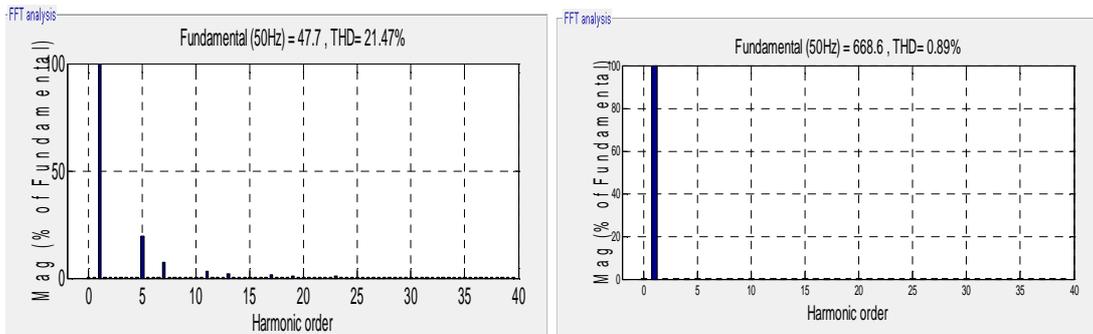
b) Courants harmonique identifié et le courant injecté par l'onduleur dans la phase-a



c) Courants injectés par l'onduleur sur les trois phases



d) Courants de la source après compensation sur les trois phases



e) THD avant et après compensation

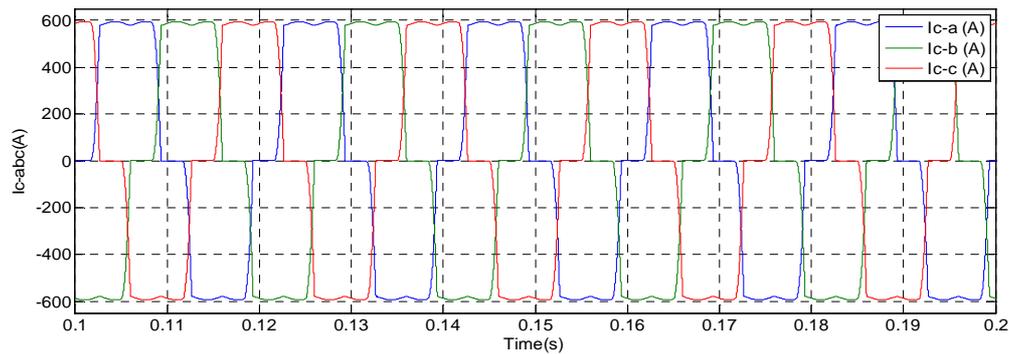
Fig VI.8 : Performance de la compensation des courants harmonique avec un FAP à structure de commande floue

Les résultats obtenus avec la technique de commande floue, sont meilleurs que les résultats des deux précédentes techniques classiques. De plus, cette technique de commande a la possibilité d'implémentation des connaissances linguistiques du savoir de l'expert. Le THD est réduit à **0.89%** après compensation.

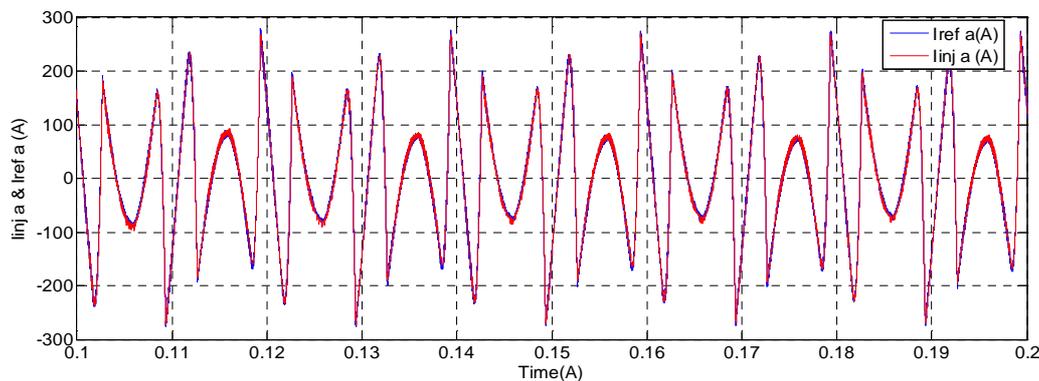
VI. 5.5 Compensation avec un FAP à structure neuronale (Identification et Commande)

La technique neuronale utilise des Adaline pour l'identification des courants harmoniques avant la technique des puissances instantanées réelles et imaginaires PIRI et un bloc de commande de l'onduleur. La commande de l'onduleur est effectuée par l'utilisation d'un régulateur PI neuronal.

