

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI TIZI OUZOU
FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE



Mémoire de MAGISTER

Spécialité : **Automatique**

Option : **AUTOMATIQUE DES SYSTEMES CONTINUS ET PRODUCTIQUES**

Thème : *Commande d'un onduleur par des approches basées sur des
réseaux de neurones artificiels*

Présenté par : M. Madjid BOUDJEDAIMI

Mémoire soutenu le 27/09/2009 devant le jury composé de :

Président :	M. Arezki BENFDILA	Professeur	U.M.M.T.O
Rapporteur :	M. Saïd DJENNOUNE	Professeur	U.M.M.T.O
Examineur :	M. Salah HADDAD	Professeur	U.M.M.T.O
Examineur :	M. Patrice WIRA	Maître de Conférence	U. Haute Alsace
Invité :	M. Djaffar OULD ABDESLAM	Maître de Conférence	U. Haute Alsace
Invité :	M. Jean-Philippe URBAN	Professeur	U. Haute Alsace

Remerciements

Je tiens à remercier mon promoteur Mr S. Djennoune (Professeur à l'UMMTO) et Mr D. Ould Abdeslam (Maître de Conférence à l'Université de Haute-Alsace) pour leurs orientations, remarques, conseils et leurs disponibilités à m'écouter à tous moments.

Mes vifs remerciements pour Mr Patrice Wira (Maître de Conférence à l'Université de Haute-Alsace) et Mr Jean-Philippe Urban (Professeur à L'Université de Haute-Alsace) du laboratoire MIPS pour leurs aides et contributions dans l'ouverture des perspectives de collaboration entre notre laboratoire et le laboratoire de MIPS.

Je remercie également les membres de jury, Mr A. Benfdila (Professeur à l'UMMTO) et Mr S. Haddad (Professeur à l'UMMTO), devant qui nous avons l'honneur d'exposer notre travail, et qui ont pris la peine de lire avec soin, ce mémoire pour juger son contenu.

Sans oublier mes remerciements et reconnaissances pour tous les enseignants (es) qui ont contribué à nos études, avec leurs conseils et leurs encouragements.

Mes remerciements, vont aussi à tous ceux qui nous ont aidés, et contribués, de près ou de loin à la réalisation de notre modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents que je remercie beaucoup pour leur patience sacrifice
auxquels je ne pourrai jamais rendre assez*

A mes très chers frères : Farid, Ali

A tous ceux qui me sont chers

A tous mes amis (es) qui m'ont beaucoup aidé et soutenu

...Madjid.

Sommaire

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Perturbations des réseaux électriques et principe de compensation

I. 1. Introduction.	4
I. 2. Caractéristiques des perturbations électriques	4
I. 2. 1. Creux et coupure de tension.....	5
I. 2. 2. Variations et fluctuations de la tension.....	6
I. 2. 3. Déséquilibre du système triphasé.....	6
I. 2. 4. Fluctuation de la fréquence.....	7
I. 2. 5. Harmoniques et inter-harmoniques.....	7
I. 3. Conséquences des harmoniques.....	8
I. 4. Grandeurs caractérisant les perturbations harmoniques.....	9
I. 4. 1. Le taux de distorsion harmoniques	9
I. 4. 2. Le facteur de puissance.....	10
I. 5. Réglementation.....	11
I. 6. Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	12
I. 6. 1. Solutions traditionnelles.....	12
I. 6. 2. Solutions modernes.....	14
I. 7. Conclusion.....	16

Chapitre II : Réseaux de neurones et logique floue

II. 1 Introduction	18
II. 2. Définitions et généralités sur les réseaux de neurones	19
II. 2. 1. Historique	19
II. 2. 2. Le modèle neurophysiologique.....	19
II. 2. 3. Le modèle mathématique du neurone formel.....	20
II. 2. 4. Architecture des réseaux de neurones.....	22
II. 2. 5. Apprentissage des réseaux de neurones.....	23
II. 2. 6. Les réseaux de neurones de type Adalines.....	24
II. 2. 7. Les réseaux de neurones de type Perceptron multicouche.....	26

Sommaire

II. 3. Identification et contrôle avec réseaux de neurones.....	28
II. 3. 1. Identification.....	28
II. 3. 2. Contrôle.....	29
II. 4. La logique floue	31
II. 4. 1. Historique.....	31
II. 5. 2. Bases générales de la logique floue.....	32
II. 5. Commande par logique floue.....	35
II. 5. 1. Structure d'une commande par logique floue.....	35
II. 5.2. Configuration interne d'un contrôleur flou.....	36
II. 6. Conclusion.....	38

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

III. 1. Introduction.....	39
III. 2. Mise en œuvre d'un FAP.....	39
III. 3. Structure générale du filtre actif parallèle	40
III. 4. Etude de la partie puissance.....	41
III. 4. 1. Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé.....	42
III. 5. Etude de la partie contrôle-commande.....	47
III. 5. 1. Introduction à la stratégie de commande.....	47
III. 5. 2. Identification des courants harmoniques.....	47
III. 5. 3. La commande de l'onduleur.....	48
III. 5. 4. La régulation du courant.....	51
III. 5. 5. La régulation de la tension continue.....	52
III. 6. Conclusion.....	54

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

IV. 1. Introduction.....	55
IV. 2. Etat de l'art sur les méthodes d'identification des courants harmoniques.....	56
IV. 3. Identification des harmoniques avec la méthode directe.....	57
IV. 3. 1. Décomposition des courants.....	57

Sommaire

IV. 3. 2. Identification des courants avec les Adalines.....	57
IV. 3. 3. Résultats.....	59
IV. 4. Identification des harmoniques avec la méthode des PIRI.....	61
IV. 4. 1. Identification avec la méthode des PIRI classique.....	61
IV. 4. 2. Identification avec la méthode des PIRI neuronale.....	63
IV. 4. 3. Résultats.....	67
IV. 5. Identification des harmoniques avec la méthode tri-monophasée.....	70
IV. 5. 1. Décomposition des courants.....	70
IV. 5. 2. Identification des courants avec les Adalines.....	70
IV. 5. 3. Résultats.....	72
IV. 6. Identification des harmoniques avec la méthode des courants diphasés.....	74
IV. 6. 1. Décomposition des courants.....	74
IV. 6. 2. Identification des courants avec les Adalines.....	75
IV. 6. 3. Résultats.....	77
IV. 7. Comparaison.....	79
IV. 8. Conclusion.....	79

Chapitre V : Commande de l'onduleur

V. 1. Introduction.....	81
V. 2. Etat de l'art sur les méthodes de régulation et de commande d'un onduleur.....	82
V. 3. Commande de l'onduleur avec les techniques classiques.....	83
V. 3. 1. Commande par hystérésis.....	83
V. 3. 2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	85
V. 4. Commande de l'onduleur avec un régulateur PI.....	86
V. 4. 1. Structure interne du régulateur flou.....	87
V. 4. 2. Structure externe du régulateur flou.....	88
V. 5. Commande de l'onduleur avec les réseaux de neurones.....	90
V. 5. 1. Commande avec un régulateur PI neuronal.....	90
V. 5. 2. Commande inverse avec un réseau de neurones multicouche.....	91
V. 6. Synthèse de la structure complète du FAP.....	93
V. 6. 1. Modèle du réseau électrique.....	94

Sommaire

V. 6. 2. Modèle de la charge polluante.....	94
V. 6. 3. Modèle de l'onduleur et du filtre de sortie.....	94
V. 7. Résultats de simulation.....	95
V. 7. 1. Compensation avec un FAP à structure conventionnelle.....	95
V. 7. 2. Compensation avec un FAP à structure de commande floue.....	99
V. 7. 3. Compensation avec un FAP à structure neuronale.....	101
V. 8. Conclusion.....	106
Conclusion générale.....	108

Bibliographie

Annexe

Liste des symboles

FAP : Filtre Actif Parallèle.

FAS : Filtre Actif Série.

UPQC : Unified Power Quality Conditioner (filtre parallèle-série actifs).

THD : Total Harmonic Distortion (Taux de distorsion harmonique).

I_{c1} : Valeur efficace du courant fondamental (A).

I_{ci} : Valeur efficace de l'harmonique de rang i (A).

P : Puissance active (W).

S : Puissance apparente (V A).

D : Puissance déformante (V A).

F_p : Facteur de puissance.

RNA : Réseaux de Neurones Artificiels.

Adaline : ADaptive LINnèar Element (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 .

$\varphi(.)$: 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.

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

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée).

Liste des symboles

C_{dc} : 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).

$u_{1,2,3}$: Fonctions de commutation des interrupteurs de puissance.

$v_{f1,2,3}$: Tensions à la sortie de l'onduleur (V).

$v_{s1,2,3}$: Tension simple côté 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).

$i_{inj1,2,3}$: Les courants injectés par l'onduleur dans le réseau triphasé (A).

V_{f12} , V_{f23} et V_{f31} : Les tensions composées à la sortie de l'onduleur (V).

i_{dc} : Courant côté continu de l'onduleur (A).

$i_{ref1,2,3}$: Les courants de référence (A).

Δi : Largeur de la bande d'hystérésis (A).

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

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

τ : Constante de temps (s).

PID : Régulateur Proportionnel Intégral Dérivateur.

K_p , K_i et K_d : Gains proportionnel, intégral et dérivé.

RST : Régulateur polynomial par placement de pôles.

V_{dc-ref} : Tension continue de référence (V).

P_c : Puissance absorbée par le filtre actif.

PIRI : Puissances Instantanées Réelle et Imaginaire.

MCD : Méthode des courants diphasés.

$i_{c1,2,3}$: Courants de charge sur les trois phases du réseau électrique (A).

Liste des symboles

$i_{cf1,2,3}$: Courants fondamental sur les trois phases (A).

$i_{ch1,2,3}$: Courants harmoniques sur les trois phases (A).

α : Un angle.

T : Période d'échantillonnage (s).

TCD : Transformation de Concordia Directe.

TCI : Transformation de Concordia Inverse.

v_α et v_β : Tensions simple dans l'espace $\alpha\beta$ (A).

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

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

$\bar{p}$ et $\tilde{p}$: Les composantes continue et alternative de la puissance réelle instantanée.

$\bar{q}$ et $\tilde{q}$: Les composantes continue et alternative de la puissance imaginaire instantanée.

$P(-\omega t)$: Transformation de Park avec un angle de $-\omega t$.

i_D et i_Q : Courants de charge dans l'espace DQ (A).

$\bar{i}_D$ et $\bar{i}_Q$: Les composantes continues du courant dans l'espace DQ (A).

$\tilde{i}_D$ et $\tilde{i}_Q$: Les composantes alternatives du courant dans l'espace DQ (A).

u_c : La sortie agissant de correcteur.

e : Erreur.

de : Dérivée de l'erreur.

NG, NM, EZ, PM et PG : Négatif Grand, Négatif Moyen, Environ Zéro, Positif Moyen et Positif Grand.

GE ; GCE et GCU : Paramètres d'adaptation du régulateur PI flou.

K_c : Gain proportionnel.

T_i : Constante d'intégration.

L_s et R_s : Inductance (H) et résistance (Ω) de modèle du réseau électrique.

L_c et R_c : Inductance de lissage (H) et résistance (Ω) du modèle de la charge polluante.

R_{ch} et C_{ch} : Résistance (Ω) et capacité (F) de la charge polluante.

Introduction générale

Depuis quelques années, l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle fait l'objet de nombreuses recherches émanant de plusieurs communautés scientifiques. La possibilité de commande sans modéliser 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 théories solidement fondées telles que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les réseaux neuro-flous et les algorithmes génétiques [28-29].

En effet, l'activité scientifique liée aux applications de ces nouvelles techniques dans les systèmes électriques n'a cessé d'augmenter. Dans ce mémoire, nous présentons des stratégies intelligentes nouvellement introduites dans le monde 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 identification/commande appliquées sur un système de filtrage actif [2, 38-39, 43-44].

La prolifération de perturbations électriques est due à un nombre croissant de charges non linéaires présentes dans les lignes électriques (tels que les convertisseurs, les ordinateurs personnels, les appareils à tubes fluorescents, etc.). Tous ces appareils possèdent la particularité d'absorber des courants non sinusoïdaux et donc d'introduire dans les lignes électriques des pollutions harmoniques en courant. Les composantes harmoniques générées se propagent dans l'ensemble du réseau de distribution électrique sous la forme de courants qui peuvent sérieusement affecter d'autres appareils en allant parfois même jusqu'à les détériorer.

A ce jour, les Filtres Actifs Parallèles (FAPs) se sont révélés être des techniques efficaces pour la compensation des composantes harmoniques [11-12, 16-17]. Ces filtres cherchent à identifier les composantes harmoniques afin de les réinjecter efficacement dans le réseau électrique en opposition de phase. Ils sont également capables de corriger le facteur de puissance et de compenser l'éventuel déséquilibre d'un système triphasé. De plus, les FAPs peuvent être insérés aisément dans les installations existantes de distribution électrique sans nécessiter de grandes modifications. Reconnus pour leur facilité de mise en oeuvre, pour leur robustesse et leur fiabilité, les FAPs représentent aujourd'hui la technique la plus largement employée pour dépolluer les systèmes électriques.

Les Réseaux de Neurones Artificiels (RNAs), appelés aussi réseaux neuromimétiques, constituent à ce jour un outil de traitement de données bien comprise et bien maîtrisée. De façon formelle, un RNA est une fonction mathématique associant à des entrées, des grandeurs de sortie à l'aide de paramètres ajustables appelés des poids. A partir d'un ensemble de données représentatives, il est possible d'ajuster les poids pour apprendre une fonction quelconque. Grâce à ce processus d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs universels parcimonieux capables d'estimer un modèle complexe avec une précision voulue. Ils réalisent à la fois des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage. Ils prolongent les techniques classiques de l'automatique non linéaire et peuvent conduire vers des solutions efficaces et robustes. Ils sont donc logiquement utilisés dans les systèmes électriques [28] et en particulier au sein d'une architecture de FAP [44, 47-48].

Un filtre actif parallèle est complexe dans le sens où il est constitué d'une multitude de sous-systèmes distribués sur plusieurs sites. Des charges non linéaires peuvent être connectées ou déconnectées à des lieux distincts à tout instant. Dans le but de compensation des courants harmoniques, d'amélioration de taux de distorsion harmoniques THD et de faire face à toutes variations de la charge non linéaire, un FAP commandé avec des approches neuronales est proposé comme objectif dans ce travail.

Ainsi, dans le premier chapitre de ce mémoire, 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 des solutions traditionnelles et modernes utilisées pour palier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques [1-2].

Dans le second chapitre, nous présentons dans un premier temps des généralités sur les réseaux de neurones artificiels [26-27], ensuite nous analysons quelques architectures (schémas) d'identification et de contrôle avec réseaux de neurones [29-30]. Dans la dernière partie, nous étudions les principes et les bases générales de la logique floue et ses applications [31-33].

Pour éliminer les courants harmoniques dans les réseaux électriques, nous aborderons dans le chapitre trois le principe et l'architecture d'un filtre actif parallèle [16-17]. La structure du FAP 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 [8, 18]. Dans la partie contrôle-commande, nous aborderons les quatre principaux blocs qui sont l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur (hystérésis et MLI), la régulation des courants injectés et la régulation de la tension continue [1, 25].

Dans le quatrième chapitre, quatre méthodes neuromimétiques 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 [40]. La seconde technique exploite la méthode d'identification des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI) [41, 44]. La troisième technique, appelée méthode tri-monophasée [42], est valable pour des applications triphasées et monophasées. La quatrième technique, appelée méthode des courants diphasés [43], se base sur les transformations des courants dans les repères $(\alpha\beta)$ et (DQ) . Pour démontrer l'efficacité et la rapidité de ces stratégies neuronales, des simulations sont réalisées sur Matlab/Simulink pour chaque méthode.

Dans le dernier chapitre, nous donnons dans la première section la commande de l'onduleur avec des techniques classiques. Dans cette même section, deux approches sont utilisées : une commande par hystérésis [50] et une commande à MLI avec un régulateur PI classique [9]. Nous présentons ensuite la commande floue que nous avons appliquée et qui répond à plusieurs critères d'implémentation par rapport aux techniques classiques. Dans une autre section, deux approches neuronales sont développées pour le contrôle de l'onduleur : une commande avec un PI neuronal et une commande inverse avec un réseau de neurone multicouches [48-49]. Dans la suite, une stratégie complète incluant toutes les fonctionnalités et les modèles d'un FAP est synthétisée. Dans le but de valider la robustesse et l'adaptation des l'approche neuromimétique comparativement aux méthodes classiques, des simulations sont effectuées sur Matlab/Simulink. Dans la dernière section, un bilan sur les objectifs de travail fixés dans ce mémoire est conclu tout en présentant des perspectives de continuité.

Chapitre I

Perturbations des réseaux électriques
et principe de compensation

I. 1. Introduction

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tensions parfaitement sinusoïdales, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies (en fonction du point de raccordement). Tout écart à cet objectif qui dépasse le seuil établi dans les normes représente une perturbation qui peut être gênante pour le fonctionnement des charges connectées.

Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les fluctuations provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charge linéaires et non linéaires.

Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer. Dans tous ces cas, il est nécessaire de réaliser des modifications dans les réseaux ou dans les installations des clients, soit en modifiant leurs caractéristiques, soit en ajoutant des systèmes d'amélioration pour permettre le fonctionnement correct de tous les systèmes connectés.

Dans ce chapitre, nous étudions les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous détaillons les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées et imposées par les normes internationales de ces perturbations. Nous discutons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisées pour palier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques.

I. 2. Caractéristiques des perturbations électriques

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants [1] :

- La fréquence,
- L'amplitude des trois tensions,
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde,
- La symétrie du système triphasé (égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage).

Des relations contractuelles peuvent s'établir entre fournisseur d'énergie et utilisateur final, mais aussi entre producteur et transporteur ou entre transporteur et distributeur dans le cadre d'un marché dérégulé. Une application contractuelle nécessite que les termes soient définis en commun et acceptés par les différentes parties [3]. Afin de décrire certaines perturbations et de donner le niveau de conformité de l'énergie fournie, des normes ont déjà été établies (voir la section I. 5).

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par : un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de la tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une fluctuation de la fréquence, la présence d'harmoniques et/ou d'inter-harmoniques [2].

I. 2. 1. Creux et coupure 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.

Les coupures représentant un cas particulier des creux de tension de profondeur supérieure à 90 % de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La fig. I.1 montre un exemple de creux et de coupure de tension :

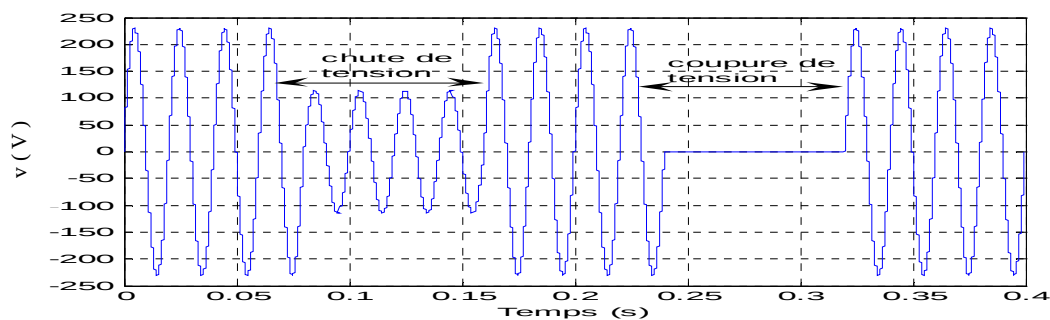


Fig. I. 1 : Creux et coupure de tension.

Les creux de tension sont dus aux courts-circuits survenant dans le réseau général ou dans les installations de la clientèle. Les courts-circuits sont des événements aléatoires : ils peuvent résulter de phénomènes atmosphériques (foudres, givre, tempête, etc.), de

défaillances d'appareils ou d'accidents. Ils apparaissent également lors de fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteur, transformateurs, etc.).

Les conséquences des creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peut aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

I. 2. 2. Variations et fluctuations de la tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale et les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude [2], comme est illustré par la fig. I.2.

Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc et les laminoirs.

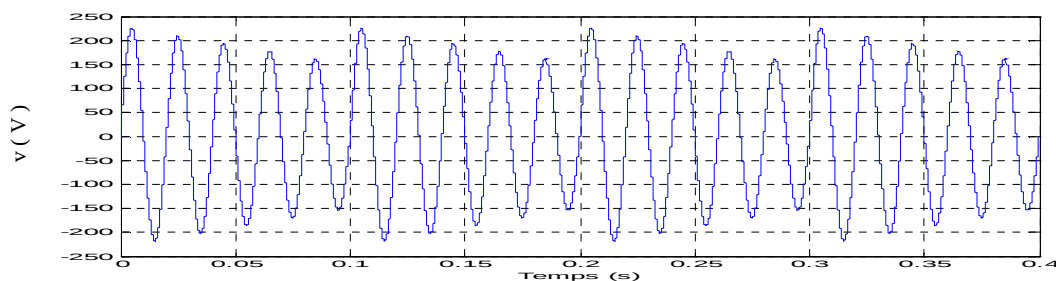


Fig. I. 2 : Fluctuation de la tension.

Comme les fluctuations ont une amplitude qui n'excède pas $\pm 10\%$, la plupart des appareils ne sont pas perturbés. Le principal effet des fluctuations de tension est la fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou flicker).

I. 2. 3. Déséquilibre du système triphasé

Les dissymétries du réseau ne provoquent que de faibles niveaux de déséquilibre de la tension (généralement limités à quelques dixièmes de pour-cent). Par contre, certaines charges

monophasées (en particulier la traction ferroviaire en courant alternatif) sont la cause de courants déséquilibrés importants et dès lors d'un déséquilibre significatif de la tension [1-2].

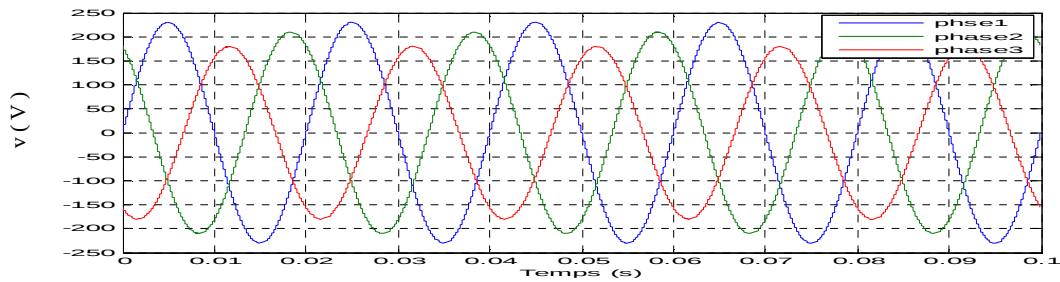


Fig. I. 3 : Déséquilibre du système triphasé.

Le problème principal engendré par le déséquilibre est l'échauffement supplémentaire des machines tournantes triphasées.

I. 2. 4. Fluctuation de la fréquence [1]

Les fluctuations de fréquence sont observées le plus souvent sur des réseaux non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome.

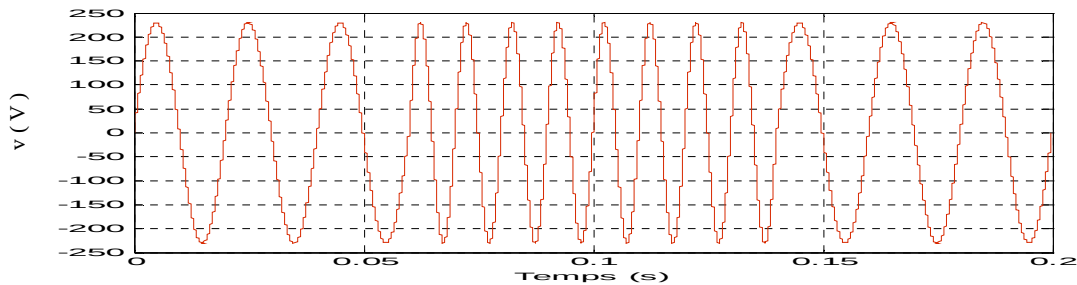


Fig. I. 4 : Fluctuation de la fréquence.

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

I. 2. 5. Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entières de celle de la fondamentale [2-3] (voir la fig. I. 5).

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

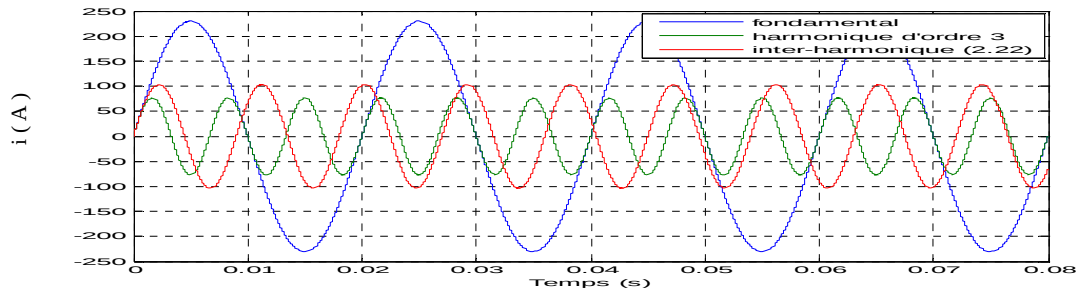


Fig. I. 5 : Harmonique et inter-harmonique.

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entières de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse, etc.) que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces, etc.) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

I. 3. Conséquences des harmoniques

Les harmoniques proviennent principalement de charges non linéaires dont la caractéristique est d'absorber un courant qui n'a pas la même forme que la tension qui les alimente. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques qui peuvent perturber le fonctionnement des autres utilisateurs raccordés à la même source [3].

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types :

a) Effets instantanés ou à court terme [2-3]

- Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

- Perturbations induites des systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, écran d'ordinateur, téléviseur, etc.).
- Vibrations et bruits acoustiques dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).
- Perte de précision des appareils de mesure.
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication.

b) Effets à terme [2-3]

L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements :

- Echauffement des conducteurs et des composants traversés par les courants harmoniques (condensateurs, transformateurs, machines tournantes).
- Fatigue mécanique (couples dans les machines asynchrones, etc.).
- Vieillissement des isolants.

I. 4. Grandeurs caractérisant les perturbations harmoniques [1]

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

I. 4. 1. Le taux de distorsion harmoniques

Cette étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques.

Le THD caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée.

- **Le taux harmonique de rang i**

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

Avec I_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et I_{ci} la valeur efficace de l'harmonique de rang i .

- **Le taux global de distorsion harmonique**

Le taux global de distorsion harmonique (THD) est le plus employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal :

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

Il est à signaler que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40.

I. 4. 2. Le facteur de puissance

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

En présence des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (I. 3), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la fig. I. 6.

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

Où I_c est la valeur efficace du courant de la charge.

Donc le facteur de puissance (F_p) devient :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (I. 4)$$

Par contre le facteur de puissance « traditionnel » est donné par $\cos \varphi_1$, soit le cosinus de l'angle entre le courant fondamental et la tension fondamentale. En présence des harmoniques, ce facteur de puissance traditionnel s'appelle facteur de puissance de déplacement.

$$F_p \text{ de déplacement} = \cos \varphi_1 \quad (\text{I. 5})$$

Lorsqu'il n'y a pas de distorsion, le facteur de puissance total, le facteur de puissance de déplacement et le facteur de puissance traditionnel ont la même valeur.

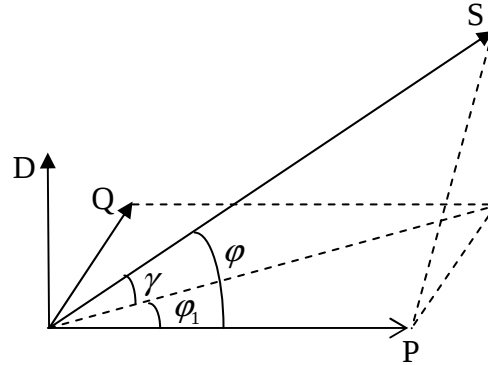


Fig. I. 6 : Diagramme de Fresnel des puissances.

I. 5. Réglementation [2-3]

Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposées aux utilisateurs.

Au niveau international, les normes CEI 6100 de la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) définissent le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser.

La norme CEI 61000-2-2 (tab. I. 1) fixe le niveau des harmoniques en tension à respecter au point de raccordement sur les réseaux de distribution basse tension déformée.

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	$0.2+1.3*25/i$				

Tab. I. 1 : Niveaux de compatibilité des harmoniques en tension (norme CEI 61000-2-2).

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

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	$8 \leq i \leq 40$	$0.23 \cdot 8/i$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq i \leq 39$	$0.15 \cdot 15/i$		

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

I. 6. Solutions de dépollution des réseaux électriques

Le respect de ces normes impose, si une charge non-linéaire est connectée au réseau de tension, de concevoir un système qui restreint la dissipation des composantes harmoniques. Deux types de solutions sont envisageables : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I. 6. 1. Solutions traditionnelles

Pour pallier aux problèmes de perturbation du réseau électrique, notamment à la pollution harmonique, il existe aujourd'hui plusieurs solutions qui peuvent être envisagées, les solutions traditionnelles reposent sur des composants passifs (Inductances, condensateur, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [4].

a) Diminution de l'impédance de la source

L'impédance de la source aux différentes fréquences harmoniques joue un rôle primordial dans la déformation de l'onde de tension. Plus cette impédance est élevée et plus le taux de distorsion en tension sera important. Donc l'une des solutions à la dépollution harmonique consiste à abaisser l'impédance de la source. En pratique cela revient à brancher le pollueur directement sur un transformateur le plus puissant possible, ou à choisir un générateur à faible impédance harmonique [5].

b) Transformateur à plusieurs secondaires [6]

Dans le cas de charges triphasées, il est possible d'éliminer certains rangs d'harmoniques en utilisant des transformateurs ou des autotransformateurs avec plusieurs secondaires déphasés. Cette disposition se rencontre surtout dans le cas de redresseurs puissants. Le plus connu de ces montages est le redresseur constitué de deux ponts mis en série ou en parallèle, alimentés par un transformateur à deux secondaires dont l'un est en étoile et l'autre en triangle. Cette disposition entraîne un déphasage de 30 degrés 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, qui sont également les plus importants en amplitude, sont pour $k = 1$, les harmoniques 5 et 7. Les premiers harmoniques présents sont le 11 et le 13. Il est possible de généraliser cette propriété, en augmentant le nombre de redresseurs et le nombre de secondaires du transformateur ou le nombre de transformateurs en choisissant correctement les déphasages relatifs de chacun des secondaires. Cette solution est largement employée dans le cas de redresseurs de très fortes puissances pour lesquels la répartition des courants dans les différents ponts est facilement réalisable.

c) Filtre Passif

Le principe du filtrage passif consiste à insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés :

- **Filtre passif résonant :** Pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (fig. I. 7) [1]. C'est un filtre très sélectif constitué d'un ensemble RLC en série et il est accordé sur une fréquence déterminée.

