

2/98
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique

FILIERE : AUTOMATIQUE

Mémoire

En vue d'obtenir le diplôme
D'ingénieur d'Etat en AUTOMATIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

**Commande floue et neuro-floue
d'un filtre actif parallèle a deux
niveaux .**

Proposé et dirigé par :
Mr E.M Berkouk

Etudié par :
A . Akhenak
D. Cherifi

PROMOTION 1998

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique

FILIERE : AUTOMATIQUE

Mémoire

En vue d'obtenir le diplôme
D'ingénieur d'Etat en AUTOMATIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

**Commande floue et neuro-floue
d'un filtre actif parallèle a deux
niveaux .**

Proposé et dirigé par :
Mr E .M Berkouk

Etudié par :
A . Akhenak
D. Cherifi

PROMOTION 1998

ملخص

في هذا العمل عرضنا مختلف تقنيات التحكم في مرشح نشيط ، مركب من مموج ثلاثي الطور ذو مستويين ، لغاية توليد تيارات هارمونيكية مفروضة من طرف مستهلك غير خطي . و المتمثلة في التحكم بالاستريريس .

استعمال معدل متناسب تكاملي ،

استعمال معدل غامض و أخيرا معدل عصبوني غامض على أساس طريقية المثلثية الجيبية ، هذا لضمان التحكم المباشر في القاطعات الأمواج .

كلمات مفتاحية :

مرشح تنشيط متوازي ، مموج ذو مستويين المثلثية الجيبية ، معدل غامض ، معدل عصبوني غامض .

Abstract:

In this work, we present different techniques of control of parallel active filter constituted on two levels three phases inverter, for generating the harmonics currents imposed by the non linear load. First the hysteresis strategy is presented, in second time, a PI regulator is used, finally any fuzzy and neuro-fuzzy controllers are applied. The last three techniques are associated to the triangulo-sinusoidal strategy.

Key words : a two levels inverter, active filter, hysteresis control, triangulo-sinusoidal strategy, regulator PI, fuzzy controller, neuro-fuzzy controller.

Résumé:

Dans ce travail nous avons présenté les différentes techniques de commande d'un filtre actif parallèle, constitué d'un onduleur triphasé à deux niveaux, afin de compenser les courants harmoniques imposés par une charge non linéaire, la première consiste en la commande par hystérésis en courants, la seconde est la commande par un régulateur linéaire PI, finalement, les commandes floue et neuro-floue sont appliquées. Ces trois dernières techniques sont associées à la stratégie de commande triangulo-sinusoidale, assurant la commande directe des interrupteurs de l'onduleur.

Mots clés : onduleur à deux niveaux, filtre actif parallèle, commande par hystérésis, la stratégie triangulo-sinusoidal, régulateur PI, régulateur flou, régulateur neuro-flou.

A la mémoire de mon regretté grand-père

à mes très chers parents

à tous mes frères et sœurs

à toute ma famille

à mes amis

à la perfection

Je dédie ce travail.

Kader

A mes chers parents

à tous mes frères et sœurs

à tous mes aimables amis

je dédie ce travail

Djamel

Remerciements

Il nous est particulièrement agréable de remercier notre promoteur monsieur E. M. Berkouk pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée dans la réalisation de ce travail.

Notre sincère reconnaissance à messieurs les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'évaluer ce travail.

Que tous ceux qui ont veillé avec nous à l'élaboration de ce travail, trouve dans l'aboutissement de celui-ci, l'expression de notre profonde gratitude.

Sommaire



Introduction générale

CHAPITRE I

Modélisation des onduleurs triphasés à deux niveaux

I-1 Introduction	1
I-2 Modèle de commande des onduleurs à deux niveaux triphasé	1
I-2-1 Commandabilité des convertisseurs statiques	1
I-2-1-1 Fonction de connexion	3
I-2-1-2 Fonction de commutation	3
I-2-2 Modèle de commande de l'onduleur triphasé	3
I-2-2-1 Fonction de conversion	3
I-2-2-2 fonction génératrices et modèle de commande	6
I-3 Modélisation du redresseur en pont	8
I-4 Conclusion	

CHAPITRE II.