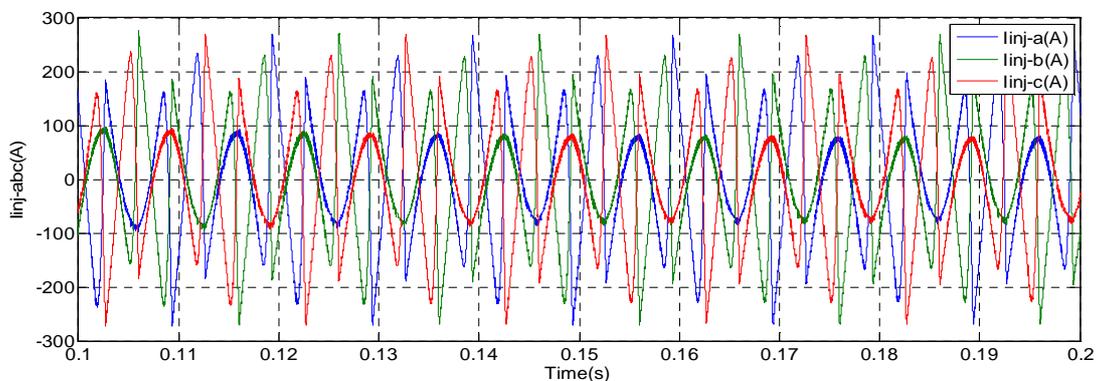
La figure (VI.9) donne un aperçu du courant de source avant et après compensation. Le signal compensé issu de cette approche purement neuronale est proche d'une sinusoïde. De plus, l'apprentissage en ligne des réseaux de neurones permet une adaptation.



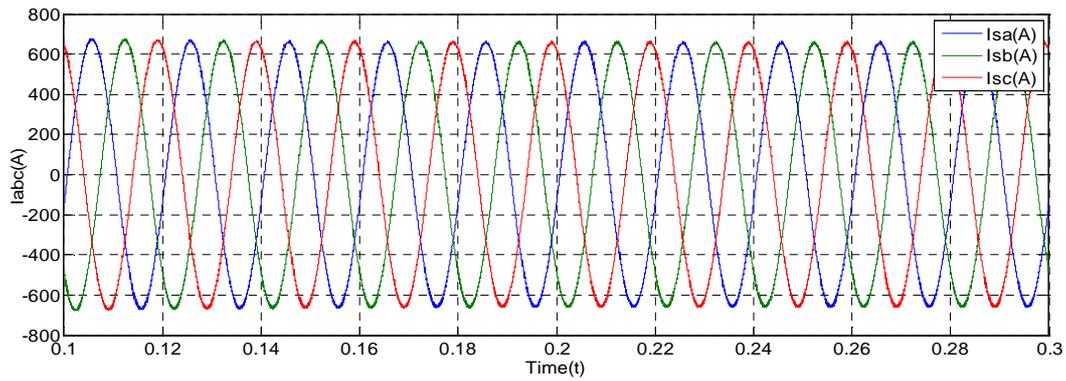
a) Courants côté charge sur les trois phases