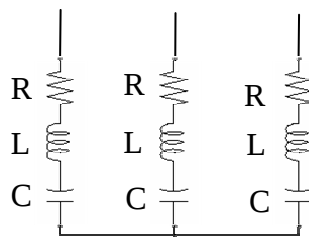


Fig. I. 7 : Filtre passif résonnant.

- **Filtre passif amorti** : pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (fig. I. 8) est préférable. Ce filtre amorti se compose d'une capacité en série avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une inductance et d'une résistance appelée résistance d'amortissement. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible.

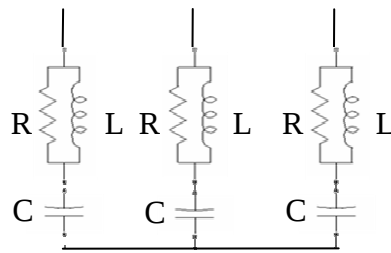


Fig. I. 8 : Filtre passif amorti.

Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,
- équipement volumineux,
- problème de résonance avec l'impédance du réseau.

I. 6. 2. Solutions modernes [1-2, 4, 6-7]

Les méthodes présentées jusqu'ici pour diminuer les perturbations présentent des inconvénients importants. Il a fallu donc penser à un autre système de compensation qui puisse s'adapter rapidement aux perturbations harmoniques. L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis de concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. Le principe est d'injecter dans le réseau un signal harmonique, courant ou tension selon ce qu'on veut compenser, identique à celui existant sur ce dernier mais ayant une phase opposée, ainsi ils s'annuleront par superposition. Selon la façon dont il est connecté au réseau, on parle alors d'un filtre actif parallèle ou série.

a) Filtre actif parallèle (FAP)

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution comme le montre la fig. I. 9. Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (FAP) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par les charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau située en amont du point de connexion du filtre actif.

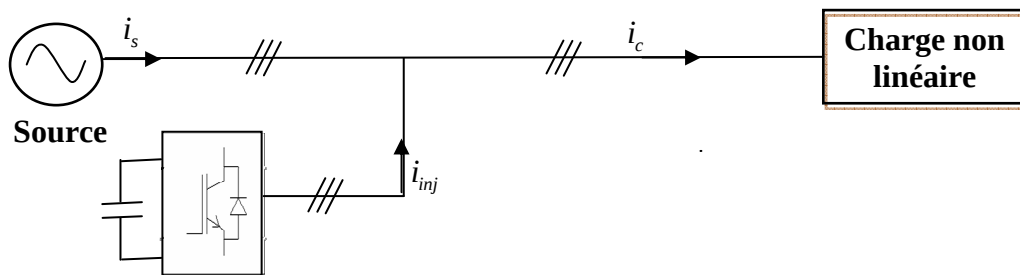


Fig. I. 9 : Filtre actif parallèle (FAP).

b) Filtre actif série (FAS)

Ce type de compensateur est connecté en série sur le réseau de distribution (fig. I. 10). Le filtre actif série engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibres, harmoniques) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de la source du réseau [9]. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

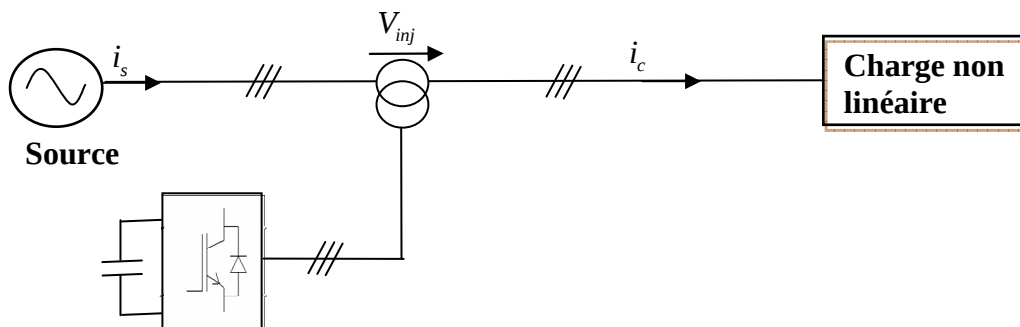


Fig. I. 10 : Filtre actif série (FAS).

c) La combinaison parallèle série actifs (UPQC)

La combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres parallèle et série, comme le montre la fig.I.11. C'est une solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension. L'UPQC possède les avantages cumulés des deux filtres actifs parallèle et série. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficilement réalisable en pratique.

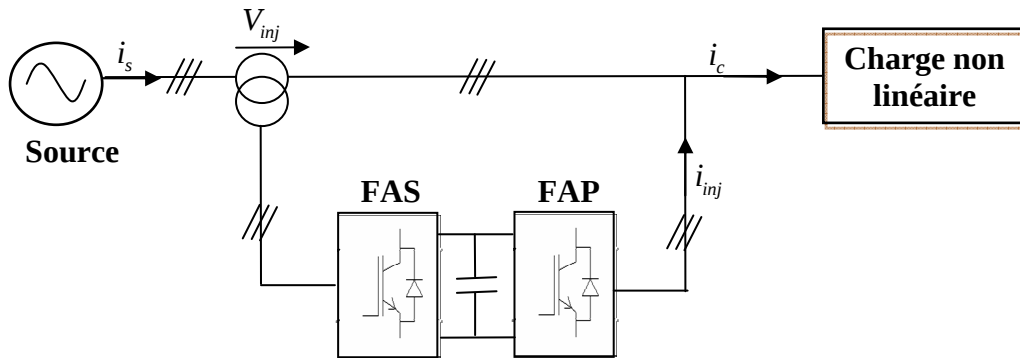


Fig. I. 11 : Combinaison parallèle-série actifs (UPQC).

d) Combinaison hybride active et passive

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance et des filtres passifs peut être une solution. On peut citer trois configurations [10]:

- filtre actif série avec des filtres passifs parallèles,
- filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèle,
- filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

I. 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces perturbations ont des conséquences différentes selon le contexte économique et le domaine d'application : de l'inconfort à la perte de l'outil de production, à la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

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. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Ainsi afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Cependant, de nos jours le filtre actif parallèle demeure la solution la plus pertinente pour la dépollution des réseaux, c'est la plus répandue. Il présente des avantages certains. Le FAP constitué de plusieurs blocs reste une stratégie complexe qui a besoin d'une étude approfondie et minutieuse pour qui ait un bon rendement.

Chapitre II

Réseaux de neurones et logique floue

II. 1. Introduction

Depuis son apparition dans les années 50, l'Intelligence Artificielle (IA) 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, la Logique Floue, les Réseaux Neuro-Flous et les Algorithmes Génétiques [29]. Dans ce chapitre, nous présentons des techniques intelligentes nouvellement introduites dans le monde de l'électronique de puissance [2]. 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 à ce jour une technique de traitement de données bien comprise et bien maîtrisée. De façon formelle, un RNA est une fonction mathématique associant à des entrées, des grandeurs de sortie à l'aide de paramètres ajustables appelés des poids. Grâce au processus d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs universels parcimonieux capables d'estimer un modèle complexe avec une précision voulue. Ils réalisent à la fois des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage.

La logique floue englobe 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 dans un premier temps des généralités sur les réseaux de neurones artificiels, ensuite nous analysons quelques architectures (schémas) d'identification et de contrôle avec réseaux de neurones. Dans les deux dernières parties, nous étudions les principes et les bases générales de la logique floue et ses applications, puis nous abordons le schéma de principe et la structure interne d'une commande par la logique floue.

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

II. 2. 1. Historique

Dans les premiers travaux, en 1943, J. Mac Culloch et Walter Pitts laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique. Ceux sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique). En 1949, Donald Hebb complète ces travaux en introduisant une formulation du mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques.

Les premiers succès de cette discipline remontent à 1957, lorsque F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron. Il construit le premier neuro-ordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance des formes. Notons qu'à cette époque les moyens à sa disposition étaient limités et c'était une prouesse technologique que de réussir à faire fonctionner correctement cette machine plus de quelques minutes. C'est alors qu'en 1960, l'automaticien Widrow développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Element). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de rétropropagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les Perceptrons Multi Couches. M. Minsky et S. Papert publient ensuite en 1969 un ouvrage qui met en évidence les limitations théoriques du Perceptron. Ces limitations concernent l'impossibilité de traiter des problèmes non linéaires en utilisant ce modèle.

Le renouveau de cette discipline reprend en 1982 grâce à J. J. Hopfield. Au travers d'un article court, il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones. C'est ensuite qu'en 1985 la rétro-propagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté au Perceptron Multi Couches. Sa découverte est réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants. Dès cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau, en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables.

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 (synapse) 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.

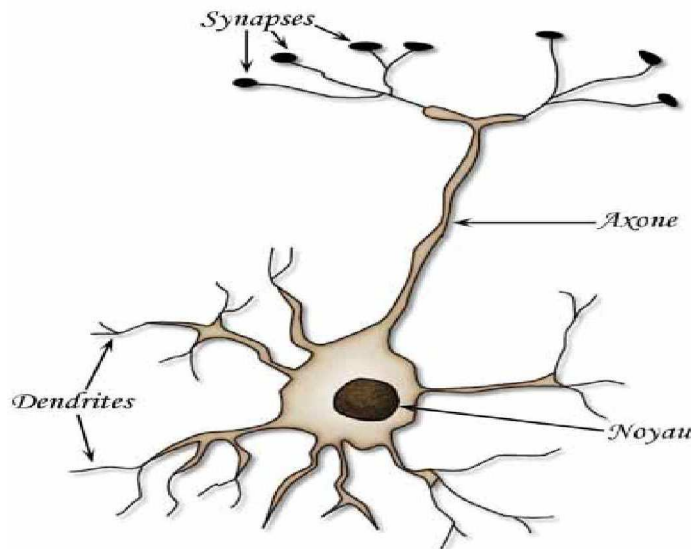


Fig. II. 1 : Schéma d'un neurone biologique.

II. 2. 3. Le modèle mathématique du neurone formel

Un neurone formel ou artificiel est une opération mathématique très simple. La sortie du neurone est une fonction généralement non linéaire d'une combinaison des entrées $\{x_i\}$ pondérées par les paramètres $\{W_i\}$, qui sont alors souvent désignés sous le nom de « poids » ou, en raison de l'inspiration biologique des réseaux de neurones, « poids synoptiques ». Conformément à l'usage (également inspiré par la biologie), cette combinaison linéaire est appelée « potentiel ». Le potentiel v le plus fréquemment utilisé est la somme pondérée, à laquelle s'ajoute un terme constant ou « biais ». La fonction φ est une fonction d'activation qui calcul la sortie du neurone en fonction de ce potentiel, comme le montre la figure suivante :

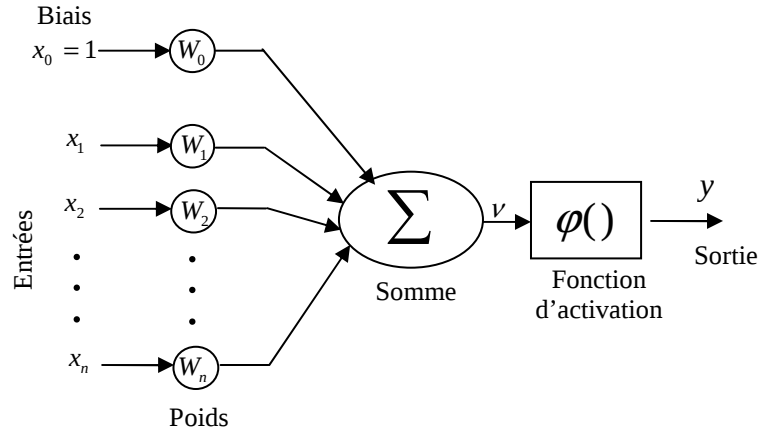


Fig. II. 2 : Schéma d'un neurone formel.

Ainsi, la sortie y d'un neurone a pour relation :

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

avec $b = W_0 x_0 = W_0$.

L'utilisation d'une fonction d'activation non linéaire permet au réseau de neurone artificiel (RNA) de modéliser des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Cette caractéristique confère au RNA de grandes capacités de modélisation fortement appréciées pour la résolution de problèmes non linéaires. Voici quelques exemples de fonctions d'activation les plus couramment utilisées :

- Fonction seuil ou Heaviside $\varphi(\nu) = \begin{cases} 1 & \text{si } \nu \geq 0 \\ 0 & \text{si } \nu < 0 \end{cases}$
- Fonction linéaire par partie $\varphi(\nu) = \begin{cases} 1 & \text{si } \nu > a \\ \nu & \text{si } -a \leq \nu \leq a \\ -1 & \text{si } \nu < -a \end{cases}$
- Fonction sigmoïde $\varphi(\nu) = \frac{1}{1 + \exp(-a \nu)}$

II. 2. 4. Architecture des réseaux de neurones

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elles peuvent être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité.

a) Réseaux multicouches

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 couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau, et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées.

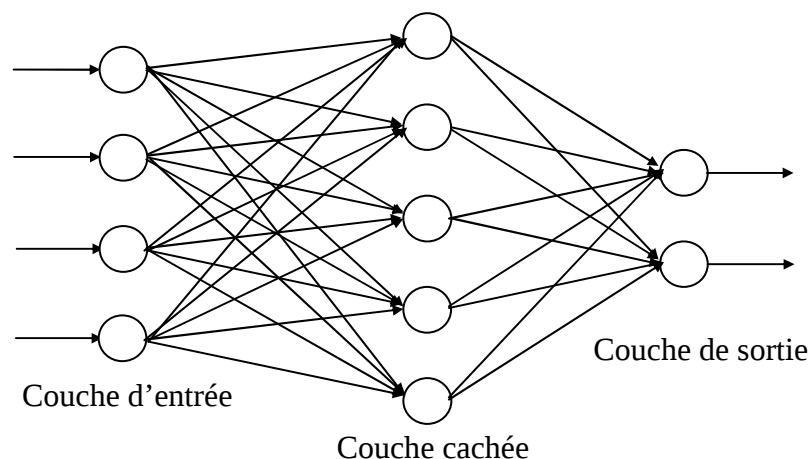


Fig. II. 3 : Architecture d'un réseau multicouche.

b) 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.

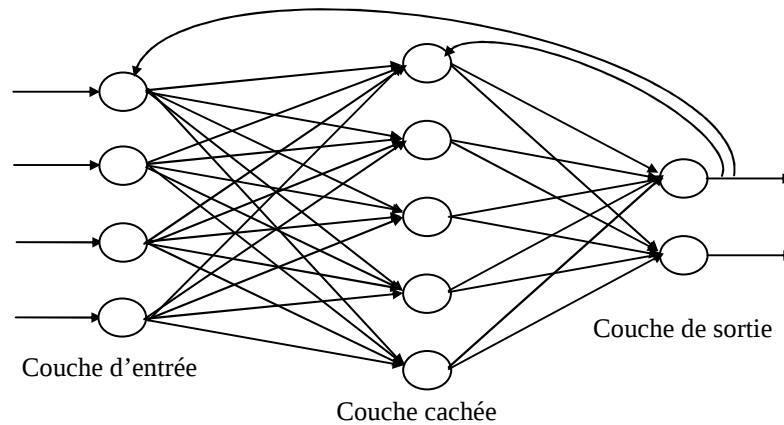


Fig. II. 4 : Architecture des réseaux récurrents.

c) 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

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement. Durant cette phase de fonctionnement, le réseau adapte sa structure (les poids des connexions) afin de fournir sur ses neurones de sortie les valeurs désirées. Cet apprentissage nécessite des exemples désignés aussi sous l'appellation d'échantillon d'apprentissage ainsi qu'un algorithme d'apprentissage. Dans le cadre de cette définition, on peut distinguer deux types d'apprentissage : l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé.

a) Apprentissage supervisé

Dans ce mode, un professeur qui connaît parfaitement la sortie désirée ou correcte guide le réseau en lui apprenant à chaque étape le bon résultat. Donc l'apprentissage consiste à comparer le résultat obtenu avec le résultat désiré, puis à ajuster les poids des connexions pour minimiser la différence entre les deux. Les règles d'apprentissage supervisé les plus connues sont [2, 27]:

- La règle de Widrow-Hoff.
- La règle de rétro-propagation de gradient.

b) Apprentissage non supervisé

Dans l'apprentissage non supervisé, le réseau modifie ses paramètres en tenant compte seulement des informations locales. Ces méthodes n'ont pas besoin de sorties désirées préétablies. On peut citer la règle de Hebb.

Le choix d'utiliser telle ou telle architecture de réseau de neurones, tel ou tel type d'apprentissage dépend de l'application mais aussi des capacités de traitement du système sur lequel ces architectures vont être implantées. Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser les réseaux de neurones de type Perceptrons. Ils se prêtent le mieux à nos applications grâce à la simplicité de leur mise en œuvre et au déroulement parallèle des calculs qui rendent l'apprentissage en ligne plus efficace. Nous avons également utilisé les réseaux de neurones de type Adaline, cas particulier des réseaux multicouches, qui possèdent une architecture très simple (une couche d'entrée et une couche de sortie).

II. 2. 6. Les réseaux de neurones de type Adaline

Le réseau de neurones adaptatif dit Adaline (ADaptive LINear Element) appartient à la famille des Perceptrons. Il possède un seul neurone à fonction d'activation linéaire et une entrée sous forme d'un vecteur $X(k)$. Il a été proposé et développé par Widrow [26]. La structure du réseau Adaline est décrite dans la Fig III. 5.

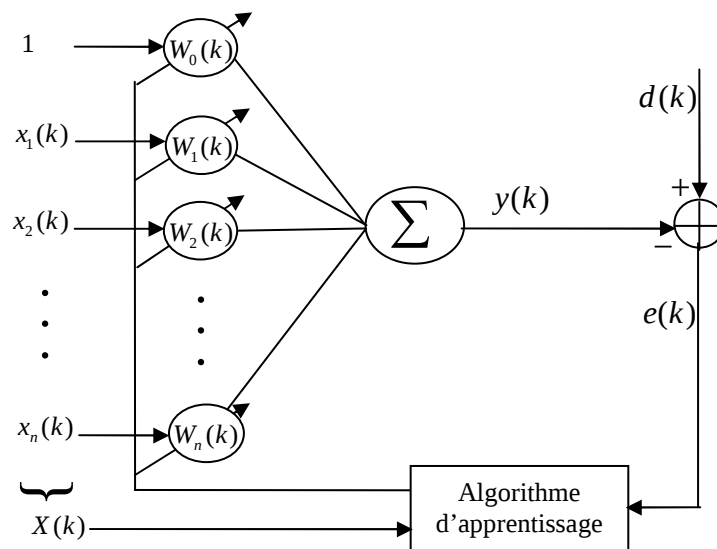


Fig. II. 5 : Structure du réseau Adaline.

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

$$y(k) = W^T(k) X(k), \quad (\text{II. 2})$$

avec

$$W^T(k) = [W_0(k) \ W_1(k) \ W_2(k) \ \cdots \ W_n(k)], \quad (\text{II. 3})$$

et

$$X^T(k) = [1 \ x_1(k) \ x_2(k) \ \cdots \ x_n(k)]. \quad (\text{II. 4})$$

- **Algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff [26]**

Dans l'algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff également appelée règle delta ou LMS (Least-Mean-Squares), l'apprentissage est réalisé par itération. Cet algorithme est une règle qui permet d'ajuster les poids d'un réseau de neurones pour diminuer à chaque itération l'erreur $e(k)$ entre le signal désiré $d(k)$ et le signal estimé $y(k)$ (à condition que le facteur d'apprentissage soit bien choisi). 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

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

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

Une version améliorée de cet apprentissage existe (Vazquez et Salmeron) [27], c'est une version modifiée de l'algorithme Widrow-Hoff. Cet algorithme se présente comme suit :

$$W(k+1) = W(k) + \frac{\eta e(k) X(k)}{\lambda + X^T(k) X(k)}, \quad (\text{II. 6})$$

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

II. 2. 7. Les réseaux de neurones de type Perceptron multicouche [27]

L'idée principale du perceptron multicouches (noté MLP pour Multi Layer Perceptron) est de grouper des neurones en couches (Fig II. 6). 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 multicouches avec une seule couche cachée pourvue d'un nombre suffisant de neurones, peut approximer n'importe quelle fonction avec la précision souhaitée. Néanmoins, cette propriété ne permet pas de choisir, pour un type de fonction donnée, le nombre de neurones optimal dans la couche cachée.

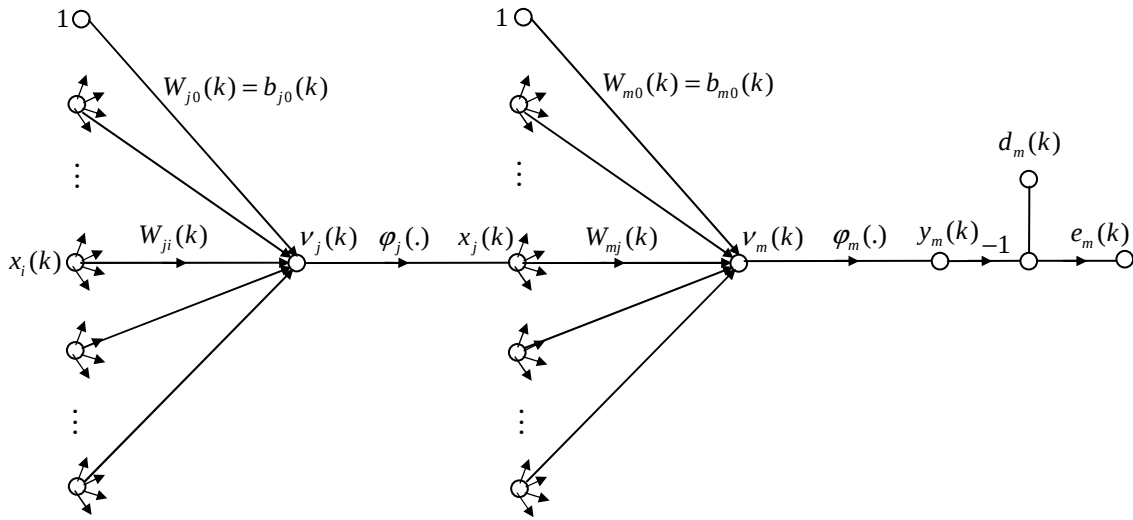


Fig. II. 6 : Structure du PMC à une seule couche cachée.

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

$$\begin{aligned}
 y_m(k) &= \varphi_m(v_m) = \varphi_m \left(\sum_{j=0}^{n_j} W_{mj}(k) x_j(k) \right) \\
 &= \varphi_m \left(\sum_{j=0}^{n_j} W_{mj}(k) \varphi_j \left(\sum_{i=0}^{n_i} W_{ji}(k) x_i(k) \right) \right) \\
 &= \varphi_m \left(\sum_{j=1}^{n_j} W_{mj}(k) \varphi_j \left(\sum_{i=1}^{n_i} W_{ji}(k) x_i(k) + b_{j0}(k) \right) + b_{m0}(k) \right)
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

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, $\varphi_m()$ est une fonction linéaire et $\varphi_j()$ 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.

- **Algorithme de rétro-propagation du gradient [27]**

L'algorithme d'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 du PMC 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 (III.7),
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 $W_{ji}(k+1)$,

$$W_{mj}(k+1) = W_{mj}(k) + \eta \delta_m(k) x_j(k) \quad (\text{II. 8})$$

avec

$$\delta_m(k) = e_m(k) \varphi'_m(v_m) \quad (\text{II. 9})$$

et

$$W_{ji}(k+1) = W_{ji}(k) + \eta \delta_j(k) x_i(k) \quad (\text{II.10})$$

avec

$$\delta_j(k) = \varphi'_j(v_j) \sum_{m=0}^{n_m} \delta_m(k) W_{mj}. \quad (\text{II.11})$$

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. Identification et contrôle avec réseaux de neurones [2, 29, 30]

Les avantages que 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 facultés 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 par rapport aux défaillances internes.

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

II. 3. 1. Identification

L'identification d'un système a un intérêt évident en commande de processus : c'est souvent sur la base d'un modèle qu'il est possible de concevoir une stratégie de conduite, hors ligne ou en ligne. Or, si l'identification de systèmes linéaires a déjà été largement étudiée et semble ne plus poser de problèmes insurmontables pour la majorité des cas, il n'en est pas de même pour les systèmes non-linéaires. Les réseaux de neurones offrent d'intéressants avantages lorsqu'on les utilise pour l'approximation de fonctions. Il est dès lors naturel de penser à appliquer ces techniques en identification de processus. Nous citerons deux techniques d'identification à base de réseau de neurones multicouches : l'identification directe et l'identification inverse.

a) Identification directe

Le principe de l'identification directe est illustré sur la Fig. II. 7. Sur cette figure, le réseau de neurones identificateur RNI est utilisé en parallèle avec un processus de type boîte noire. La sortie du réseau $\hat{y}$ est comparée à la sortie réelle du processus y et l'erreur e qui en résulte sert à ajuster les paramètres du réseau neuronal.

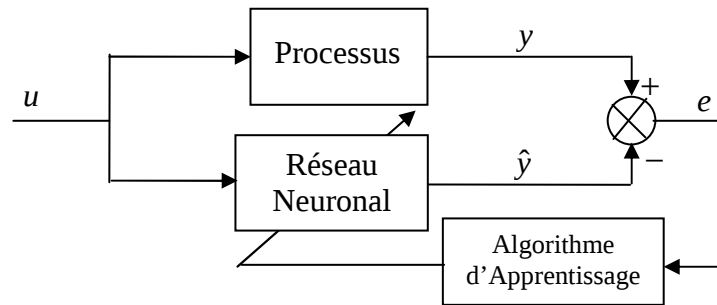


Fig. II. 7 : Schéma d'identification directe d'un processus avec réseau de neurones.

b) Identification inverse

Dans cette technique, l'entrée du processus u est comparée avec la sortie $\hat{u}$ de l'identificateur neuronal RNI, et la sortie du processus est injectée comme entrée du réseau de neurone.

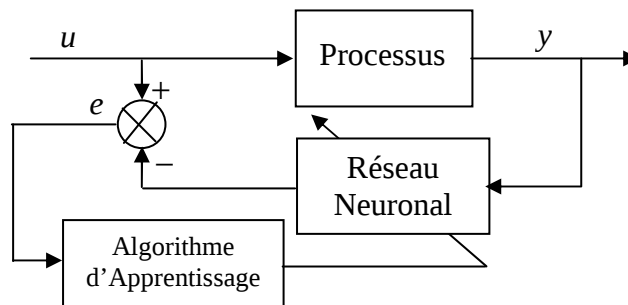


Fig. II. 8 : Schéma d'identification inverse d'un processus avec réseau de neurones.

Après un apprentissage hors-ligne du modèle inverse, le réseau de neurones identificateur peut être configuré afin d'assurer un contrôle direct du processus.

II. 3. 2. Contrôle

Il existe différents schémas pour utiliser un réseau de neurones en tant que contrôleur [1, 26, 28, 30]. La commande utilise les connaissances acquises pendant la phase d'identification et/ou l'apprentissage en ligne pour élaborer des signaux de commande.

a) 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 (Fig. II. 9). Une fois l'apprentissage accompli ; le neuro-contrôleur remplace le contrôleur conventionnel.

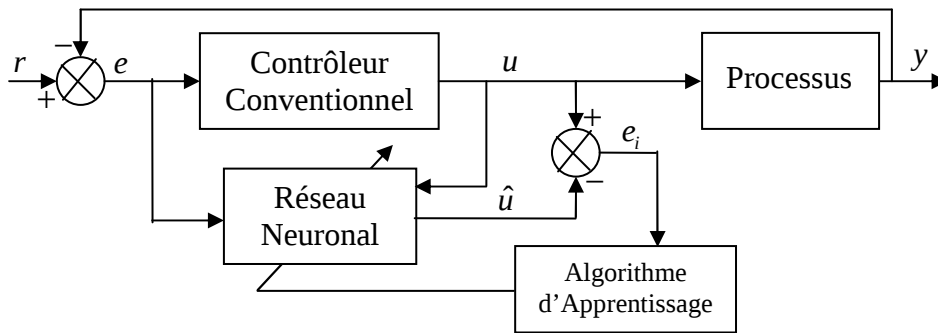


Fig. II. 9 : Schéma de commande directe avec apprentissage hors ligne.

Le but 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 peuvent nécessiter certains régulateurs.

b) 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 Fig. II. 10. Cette architecture reprend le même principe que celui de l'identification inverse montrée dans la Fig. II. 8. Lorsque l'apprentissage du modèle inverse est accompli, la sortie du RNI est égale à l'entrée du processus.

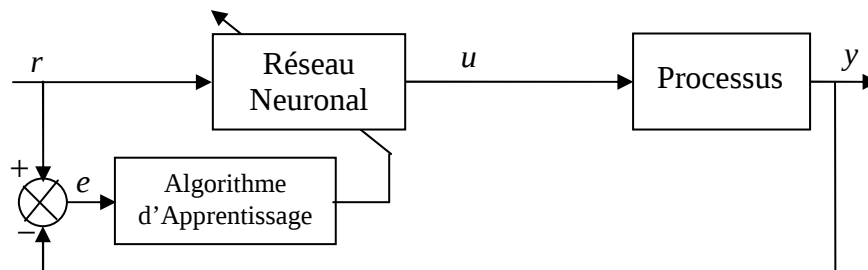


Fig. II. 10 : Schéma de commande inverse avec apprentissage en ligne.

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

c) Commande avec PID neuronale

Le réseau de neurones est utilisé pour ajuster les paramètres d'un contrôleur PID de la même manière que lorsqu'ils sont réglés par un opérateur humain, comme le montre la Fig.II.11.

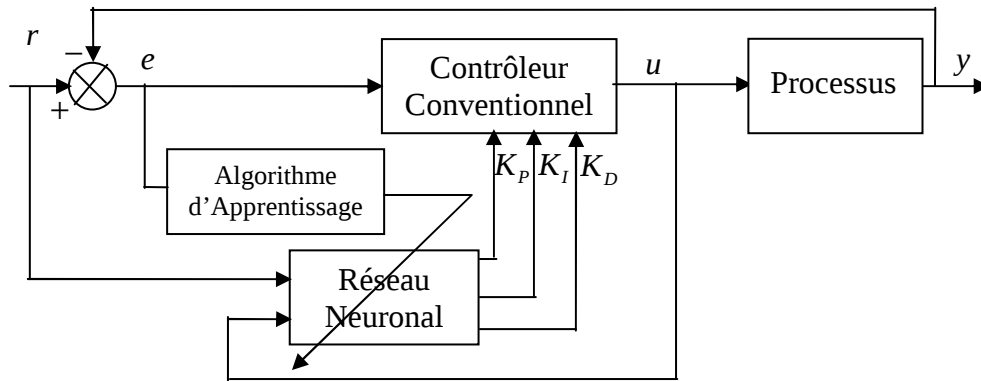


Fig. II. 11 : Schéma de commande avec PID neuronale.

Dans ce cas, les gains K_p , K_i et K_d , gains proportionnel, intégral et dérivé seront déterminés en temps réel par le réseau neuronal. Cette approche est l'application directe des techniques traditionnelles de commande incluant une méthode de commande adaptative.

II. 4. Logique floue

II. 4. 1. Historique

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965 [31], pour que le concept de sous-ensemble flou (fuzzy en anglais) soit proposé par Lotfi. A. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En 1974, M.Mandani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, un système dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. De nombreuses applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société F.L.Smidt-Fuller [32].

Grâce au chercheur japonais M.Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue :

- facilité d'implémentation ;
- solution de problèmes complexes ;
- robustesse vis-à-vis des incertitudes ;
- possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la commande des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, 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 machine, prise isolément, plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

II. 4. 2. Bases générales de la logique floue

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Ainsi, les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont :

- les variables linguistiques ;
- les opérateurs flous ;
- les déductions floues (inférences).

a) Variables linguistiques

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir : froid, chaud, grand, petit, positif, négatif, etc. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques.

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le

degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différent sous-ensembles flous de la même classe.

Comme exemple pour les fonctions d'appartenance, on présente l'exemple qui considère la taille d'un homme comme variable linguistique. Dans le cas le plus simple, on peut distinguer trois valeurs « Petit », « Moyen » et « Grand » de variables linguistiques « taille ». Elles forment trois ensembles flous (Fig. II.12). Ainsi, une taille de 1.62m appartient avec un facteur d'appartenance $\mu = 0.8$ à l'ensemble « Petit » et avec $\mu = 0.2$ à l'ensemble « Moyen ». Evidemment, le choix caractérisant l'allure trapézoïdale de la fonction d'appartenance est assez arbitraire et doit tenir compte des circonstances particulières.

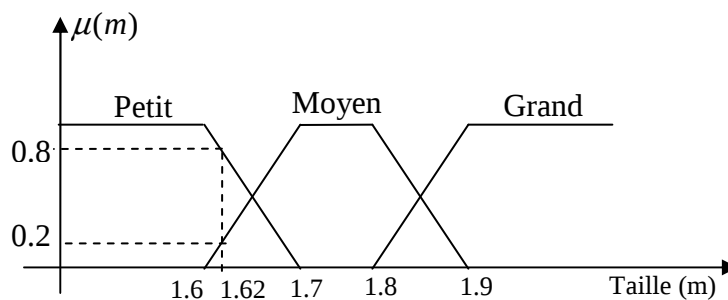


Fig. II. 12 : Fonction d'appartenance avec trois ensembles pour la variable taille.

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement par des points A, B, et C pour la forme triangulaire (Fig. III.4.a), voire 4 points A, B, C, D pour la forme trapézoïdale (Fig. II.13.b). Le triangle peut être considéré comme un cas particulier de trapèze. Dans la plupart des cas, en particulier pour la commande par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

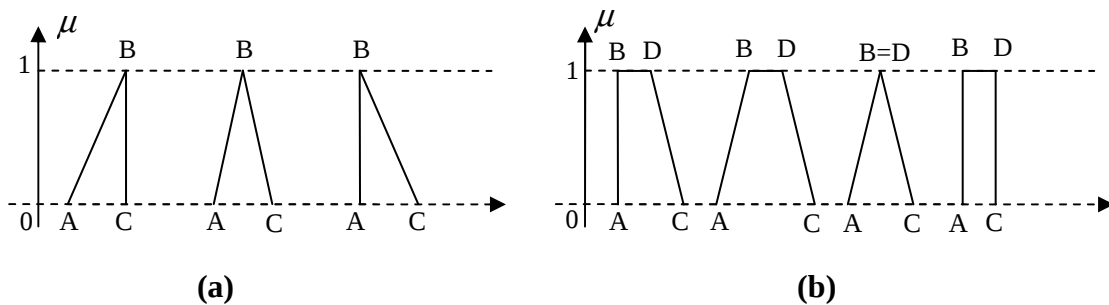


Fig. II. 13 : Fonctions d'appartenance de forme triangulaire et trapézoïdale.

b) Opérateurs de la logique floue [33]

Les règles d'inférence font appel aux opérateurs **et**, **ou** et **non**, qui s'appliquent aux variables floues. Dans les cas de la logique binaire ces opérateurs sont définis de façon simple et univoque. Dans le cas de la logique floue, la définition de ces opérateurs n'est plus univoque et on utilise le plus souvent les relations présentées dans le Tab. II.1.

Opérateur	Opération sur le degré de vérité des variables
et	minimum
	produit
ou	maximum
	valeur moyenne
non	complément à 1

Tab. II.1 : Les opérateurs de la logique floue.

- 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'opérateur « ou » : il est réalisé par la formulation du maximum ou de la valeur moyenne appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_i(x)$.

Dans le cas du maximum, on a : $\mu_{ou}(x) = \max\{\mu_1(x), \mu_2(x), \dots, \mu_n(x)\}$.

Dans le cas de la valeur moyenne, on a : $\mu_{ou}(x) = \frac{\mu_1(x) + \mu_2(x) + \dots + \mu_n(x)}{n}$.

- L'opérateur « non » : appelé aussi « complément », « négation » ou « inverse ».

Dans ce cas, on a : $non\mu(x) = 1 - \mu(x)$.

c) Dédutions floues (inférence) [33]

En général, plusieurs valeurs de variables linguistiques convenablement définies par des fonctions d'appartenance sont liées entre elles par des règles pour tirer des conclusions : c'est

les inférences ou déductions floues. Généralement, 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 elles par des opérateurs et, ou, alors, etc.

Les règles peuvent être exprimées sous la forme générale :

Si condition 1, alors opération 1, ou

Si condition 2, alors opérateur 2, ou

· · ·
· · ·
· · ·

Si condition m, alors opération m.

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 déterminées ou précises. Il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs « et, ou, non, alors, etc. », appliquées à des variables linguistique. La Fig. II.14 présente la structure d'une commande par logique floue. Le contrôleur flou fournit le signal de commande u . Il reçoit à son entrée la grandeur de référence r et une ou plusieurs grandeurs mesurées, réunies dans le vecteur y_M .

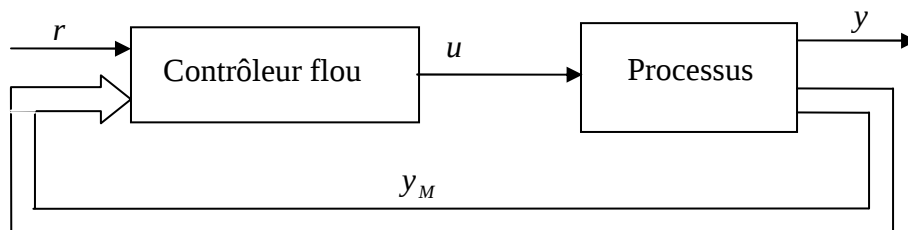


Fig. II. 14 : Schéma de principe d'une commande par logique floue.

II. 5. 2. Configuration interne d'un contrôleur flou

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

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

La configuration interne d'un contrôleur flou est présentée par la Fig. II.15 :

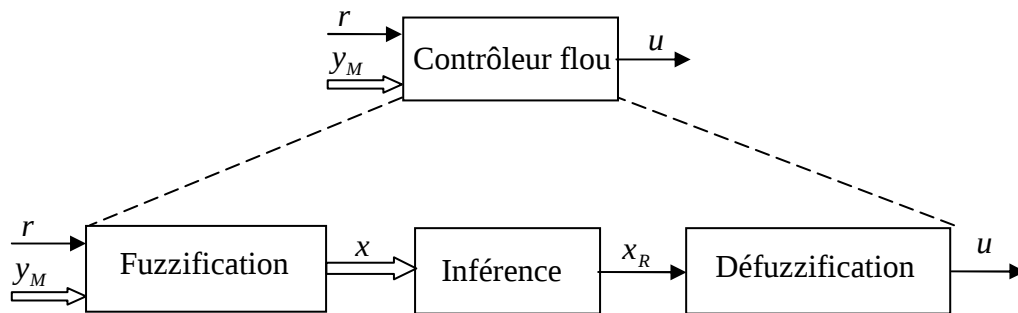


Fig. II. 15 : Configuration interne d'un contrôleur floue.

a) Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées et de sorties. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (variables floues). Pour chacune de ces variables, on doit connaître a priori son intervalle de définition. Dans la plupart des cas, le contrôleur flou reçoit comme variables d'entrées, l'erreur entre la sortie du processus et le signal de consigne ainsi que la variation de cette erreur. Dans le cas de la commande par logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance.

b) Inférence

On appelle inférence les relations reliant les valeurs des variables linguistiques des entrées x_i et de la sortie x_R , voir Fig. 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.

Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités, par exemple la description par matrice d'inférence (Tab. II.2) :

x_R		x_1		
		NG	EZ	PG
x_2	NG	EZ	EZ	NG
	EZ	PG	NG	NG
	PG	PG	NG	EZ

Tab. II.2 : Matrice d'inférence.

- **Méthodes d'inférence**

Dans les inférences du contrôleur flou interviennent les opérateurs « et » et « ou ». L'opérateur « et » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « ou » lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance, on parle alors de méthode d'inférence qui permet un traitement numérique. Le principe de ces méthodes est résumé dans le tableau ci-dessous :

méthodes	Opération sur prémisses (au niveau de la condition)		Opération implication (au niveau de la conclusion)	Opération agrégation (entre deux règles)
	ou	et	alors	
Max-Min	Max	Min	Min	Max
Max-Prod	Max	Min	Prod	Max
Som-Prod	Som	Prod	Prod	Som

Tab. II.3 : Principe des méthodes d'inférence.

c) Défuzzification

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue. Les actionneurs actuels, utilisées dans les boucles de commande ne s'accompagnent pas de ce genre de décision, il

convient de la transformer en une grandeur de commande précise : c'est le but de l'étape de défuzzification. La méthode la plus couramment utilisée est la méthode de centre de gravité (centroid).

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_{Res} (Fig. II.16). L'abscisse de centre de gravité donne la valeur de la commande à appliquer au processus.

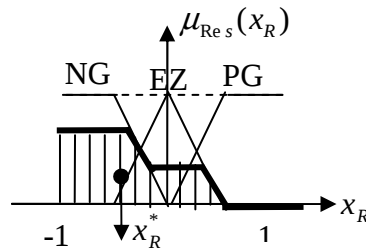


Fig. II. 16 : Défuzzification par la méthode de centre de gravité.

II. 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les généralités et les bases 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 alors utilisés selon deux façons différentes dans leurs architectures et leurs apprentissages. 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 leurs structures et un algorithme d'apprentissage de rétro-propagation du gradient de commander des systèmes non linéaires avec un temps de calcul compatible à l'application d'un filtre actif parallèle.

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 représentation 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.

Chapitre III

Structure du filtre actif parallèle et
stratégies de commande

III. 1. Introduction

Depuis sa vulgarisation, le filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension, reste l'une des méthodes de compensation les plus étudiées et les plus développées. Cette méthode qui allie rapidité et efficacité, présente des avantages certains et un potentiel de développement important. La technologie utilisée dans les structures de filtre actif de type shunt permet, en se basant sur les mêmes structures, de développer de nouvelles stratégies de contrôle et de les comparer avec celles qui existent.

Les perturbations de courant étudiées dans ce travail sont de type harmonique. Pour éliminer ces harmoniques, nous aborderons une structure de filtre actif parallèle associant un filtre du premier ordre en sortie de l'onduleur. La structure du FAP 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 contrôle-commande, nous aborderons les quatre principaux blocs qui sont l'identification des courants harmoniques, la commande de l'onduleur (hystérésis et MLI), la régulation des courants injectés, et la régulation de la tension continue.

III. 2. Mise en œuvre d'un FAP

En 1976, une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI [11]. En effet, à cette époque, il était presque impossible de trouver sur le marché des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences exigées par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [12]. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristors a tout de suite posé le problème de génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation.

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'événement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de

conception des Filtres Actif Parallèle. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon.

Parmi les chercheurs les plus en vue dans le domaine du filtrage actif, on peut citer le professeur Hirofumi Akagi de l'institut de technologie de Tokyo [16-17]. Il a publié plus de 130 articles dans le domaine de l'électronique de puissance. On lui doit le développement de la méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI) [13, 14] pour l'identification des harmoniques dans les réseaux de distribution.

III. 3. Structure générale du filtre actif parallèle

La fig. III. 1 montre la structure générale du filtre actif Parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle commande.

La partie puissance est constituée :

- d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance commandables à l'amorçage et au blocage, constitué des IGBTs avec des diodes antiparallèles,
- d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
- d'un filtre de sortie.

La partie contrôle-commande quant à elle est représentée par trois blocs :

- bloc d'identification des courants harmoniques,
- bloc de la régulation de la tension continue appliquée à l'élément de stockage d'énergie,
- bloc de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
- bloc de la commande de l'onduleur de tension.

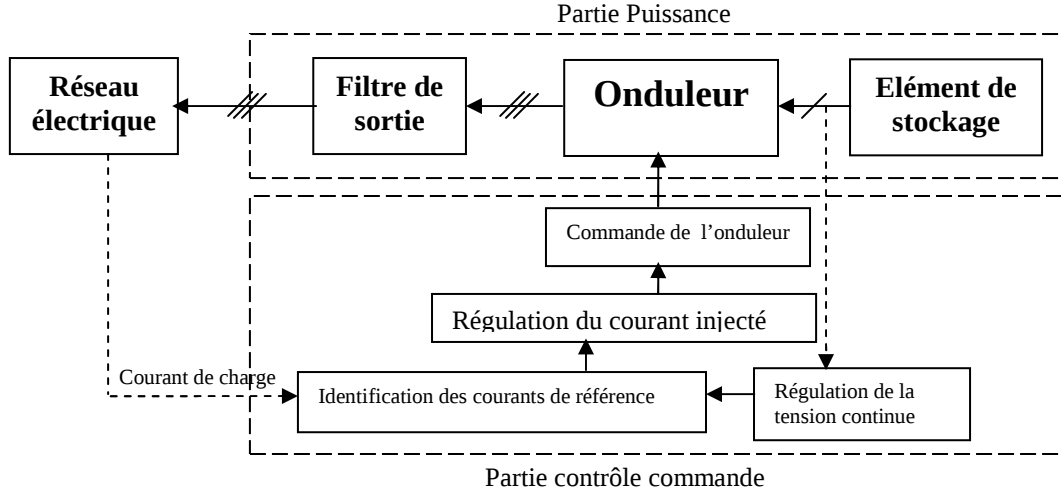


Fig. III. 1 : Structure générale du filtre actif parallèle.

III. 4. Etude de la partie puissance

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet, de manière réversible, la conversion de tension continue en tension alternative. La fig. III. 2 présente un onduleur triphasé à structure tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor IGBT et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension continue V_{dc} . Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f) qui permet de connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

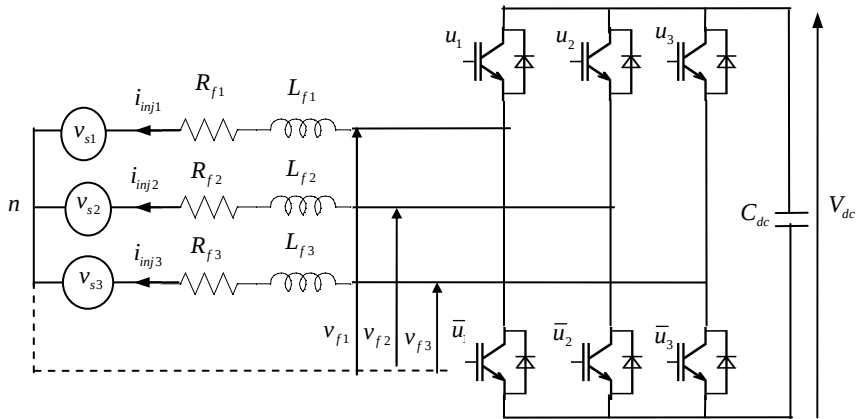


Fig. III. 2 : Onduleur de tension triphasé.

Cette structure d'onduleur ne permet pas la fermeture simultanée des semiconducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras.

III. 4. 1. Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé [8]

Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation u_k pour l'interrupteur k . l'interrupteur k fermé indique $u_k = 1$, inversement $u_k = -1$ correspond à l'interrupteur k ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$u_k = \begin{cases} 1, & \bar{u}_k = -1 \\ -1, & \bar{u}_k = 1 \end{cases} \quad \text{pour } k = 1, 2, 3 \quad (\text{III. 1})$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif v_f (référé au neutre n de la source), comme le montre le Tab. III. 1 [18].

N° du cas	u_3	u_2	u_1	v_{f3}	v_{f2}	v_{f1}
1	-1	-1	-1	0	0	0
2	-1	-1	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
3	-1	1	-1	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	-1	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	1	-1	-1	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
6	1	-1	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	-1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

Tab. III. 1 : Tensions générées par l'onduleur.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

$$\begin{aligned}
 v_{s1} &= V_m \cos(\omega t) \\
 v_{s2} &= V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
 v_{s3} &= V_m \cos(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{III. 2}$$

où V_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^3 v_{sk} = 0 \tag{III. 3}$$

En appliquant la loi de Kirchoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned}
 L_{f1} \frac{d i_{inj1}}{dt} &= -v_{s1} - R_{f1} i_{inj1} + v_{f1} \\
 L_{f2} \frac{d i_{inj2}}{dt} &= -v_{s2} - R_{f2} i_{inj2} + v_{f2} \\
 L_{f3} \frac{d i_{inj3}}{dt} &= -v_{s3} - R_{f3} i_{inj3} + v_{f3}
 \end{aligned} \tag{III. 4}$$

De manière condensée, on utilisera la représentation matricielle suivante :

$$L_f \frac{d i_{inj}}{dt} = -v_s - R_f i_{inj} + v_f \tag{III. 5}$$

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 fig. III. 2, et $i_{inj} = [i_{inj1} \ i_{inj2} \ i_{inj3}]^T$ qui sont les courants injectés par l'onduleur dans le réseau triphasé.

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{f12} &= v_{f1} - v_{f2} \\
 V_{f23} &= v_{f2} - v_{f3} \\
 V_{f31} &= v_{f3} - v_{f1}
 \end{aligned} \tag{III. 6}$$

On notera également que $V_f = [V_{f12} \ V_{f23} \ V_{f31}]^T$.

Ainsi, on pourra exprimer les huit cas possibles des tensions composées, comme le montre le Tab. III. 2 :

N° du cas	u_3	u_2	u_1	V_{f31}	V_{f23}	V_{f12}
1	-1	-1	-1	0	0	0
2	-1	-1	1	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
3	-1	1	-1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
4	-1	1	1	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
5	1	-1	-1	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
6	1	-1	1	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
7	1	1	-1	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
8	1	1	1	0	0	0

Tab. III. 2 : Tensions composées générées par l'onduleur.

On établira ensuite la liaison entre le côté alternatif et le côté continu. A partir de l'équation (III. 6) et le Tab. III. 2, on peut établir les relations suivantes entre V_{dc} et les tensions composées V_f . Par exemple, pour la première équation de (III. 6) on a :

$$\begin{aligned}
 V_{f12} &= V_{dc} & \text{si } u_1 &= 1 \text{ et } u_2 = -1 \\
 V_{f12} &= -V_{dc} & \text{si } u_1 &= -1 \text{ et } u_2 = 1 \\
 V_{f12} &= 0 & \text{si } u_1 \text{ et } u_2 &\text{ont la même valeur}
 \end{aligned} \tag{III. 7}$$

On note que l'équation (III. 7) peut être mise sous la forme compacte suivante :

$$V_{f12} = \frac{1}{2} V_{dc} (u_1 - u_2) \tag{III. 8}$$

En suivant la même démarche, le reste des tensions composant le vecteur V_f peut être mis sous une forme matricielle compacte :

$$V_f = \frac{1}{2} V_{dc} \tilde{M} u \tag{III. 9}$$

où $u = [u_1 \ u_2 \ u_2]^T$ et $\tilde{M}$ est donnée par :

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 10})$$

D'une façon similaire, l'équation (III. 6) peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$V_f = \tilde{M} v_f \quad (\text{III. 11})$$

On peut vérifier aisément que l'obtention d'une expression de v_f en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité de $\tilde{M}$. D'autre part, le fait d'avoir la somme des tensions et courants côté alternatif égale à zéro implique que $v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0$. En ajoutant cette équation à (III. 11), on obtient le système suivant :

$$V_f = \hat{M} v_f \quad (\text{III. 12})$$

avec $\hat{M}$ donnée par :

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 13})$$

Ainsi, la solution des équations (III. 9) et (III. 12) pour le vecteur de tensions v_f , nous donne l'expression recherchée :

$$\begin{aligned} v_f &= \frac{1}{2} V_{dc} \hat{M}^{-1} \tilde{M} u \\ &= \frac{1}{6} V_{dc} K u \end{aligned} \quad (\text{III. 14})$$

avec K donnée par :

$$K = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 15})$$

Finalement, en remplaçant (III. 14) dans (III. 5), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu :

$$L_f \frac{d i_{inj}}{d t} = - v_s - R_f i_{inj} + \frac{1}{6} V_{dc} K u \quad (\text{III. 16})$$

Le modèle complet s'obtient alors par l'ajout de la dynamique côté continu [8] :

$$C_{dc} \frac{d V_{dc}}{d t} = i_{dc} \quad (\text{III. 17})$$

Sachant que le courant côté continu i_{dc} injecté, s'exprime par :

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{1}{2} u^T i_{inj} \\ &= \frac{1}{2} (u_1 i_{inj1} + u_2 i_{inj2} + u_3 i_{inj3}) \end{aligned} \quad (\text{III. 18})$$

L'équation (III. 17) devient alors :

$$\begin{aligned} C_{dc} \frac{d V_{dc}}{d t} &= \frac{1}{2} u^T i_{inj} \\ &= \frac{1}{2} (u_1 i_{inj1} + u_2 i_{inj2} + u_3 i_{inj3}) \end{aligned} \quad (\text{III. 19})$$

On aboutit enfin au système présenté dans le Tab. III. 3 suivant :

	$L_f \frac{d i_{inj}}{d t} = - v_s - R_f i_{inj} + v_f$
avec	$v_f = \frac{1}{6} V_{dc} K u$
	$C_{dc} \frac{d V_{dc}}{d t} = \frac{1}{2} u^T i_{inj}$
avec	$i_{inj1} + i_{inj2} + i_{inj3} = 0$

Tab. III. 3 : Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé.

Le modèle topologique de l'onduleur de tension triphasé correspond à celui d'un système non linéaire avec des perturbations dépendant du temps.

III. 5. Etude de la partie contrôle-commande

III. 5. 1. Introduction à la stratégie de commande

La structure du système de commande de l'onduleur peut être séparée en deux sous systèmes ayant des dynamiques différentes : 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 la boucle 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 réglage de la tension continue, l'utilisation de commandes classiques, en particulier du type proportionnel-intégral (PI), semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables. C'est pour cette raison que ce travail est plutôt consacré à l'étude des différentes lois de commande pour la boucle interne des courants.

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 électronique de puissance tels que le taux de distorsion harmonique (THD) faible et une qualité spectrale des courants tant en basses qu'en hautes fréquences. La qualité de la compensation des harmoniques dépend fortement des 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. 5. 2. Identification des courants harmoniques

Les différentes méthodes d'identification du courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles. La première utilise la transformée de Fourier dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [22-23].

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 des puissances (repère diphasé) permet l'utilisation d'un filtre passe bas afin de séparer les puissances active et réactive continues des puissances active et réactive alternatives. Les courants de références sont fournis après 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 [13-15]. 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.

Récemment, une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone, et reposant sur la transformée de Park, a été proposée [4]. Cette méthode basée essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL (boucle à verrouillage de phase). Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés. Pour extraire tous les harmoniques du courant de la charge, on se place alors dans le référentiel (d, q) tournant à la fréquence fondamentale. A partir d'une PLL, on fait subir aux courants de charge la transformée de Park correspondante. On obtient deux grandeurs, une sur l'axe 'd' et une autre sur l'axe 'q'. Chacune de ces deux grandeurs comprend une composante continue et une composante alternative. La composante continue correspond au courant fondamental tandis que la composante alternative correspond à tous les harmoniques. Il suffit donc d'extraire la composante continue grâce à un filtre passe-bas et en soustrayant à la composante globale de Park puis en appliquant la transformée de Park inverse pour obtenir tous les harmoniques du courant.

Depuis quelques années, les techniques neuromimétiques sont apparues comme une solution alternative à ces méthodes avec une présence très marquée des réseaux Adaline dans cette partie importante du FAP.

III. 5. 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 fig. III. 1 et 2). Différentes commandes sont recensées dans la littérature.

On peut citer la commande par hystérésis, la commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion).

a) Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur [24, 56]. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteinte la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en oeuvre, comme le montre la Fig. III. 3, est le principal atout de cette technique.

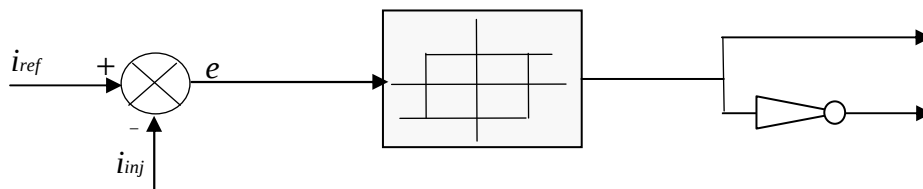


Fig. III. 3 : Principe de commande des courants par hystérésis.

Ce type de commande est robuste et facile à mettre en oeuvre. Elle possède un bon temps de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité et une bonne précision. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue. Le principe de la commande des interrupteurs est illustré par la Fig. III. 4 :

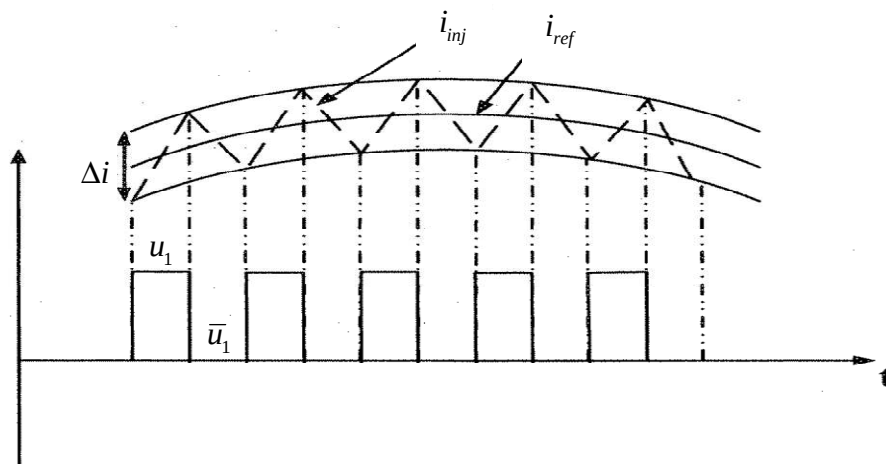


Fig. III. 4 : Commande des interrupteurs par hystérésis.

dans la Fig. III.4 Δi est la largeur de bande hystérésis.

D'un autre côté, cette méthode présente quelques désavantages qui limitent son usage dans des applications demandant une haute performance, comme par exemple son incapacité de fixer la fréquence de commutation.

b) Commande par modulation de largeur d'impulsion

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 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.

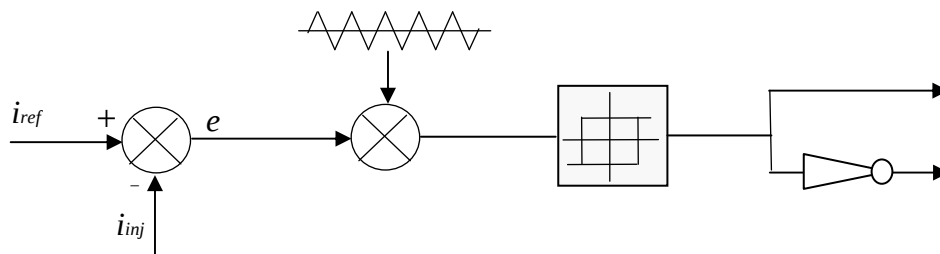


Fig. III. 5 : Principe de commande des courants par MLI.

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 oeuvre 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 à 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 Fig. III. 6.

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,
- la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi période de la porteuse.

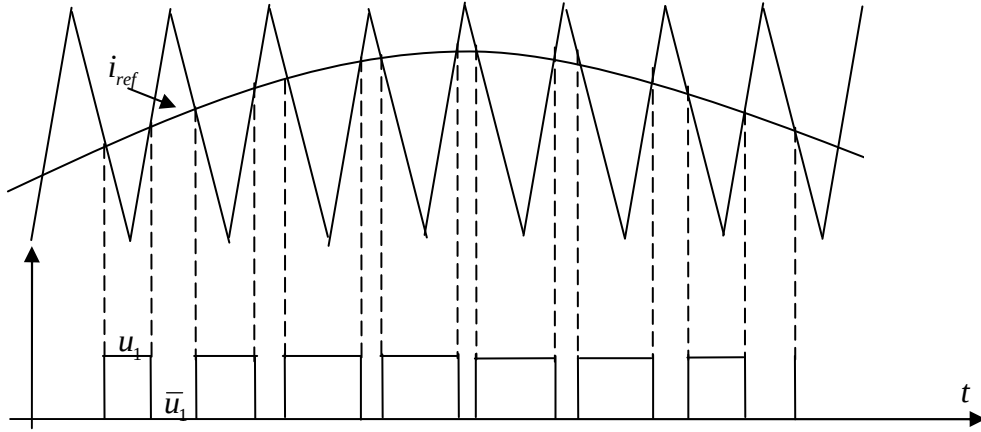


Fig. III. 6 : Commande des interrupteurs par MLI.

III. 5. 4. Régulation du courant

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

$$\Delta i = i_{ref} - i_{inj} \quad (\text{III. 20})$$

Avec les équations (III. 5) et (III. 20), nous obtenons l'expression ci-dessous :

$$L_f \frac{d \Delta i}{d t} + R_f \Delta i = \left(v_s + L_f \frac{d i_{ref}}{d t} + R_f i_{ref} \right) + v_f \quad (\text{III. 21})$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II. 21) peut être défini comme tension de référence (v_{f-ref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$v_{f-ref} = v_s + L_f \frac{d i_{ref}}{d t} + R_f i_{ref} \quad (\text{III. 22})$$

L'écart entre v_{f-ref} et v_f produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (III. 22), la tension de référence est composée de deux termes à fréquences 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 et la résistance R_f , lorsque celles-ci sont traversées par un courant égal à celui de la référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre la Fig. III. 7.