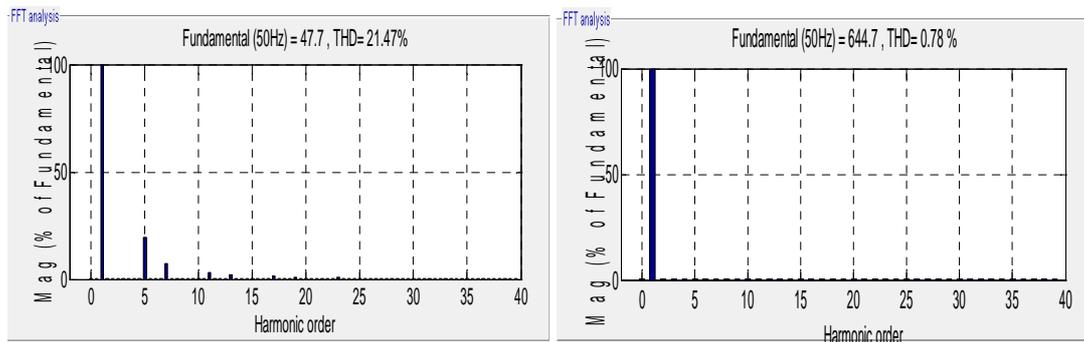
b) Courants harmonique identifié et le courant injecté par l'onduleur dans la phase-a



c) Courants injectés par l'onduleur sur les trois phases



d) Courants de la source après compensation sur les trois phases



e) THD avant et après compensation

Fig VI.9 : Performance de la compensation des courants harmonique avec un FAP neuronale avec une commande PI neuronale

Le THD avant compensation est de 21,47 %, il est réduit à 0,78% après compensation. Dans le Tableau VI .3, nous donnons les valeurs de THD pour les différentes combinaisons de commande et d'identification que nous évaluées en simulation.

Tab VI.3 : THD coté réseau après compensation

		THD %	
		Identification Classique	Identification neuronal
		Filtre passe bas	Adaline
Commande	Hystérésis	2,31%	2.31 %
	PI +MLI	1,91%	1,74%
	PI Flou	0.89%	1,01%
	PI neuronal	0.93%	0,78%

Les résultats de simulation obtenus pour les différentes topologies du FAP, montrent que l'approche neuro-mimétique conduit à des résultats meilleurs que ceux d'une approche

classique. De plus, cette stratégie basée exclusivement sur des réseaux neuro-mimétique est de nature homogène.

VI.6 Conclusion

Dans ce chapitre, deux commandes classiques sont testées en simulation sur le modèle de l'onduleur et du filtre de sortie. La première appelée la commande par hystérésis qui a l'avantage d'être simple et facile à mettre en œuvre. La deuxième est la commande MLI avec un régulateur PI classique qui maîtrise la fréquence de commutation sur les interrupteurs de commande. Ces deux approches proposées au début du chapitre servent de comparatifs avec les autres techniques de commande que nous avons développées. Ensuite, nous avons présenté la commande avec régulateur Flou qui a l'avantage de l'expertise humaine et des connaissances linguistiques.

Dans un second temps, nous avons développé la technique de commande à base des réseaux de neurones artificiels. La commande avec régulateur PI neuronal exploite l'apprentissage de l'algorithme de Widrow-Hoff pour déterminer les deux paramètres proportionnel et intégral d'un régulateur PI.

En fin, nous avons synthétisé un système complet incluant toutes les fonctionnalités du FAP pour la compensation des courants harmoniques. Des comparatifs entre les différentes combinaisons des techniques compensations sont établis. Cependant, la structure du FAP utilisant des techniques neuronale est plus efficace selon les résultats de simulation et d'amélioration du THD obtenus.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, une stratégie d'identification des courants harmoniques et de commande d'un FAP a été introduite. Cette technique est basée sur des techniques intelligentes neuronales. Notre étude a été réalisée sur un système complet comprenant toutes les fonctionnalités d'un FAP comportant deux parties. Ces deux parties sont l'identification des courants de compensation (courants harmonique) d'une part, et la génération des signaux de commande de l'onduleur d'autre part.

Dans ce travail de thèse, nous avons présenté l'origine des perturbations affectant les réseaux électriques. Il a été constaté que les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension ont des effets négatifs et néfastes sur les équipements électriques. Pour résoudre ces problèmes, plusieurs solutions conventionnelles et modernes de dépollution ont été proposées et présentées. Les filtres passifs ne s'adaptent pas à l'évolution du réseau et aux charges polluantes ce qui rend cette solution inefficace. Ainsi, afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est proposé. Actuellement le filtre actif parallèle reste la solution la plus appropriée pour la dépollution des réseaux.

Ensuite, nous avons défini tous les éléments constituant la structure générale du FAP. Cette dernière a été divisé en deux parties, partie puissance et partie contrôle-commande. Les éléments de la partie puissance, sont ; le modèle de l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie. Tandis que les éléments de la partie contrôle-commande sont ; l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue.