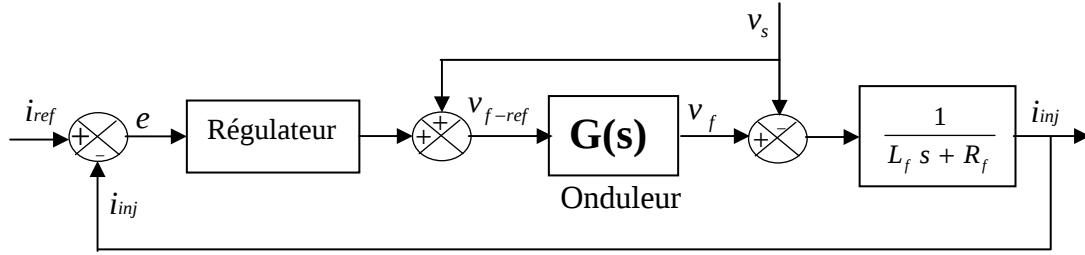


Fig. III. 7 : Schéma de la régulation des courants de l'onduleur.

La fonction de transfert de l'onduleur peut être du premier ordre donnée comme suit [17] :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III. 23})$$

où τ est un 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.

Dans ce cas, le régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Des actions proportionnelles, intégrales et dérivées peuvent être utilisées (PID), tout comme un régulateur RST, composé de trois polynômes et basé sur le principe de la commande par retour d'état. À l'inverse du régulateur PID, le régulateur RST aboutit généralement à un très bon compromis entre rapidité et filtrage [25]. Un régulateur RST amélioré est conçu dans [1], il réduit sensiblement le déphasage entre le courant de référence et celui injecté.

Par conséquent, pour résoudre des problèmes plus complexes de contrôle-commande de filtre actif parallèle, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés. Comme pour la partie d'identification des courants du FAP, les réseaux de neurones sont également utilisés dans la partie commande.

III. 5. 5. Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue 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 (les pertes par commutation des interrupteurs et les pertes par 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 ne produisant pas de puissance réactive 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} (Fig. 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 [1]:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III. 24})$$

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 :

$$P_c = C_{dc} V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (\text{III. 25})$$

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

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (\text{III. 26})$$

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans le filtre de sortie et à partir des relations (III. 25 et 26), la régulation de la tension continue peut être fonctionnellement représentée par la Fig. III. 8.

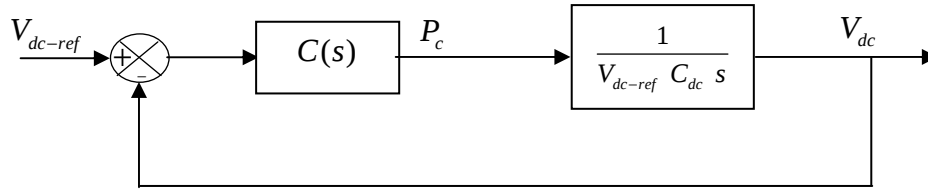


Fig. III. 8 : Schéma de la régulation de la tension continue.

III. 6. Conclusion

Nous avons dans ce chapitre pu présenter et définir la plupart des éléments constituant la structure générale d'un FAP. Cette structure a d'abord été partagée en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. Nous avons exprimé les critères qui nous ont guidé dans le choix de chacun des éléments des parties concernées. Ainsi, nous avons pu fixer le choix des éléments de la partie contrôle-commande, tels que 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 modèle de l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie.

Le bon fonctionnement du FAP est directement lié aux choix des techniques à utiliser dans la partie contrôle-commande. Dans la suite de nos travaux, nous étudierons l'apport des techniques neuromimétiques dans l'amélioration du rendement de cette solution.

Chapitre IV

Identification des courants harmoniques
avec les réseaux de neurones

IV. 1. Introduction

L'introduction d'un FAP dans un réseau électrique permet d'éliminer par compensation les courants harmoniques introduits par des charges non linéaires. La qualité de cette compensation dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. L'identification et le filtrage des harmoniques peuvent utiliser différentes techniques. Pour cette raison, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées dans la littérature.

Depuis quelques années, de nombreuses techniques basées sur les réseaux de neurones et en particulier sur les Adalines, ont été développées pour filtrer les courants harmoniques dans les systèmes électriques. Les réseaux Adalines 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 entaché de composantes harmoniques, quatre méthodes différentes d'identification sont utilisées pour extraire ces harmoniques. La première méthode utilise la transformé de Fourier pour décomposer le signal des courants mesurés sur les trois phases comme produit de deux vecteurs entrées et poids de trois Adalines. La seconde technique exploite la méthode d'identification des puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI) qui est largement répandue dans les systèmes de filtrage actif. La troisième technique, appelée méthode tri-monophasée, valable pour des applications triphasées et monophasées. Elle utilise deux réseaux de neurones Adalines pour chaque phase afin de séparer les courants harmoniques du courant fondamental. La quatrième technique, appelée méthode des courants diphasés, s'appuie sur les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones Adalines. Les courants contenant les différentes composantes harmoniques sont convertis dans les espaces $\alpha\beta$ ou DQ afin de séparer les composantes fréquentielles.

Des résultats de simulations réalisés pour chaque méthode démontrent l'efficacité et la rapidité de ces stratégies neuronales. Enfin, des comparaisons entre ces méthodes neuronale et classique (filtre passe bas) aux niveaux de taux global de distorsion harmonique (THD), la rapidité (temps de réponse) et la complexité des architectures sont présentées. La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux conclusions.

IV. 2. Etat de l'art sur les méthodes d'identification des courants harmoniques

Une des méthodes d'identification des plus anciennes est la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, qui permet de calculer les harmoniques intéressantes avec leurs amplitudes et phases par un calcul numérique [36]. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérantes. Une autre famille des méthodes d'identification est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel [13, 15]. Une transformation des courants et des tensions dans le repère des puissances permet l'utilisation d'un filtre passe bas afin de séparer les puissances active et réactive continues des puissances active et réactive alternatives. Les courants de références sont fournis après le retour dans le repère triphasé.

Depuis une dizaine d'année, de nombreuses techniques basées sur des réseaux neuromimétiques et sur les Adalines en particulier, sont apparues comme une solution alternative aux méthodes classiques. Des études tentent d'identifier directement les harmoniques à partir d'un signal mesuré sur le réseau électrique à l'aide des réseaux Adalines [37]. Cette approche utilise une structure avec différents modules comprenant chacun un filtre par harmonique. Chaque module est commandé indépendamment et modulé en fonction des harmoniques. La méthode proposée, filtre uniquement les harmoniques 3, 5 et 7, possède une bonne fiabilité, rapidité et précision. Dans une autre étude [38], une méthode qui combine la transformée de Park avec des réseaux de neurones a été exposée. L'identification des harmoniques s'effectue dans ce cas dans l'espace des puissances instantanées actives et réactives. Cela permet d'isoler les composantes harmoniques et de déterminer les courants de référence à injecter dans le réseau électrique pour compenser les harmoniques.

Dans des études plus récentes, un FAP utilisant trois réseaux Adlines a été proposé [39]. Dans cette approche, les Adalines permettent d'estimer les coefficients de la décomposition en série de Fourier des courants triphasés, ce qui permet une compensation sélective des harmoniques. La méthode directe [40], décompose les courants de chaque phase en série de Fourier. Cette décomposition permet de déterminer les entrées d'un Adaline pour identifier chaque composante fréquentielle. Une méthode neuronale qui exploite tous les avantages de la théorie des puissances instantanées réelle et imaginaire PIRI est introduite dans [41]. Dans cette méthode, des Adalines sont utilisés pour identifier et filtrer les composantes alternatives des PIRI. Dans un autre travail [42], la méthode tri-monophasée permet d'identifier les

harmoniques d'un système monophasé ou triphasé. Deux Adalines sont utilisés pour chaque phase pour séparer la fréquence fondamentale des distorsions harmoniques. La méthode des courants diphasés [43], elle se base sur les transformations des courants dans les repères $(\alpha \beta)$ et (DQ) qui permettent aux Adalines d'extraire les harmoniques des courants.

IV. 3. Identification des harmoniques avec la méthode directe

IV. 3. 1. Décomposition des courants

Dans cette méthode l'identification et le filtrage s'effectuent dans l'espace des courants triphasé. Après prélèvement des trois courants sur le réseau électrique, chaque courant est décomposé en série de Fourier de la façon suivante :

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

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

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

et

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

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 associés aux cosinus et sinus du courant harmonique d'ordre n.

IV. 3. 2. Identification des courants avec les Adalines

L'identification des harmoniques se fait par un réseau Adaline identique sur chaque phase comme le montre la Fig. IV.1. Les entrées de ce réseau sont les termes en cosinus et en sinus issus de la décomposition en série de Fourier du courant mesuré (à l'exception d'un terme constant correspondant à un biais).

L'expression du courant de charge $i_c(t)$ peut être alors écrite sous la forme matricielle suivante :

$$i_c(t) = W^T X(t) \quad (\text{IV. 4})$$

Dans cette expression, W représente le vecteur des poids de l'Adaline et $X(t)$ le vecteur des entrées constitué des composantes cosinus et sinus des différentes harmoniques :

$$W^T = [I_{11} \ I_{12} \ \cdots \ I_{n1} \ I_{n2}] \quad (\text{IV. 5})$$

et

$$X(t) = [\cos(\omega t - \alpha) \ \sin(\omega t - \alpha) \ \cdots \ \cos n(\omega t - \alpha) \ \sin n(\omega t - \alpha)]^T. \quad (\text{IV. 6})$$

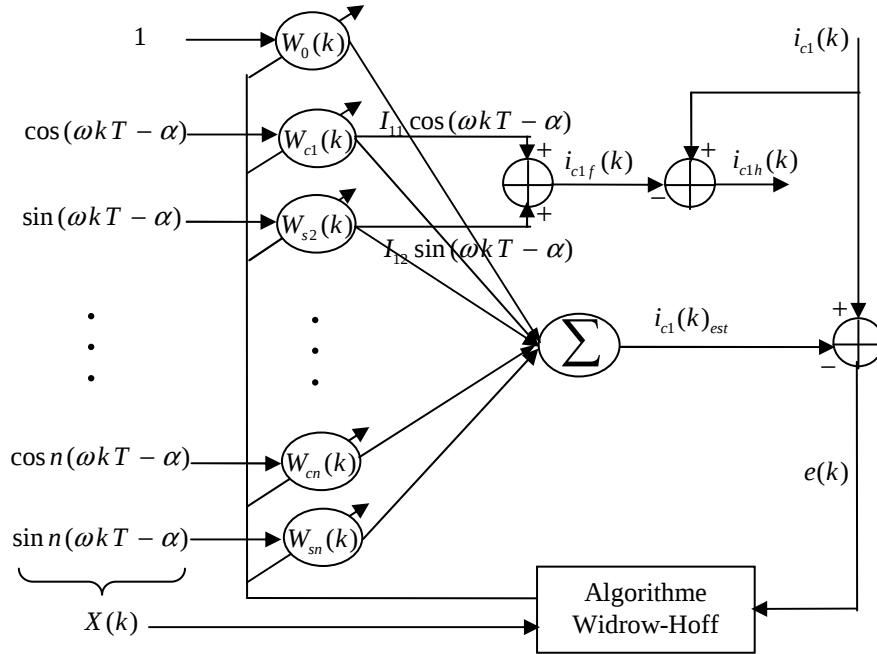


Fig. IV. 1 : Structure de l'Adaline pour la méthode d'identification directe.

L'erreur $e(k)$ est la différence entre le courant $i_{c1}(k)$ à l'instant k et le courant estimé $i_{c1}(k)_{est}$. Elle est utilisée par l'algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff modifié, présenté dans le chapitre II, pour la mise à jour des poids.

Le courant fondamental estimé est alors évalué comme suit :

$$i_{cf}(t) = W_{c1} \cos(\omega t - \alpha) + W_{s1} \sin(\omega t - \alpha), \quad (\text{IV. 7})$$

où W_{c1} et W_{s1} représentent les poids du réseau Adaline associés aux entrées constituées des termes cosinus et sinus pour la fréquence fondamentale.

La différence entre le courant de charge $i_c(t)$ et le courant fondamental $i_{cf}(t)$ donne la somme des harmoniques et donc de ce fait le courant de référence :

$$i_{ref}(t) = i_{ch}(t) = i_c(t) - i_{cf}(t). \quad (IV. 8)$$

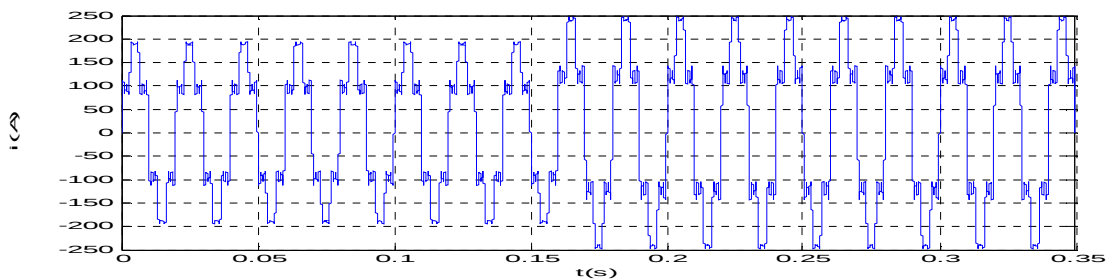
Avec cette méthode, dans le but de sélectionner les harmoniques que l'on veut compenser, il est possible d'identifier les courants harmoniques individuellement. Il suffit alors de prélever les amplitudes identifiées par les poids de l'Adaline correspondant aux composantes des cosinus et sinus des harmoniques en question. Ainsi, pour une harmonique d'ordre n on peut écrire :

$$i_{cn}(t) = W_{cn} \cos(\omega t - \alpha) + W_{sn} \sin(\omega t - \alpha). \quad (IV. 9)$$

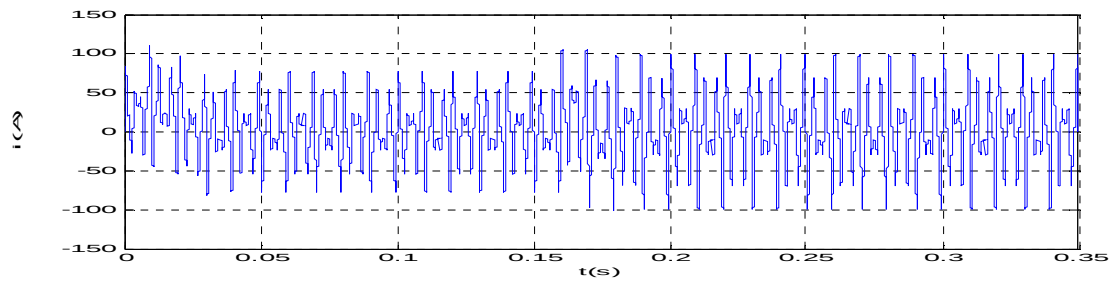
IV. 3. 3. Résultats

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 Adalines pour l'identification des courants harmoniques. Afin de vérifier les résultats de simulation un courant fondamental de fréquence 50 Hz a été généré et des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13 lui ont été additionnées. De plus, l'amplitude de courant pollué i_c est modifiée pour passer de 180 à 230A à l'instant $t = 0.16s$.

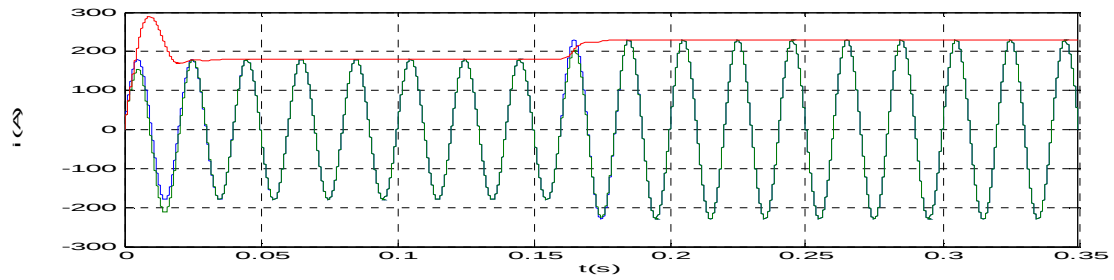
La figure IV.2 montre les performances de la méthode d'identification directe. La figure IV.2.a montre un courant pollué par les quatre harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13, les autres figures IV.2.b, IV.2.c, IV.2.d montrent respectivement le courant harmonique identifié par la méthode directe, le courant fondamental et l'erreur sur son estimation, l'harmonique 5 et l'erreur sur son estimation.



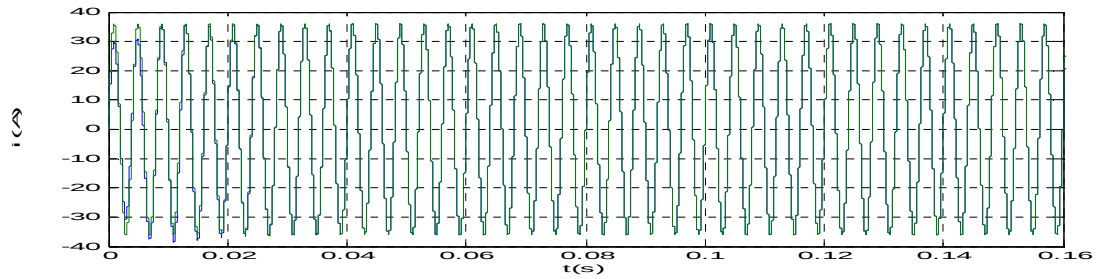
a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



b) Le courant harmonique identifié.



c) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.



d) L'harmonique 5 et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 2 : Performance de la méthode d'identification directe avec l'Adaline.

IV. 4. 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.

IV. 4. 1. Identification avec la méthode des PIRI classique

Cette méthode exploite la transformation $\alpha\beta$ pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Cette transformation, appelée Transformation de Concordia Directe (TCD), permet essentiellement de réduire les contraintes de calcul. La transformation $\alpha\beta$ triphasée permet d'écrire les relations des tensions et courants suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{d3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 10})$$

et

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 11})$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 12})$$

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

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases}. \quad (\text{IV. 13})$$

Dans ce cas, $\bar{p}$ est la puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant, $\bar{q}$ est la puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant, alors que $\tilde{p}$ et $\tilde{q}$ sont des puissances alternatives liée à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Un filtre passe-bas dans l'espace des puissances permet de séparer la composante continue fondamentale des composantes alternatives perturbatrices. Deux filtres sont nécessaires, le premier pour isoler la puissance $\bar{p}$ de la puissance active instantanée, le second pour isoler la puissance $\bar{q}$ de la puissance réactive instantanée.

En inversant la relation (IV. 12), nous pouvons recalculer les courants i_α et i_β dans le repère $\alpha\beta$ comme le montre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 14})$$

En considérant les équations (IV.12) et (IV.14), nous pouvons séparer le courant dans le repère $(\alpha\beta)$ en trois composantes, courant actif et courant réactif à la fréquence fondamentale et les courants harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 15})$$

avec $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$.

Le calcul des courants perturbateurs dans le repère diphasé $(\alpha\beta)$ est finalement donnée par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 16})$$

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants harmoniques identifiés, dits courants de référence (i_{ref}), sont calculés à partir de la Transformation de Concordia Inverse (TCI) donnée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 17})$$

IV. 4. 2. Identification 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 :

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \sum_{n=1, \dots, N} [I_{n1} \cos n(\omega t - \alpha) + I_{n2} \sin n(\omega t - \alpha)] \\ v_d(t) &= \sum_{n=1, \dots, N} [V_{n1} \cos n \omega t + V_{n2} \sin n \omega t] \end{aligned} \quad (\text{IV. 18})$$

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} les amplitudes des composantes en sinus et en cosinus du courant et 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 :

$$p(t) = \underbrace{p_1 \cos \alpha}_{\bar{p}} + \underbrace{p_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - p_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{p}} \quad (\text{IV. 19})$$

$$q(t) = \underbrace{-q_1 \sin \alpha}_{\bar{q}} - \underbrace{q_5 \sin(6\omega t - 5\alpha) - q_7 \sin(6\omega t - 7\alpha) + \dots}_{\tilde{q}} \quad (\text{IV. 20})$$

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

Les deux signaux donnés par les équations (IV. 19) et (IV. 20) peuvent être écrits sous la forme générale suivante :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1, \dots, N} \begin{bmatrix} A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) \\ + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 21})$$

où A_0 est la composante continue et A_{n1} , A_{n2} , B_{n1} et B_{n2} les amplitudes des cosinus et sinus.

La fonction $f(t)$ présentée dans l'équation (IV. 21) 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.21) s'écrit [38] :

$$f_{est}(t) = W^T x(t), \quad (\text{IV. 22})$$

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

$$x(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(6\omega t - 5\alpha) \\ \sin(6\omega t - 5\alpha) \\ \cos(6\omega t - 7\alpha) \\ \sin(6\omega t - 7\alpha) \\ \vdots \\ \cos(6\omega t - (n-1)\alpha) \\ \sin(6\omega t - (n-1)\alpha) \\ \cos(6\omega t - (n+1)\alpha) \\ \sin(6\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 23})$$

Le produit de l'équation (IV. 22) peut alors être implémenté par un unique neurone, où W est le vecteur poids du réseau et $x(t)$ son entrée. La figure IV.3 montre cette topologie.

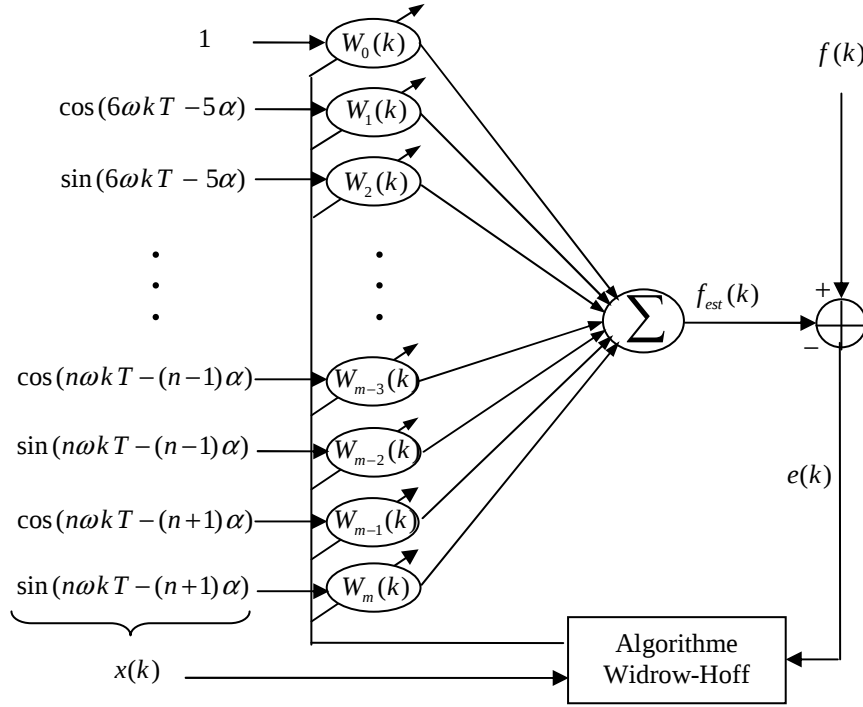


Fig. IV. 3 : Structure de l'Adaline pour l'estimation des harmoniques.

Le vecteur d'entrée $x(k)$ contient $m = \frac{h}{2} - 1$ 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, soit la puissance 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 la 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 avons utilisé est une version modifiée de l'algorithme Widrow-Hoff.

Pour estimer conjointement les deux puissances, le réseau Adaline possède deux sorties (figure IV.4). La première prédit la puissance réelle instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (IV. 19) alors que la seconde prédit la puissance imaginaire instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (IV. 20).

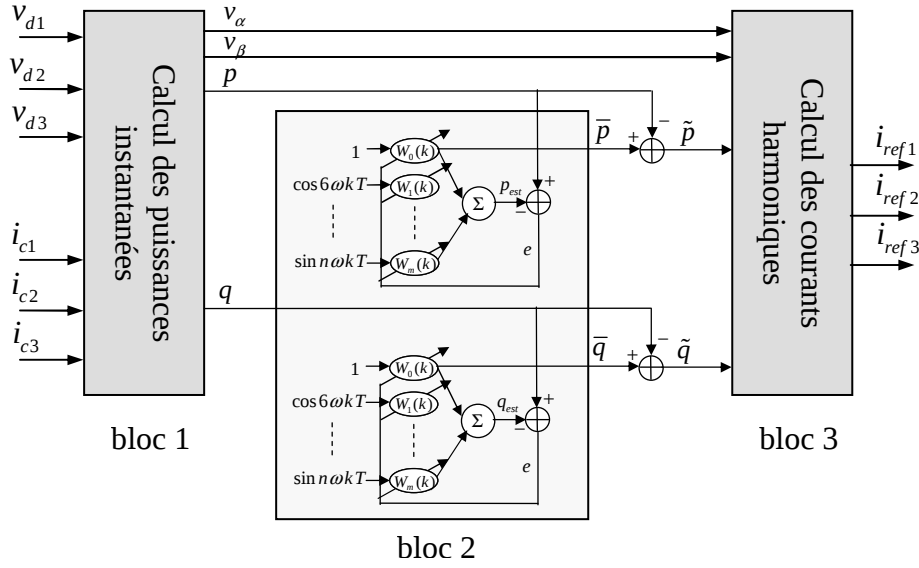


Fig. IV. 4 : Structure de l'Adaline pour la méthode d'identification des PIRI.

Dans cette figure, le bloc 1 détermine les tensions v_α et v_β de l'équation (IV.10) et les puissances réelle et imaginaire instantanées p et q de l'équation (IV.12). Dans le bloc 2, les composantes continues de la puissance réelle et imaginaire instantanée $\bar{p}$ et $\bar{q}$ sont déterminées par un réseau de neurone Adaline. Ainsi, la différence respectivement entre la puissance réelle et imaginaire instantanée 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. 17).

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 :

$$p_N(t) = A_{pN1} \cos(N\omega t - (N-1)\alpha) + A_{pN2} \cos(N\omega t - (N+1)\alpha) + B_{pN1} \sin(N\omega t - (N-1)\alpha) + B_{pN2} \sin(N\omega t - (N+1)\alpha), \quad (\text{IV. 24})$$

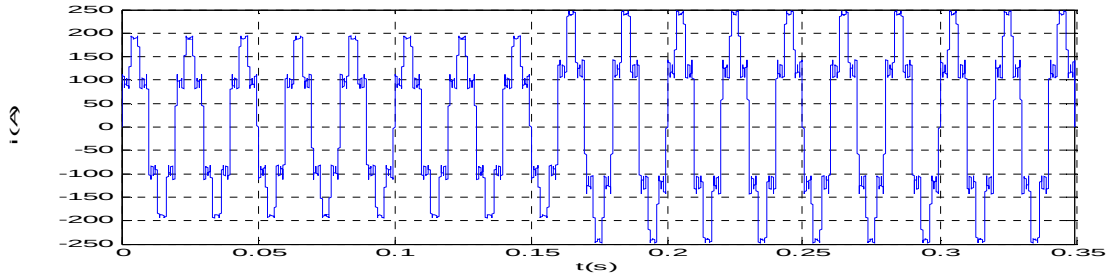
et

$$q_N(t) = A_{qN1} \cos(N\omega t - (N-1)\alpha) + A_{qN2} \cos(N\omega t - (N+1)\alpha) + B_{qN1} \sin(N\omega t - (N-1)\alpha) + B_{qN2} \sin(N\omega t - (N+1)\alpha), \quad (\text{IV. 25})$$

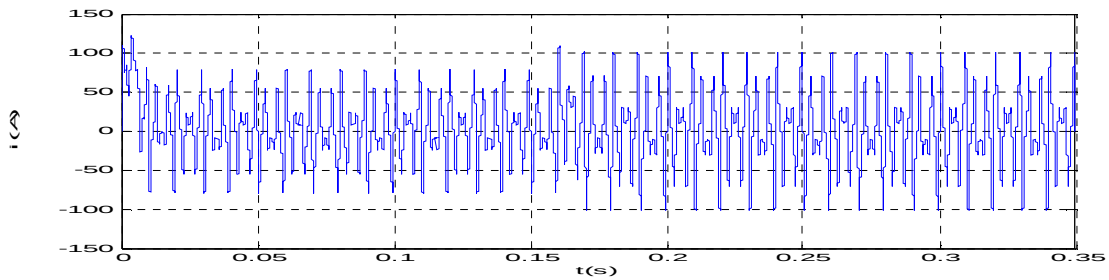
Ces composantes des puissances alternatives d'ordre N permettent à l'aide de la transformation de Concordia inverse d'établir le courant harmonique d'ordre N .

IV. 4. 3. Résultats

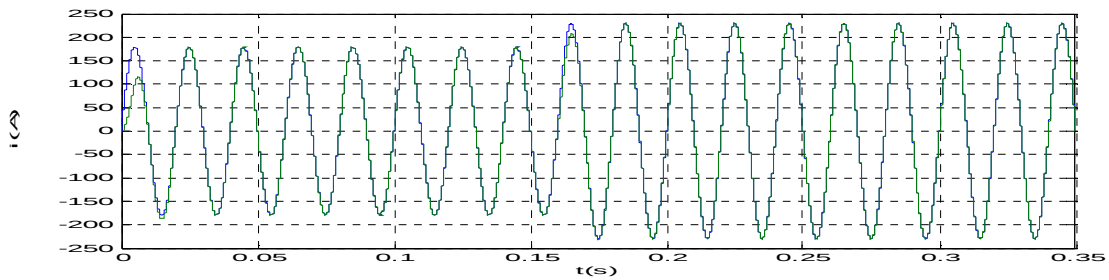
Les valeurs des paramètres de simulation sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de la méthode d'identification directe. La figure IV.5 montre les performances de la méthode d'identification des PIRI avec un filtre passe bas du second ordre. Les figures IV.5.a, IV.5.b, IV.5.c montrent respectivement le courant pollué par les harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13, le courant harmonique identifié, le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.



a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



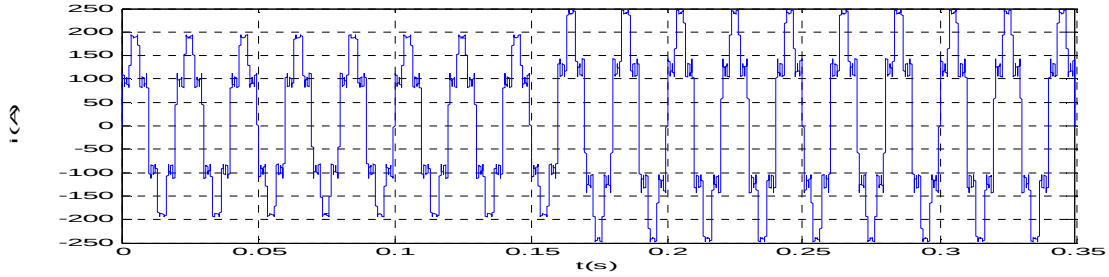
b) Le courant harmonique identifié.



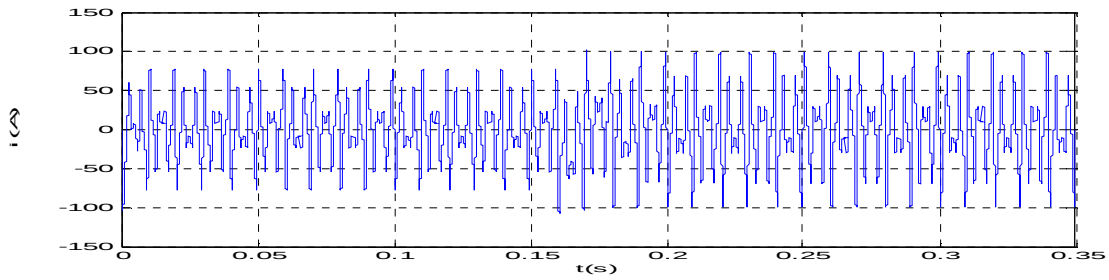
c) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 5 : Performance de la méthode d'identification des PIRI avec un filtre passe bas.

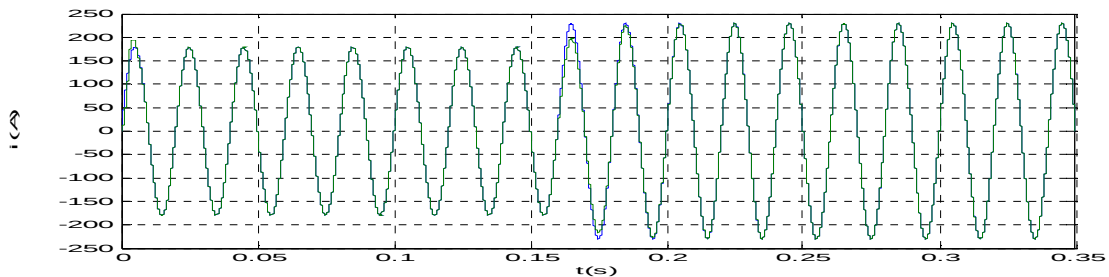
La figure IV.6 montre les performances de la méthode d'identification des PIRI avec les Adalines. Dans ces cas, les deux filtres passe bas sont remplacés par un réseau de neurone Adaline pour séparer les puissances continues des puissances alternatives.



a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



b) Le courant harmonique identifié.



c) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 6 : Performance de la méthode d'identification des PIRI avec Adaline.

La composante continue de la puissance réelle instantanée $\bar{p}$ estimée par l'Adaline est donnée par la figure IV.7.a. De la différence entre la puissance active p et la composante continue $\bar{p}$, résulte composante alternative $\tilde{p}$ donnée par la figure IV.7.b. Les figures IV.7.c

et IV.7.d montrent respectivement la composante continue $\bar{q}$ de la puissance imaginaire instantanée et la composante alternative $\tilde{q}$ résultante de la différence entre la puissance imaginaire q et sa composante continue $\bar{q}$.

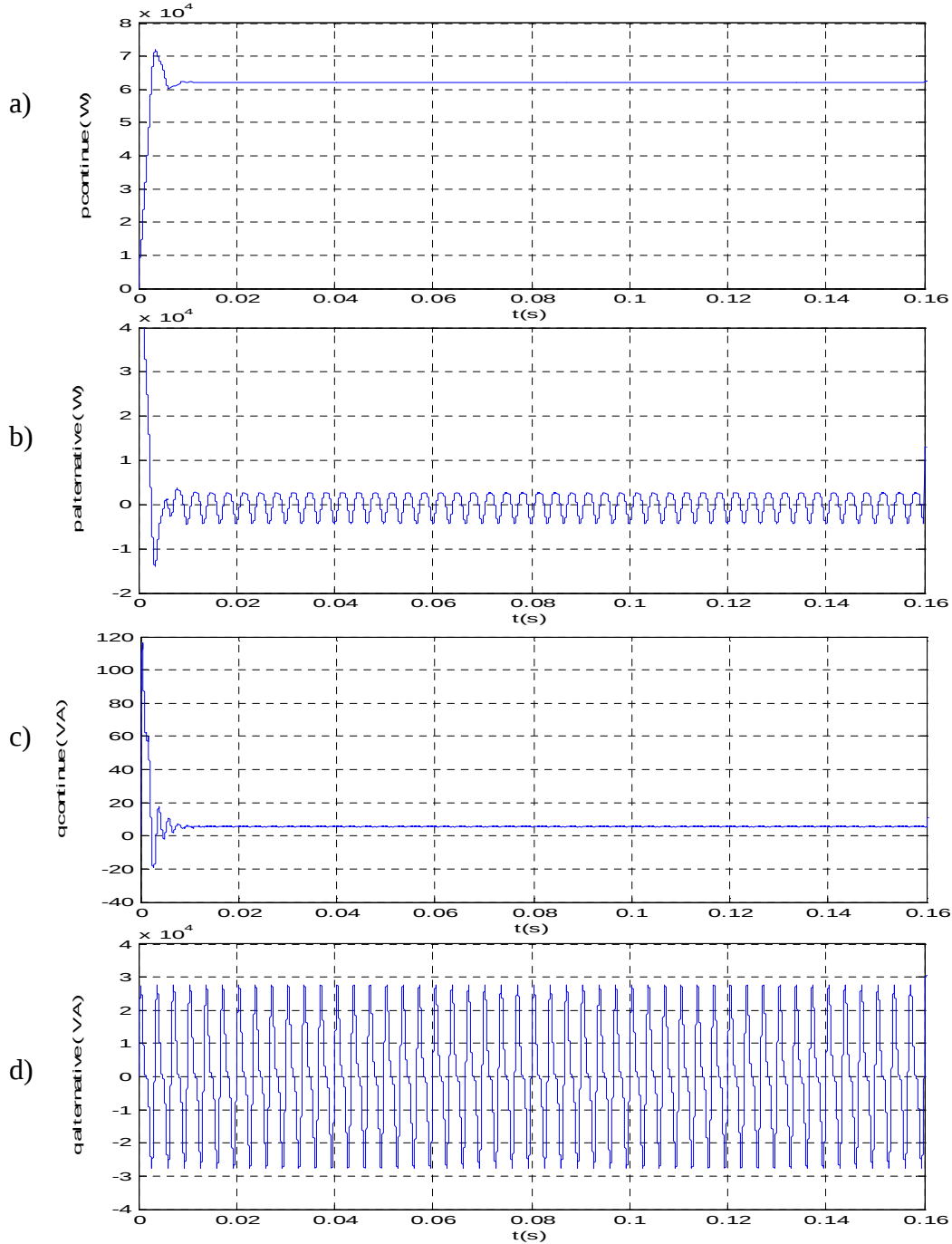


Fig. IV. 7 : Performance du filtre actif de puissance avec Adaline. a) Composante continue de la puissance réelle instantanée estimée par l'Adaline, b) composante alternative de la puissance réelle instantanée, c) composante continue de la puissance imaginaire instantanée estimée par l'Adaline, d) composante alternative de la puissance imaginaire instantanée.

IV. 5. Identification des harmoniques avec la méthode tri-monophasée

Cette méthode permet de traiter les courants harmoniques dans chaque phase d'une manière indépendante [42]. Ainsi, elle est applicable aux systèmes électriques monophasés et triphasés.

IV. 5. 1. Décomposition des courants

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 :

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) \sin \omega t = & \frac{1}{2} (I_{12} - I_{12} \cos 2\omega t + I_{11} \sin 2\omega t) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{n=2 \dots N} \frac{I_{n2}}{I_{n1}} \cos(n-1)\omega t - I_{n2} \cos(n+1)\omega t + \\ & I_{n1} \sin(n+1)\omega t - I_{n1} \sin(n-1)\omega t \end{aligned} \quad (\text{IV. 26})$$

et

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) \cos \omega t = & \frac{1}{2} (I_{11} - I_{12} \sin 2\omega t + I_{11} \cos 2\omega t) \\ & + \frac{1}{2} \sum_{n=2 \dots N} \frac{I_{n1}}{I_{n2}} \cos(n-1)\omega t - I_{n1} \cos(n+1)\omega t + \\ & I_{n2} \sin(n+1)\omega t - I_{n2} \sin(n-1)\omega t \end{aligned} \quad (\text{IV. 27})$$

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

IV. 5. 2. Identification des courants avec les Adalines

Les équations (IV. 26) et (IV. 27) peuvent alors être écrites sous les formes vectorielles suivantes :

$$i_{c1}(t) \sin \omega t = W_s^T X_s(t), \quad (\text{IV. 28})$$

et

$$i_{c1}(t) \cos \omega t = W_c^T X_c(t), \quad (\text{IV. 29})$$

avec

$$W_s^T = [I_{12} \quad -I_{12} \quad I_{11} \quad \dots \quad I_{n2} \quad -I_{n2} \quad I_{n1} \quad -I_{n1} \dots], \quad (\text{IV. 30})$$

$$X_s(t)_s^T = 1/2 \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\omega t & \sin 2\omega t & \cdots \\ \cos(n-1)\omega t & \cos(n+1)\omega t & \sin(n+1)\omega t & \sin(n-1)\omega t & \cdots \end{bmatrix}, \quad (\text{IV. 31})$$

$$W_c^T = [I_{11} \quad -I_{12} \quad I_{11} \quad \cdots \quad I_{n2} \quad -I_{n2} \quad I_{n1} \quad -I_{n1} \quad \cdots], \quad (\text{IV. 32})$$

$$X_c(t)_s^T = 1/2 \begin{bmatrix} 1 & \sin 2\omega t & \cos 2\omega t & \cdots \\ \sin(n+1)\omega t & \sin(n-1)\omega t & \cos(n-1)\omega t & \cos(n+1)\omega t & \cdots \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 33})$$

Les vecteurs W_s^T et W_c^T des équations (IV. 30) et (IV. 32) représentent les poids des deux Adalines. Les vecteurs $X_s(t)$ et $X_c(t)$ des équations (IV.31) et (IV. 33) constituent les entrées en sinus et en cosinus des deux Adalines. La figure IV.8 montre la structure des deux Adalines et la stratégie de cette méthode tri-monophasée d'identification.

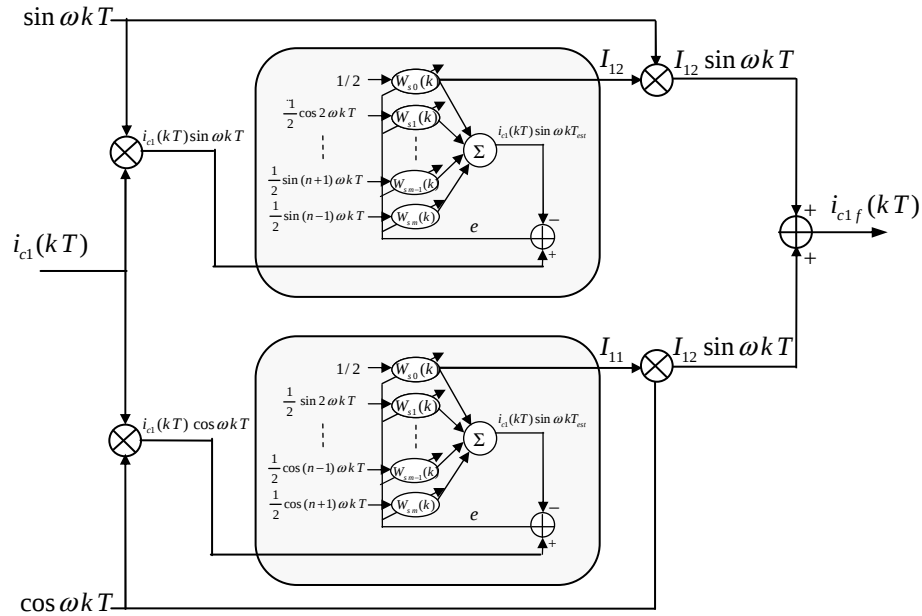


Fig. IV. 8 : Structure de l'identification avec la méthode tri-monophasée.

Le poids $W_{s0}(k)$ du premier réseau Adaline représente l'amplitude du courant fondamental réactif I_{12} . L'amplitude du courant fondamental actif I_{11} sera calculée par le poids $W_{c0}(k)$ du second réseau Adaline. Ainsi, on peut reconstituer le courant fondamental comme suit.

$$i_{c1f}(t) = I_{11} \cos \omega t + I_{12} \sin \omega t. \quad (\text{IV.34})$$

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

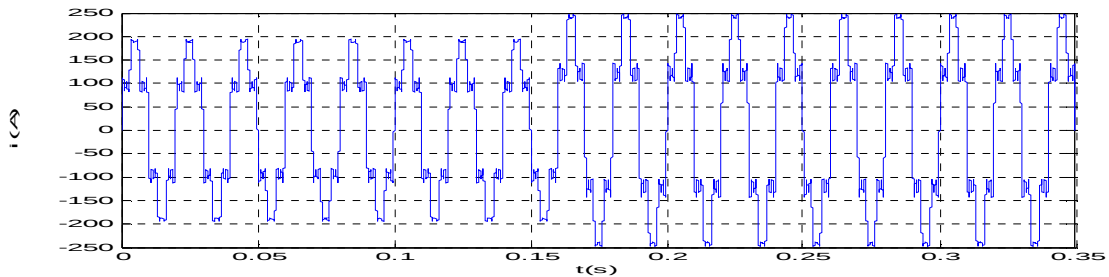
$$i_{ref1}(t) = i_{c1h}(t) = i_{c1}(t) - i_{c1f}(t). \quad (IV.35)$$

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 :

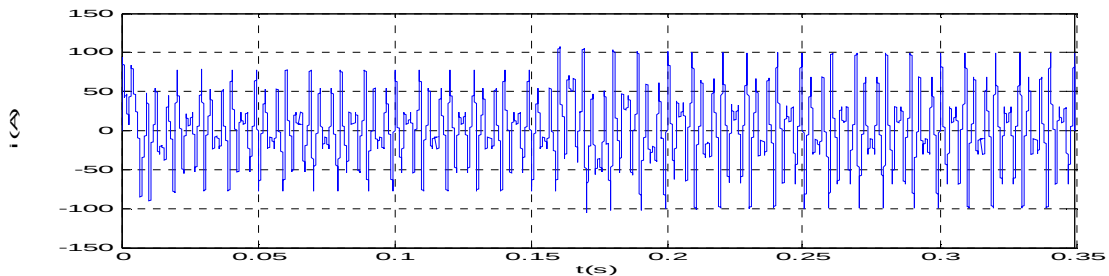
$$i_{cN}(t) = I_{N1} \cos N \omega t + I_{N2} \sin N \omega t. \quad (IV.36)$$

IV. 5. 3. Résultats

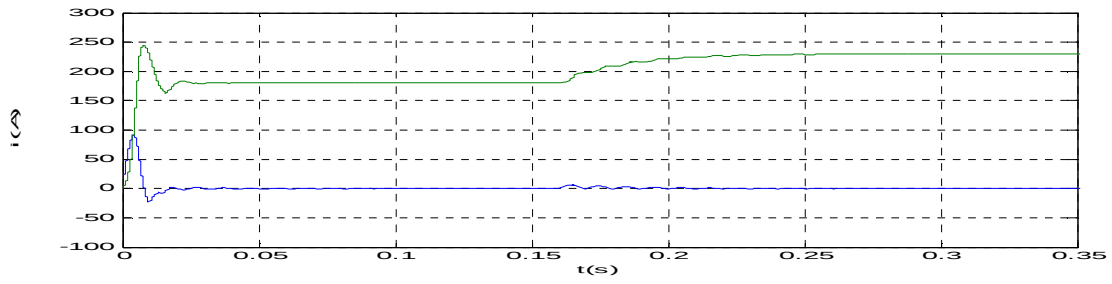
La figure IV.9 montre les performances de la méthode d'identification tri-monophasée avec Adaline. Dans ce cas, les deux Adalines estiment les composantes continues du courant fondamental actif et réactif. Les figures IV.9.a, IV.9.b, IV.9.c, IV.9.d et IV.9.e montrent respectivement le courant pollué par les harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13, le courant harmonique identifié, les composantes continues du courant fondamental I_{11} et I_{12} , le courant fondamental et l'erreur sur son estimation et l'harmonique 5 et l'erreur sur son estimation.



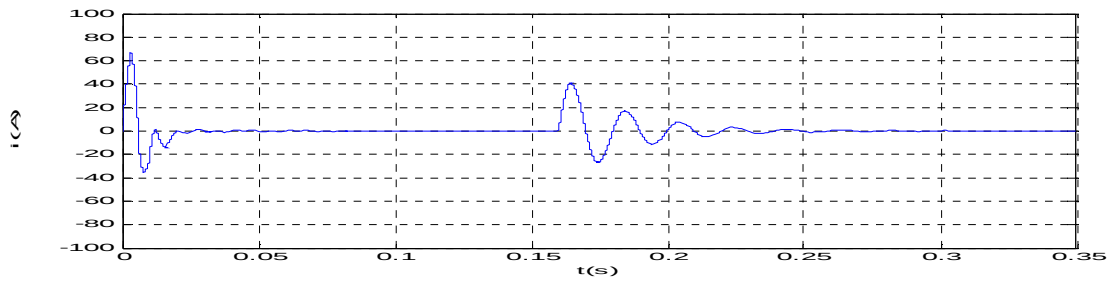
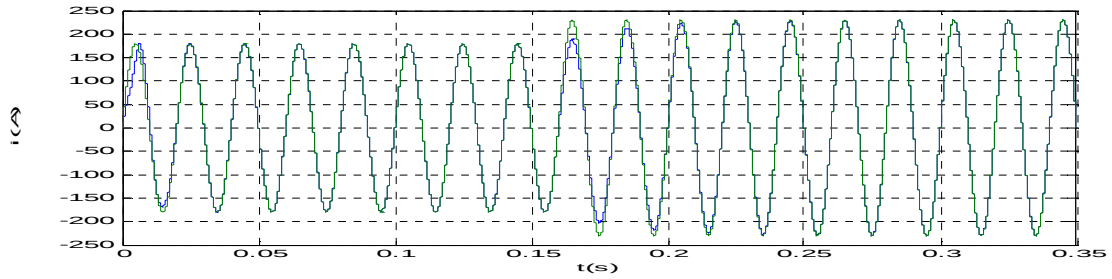
a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



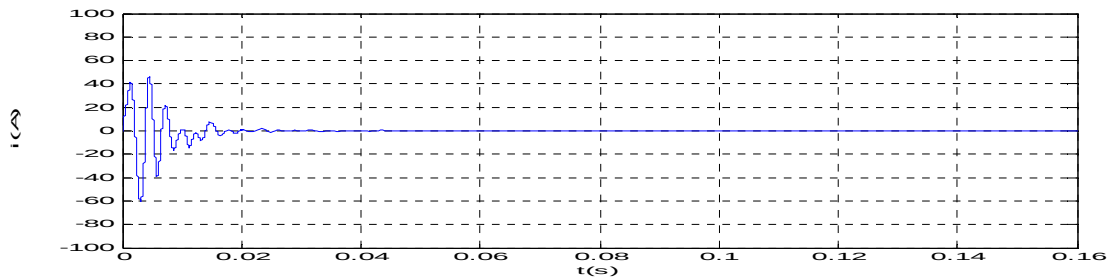
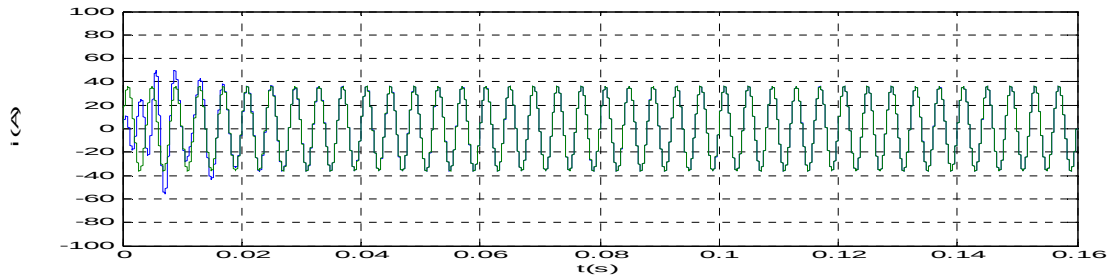
b) Le courant harmonique identifié.



c) Composantes continues du courant fondamental I_{11} et I_{12} .



d) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.



e) L'harmonique 5 et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 9 : Performance de la méthode d'identification tri-monophasée avec Adaline.

IV. 6. Identification des harmoniques avec la méthode des courants diphasés

La méthode des courants diphasés [43] travaille dans l'espace des courants DQ. Elle nécessite de ce fait moins de calculs tout en étant plus précise et plus robuste que les autres techniques.

IV. 6. 1. Décomposition des courants

Considérons les courants pollués sur les trois phases donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_n) \\ \cos(\omega t - \alpha_n - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \alpha_n + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 37})$$

où la première partie représente les courants fondamentaux et la seconde représente la somme des distorsions harmoniques.

Ces courants peuvent s'écrire dans l'espace $\alpha\beta$ à l'aide de la transformée de Concordia exprimée par la matrice T_{32} :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{IV. 38})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \sin(\omega t - \alpha_1) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_n) \\ \sin(\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 39})$$

En appliquant une transformation de Park avec un angle de $-\omega t$, les courants s'écrivent dans l'espace DQ comme indiqués ci-dessous :

$$P(-\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(-\omega t) & -\sin(-\omega t) \\ \sin(-\omega t) & \cos(-\omega t) \end{bmatrix}, \quad (\text{IV. 40})$$

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = P(-\omega t) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ -\sin(\alpha_1) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 41})$$

avec

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_D \\ \bar{i}_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ -\sin(\alpha_1) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 42})$$

et

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} = \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 43})$$

On peut voir que les composantes continues $\bar{i}_D$ et $\bar{i}_Q$ de l'équation (IV. 42) sont issues de la fréquence fondamentale. D'un autre côté, les composantes alternatives $\tilde{i}_D$ et $\tilde{i}_Q$ de l'équation (IV. 43) proviennent quand à elles des distorsions harmoniques. Ainsi, nous pouvons utiliser deux filtres passe-bas afin de séparer les composantes continues des composantes alternatives.

Pour retrouver les courants harmoniques i_{inj} dans le repère triphasé, nous effectuons successivement les transformations de Concordia T_{32} et de Park avec un angle de ωt sur les courants de l'équation (IV. 43) :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = T_{32} P(\omega t) \begin{bmatrix} \tilde{i}_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix}. \quad (\text{IV. 44})$$

IV. 6. 2. Identification des courants avec Adalines (repère DQ)

Dans l'espace DQ, les courants de l'équation (IV. 41) peuvent s'écrire séparément comme suit :

$$i_D = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n (\cos(n-1)\omega t \cos \alpha_n + \sin(n-1)\omega t \sin \alpha_n) \quad (\text{IV. 45})$$

et

$$i_Q = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n (\sin(n-1)\omega t \cos \alpha_n - \cos(n-1)\omega t \sin \alpha_n). \quad (\text{IV. 46})$$

En notation vectorielle, ces deux équations peuvent être écrites :

$$i_D = W_D^T X_D(t) \quad (\text{IV. 47})$$

et

$$i_Q = W_Q^T X_Q(t). \quad (\text{IV. 48})$$

Pour un courant fondamental pollué par des harmoniques d'ordre $n=1, 5, 7, 11, 13 \dots N$, on obtient :

$$W_D^T = \sqrt{\frac{3}{2}} [I_1 \cos \alpha_1 \quad I_5 \cos \alpha_5 \quad I_5 \sin \alpha_5 \quad \dots \quad I_n \sin \alpha_n], \quad (\text{IV. 49})$$

$$X_D(t) = [1 \quad \cos 4\omega t \quad \sin 4\omega t \quad \dots \quad \sin(n-1)\omega t]^T, \quad (\text{IV. 50})$$

$$W_Q^T = \sqrt{\frac{3}{2}} [-I_1 \sin \alpha_1 \quad I_5 \cos \alpha_5 \quad -I_5 \sin \alpha_5 \quad \dots \quad -I_n \sin \alpha_n], \quad (\text{IV. 51})$$

et

$$X_Q(t) = [1 \quad \sin 4\omega t \quad \cos 4\omega t \quad \dots \quad \cos(n-1)\omega t]^T. \quad (\text{IV. 52})$$

Les vecteurs $X_D(t)$ et $X_Q(t)$ constituent les entrées des deux Adalines. Les vecteurs W_D^T et W_Q^T représentent les poids des Adalines estimés par le processus d'apprentissage. Dans ce cas, deux Adalines sont nécessaires pour extraire les courants harmoniques dans le repère DQ. La fig. IV.10 montre la topologie de l'identification des courants harmoniques diphasés.

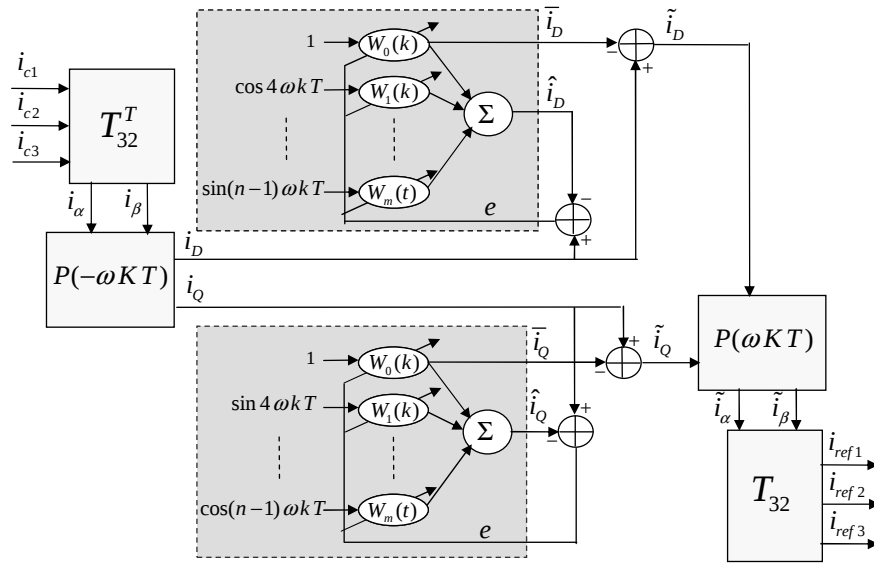
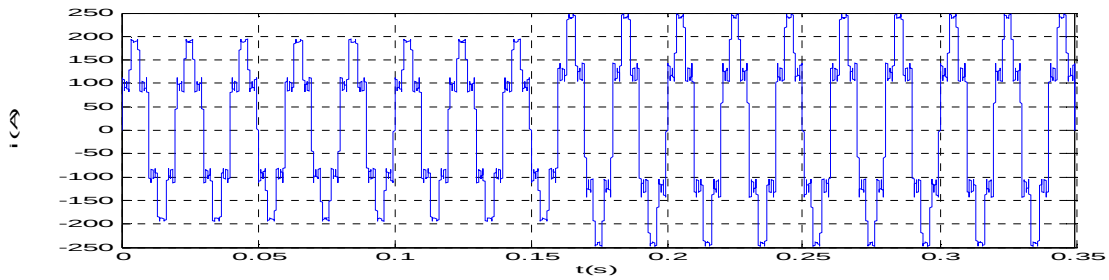


Fig. IV. 10 : Structure de l'identification avec la méthode des courants diphasés.

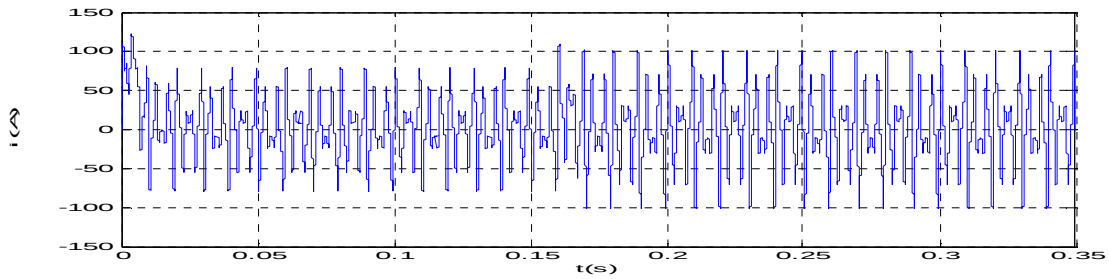
Le poids $W_0(k)$ du premier Adaline estime la composante continue du courant diphasé $\bar{i}_D$ sur l'axe D et le poids $W_0(k)$ du second Adaline estime la composante continue du courant diphasé $\bar{i}_Q$ suivant l'axe Q. Les composantes alternatives des courants diphasés sont données par : $\tilde{i}_D = i_D - \bar{i}_D$ et $\tilde{i}_Q = i_Q - \bar{i}_Q$.

IV. 6. 3. Résultats

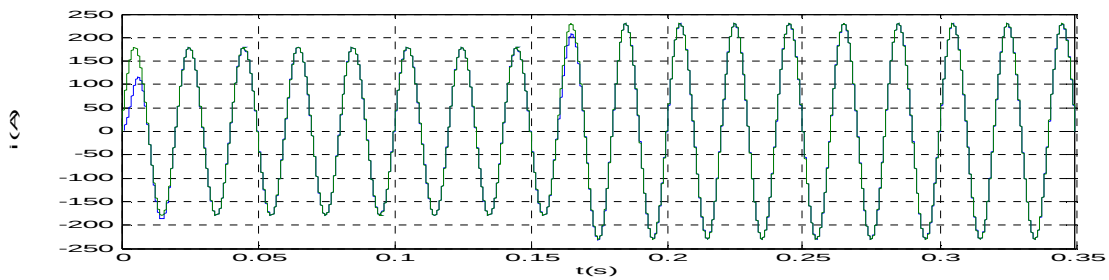
La figure IV.11 montre les performances de la méthode d'identification des courants diphasés avec un filtre passe bas. Les figures IV.11.a, IV.11.b et IV.11.c montrent respectivement le courant pollué par les harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13, le courant harmonique identifié, le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.



a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



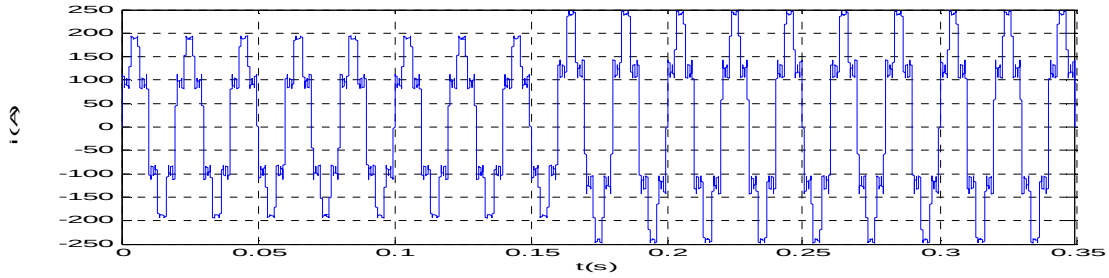
b) Le courant harmonique identifié.