Dans la première phase de la partie contrôle-commande (l'identification des courants de compensation) trois méthodes à base de réseaux de neurones Adalines pour l'extraction des distorsions harmoniques ont été introduites. La méthode directe, la méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI) et la méthode tri-monophasée. Les tests effectués par simulation sont validés expérimentalement sur une plateforme expérimentale équipée d'une carte Dspace1104. Les résultats obtenus ont montré que l'estimation des courants harmoniques par ces approches neuro-mimétiques est meilleure que celle obtenue par les techniques dite classique (filtre passe bas). De plus, ces techniques neuronales permettent d'extraire individuellement chaque rang harmonique.



Dans la deuxième phase de la partie contrôle-commande (la génération des signaux de commande de l'onduleur) quatre techniques pour la régulation des courants injectés dans le réseau électrique ont été utilisées. La première appelée la commande par hystérésis qui se distingue par sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre. La deuxième est la commande MLI avec un régulateur PI classique qui contrôle bien la fréquence de commutation des interrupteurs de commande. Puis, nous avons présenté la commande avec un régulateur PI-flou qui possède l'avantage de l'utilisation de l'expertise humaine et des connaissances linguistiques. Dans la dernière, nous avons développé un schéma de commande utilisant les réseaux de neurones artificiels. Ce schéma reprend le principe d'un régulateur PI et emploie des réseaux Adalines pour adapter les paramètres proportionnel et intégral.

Après avoir travaillé indépendamment sur chaque partie du filtre actif parallèle, nous avons synthétisé un système complet incluant toutes les fonctionnalités du FAP pour la compensation des courants harmoniques. Dans ce cas, des comparaisons entre les différentes méthodes basées sur des techniques classiques et/ou des approches neuronales ont été établies.

Enfin, les résultats de simulation et les comparaisons effectués montrent que la stratégie « tout neuro-mimétique » conduit à des résultats et des améliorations du THD qui dépassent ceux d'une approche classique. De plus, cette stratégie neuronale est de nature homogène, robuste et s'adapte rapidement aux variations de la charge non linéaire.

Comme perspectives, il serait très intéressant, dans les prochains travaux, d'effectuer le prototypage rapide de la carte de contrôle du filtre actif en lui faisant piloter un onduleur réel qui serait bouclé à un réseau virtuel. Les comparaisons d'algorithmes d'identification neuronale et de régulation ouvrent la voie à un autre domaine intéressant celui des algorithmes génétique. La conception de nouvelle stratégie de commande basée sur ces méthodes ainsi qu'une implantation dans un DSP, pourrait être très intéressante.

Bibliographie

- [1] P. Vas, «Artificial-intelligence-Based Electrical Machine and Drives: Application of fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic –Algorithm-based Technique» Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Oxford University Press, Oxford, 1999.
- [2] J.M. Renders, « Algorithmes génétiques et réseaux de neurones », Editions Hermès, Paris, 1995.
- [3] D. Ould Abdeslam, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques base tension », Thèse doctorat, Université haute Alsace, Décembre 2005.
- [4] J.R. Vazquez, P. Salmeron, J.Prieto et A. Pérez « A practical implementation of a three-phase active power line conditioner with ANNs technology” In 28th Annual conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON’02), pages 739-744, Sevilla, Spain, 2002.
- [5] D.OuldAbdeslam, P.Wira, D.Flielleret Y.A. Chapuis, « A Unified Artificial Neural Network Architecture for Active Power Filters ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.54, No. 1, February 2007.
- [6] E.R. Filho and M.G. Villalva, « Control of a shunt active power filter with neural networks theory and practical results », In 5th International Power Electronics Conference, vol. 1, pp.710-716, Niigata, Japan, 2005.
- [7] D.OuldAbdeslam, P.Wira, D.Flielleret J.Mercklé, « Power harmonic identification and compensation with an artificial neural network method ». International Symposium on Industrial Electronics (ISIE’2006), Montreal, Canada, 2006.
- [8] D.OuldAbdeslam, P.Wira, D.Flieller et Y.A. Chapuis, « A neural approach for the control of an active power filter” In 5th International Power Electronics Conference (IPEC’2005), Niigata, Japan, 2005.
- [9] J.Vazquez & P.Salmeron, «Active power filter control using neural network technologies », IEE Proceedings Electric Power Application p.139-145, 2003.
- [10] M.A.E.Alali, « Contribution à l’Etude des compensateurs actifs des réseaux Electriques base Tension » (Automatisation des systèmes de puissance électrique), Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur Strasbourg I, Septembre, 2002.
- [11] B.Widrow et E. Walach, « Adaptive Inverse Control », Information and System Sciences Series, Prentice Hall Press, Upper Saddle River, 1996.
- [12] S. Haykin, « Neural Networks: A Comprehensive Fondation », 2nd Edition, Prentice Hall, 1999.