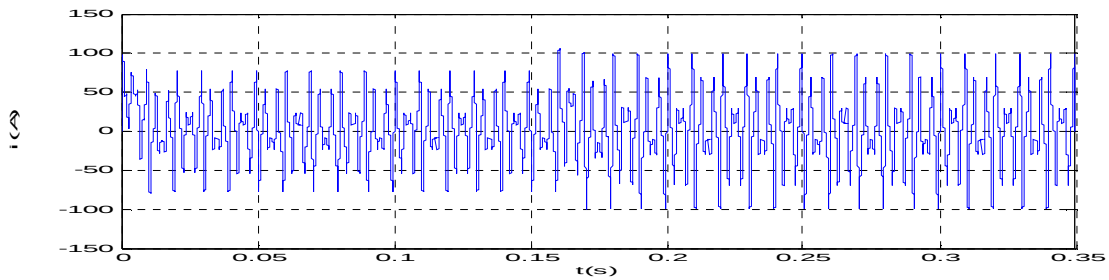
c) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 11 : Performance de la méthode d'identification des courants diphasés avec un filtre passe bas.

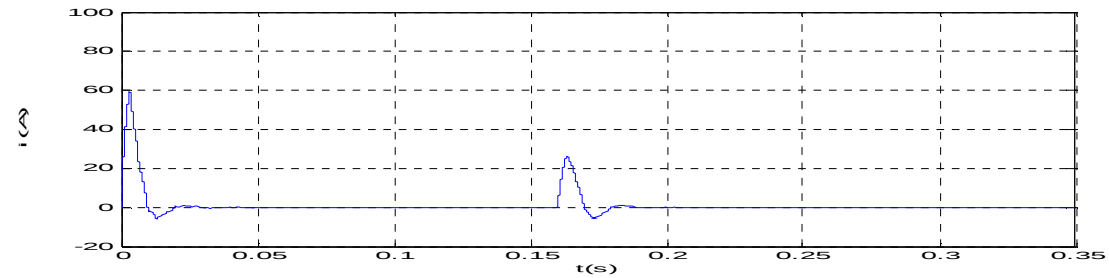
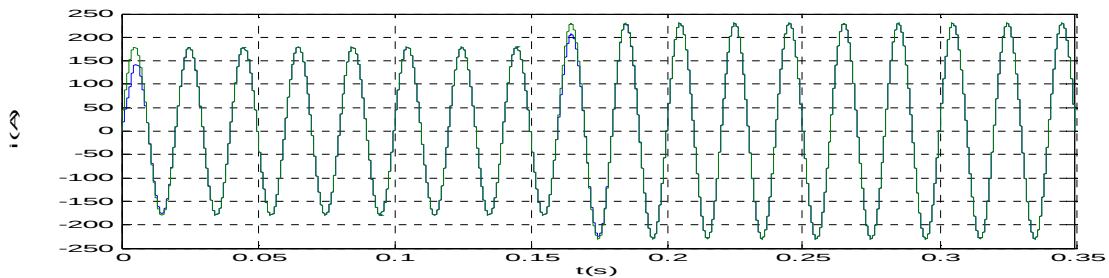
L'approche neuronale utilise deux Adalines pour l'identification des courants harmoniques avec la technique des courants diphases. La Figure IV.12 montre les performances de la méthode d'identification des courants diphases avec Adalines (repère DQ). Le signal compensé issu de cette approche purement neuronale est proche d'une sinusoïde. De plus, l'apprentissage en ligne des réseaux de neurones permet une adaptation de la compensation aux fluctuations des perturbations.



a) Le courant pollué par les harmoniques d'ordre : 5, 7, 11 et 13.



b) Le courant harmonique identifié.



c) Le courant fondamental et l'erreur sur son estimation.

Fig. IV. 12 : Performance de la méthode d'identification des courant diphase avec Adalines (repère DQ).

IV. 7. Comparaison

Afin de comparer les quatre méthodes d'identification, nous avons utilisé le même courant pollué par les harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13. Les approches classiques proposées (PIRI et courants diphasés avec filtre passe bas) servent de référence pour l'évaluation des performances des approches neuronales. Les performances de compensation sont évaluées à l'aide du THD. Le THD avant compensation est de 27.31%. Le temps de réponse est également un critère important pour évaluer les performances des quatre techniques. Le temps de montée pour atteindre 90% de la composante en courant issue de la fréquence fondamentale est donné pour chaque méthode dans le tableau IV.1.

	Méthode d'identification					
	Directe	PIRI		Tri-monophasée	Des courants diphasés	
		Classique	neuronale		Classique	neuronale
THD après compensation	0.1%	0.731%	0.0031	0.083%	0.689%	0.0011%
Temps de montée à 90%	0.0224 s	0.011s	0.0045 s	0.011 s	0.011 s	0.02 s
Nombre d'Adalines * taille de vecteur d'entrée	3*10	2 filtres passe-bas	2*9	6*19	2 filtres passe-bas	2*9

Tab. IV. 1 : Performance et comparaison des quatre méthodes d'identification.

La troisième ligne du tableau IV.1 montre une comparaison en terme de la complexité des architectures entre les quatre techniques neuronales. Elle présente le nombre des réseaux Adalines et la taille du vecteur d'entrée des Adalines pour chaque méthode.

Les techniques d'identification basées sur les Adaline donnent d'excellents résultats par rapport aux méthodes classiques utilisant des filtres passe bas. La méthode des PIRI et la méthode des courants diphasés offrent les meilleures compensations du THD tout en utilisant un vecteur d'entrée réduit et deux Adalines seulement.

IV. 8. Conclusion

Dans ce chapitre, quatre 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 transformée 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

Adalines à la place des deux filtres passe bas pour séparer les composantes continues et les composantes perturbatrices des puissances instantanées réelle et imaginaire. La troisième méthode, appelée la méthode tri-monophasée, 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. La dernière méthode, appelée méthode des courants diphasés MCD, offre la possibilité de travailler dans le repaire $\alpha\beta$ ou dans le repère DQ. Elle traduit les courants harmoniques dans l'espace DQ afin de séparer linéairement chaque composante fréquentielle.

Les tests et les comparatifs effectués en simulation montrent que l'estimation des courants harmoniques par ces approches neuromimétiques est meilleure que celle obtenue par les approches dites classiques (filtre passe bas). De plus, ces techniques neuronales permettent d'extraire individuellement chaque rang harmonique.

Le chapitre suivant traite la commande de l'onduleur qui permet d'injecter ces courants harmoniques en opposition de phase dans le réseau électrique.

Chapitre V

Commande de l'onduleur

V. 1. Introduction

Dans le chapitre IV, 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 commandes classiques, en particulier du type proportionnel-intégral (PI), semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables. C'est pour cette raison, que ce chapitre V est plutôt consacré à l'étude des différentes lois de commande d'un onduleur pour l'objectif de synthèse d'une structure complète d'un FAP.

L'objectif principal 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.

Comme dans la partie identification, les réseaux de neurones artificiels sont également utilisés dans la partie commande de l'onduleur. Grâce à leur processus d'apprentissage, les RNAs sont des approximateurs universels capables d'estimer un modèle complexe avec une précision voulue. Ils prolongent les techniques classiques de l'automatique non linéaire et peuvent conduire vers des solutions efficaces et robustes.

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 V.3 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 d'implémentation par rapport au régulateur PI classique. Dans la section V.5 deux approches neuronales sont développées pour le contrôle de l'onduleur : une commande avec un PI neuronal et une commande inverse avec un réseau de neurone multicouche. Une stratégie

complète incluant toutes les fonctionnalités et les modèles d'un FAP est synthétisée dans la section V.6. Dans le but de valider la robustesse et l'adaptation de l'approche neuromimétique comparativement aux méthodes classiques, des simulations sont effectuées dans Matlab/Simulink. Un bilan sur les objectifs de travail fixés dans ce chapitre est conclu dans la dernière section.

V. 2. Etat de l'art sur les méthodes de régulation et de commande d'un onduleur

Différents types de commande sont recensés dans la littérature, on peut citer la commande par hystérésis [50], la commande MLI (modulation par largeur d'impulsion) utilisant soit un régulateur PID, soit un régulateur RST [44]. La commande par hystérésis est basée sur le principe du réglage par mode glissant. Elle est parfaitement adaptée aux organes de commande ayant une action à deux positions comme c'est le cas pour l'onduleur. La commande MLI cherche à rendre la fréquence de commutation constante et nécessite pour cela un régulateur. Deux régulateurs PI et RST, correspondant respectivement aux filtres de sortie du premier et du troisième ordre, sont déjà proposés pour réguler le courant du filtre actif parallèle [8-9]. Un régulateur RST amélioré est conçu dans [1, 45], il réduit sensiblement le déphasage entre le courant de référence et celui injecté.

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 neurocontrôleur constitue un contrôleur adaptatif.

Il existe différents schémas pour utiliser un réseau de neurones en tant que contrôleur. Dans [46] par exemple, un réseau de neurone de type Adaline avec un vecteur d'entrée formé de 5 éléments est utilisé pour la commande d'un onduleur monophasé. Dans une autre étude [38, 47], un réseau de neurones multicouche avec deux couches cachées est utilisé pour apprendre une commande par hystérésis. Plus récemment [48-49], quatre types d'architectures : commande directe avec apprentissage hors ligne, commande inverse avec apprentissage en ligne, commande directe inverse, commande avec un PI neuronal sont utilisées pour la commande d'un filtre actif parallèle.

V. 3. Commande de l'onduleur avec les techniques classiques

La commande de l'onduleur est l'étape finale dans le système de filtrage actif parallèle des harmoniques. Cette partie assure la génération des courants à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique. Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence perturbés, à travers les ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs de puissance, cela ne peut se faire que grâce à une stratégie de commande adéquate. Les deux principales techniques classiques de commande des onduleurs de tension sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

V. 3. 1. Commande par hystérésis

Cette commande, basée sur le contrôle direct en courant, est très adaptée pour les organes de commande ayant une action à deux positions comme l'IGBT qui peut être soit ouvert ou bloqué, elle consiste principalement à maintenir les courants générés dans une bande enveloppant le courant de référence. Chaque dépassement de cette bande donne un ordre de commutation. La commande de courant par hystérésis est la technique la plus simple utilisée pour le contrôle des courants dans le système de filtrage actif parallèle; la simplicité à la mise en oeuvre, la robustesse, l'exactitude en poursuite de courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Le schéma de la commande de l'onduleur par hystérésis est donné par la fig. V.1 :

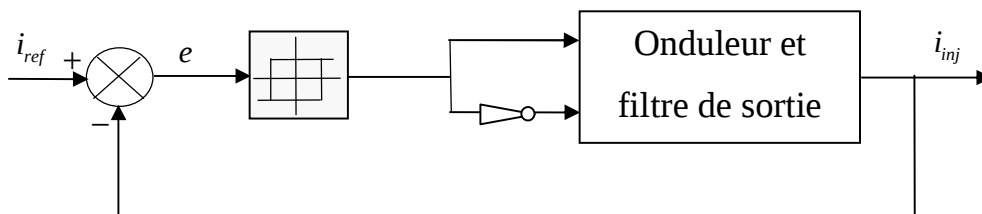


Fig. V. 1 : Schéma de la commande de l'onduleur par hystérésis.

En supposant que la tension continue V_{dc} de l'onduleur est constante, le modèle de l'onduleur et de filtre de sortie peut être donné par le tableau suivant (chapitre III):

$L_f \frac{d i_{inj}}{d t} = - v_s - R_f i_{inj} + v_f$	
avec	$v_f = \frac{1}{6} V_{dc} K u$
$i_{inj1} + i_{inj2} + i_{inj3} = 0$	

Tab. V. 1 : Modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé.

Pour montrer le résultat obtenu avec cette stratégie classique de commande, un test de simulation est réalisé dans l'environnement Matlab/simulink. Les valeurs des éléments caractérisant le modèle de l'onduleur et du filtre de sortie sont les suivantes : $V_m = 230V$, $f = 50 Hz$, $L_f = 0.5mH$, $R_f = 8m\Omega$, $V_{dc} = 840V$. Le signal de référence est un courant composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13 préalablement utilisé dans le chapitre IV pour l'objectif d'identification. La fig. V.2 montre les performances de cette approche de commande par hystérésis.

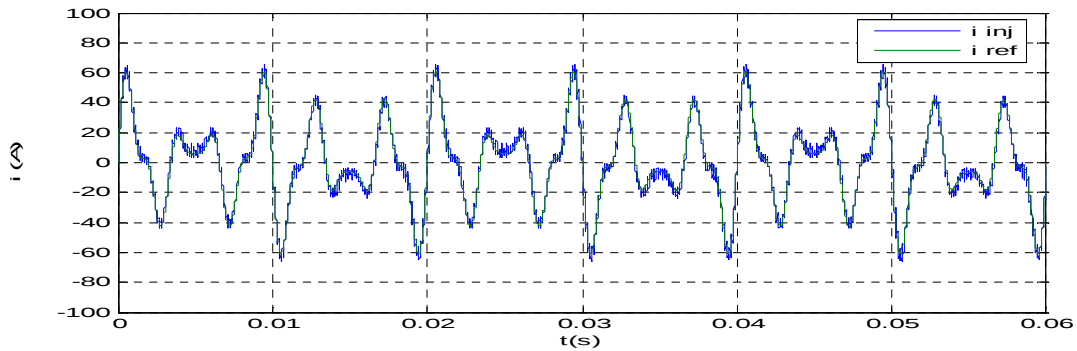


Fig. V. 2 : Réponse d'une commande par hystérésis pour une bande $\Delta i = 4A$ et un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

Malgré sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients :

- La fréquence de commutation est variable,
- Dans certaines configurations, les courants sortent de leurs enveloppes, et que ce dernier a tendance à introduire un fonctionnement à fréquence libre qui peut causer des problèmes de filtrage ou de nuisance sonore.

- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.

V. 3. 2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Afin de maîtriser les fréquences de commutation et de leur répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée. Il s'agit de la commande MLI qui cherche à rendre la fréquence de commutation constante. Elle requiert pour cela un régulateur, et des actions proportionnelle, intégrale et dérivée (PID) peuvent être utilisées. Le schéma de principe d'une commande par MLI avec un régulateur classique d'action proportionnelle et intégrale et donne dans la fig. V.3.

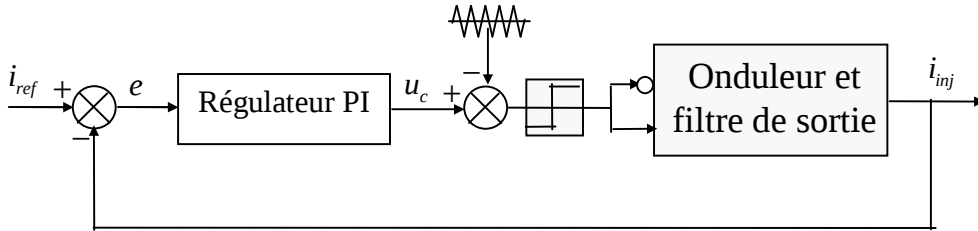


Fig. V. 3: Schéma de la commande de l'onduleur avec un régulateur PI classique.

Dans le domaine de Laplace, la sortie du correcteur proportionnel intégral PI est liée à l'erreur en entrée par la relation suivante :

$$u_c(p) = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i p} \right] e(p) \quad (\text{V. 1})$$

Pour des petites valeurs de la période d'échantillonnage T_s , la version discrète de la relation (V. 1) est donnée par :

$$u_c(z) = K_c \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{1}{z - 1} \right] e(z) \quad (\text{V. 2})$$

Pour la simulation, nous avons conservé les mêmes valeurs des éléments caractérisant le modèle de l'onduleur et du filtre de sortie et le même courant de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13. Ainsi, pour des valeurs de $K_c = 1e4$, $T_i = 2e-3$ et une

période d'échantillonnage $T_s = 1e-5s$, la réponse i_{inj} à un courant de référence i_{ref} est donnée par la fig. V. 4. Le signal utilisé comme porteuse est un signal triangulaire de fréquence de commutation $f_c = 12.5KHz$ et d'amplitude 400.

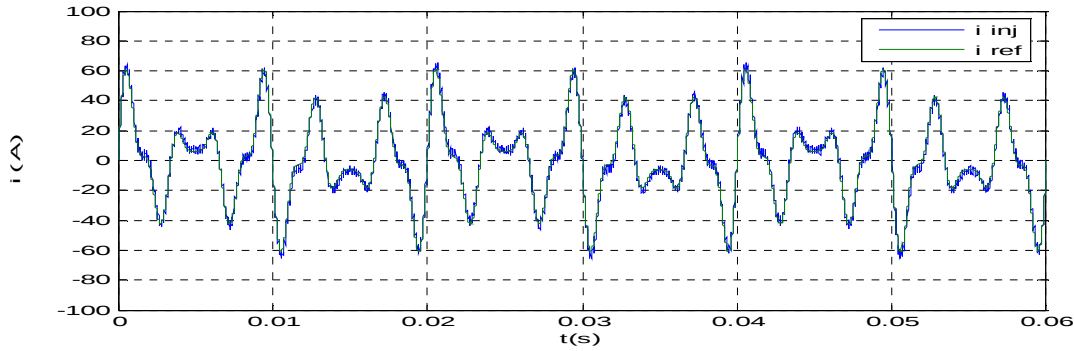


Fig. V. 4: Réponse d'une commande par MLI avec un régulateur PI pour un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

La fig. V.4 montre la bonne dynamique obtenue avec la commande à MLI avec un régulateur PI classique. Dans l'objectif de résoudre des problèmes plus complexes de commande de l'onduleur dans le système de filtrage actif parallèle, il est toujours préférable d'utiliser des techniques de régulation plus avancées.

V. 4. Commande de l'onduleur avec un régulateur PI flou

Dans cette partie, nous remplaçons le régulateur PI classique de la fig. V.3 par un régulateur PI flou. Sur la base de la 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 « de ». Le schéma de principe du régulateur flou à deux entrées est donné par la fig. V.5.

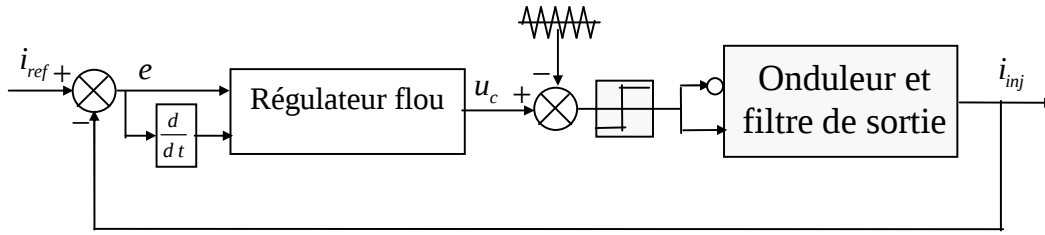


Fig. V. 5: Schéma de la commande de l'onduleur avec un régulateur PI flou.

V. 4. 1. Structure interne du régulateur flou

De manière générale, la structure interne d'un contrôleur flou comporte trois parties distinctes ; la fuzzyfication, caractérisée par les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de sorties, l'application des règles d'inférences liant les variables linguistiques des entrées à celles de sorties, la défuzzification, qui est la transformation inverse de la fuzzification.

- **Fuzzification**

On utilise pour chaque variable d'entrée et variable de sortie (l'écart « e », dérivée de l'écart « de » et la commande « u_c ») cinq sous ensembles flous (NG, NM, EZ, PM, PG). Dans notre cas, les fonctions d'appartenance associées sont de type trapézoïdal pour les sous ensembles NG et PG et de type triangulaire pour les sous ensemble NM, EZ et PM. Les fonctions d'appartenance de ces variables sont représentées dans la fig. V.6.

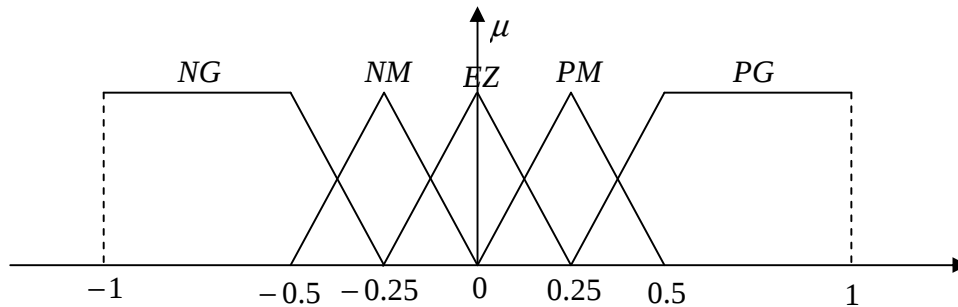


Fig. V. 6 : Les fonctions d'appartenance des variables linguistiques e , de , u_c .

- **Inférences**

Les règles floues permettent d'exprimer sous forme linguistique la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées. L'obtention d'un contrôle performant requiert une

bonne formulation des règles d'inférences. Dans notre cas, nous avons opté pour une inférence complète dont les règles sont données dans le tab. V.2.

e de	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	EZ
NM	NG	NG	NM	EZ	PM
EZ	NG	NM	EZ	PM	PG
PM	NM	EZ	PM	PG	PG
PG	EZ	PM	PG	PG	PG

Tab. V. 2 : Table d'inférence complète.

Pour la méthode d'inférence, on utilise la méthode d'inférence Max-Min, de type Mamdani.

- **Défuzzification**

On utilise la méthode du centre de gravité (centroid).

V. 4. 2. Structure externe du régulateur flou

La fig. V. 7 montre la configuration externe d'un régulateur PI flou avec deux entrées.

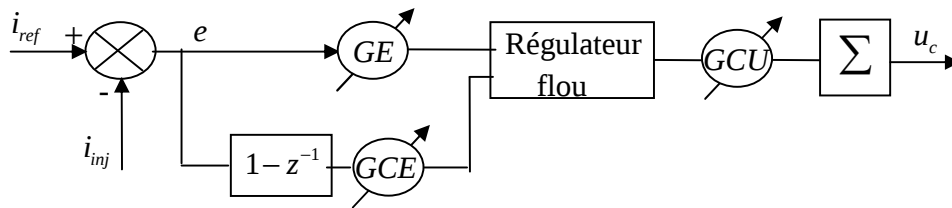


Fig. V. 7 : Structure externe d'un régulateur PI flou.

Où GE, GCE et GCU sont les paramètres d'adaptation du régulateur flou.

Ces trois facteurs d'échelle GE, GCE et GCU sont fixés pour que l'étalement de chaque variable réelle corresponde à l'étendue normalisée des univers du discours. Généralement, ces derniers sont déterminés par tâtonnement en faisant des essais de simulation et varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un réglage convenable [33]. Ces dernières années, plusieurs méthodes

ont été proposées pour la détermination de ces paramètres d'adaptation à partir des paramètres d'un correcteur PI classique [34], en utilisant des relations mathématiques, ce qui permet d'éviter le tâtonnement.

$$GCE . GCU = K_c \quad (V. 3)$$

et

$$\frac{GE}{GCE} = \frac{1}{T_i} \quad (V. 4)$$

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. De plus, pour des valeurs des facteurs d'échelle $GCE = 2e-4$, $GE = 0.1$ et $GCU = 1e6$. La fig. V. 8 montre les performances de la commande avec un régulateur flou pour un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

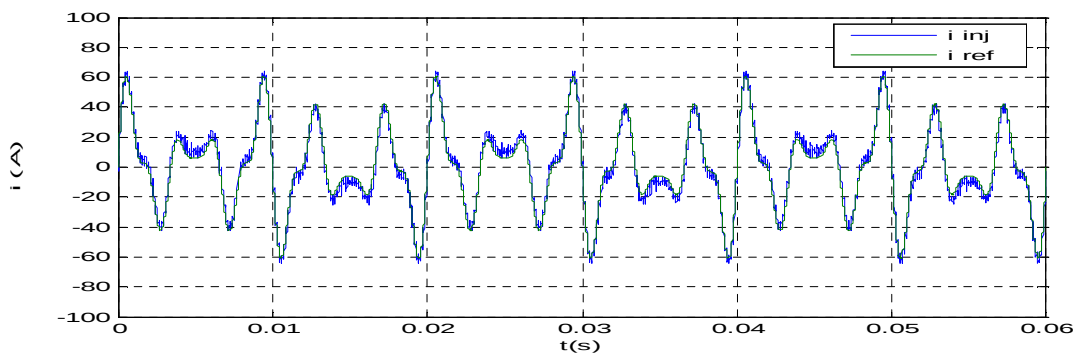


Fig. V. 8 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI flou pour un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

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.

V. 5. 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 neurocontrôleur constitue un contrôleur adaptatif.

La littérature scientifique fait état d'un grand nombre de stratégies de commande à base des techniques neuromimétiques. Un exposé détaillé sur différents schémas de commande à base de réseaux de neurones peut être consulté dans [30]. La commande d'un onduleur monophasé par un réseau de neurones de type Adaline est réalisée dans [46]. Un réseau de neurones multicouche avec deux couches cachées est utilisé pour apprendre une commande par hystérésis dans [47]. Dans des travaux récents [48-49], quatre schémas d'apprentissage sont utilisés pour la commande d'un onduleur triphasé.

V. 5. 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 [51-52]. Le schéma de principe permettant d'estimer le gain proportionnel et intégral du PI avec un Adaline est détaillé par la Fig. V. 9. Le vecteur d'entrée 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.

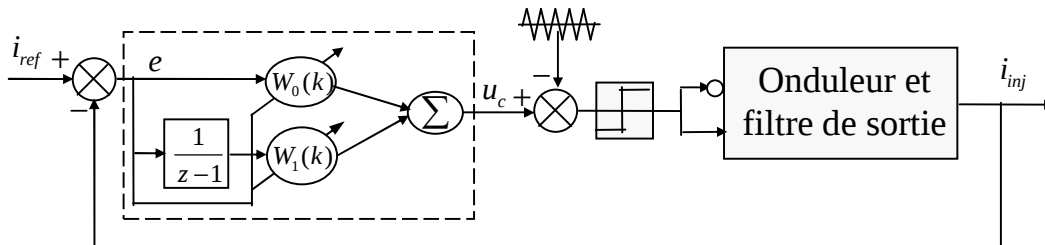


Fig. V. 9: Schéma de la commande de l'onduleur avec un régulateur PI neuronal.

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 fig. V.10 montre les performances de la commande avec un régulateur PI neuronal en poursuite de la consigne composée de la somme des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

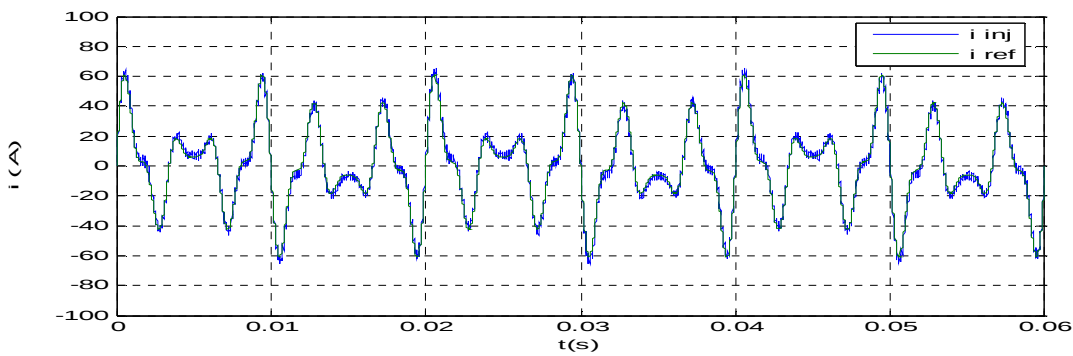


Fig. V. 10 : Réponse d'une commande avec un régulateur PI neuronal pour un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

V. 5. 2. Commande inverse avec un réseau de neurone multicouche

La fig. V.11 montre le schéma de la commande inverse avec apprentissage en ligne. 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 non linéaire. Grâce à l'apprentissage en ligne, le réseau de neurone peut s'adapter en permanence aux évolutions du système de commande et les variations de la charge non linéaire dans le système du filtrage actif.

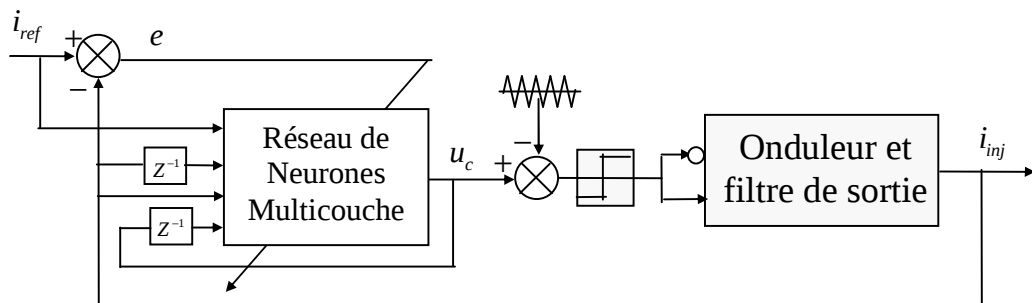


Fig. V. 11 : Schéma de la commande inverse avec un réseau de neurone multicouche.

Le réseau de neurones utilisé possède 4 entrées, une couche cachée de 10 neurones à fonctions d'activations sigmoïdes et une seule sortie à fonction d'activation linéaire. Les entrées comportent le signal de commande à l'instant $k - 1$, le courant de référence à l'instant k et le courant injecté aux instants $k - 1$ et k . L'architecture du réseau de neurones multicouche est donnée dans la fig. V. 12 suivante :

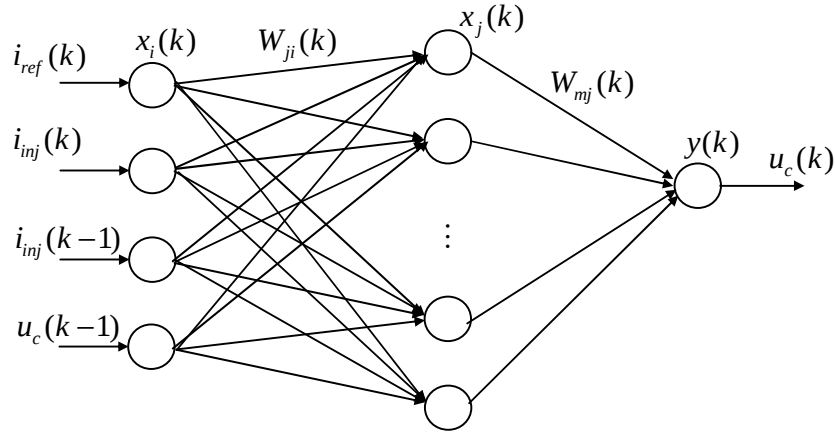


Fig. V. 12 : Architecture du réseau de neurones multicouche.