- [13] SabirOuchen, AchourBetka, Sabrina Abdeddaim, AbdelkrimMenadi « Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter », *Energy Conversion and Management*, Volume 122, Pages 515-525, 15 August 2016.
- [14] S.Omatu, M. Khalid et R. Yusof, « Neuro-control and its Application Advances in Industrial Control ». Springer-Verlag, London, 1996.
- [15] L.A ZADEH « *Fuzzy set theory* » Définition des ensembles flous et opérateurs associés, 1965.
- [16] H.Bühler, « Réglage par logique floue » Edition Presses Polytechnique et Universitaires Romandes, Lausanne, 1994.
- [17] H.Akagi, « New trends in active filters for power conditioning », *IEEE Trans. On Industry application*, vol. 32, No.6, pp.1312-1322, November-December 1996.
- [18] H. Akagi, « control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems ». *IEEE Trans. on power delivery*, vol.12, No.1, pp.354-363, January 1997.
- [19] A. S. Toledo, « Commande direct et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé ». Thèse de doctorat, Institut National polytechnique de Grenoble, novembre 2000.
- [20] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1994.
- [21] N. Bruyaut, « Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles, Compensation globale ou sélective des harmoniques, Régime équilibré ou déséquilibré ». Thèse de doctorat, Université de Nantes, 1999.
- [22] D. OuldAbdeslam, J .Mercklé et P.Wira « Adaline-based estimation of power harmonics ». In 13th European Symposium on Artificial Neural Networks, pp.571-576, Bruges, Belgium, 2005.
- [23] D.OuldAbdeslam, J.Mercklé, R. Ngwanyiet Y. A. Chapuis, « Artificial neural networks for harmonic estimation in low-voltage power systems ». In 4th International ICSC Symposium on Engineering of Intelligent Systems, Island of Madeira, Portugal, 2004.
- [24] B. K. Bose, « Adaptive hysteresis-band current control technique of voltage-fed PWM inverter for machine drive system ». *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol.37, pp. 402-408, October 1990.
- [25] R. Tounsi, « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielle ». Thèse de l'Institut National polytechnique de Toulouse, 30 October 1999.

[26]Steeve Beaulieu, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », Thèse de magister de l'université du Québec a Chicoutimi, Mai 2007.

[27]I. Etxeberria-Otadui « Les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique : application à la qualité de l'énergie », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, septembre 2003.

[28]S.Guffon, « Modélisation et commandes a structure variable de filtre actifs de puissance » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, juillet 2000.

[29] T.Gouraud, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de Doctorat, université de Nantes, janvier 1997.

[30] T.Deflandre, C.Courty, C.Greiveldinger, « Impact des Harmoniques sur les Réseaux Publics Français », EDF, PPRD ,1995.

[31] B. Singh, K. Al-Haddad and A.C. Chandra, « A Review of Active Filters for Power Quality Improvement », IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 46, pp.960-971, October 1999.

[32]F.Z. Peng and D.J. Adams, « Harmonies sources and filtering approaches series /parallel, active/passive, and their combined power filters», Conference Record of the thirty-Fourth IAS IEEE Annual Meeting., Vol. 1, pp. 448-455. 1999.

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

[34]S. Mouttou, « Nouvelles approches de commande d'un filtre actif parallèle à source de courant », Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Octobre 2002.

[35]H. Fujita and H. Akagi, « The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series -and Shunt- Active Filter », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No. 2, March 1998.

[36]S.Haykin, « Neural Networks: A comprehension Foundation », 2nd Edition, Prentice Hall, 1999.