La règle d'apprentissage utilisée est l'algorithme de la rétropropagation du gradient (chapitre II) de l'erreur $e(k) = i_{ref}(k) - i_{inj}(k)$. L'avantage de la commande avec un réseau de neurones multicouche est le suivi en temps réel de l'évolution du système, la possibilité de la compensation des non linéarités et des variations de la charge non linéaire dans le système de filtrage actif. La réponse en courant à la consigne composée des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13 est donnée par la fig. V.13.

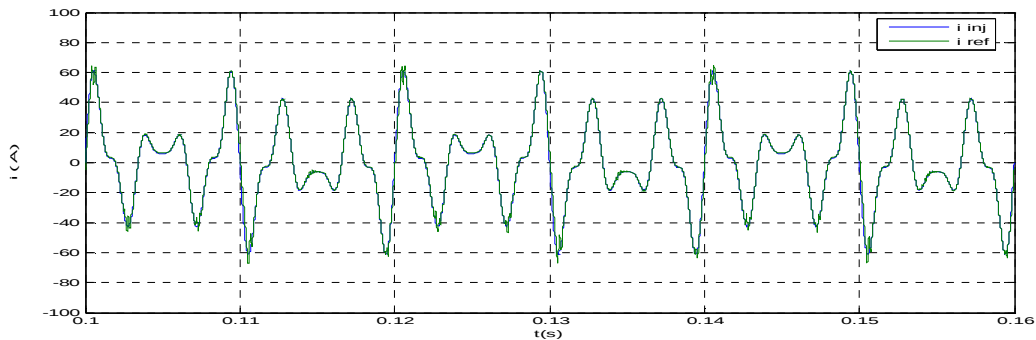


Fig. V. 13 : Réponse d'une commande avec un réseau de neurone multicouche pour un signal de référence composé des harmoniques d'ordre 5, 7, 11 et 13.

La simulation montre la bonne dynamique obtenue avec cette technique de commande neuronale. L'inconvénient de cette approche est le réglage des paramètres d'apprentissage pour obtenir une convergence rapide.

V. 6. Synthèse de la structure complète du FAP

Dans le chapitre II, nous avons décomposé la structure générale du FAP en trois blocs importants : le bloc d'identification des courants harmoniques circulant dans le réseau électrique, le bloc de la commande de l'onduleur de tension pour injecter les courants harmoniques identifiés en opposition de phase dans le réseau électrique et le bloc de la régulation de la tension continue du condensateur. Le schéma général de la stratégie complète de compensation au moyen d'un FAP est montré sur la fig. V.14.

Les valeurs des éléments caractérisant cet environnement complet (le réseau électrique, la charge polluante, l'onduleur et le filtre de sortie) sont conformes à un cahier de charge industriel [1-2].

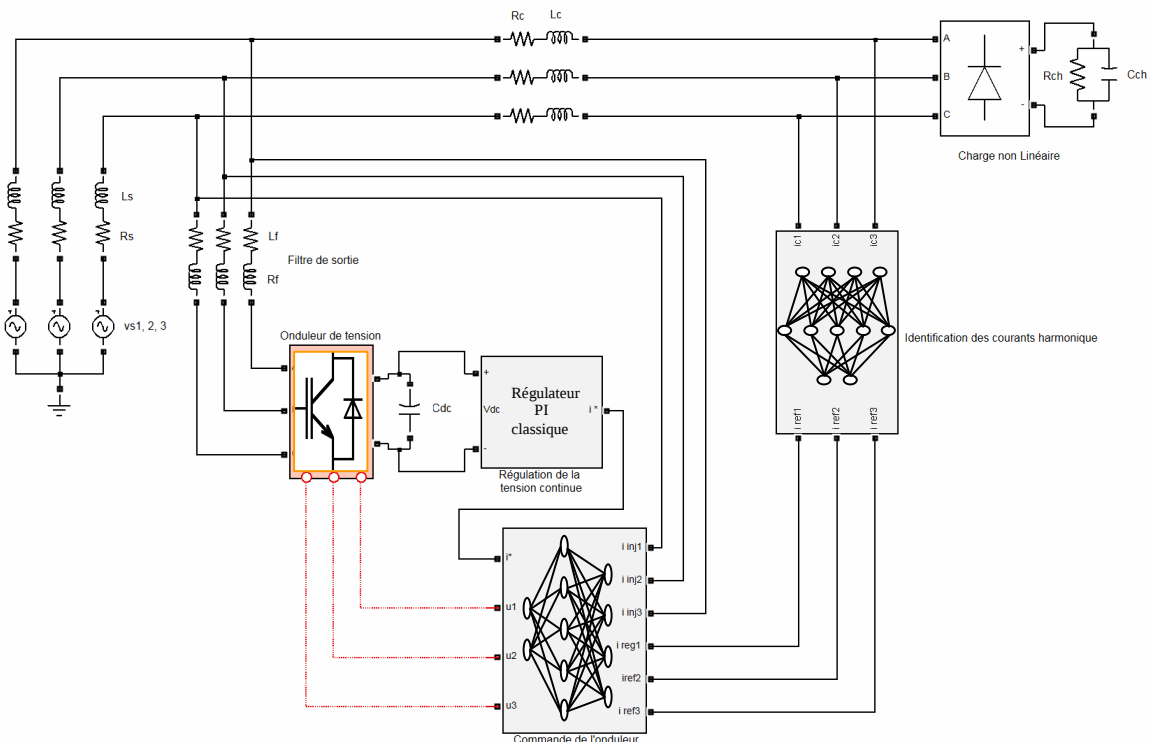


Fig. V. 14 : Schéma général de la stratégie complète de compensation au moyen d'un FAP.

V. 6. 1. Modèle du réseau électrique

Le réseau électrique est représenté par un poste de transformation modélisé par la force électro-motrice du réseau, par une inductance L_s et une résistance R_s . Le tab. V.3 contient les valeurs des paramètres modélisant les réseaux électriques aux différentes puissances nominales demandées par le cahier des charges. De plus, la tension d'alimentation est 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. V.3 : Paramètres du réseau électrique.

V. 6. 2. Modèle de la charge polluante

La charge polluante se compose d'une inductance de lissage (L_c , R_c) et d'un redresseur (pont de Graetz). La valeur de $L_c = 400 \mu H$. La résistance interne de l'inductance de lissage $R_c = 5 m\Omega$. Le redresseur alimente une charge composée d'une résistance $R_{ch} = 2 \Omega$ en parallèle avec une capacité $C_{ch} = 45 mF$.

V. 6. 3. Modèle de l'onduleur et du filtre de sortie

En sortie de l'onduleur, on trouve un filtre passif du premier ordre, qui est représenté par une inductance L_f et une résistance R_f . Les valeurs des éléments caractérisant l'onduleur et le filtre de sortie sont données dans le tab. V.4.

Eléments	Valeurs
V_{dc}	840 V
C_{dc}	4.4 mF
L_f	0.5 mH
R_f	8 m Ω
Fréquence de commutation f_c	12.5 KHz

Tab. V. 4 : Eléments caractérisant l'onduleur et le filtre de sortie.

V. 7. Résultats de simulation

Les modèles et l'ensemble des simulations sont réalisés dans l'environnement Matlab/Simulink avec le Power System Blockset. L'identification des courants harmoniques est effectuée avec la méthode des courants diphasés classique (filtre passe-bas) pour un FAP à structure conventionnelle, puis avec des réseaux Adalines pour un FAP à structure neuronale. Dans ce cas, plusieurs commandes ont été évaluées, que ce soit des commandes classiques de type hystérésis et de type MLI avec PI, une commande floue et des commandes neuronales.

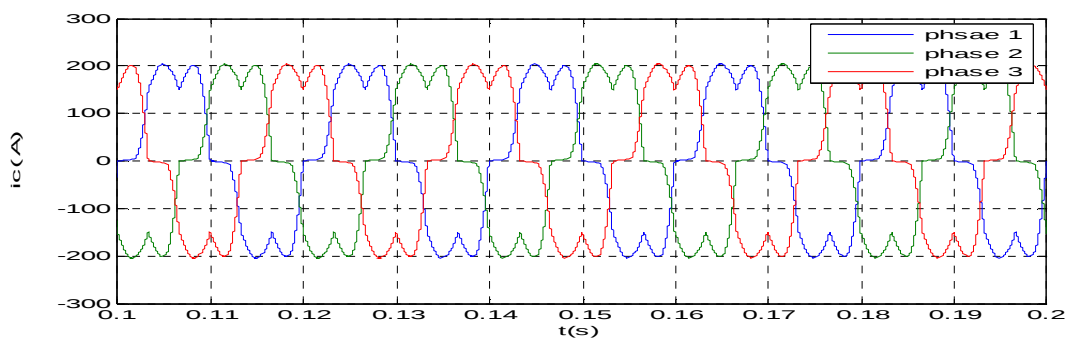
Pour des objectifs de comparaison, quelles que soient les techniques de compensation utilisées, les paramètres des modèles de simulation sont les mêmes. Les valeurs des éléments du réseau électrique sont : $R_s = 1.27 \text{ m}\Omega$, $L_s = 46 \mu\text{H}$, $V_m = 230\text{V}$, et $f = 50 \text{ Hz}$.

V. 7. 1. Compensation avec un FAP à structure conventionnelle

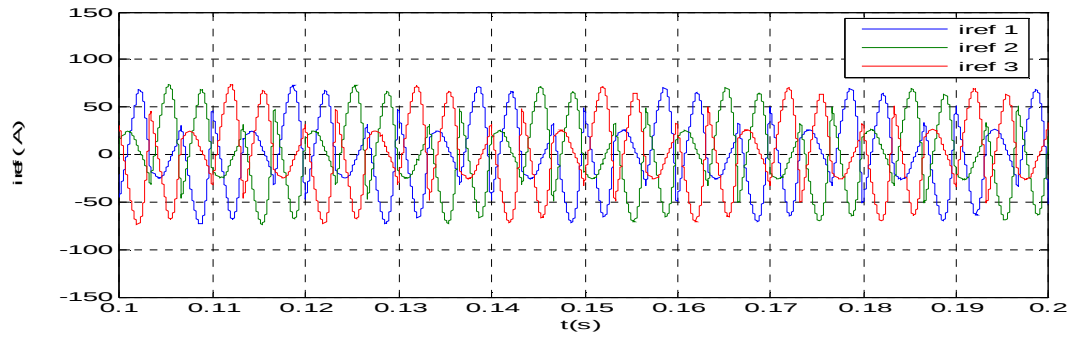
Les approches classiques proposées dans ces comparatifs servent de référence pour l'évaluation des performances des approches neuronales. La plus simple est constituée d'un filtre passe-bas pour l'identification des courants harmoniques avec la technique des courants diphasés et d'une commande de l'onduleur de type hystérésis, puis de type MLI avec un régulateur PI.

- **Commande par hystérésis**

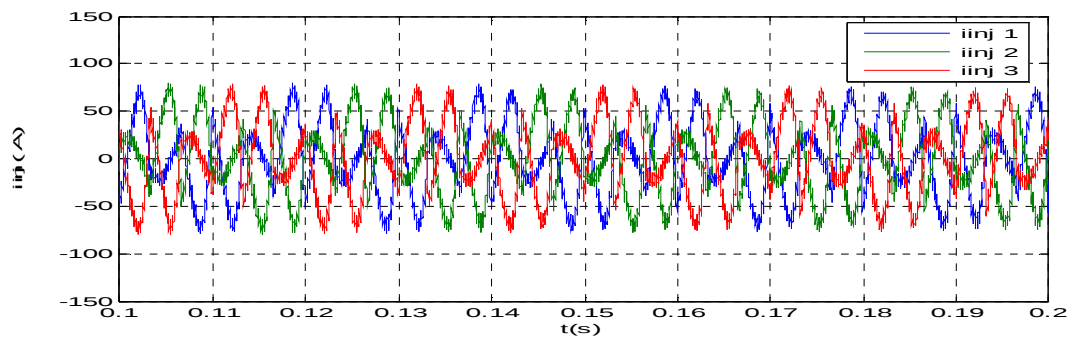
La fig. V.15 montre les performances de cette approche grâce aux courants de la source avant compensation et après compensation.



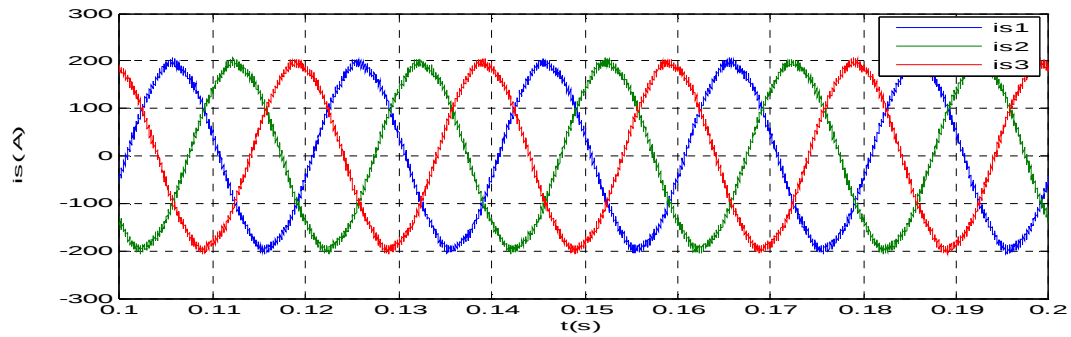
a) Courants côté charge sur les trois phases.



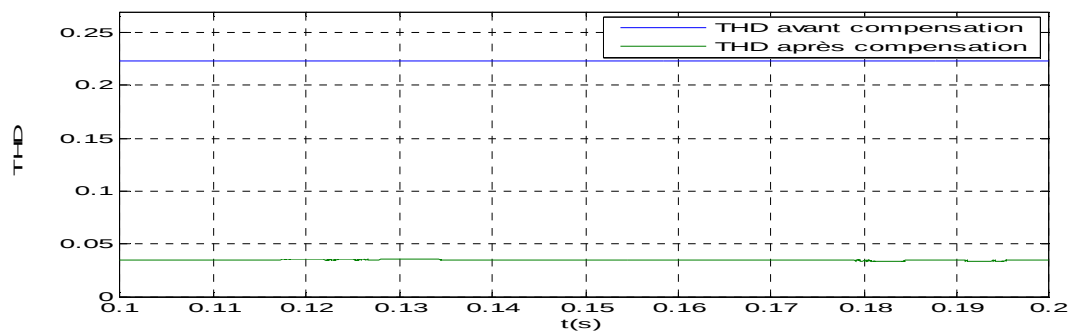
b) Courants harmoniques identifiés sur les trois phases.



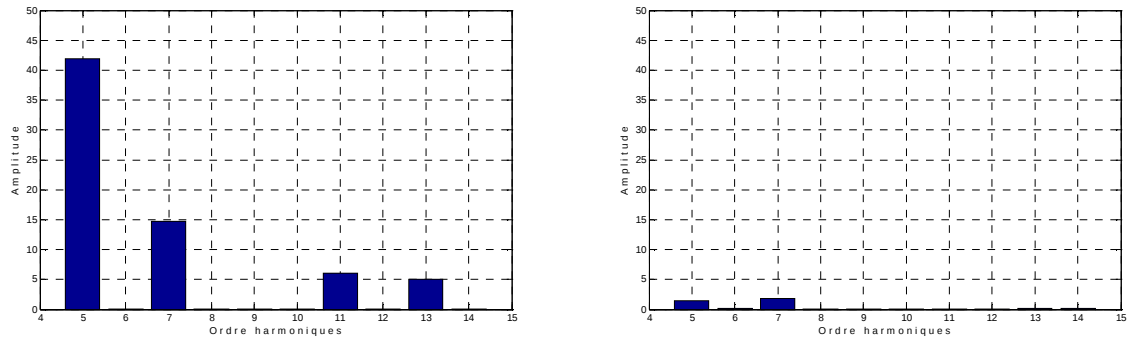
c) Courants injectés par l'onduleur sur les trois phases.



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



e) THD avant et après compensation.



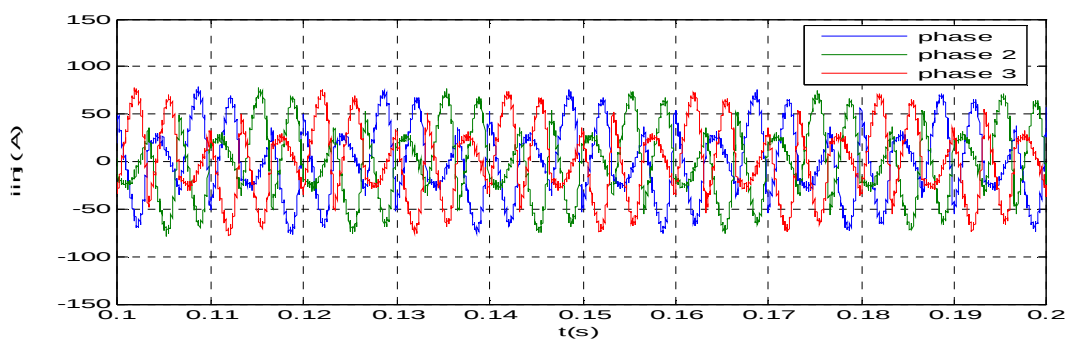
f) Décomposition spectrale des courants avant et après compensation.

Fig. V. 15 : Performance de la compensation des courants harmoniques par un FAP conventionnelle avec une commande par hystérésis.

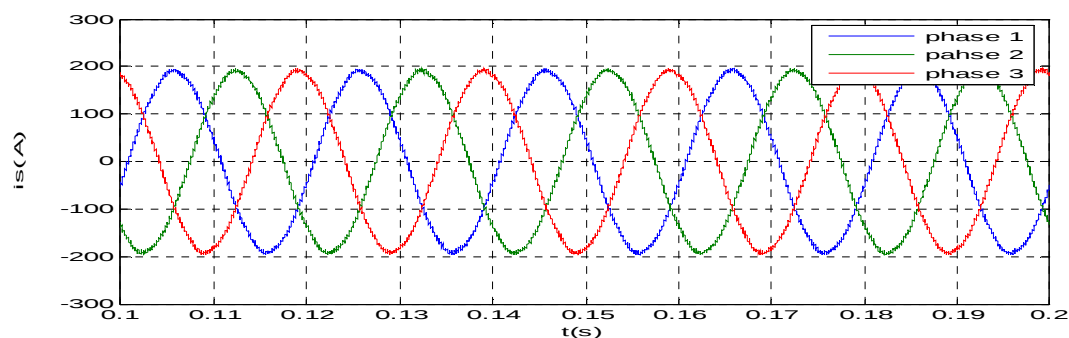
Cette technique vaut plus pour sa simplicité et sa facilité de mise en oeuvre. Elle présente quelques désavantages qui limitent son usage dans des applications demandant une haute performance, comme par exemple son incapacité à fixer la fréquence de commutation. Le THD avant compensation est de 22.34%, il est ramené à 3.33% après compensation.

- **Commande par MLI avec un régulateur PI**

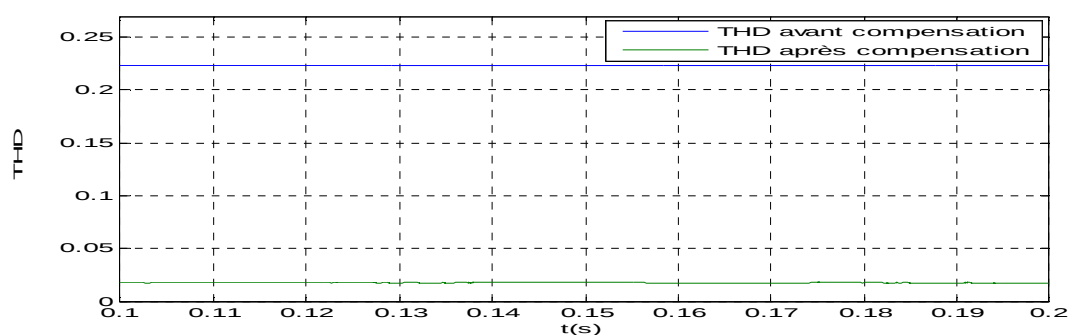
Dans ce cas, la commande de l'onduleur est de type MLI avec un régulateur PI classique. La fig. V.16 montre les performances de cette approche.



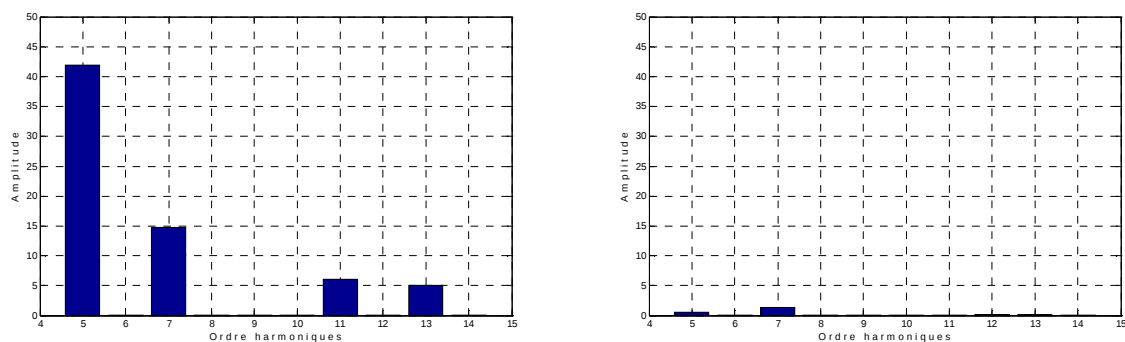
a) Courants injectés par l'onduleur sur les trois phases.



b) Courants de la source après compensation.



c) THD avant et après compensation.



d) Décomposition spectrale des courants avant et après compensation.

Fig. V. 16 : Performance de la compensation des courants harmoniques par un FAP conventionnelle avec une commande par MLI avec régulateur PI.

Le THD avant compensation est de 22.34%, il est ramené à 1.74 % après compensation.

- **Régulation 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 fixée 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 un 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 $V_{dc-ref} = 840V$. La fig. V. 17 montre la consigne et la sortie pour une régulation efficace de la tension continue.

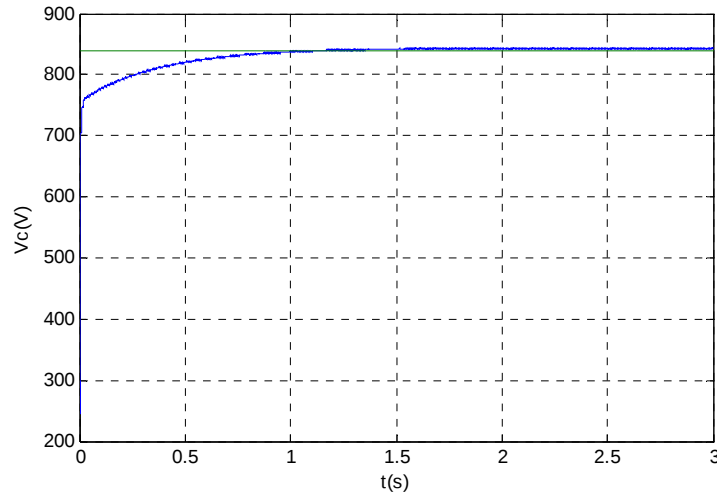
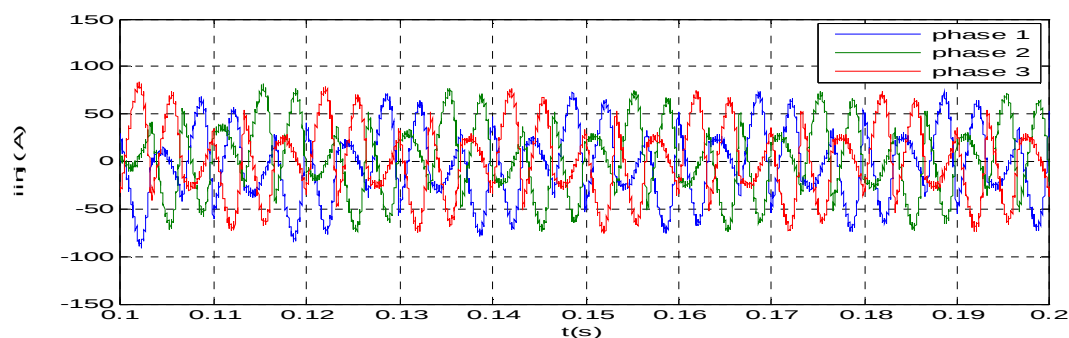


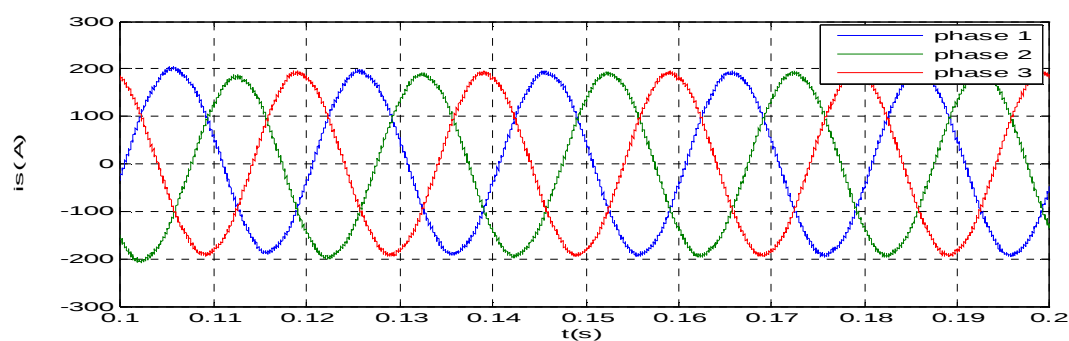
Fig. V. 17 : Réponse à un échelon de la tension continue.

V. 7. 2. Compensation avec un FAP à structure de commande floue

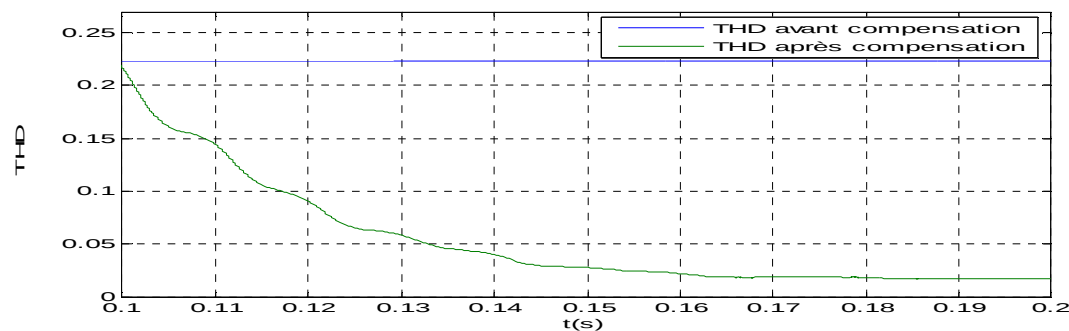
Cette structure de commande avec un régulateur PI flou est évaluée avec le même cahier de charge industriel que les deux premières techniques classiques. On peut voir sur la fig. V.18 les courants injectés par l'onduleur, les courants de la source après compensation, le THD avant et après compensation et la décomposition spectrale des courants après compensation.



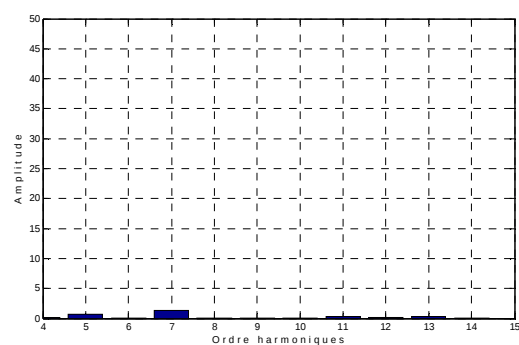
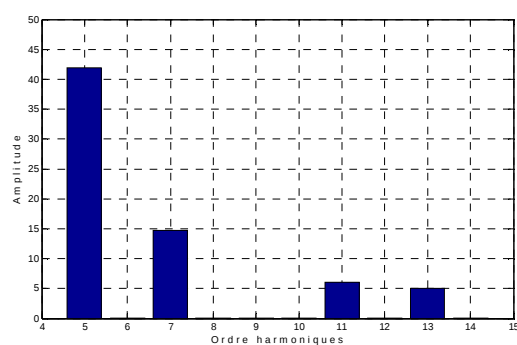
a) Courants injectés par l'onduleur avec une commande floue.



b) Courants de la source après compensation.



c) THD avant et après compensation.



d) Décomposition spectrale des courants avant et après compensation.

Fig. V. 18 : Performance de la compensation des courants harmoniques avec un FAP à structure de commande floue.

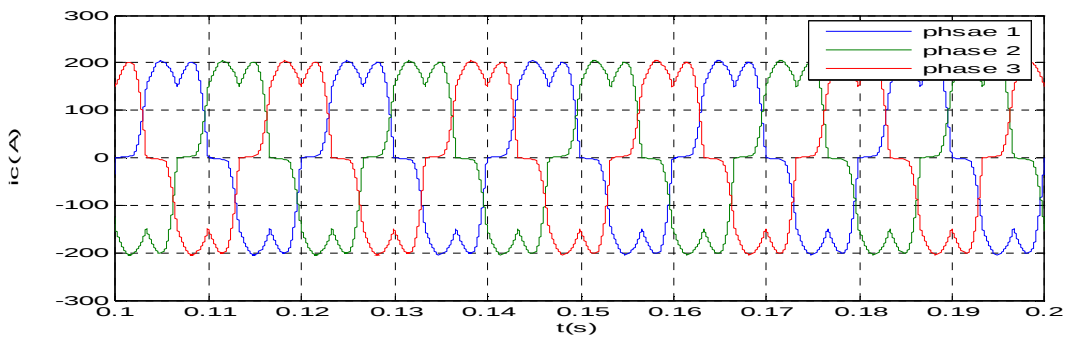
Les résultats obtenus avec cette approche de commande floue, sont meilleurs que les deux précédentes approches classiques. De plus, cette technique de commande a la possibilité d'implémentation des connaissances linguistiques du savoir de l'expert. Le THD est ramené à 1.69 % après compensation.