[37]M. Mokhtari, M. Marie « applications de MATLAB 5 et SIMULINK 2 », Springer, pp 95-148,1998.

[38] S.Omatu, M.Khalid et R.Yusof « Neuro-control and its Application Advances in Industrial Control »,Springer-Verlage,london,1996.

[39]Pierre SCHULZ « Asservissement par logique floue », pp 25-72.2002

[40] B.B. MEUNIE et C.MARSAL, « logique floue : principe, aide à la décision » Edition hermes science, lavoisier, 2003.

- [41] L. BAGHLI « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse De doctoral, Département de Formation Doctorale : Electrotechnique-Electronique de Nancy, Faculté des Sciences 1999.
- [42] J.R.Tong-Tong, « La Logique Floue », Édition Hermes, paris, 1995.
- [43] 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
- [44] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, « Les Convertisseurs de l'Électronique de puissance », Paris : Technique et Documentation-Lavoisier, 1995.
- [45] T.Nakajima & E.Masada, « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum ». EPE-89, 3rd European conference on power electronics and application, Aachen, Germany, 1989.
- [46] A.Phadke, J.Thorpet M.Adamiak, « A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency », IEEE Transaction on power Apparatus, vol.102 p.1025-1038, 1983.
- [47] H.Akagi, Y.Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuit », Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP.1375-1386, 1983;
- [48] H. Akagi, A.Nabae et S.Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage source PWM converters » IEEE Trans. On industry application, vol. IA-22, pp.460-465, 1986.
- [49] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani et al, « A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control », *IEEE Trans. On Industry Application*, vol. 36, No. 4, pp.1174-1180, July/August 2000.
- [50] Senthilkumar. Aa, Poongothai. Kb, Selvakumar. Sc, Silambarasan. Md, P. Ajay-D-VimalRaje, « Mitigation of Harmonic Distortion in Microgrid System using Adaptive Neural Learning Algorithm based Shunt Active Power Filter », SMART GRID Technologies, Pondicherry Engineering College, Puducherry, India, August 6-8, 2015.
- [51] L. Zellouma, B. Rabhi, S. Saad, A. Benaissa, M. F. Benkhoris, « Fuzzy logic controller of five levels active power filter », International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability, TMREES15, Energy Procedia, 1015-1025, 2015.
- [52] L.Merabet S.Saada. OuldAbdeslam A.Omeiria « A comparative study of harmonic currents extraction by simulation and implementation », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Volume 53, December 2013, Pages 507-514

[53] F.Zaamouche, S.Saad « Amélioration des tensions de sortie des onduleurs par l'utilisation des nouvelles topologies et technique de commandes », Thèse De doctoral, Département d' Electromécanique d'Annaba : Faculté des sciences de L'ingéniorat 2018.

[54] H. Deng, R. Orugant et D. Srinivasan, « A neural network based adaptive controller for single phase inverters in critical applications ».In IEEE International Conference on Power Electronics and Driver Systems PEDS'03,Singapore,2003.

[55] M. Boudjedaimi, P. Wira, D. Ould Abdeslam, S. djennoune et J. F. Urban, « Commande d'un onduleur avec des approchesneuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques ».In International Conference on Electrical Engineering and its Applications, Sidi Bel-Abbes, Algeria, 2008.

[56]Anup Kumar Panda ,Suresh Mikkili ,« FLC based shunt active filter ($p-q$ and I_d-I_q) control strategies for mitigation of harmonics with different fuzzy MFs using MATLAB and real-time digital simulator », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Pages 313-336, Volume 47, May 2013.

[57] M. Leila, S.Saad « Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant dans un réseau triphasé », Thèse De doctoral, Département d' Electromécanique d'Annaba : Faculté des sciences de L'ingéniorat 2014.

ANNEXE

Les caractéristiques de la carte dSPACE DS1104 sont données dans le tableau de la figure suivante (document constructeur):

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none">■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals■ 64-bit floating-point processor■ CPU clock: 250 MHz■ 2 x 16 KB cache, on-chip■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none">■ 32-bit down counter■ Reload by hardware■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none">■ 32-bit down counter■ Reload by software■ 40-ns resolution
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none">■ 64-bit up counter■ 40-ns resolution