V. 7. 3. Compensation avec un FAP à structure neuronale

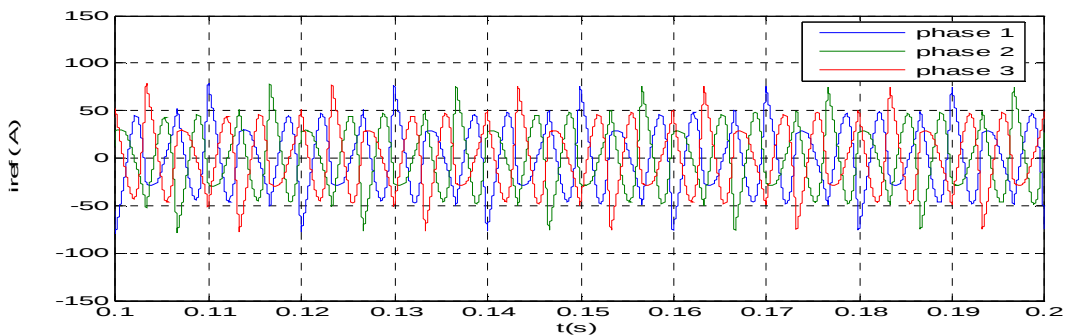
L'approche neuronale utilise des Adalines pour l'identification des courants harmoniques avec la technique des courants diphasés et un bloc de commande de l'onduleur. La commande de l'onduleur est effectuée par un régulateur PI neuronal, puis par une commande inverse avec un réseau de neurone multicouche.

- **Commande avec un PI neuronale**

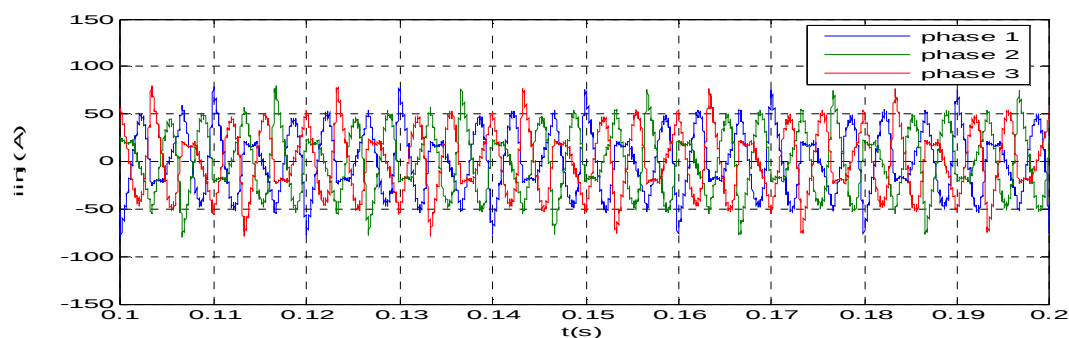
La fig. V.19 donne un aperçu du courant source avant et après compensation. Le signal compensé issu de cette approche purement neuronale est proche d'une sinusoïde. De plus, l'apprentissage en ligne des réseaux de neurones permet une adaptation de la compensation aux fluctuations des perturbations.



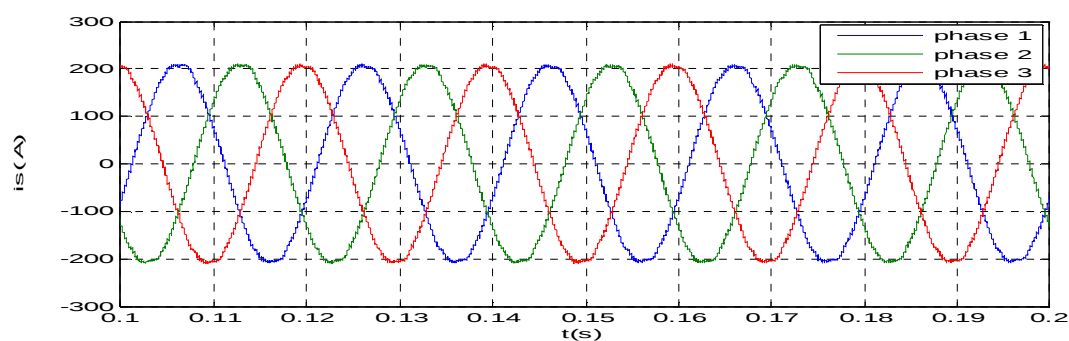
a) Courants côté charge sur les trois phases.



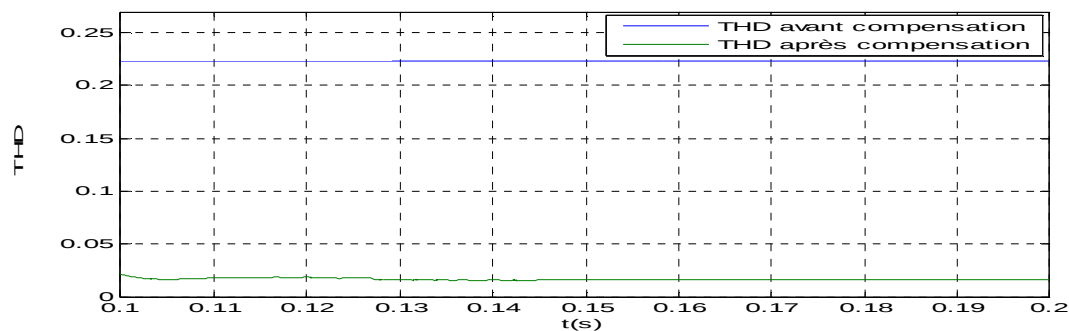
b) Courants harmoniques identifiés avec les Adalines.



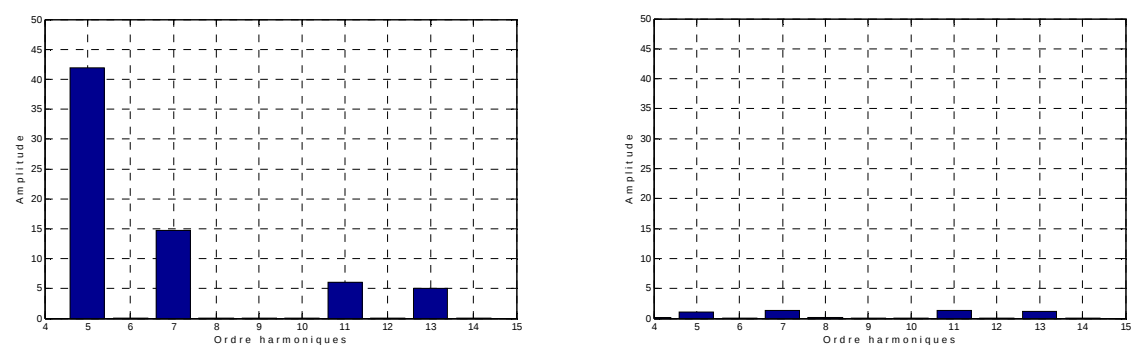
c) Courants injectés par l'onduleur avec un PI normale.



d) Courants de la source après compensation.



e) THD avant et après compensation.



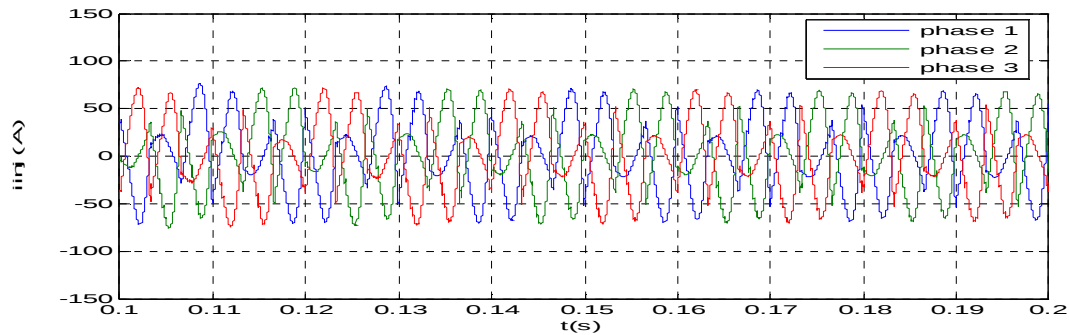
f) Décomposition spectrale des courants avant et après compensation.

Fig. V. 19 : Performance de la compensation des courants harmoniques par un FAP à structure neuronale avec une commande PI neuronale.

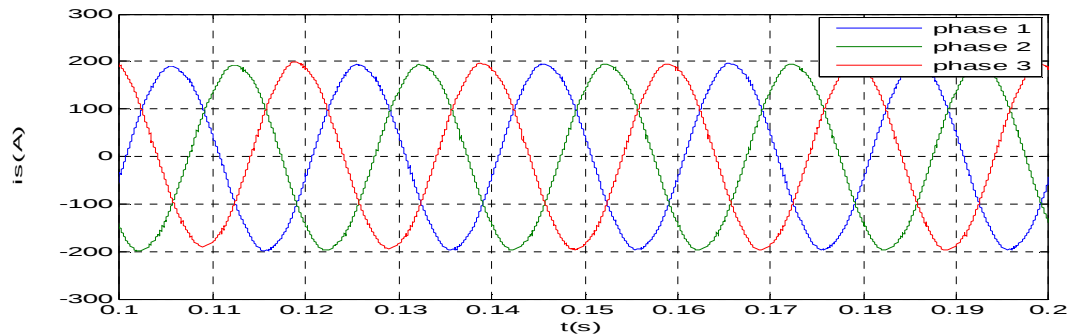
Le THD mesuré est de 1.59% grâce à cette approche au lieu de 3.33% avec l'approche classique.

- **Commande inverse avec un réseau de neurones multicouche**

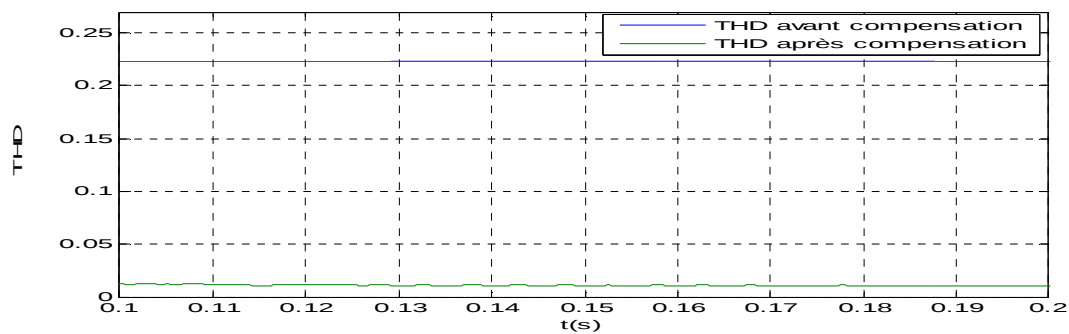
Les bonnes performances de la compensation par la technique neuronale sont confirmées par la fig. V.20 qui illustre les courants sources après compensation avec un réseau multicouche.



a) Courants injectés par l'onduleur avec un réseau de neurone multicouche.



b) Courants de la source après compensation.



c) THD avant et après compensation.

Fig. V. 20 : Performance de la compensation des courants harmoniques par un FAP à structure neuronale (commande inverse avec un réseau multicouche).

Le THD avant compensation est de 22.34%, il est ramené à 1.1 % après compensation.

Dans le tab V.5, nous donnons les valeurs de THD pour les différentes combinaisons de commandes et d'identifications que nous avons évaluées en simulation.

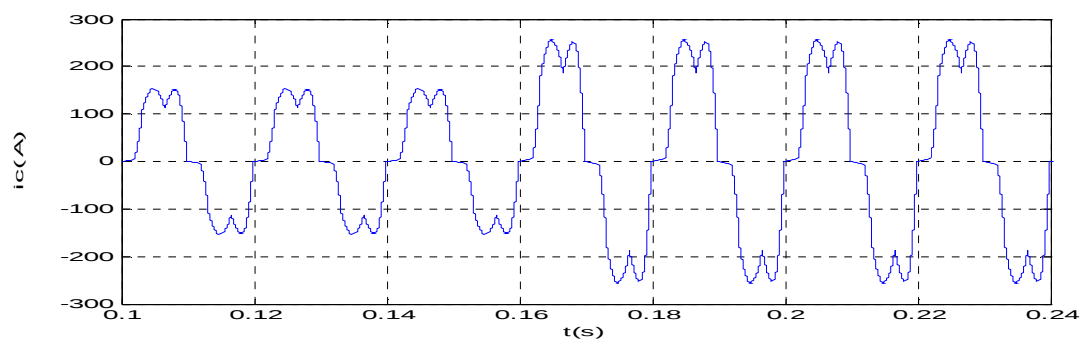
		Identification avec la MCD	
		Filtre passe bas	Adalines
Com mande	Hystérésis	3.33%	3.33%
	PI classique	1.75%	1.64%
	PI flou	1.69%	1.82%
	PI neuronal	1.71%	1.59%
	Réseau multicouche	1.45%	1.1%

Tab V. 5 : THD coté réseau après compensation.

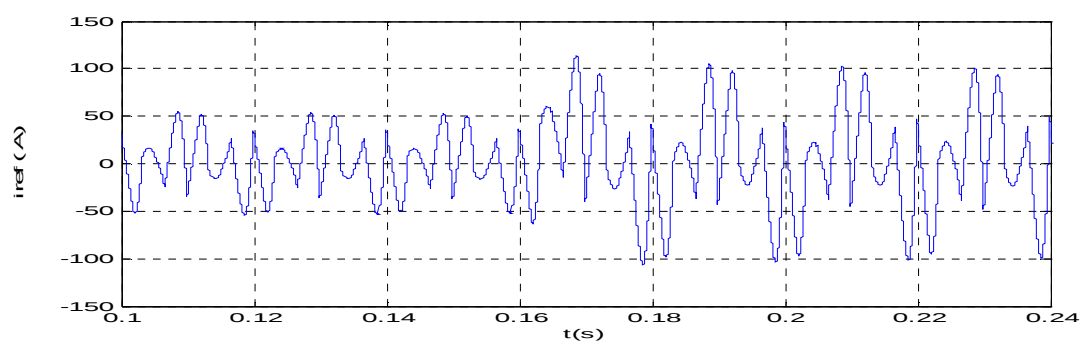
Le tab. V.5 du THD et les résultats de simulation obtenus pour les différentes structures du FAP, montrent que l'approche tout neuromimétique conduit à des résultats meilleurs que ceux d'une approche classique. De plus, cette stratégie basée exclusivement sur des réseaux neuromimétique est de nature homogène.

- **Compensation pour une variation de la charge non linéaire**

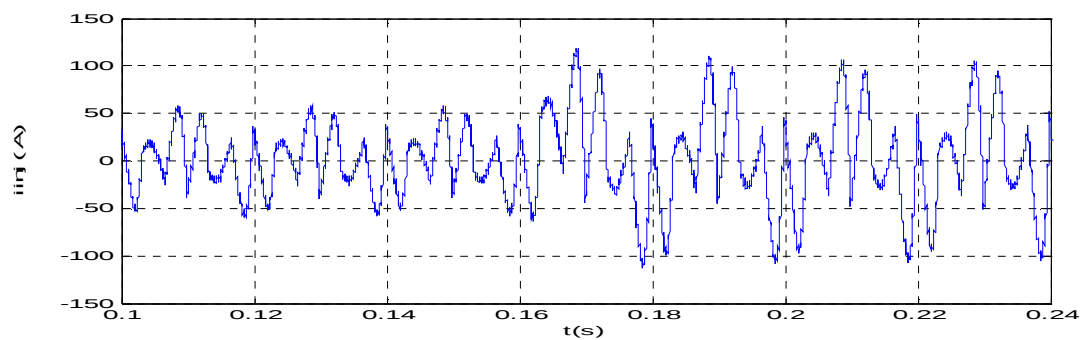
Pour vérifier si les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones rendent notre approche adaptative et robuste face aux variations de la charge, nous avons effectué des simulations dans lesquelles la charge non linéaire varie dans le temps. Entre 0 et 0.16s la charge est fixée à $R_{ch} = 2.5\Omega$. Un changement brusque de la charge intervient à 0.16s. A partir de ce moment, la valeur de la charge est maintenue à $R_{ch} = 1.5\Omega$. La fig. V.21 montre le courant de source avant et après compensation avec la technique neuronale lorsque la charge varie brutalement. Elle montre également le courant de référence identifié avec les Adalines et le courant injecté par l'onduleur sur la première phase.



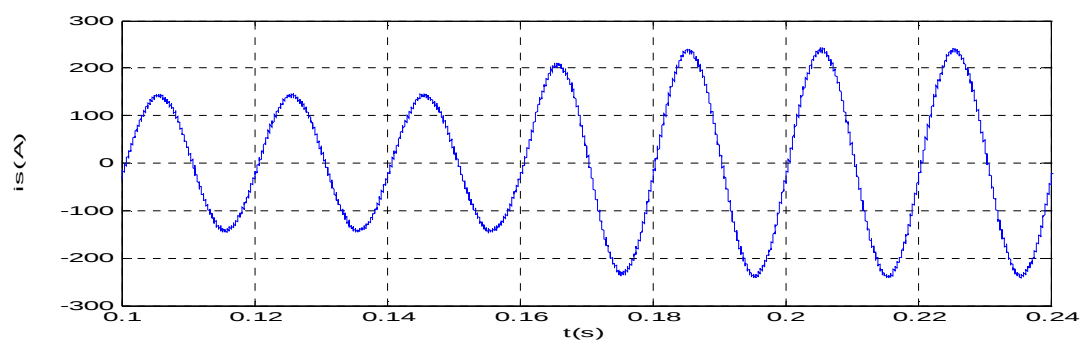
a) Courants côté charge sur la première phase.



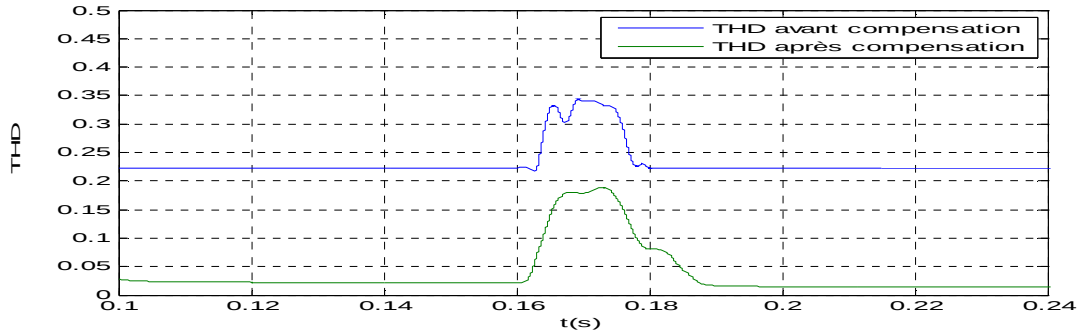
b) Courant harmoniques identifiés avec les Adalines sur la première phase.



c) Courants injectés par l'onduleur.



d) Courants de la source après compensation.



e) THD avant et après compensation.

Fig. V. 21 : Performance de la compensation des courants harmoniques par un FAP à structure neuronale pour une variation de la charge R_{ch} .

Au début, avant le changement de la charge, cette approche permet de réduire le THD de 22% à 1.8%. Après la variation de la valeur de la charge non linéaire, cette technique de compensation neuronale réduit le THD de 22% à 1.4. Donc, cette structure neuronale s'adapte et elle est robuste face aux variations de la charge non linéaire.

V. 8. Conclusion

Dans ce chapitre, en premier temps, 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 vaut plus pour sa simplicité et sa facilité de mise 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 un régulateur PI flou qui donne l'avantage de l'utilisation de l'expertise humaine et des connaissances linguistiques.

Dans un second temps, nous avons développé deux techniques de commande à base des réseaux de neurones artificiels. La première méthode appelée la commande avec un régulateur PI neuronal exploite l'apprentissage de l'algorithme de Widrow-Hoff pour déterminer les deux paramètres proportionnel et intégral d'un régulateur PI. La seconde, appelée la commande inverse, utilise des réseaux de neurones de type perceptron multicouche avec une seule couche

cachée. L'apprentissage en ligne avec l'algorithme de la rétropropagation du gradient permet d'apprendre la fonction inverse du modèle de l'onduleur et de filtre de sortie.

Finalement, 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 de compensation sont établis. Cependant, la structure du FAP utilisant des techniques neuromimétiques s'est montrée plus efficace en termes de résultats de simulation et d'amélioration du THD obtenus. De plus, cette stratégie « tout neuromimétique » est de nature homogène, robuste et s'adapte rapidement face aux variations de la charge non linéaire.

Conclusion générale

Dans ce travail, une stratégie complète d'identification des courants harmoniques et de commande d'un FAP a été introduite. Cette approche est basée sur des techniques intelligentes neuromimétiques qui surpassent les limites des techniques classiques. Notre étude a porté sur un système complet incluant toutes les fonctionnalités d'un FAP, que nous avons scindé en deux parties, en vue d'une approche neuromimétique. Ces deux parties sont l'identification des courants de compensation d'une part, et la génération des signaux de commande de l'onduleur d'autre part.

Dans le cadre de ce travail, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. C'est ainsi que, plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Ainsi, afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Cependant, de nos jours le filtre actif parallèle demeure la solution la plus pertinente pour la dépollution des réseaux, c'est le plus répandu. Il présente des avantages certains.

Dans la suite, nous avons défini la plupart des éléments constituant la structure générale du FAP. Cette structure a d'abord été partagée en deux parties, l'une dite partie puissance, et l'autre dite partie contrôle-commande. Ainsi, nous avons pu fixer les éléments de la partie puissance, comme le modèle de l'onduleur, l'élément de stockage et le filtre de sortie, de même que ceux de la partie contrôle-commande, tels que 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, qui concerne l'identification des courants de compensation, quatre 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, la méthode tri-monophasée et la méthode des courants diphasés MCD. Les tests et les comparatifs effectués en simulation montrent que l'estimation des courants harmoniques par ces approches neuromimétiques est meilleure que celle obtenue par les approches dites classique (filtre passe bas). De plus, ces techniques neuronales permettent d'extraire individuellement chaque rang harmonique.

Dans la seconde phase de la partie contrôle-commande, qui concerne la génération des signaux de commande de l'onduleur, cinq techniques pour la régulation des courants injectés dans le réseau électrique ont été utilisées. La première appelée la commande par hystérésis qui vaut plus pour sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre. La deuxième est la commande MLI avec un régulateur PI classique qui maîtrise la fréquence de commutation sur les interrupteurs de commande. Puis, nous avons présenté la commande avec un régulateur PI flou qui donne l'avantage de l'utilisation de l'expertise humaine et des connaissances linguistiques. Dans les deux dernières, nous avons développé deux schémas de commande utilisant des réseaux de neurones artificiels. Le premier schéma reprend le principe d'un régulateur PI et emploie des réseaux Adalines pour adapter les paramètres proportionnel et intégral. Le deuxième schéma utilise des réseaux de neurones de type perceptron multicouche avec une seule couche cachée pour apprendre la fonction inverse du modèle de l'onduleur et de filtre de sortie.

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 comparatifs entre les différentes stratégies basées sur des techniques classiques et/ou des approches neuronales ont été établies.

Enfin, les résultats de simulation et les comparatifs effectués montrent que la stratégie « tout neuromimétique » 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 face aux variations de la charge non linéaire au cours du temps.

Ce travail a permis d'envisager de nombreuses perspectives et d'orientations futures dans le domaine d'automatique et d'électronique de puissance :

- En automatique, d'autres techniques d'intelligence artificielle peuvent être appliquées et en particulier les réseaux neuro-flous et les algorithmes génétiques. Nous pouvons également envisager d'utiliser d'autre type de commande comme par exemple la commande H_{∞} .
- En électronique de puissance, nous pouvons envisager d'approfondir les recherches sur les perturbations engendrées par l'onduleur, leurs importances, leurs causes et la possibilité de les compenser. De plus, d'autres types de compensateur actif (filtre actif série, la combinaison parallèle série actifs UPQC) commandés avec les techniques intelligentes peuvent être utilisés pour compenser d'autres types de perturbations.

Bibliographie

Bibliographie

- [1]. M. A. E. Alali, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension » (Automatisation des systèmes de puissance électriques). Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, 2002.
- [2]. D. Ould Abdeslam, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ». Thèse de doctorat, université Haute-Alsace, Décembre 2005.
- [3]. 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.
- [4] S. Guffon, « Modélisation et commandes a structure variable de filtres actifs de puissance ». Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [5]. T. Gouraud, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique ». Thèse de doctorat, université de Nantes, janvier 1997.
- [6]. E. Bettega et J-N. Fiorina, « Harmoniques: convertisseurs propres et compensateurs actifs ». Cahier Technique Schneider Electrique n°183, édition janvier 2000.
- [7]. H. Kouara, « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension ». Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2006.
- [8]. A. S. Toledo, « Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : application à l'onduleur de tension triphasé ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, novembre 2000.
- [9] R. Tounsi, « Développement d'un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles ». Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Octobre 1999.
- [10] Miao-Xin Wang, « Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel ». Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [11]. L. Gyugyi et E. C. Strycula, « Active AC power filters », IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 529-535. 1976.
- [12]. N. Mohan, et al, « Active filters for ac harmonic suppression ». IEEE/PES winter meeting, A77 026-8, 1977.

- [13]. H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits ». Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.
- [14]. H. Akagi, Y. Kanazawa et A. Nabae, « Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components ». IEEE Trans. Ind. Appl. p. 625-630, 1984.
- [15]. H. Akagi, A. Nabae et S. Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage source PWM converters ». IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986.
- [16]. H. Akagi, « New trends in active filters for power conditioning ». IEEE Trans. On Industry applications, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.
- [17]. 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.
- [18]. J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ». Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [19]. E.E. EL-Kholy, A. EL-Sabbe, A. El-Hefnawy, Hamdy M. Mharous, « Three-phase active power filter based on current controlled voltage source inverter ». Electrical Power and Energy Systems 28 (2006) 537–547.
- [20]. D. M. Vilathgramuwa, S. R. Wall, et R. D. Jackson, « Variable structure control of voltage sourced reversible rectifiers ». IEE Proc. B, 143(1):18-24, 1996.
- [21]. J. Holtz, « Pulsewidtht modulation for electric power conversion ». Proceeding of the IEEE, 82(8):1194-1214, 1994.
- [22]. A. Phadke, J. Thorp et M. Adamiak, « A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency », IEEE Transactions on Power Apparat. Syst., vol. 102 p. 1025-1038, 1983.
- [23]. T. Nakajima et E. Masada, « An active power filter with monitoring of harmonic spectrum», EPE-89, 3rd European conference on power electronics and applications, Aachen, Germany, 1989.
- [24]. L. Benchaita, « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande ». Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.
- [25]. N. Bruyant, « 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.

- [26]. B. Widrow et E. Walach, « Adaptive Inverse Control ». Information and System Sciences Series, Prentice Hall Press, Upper Saddle River, 1996.
- [27]. S. Haykin, « Neural Networks: A Comprehensive Foundation ». 2nd Edition, Prentice Hall, 1999.
- [28]. P. Vas, « Artificial-intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-Based Techniques ». Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Oxford University Press, Oxford, 1999.
- [29]. J. M. Renders, « Algorithmes génétiques et réseaux de neurones ». Editions Hermès, Paris, 1995.
- [30]. S. Omatu, M. Khalid et R. Yusof, « Neuro-control and its Applications Advances in Industrial Control ». Springer-Verlag, London, 1996.
- [31]. L. Zadeh, « Fuzzy sets ». Information Control, vol. 8 p. 338{353, 1965.
- [32]. P. Borne, J. Rozinoer, J. Dieulot et L. Dubois, « Introduction à la commande floue ». Edition Technip, Paris, 1998.
- [33]. H. Bühler, « Réglage par logique floue ». Edition Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1994.
- [34]. J. Jontzen, « Tuning of fuzzy PID controllers ». Rapport technique N 98-N87, Departement of Automation, Technical University of Denmark, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, Denmark, 1998.
- [35]. M. Mokhtari et M. Marie, « Applications de MATLAB 5 et SIMULINK 2 ».Edition Springer, 1998.
- [36]. A. Phadke, J. Thorp et M. Adamiak, « A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency ». IEEE Transactions on Power Appar. Syst., vol. 102 p. 1025-1038, 1983.
- [37]. R. El Shatshat, M. Kazerani et M. Salama, « Power quality improvement in 3-phase 3-wire distribution systems using modular active power filter ». Electric Power Systems Research, vol. 64, p. 185-194, 2002.
- [38]. 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 the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'02), pages 739-44, Sevilla, Spain, 2002.
- [39]. 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.

- [40]. D. Ould Abdeslam, J. Mercklé P. Wira, et D. Flieller, « Harmonic identification based on ANN: A comparative study ». In 9th International Conference on Engineering Applications of Neural Networks, pp. 179–186, Lille, France, 2005.
- [41]. D. Ould Abdeslam, J. Mercklé, R. Ngwanyi et 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.
- [42]. D. Ould Abdeslam, 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.
- [43]. D. Ould Abdeslam, P. Wira, D. Flieller et J. Mercklé, « Power harmonic identification and compensation with an artificial neural network method ». International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2006), Montreal, Canada, 2006.
- [44]. D. Ould Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, D. Flieller et Y.-A. Chapuis, « A Unified Artificial Neural Network Architecture for Active Power Filters ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, February 2007.
- [45]. M. Alali, Y. A. Chapuis, S. Saadate et F. Braun, « Advanced common control method for shunt and series active compensators used in power quality improvement ». IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 6 p. 658{664, 2004.
- [46]. 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 Drive Systems PEDS'03, Singapore, 2003.
- [47]. J. Vazquez et P. Salmeron, «Active power filter control using neural network technologies». IEE Proceedings-Electric Power Applications p. 139-145, 2003.
- [48]. D. Ould Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé 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.
- [49]. D. Ould Abdeslam, P. Wira, D. Flieller, and J. Mercklé, « Artificial Neural Networks to Control an Inverter in a Harmonic Distortion Compensation Scheme ». In International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2008), Cambridge, UK, 2008, pp. 1873-1878, 2008.
- [50]. 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.
- [51]. M. Boudjedaimi, P. Wira, D. Ould Abdeslam, S. djennoune et J. –F. Urban, « Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants

harmoniques dans les réseaux électriques ». In international Conference on Electrical Engineering and its Applications, Sidi Bel-Abbes, Algeria, 2008.

- [52]. M. Boudjedaimi, P. Wira, D. Ould Abdeslam, S. djennoune et J. -P. Urban, « Voltage Source Inverter Control with Adaline Approach for the Compensation of Harmonic Currents in Electrical Power Systems ». 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON08), Orlando, F1, USA, 2008, PP. 2708-2713.
- [53]. N. K. Nguyen, D. Ould Abdeslam, P. Wira, D. Flieller et J. Mercklé, « Artificial Neural Networks for Harmonic Currents Identification in Active Power Filtering Schemes ». 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON08), Orlando, F1, USA, 2008, PP. 2693-2701.
- [54]. D. Ould Abdeslam, P. Wira, D. Flieller, et J. Mercklé, « Artificial Neural Networks to Control an Inverter in a Harmonic Distortion Compensation Scheme ». In International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2008), Cambridge, UK, 2008, pp. 1873-1878, 2008.
- [55]. S. Beaulieu, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique ». Mémoire de la maîtrise en ingénierie, université du Québec à Chicoutimi, mai 2007.
- [56]. M Bojrup, « Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application ». Lund 1999.

Annexe

Communications