Stratégies de commande MLI des onduleurs triphasés à deux niveaux

II-1 Introduction	10
II-2 Commande par hystérésis en courant	10
II- 2-1 Onduleur à deux niveaux	11
II-2-2 Onduleur triphasé	11
II-3 Commande triangulaire à échantillonnage naturel	12
II- 3-1 Onduleur triphasé à deux niveaux	13
II-4 Filtrage actif pour la compensation des courants harmoniques	15
II-4-1 Introduction	15
II-4-2 Génération d'harmoniques	15
II-4-3 Filtrage actif parallèle	16
II-4-3-1 Détermination du fondamental du courant	17
II-4-3-2 Commande des interrupteurs du filtre actif parallèle	18
II-5 Application de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour la compensation des courants harmoniques d'une source triphasée	19
II-5-1 Dépollution des courants de ligne supposés sous des formes bien déterminées	19

II-5-1-1 commande par hystérésis de l'onduleur triphasé à deux niveaux	21
II-5-1-2 Commande triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à deux niveaux	23
II-6 Conclusion	27

CHAPITRE III *Commande par logique floue des onduleurs triphasés à deux niveaux*

III-1 Introduction	28
III-2 Notion de base sur la logique floue	28
III-2-1 Ensemble ordinaire	28
III-2-2 Ensemble flou	28
III-2-3 Variables linguistiques	29
III-2- 4 Fonction d'appartenance	29
III-2- 5 Opérations sur les ensembles flous	30
III-2-6 Relation et composition sur le produit de deux espaces de référence	31
III-2- 7 Modus-Ponens	31
III-3 Commande par logique floue	32
III-3-1 Caractéristiques de la commande floue	32
III-3-2 Configuration d'un régulateur flou	32
III-3-3 Fuzzification	33
III-3-4 Inférence	34
III-3-5 La défuzzification	34
III-3-5-1 Déffuzificateur maximum	35
III-3-5-2 La moyenne d'un déffuzificateur maximum	35
III-3-5-3 Déffuzificateur de hauteur	35
III-3-5-4 Déffuzification par centre de gravité	35
III-3-5-5 Centre de gravité lors de la méthode somme-prod	36
III-4 Application de la commande floue à l'onduleur triphasé à deux niveaux	38
III-4-1 Introduction	38
III-4-2 Caractéristiques des régulateurs flous utilisés	38
III-4-3 Dépollution des courants de ligne supposés sous des formes bien déterminées	40
III-4-4 Dépollution des courants de lignes imposés par un redresseur en pont	45
III-4-5 Interprétation des résultats	49
III-5 Conclusion	49

CHAPITRE IV *Commande neuro-floue des onduleurs triphasés à deux niveaux*

IV-1 Introduction	50
IV-2 Les réseaux adaptatifs	50
IV-2-1 Architecture	50
IV-2-2 La règle d'apprentissage back-propagation	52
IV-3 Les réseaux de neurones	55
IV-3-1 Back-propagation neural network	55
IV-3-2 Réseau de neurones à fonction de base radiale (<i>RBFN</i>)	57
IV-4 Réseau neuro-flou	58
IV-4- Modèle de Sugeno	58
IV-4-2 Modèle de Mamdani	61
IV-5 Application de la commande neurofloue à l'onduleur triphasé à deux niveaux	63
IV-5-2 Synthèse des trois régulateurs neuroflous	63
IV-5-3 Application de l'algorithme back-propagation	66
IV-5-4 Résultats de simulation	67
IV-6- Conclusion	71

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

L'électronique de puissance a apporté une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Son usage connaît depuis quelques années un essor constant. Ce phénomène est d'autant plus remarquable que les puissances unitaires des convertisseurs installés progressent, elles aussi. Ces accroissements peuvent poser des sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique (SONALGAZ, EDF,...), qui voient ces convertisseurs comme autant de sources polluantes.

Les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues : il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération de courants alternatifs non sinusoïdaux et riches en harmoniques. Les incidences sont nombreuses et de conséquences néfastes sur le réseau, car ces perturbations sont à l'origine de la déformation de la tension, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes dans les différents éléments le constituant.

Les progrès réalisés sur les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à la conception de nouvelles structures. Dans un premier temps, les convertisseurs AC-DC commandés en modulation de largeur d'impulsions ont permis de contrôler le facteur de puissance et une partie de perturbations harmoniques. Dans un passé plus récent, des dispositifs de filtrage actif ont été étudiés afin d'apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques.

Le problème peut être résolu par un contrôle adaptatif des filtres actifs afin de compenser les courants de ligne, pour lequel est forcé à s'adapter aux conditions de fonctionnement en exploitant les informations fournies par le filtre actif en temps réel.

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En effet, la logique floue ouvre de nouvelles perspectives. Plusieurs avantages lui sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, la dispense d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à régler avec un comportement non-linéaire et l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques. Par contre, on lui reconnaît aussi des inconvénients : le manque de directives précises pour la conception d'un réglage, l'approche non systématique et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité du système contrôlé.

Introduction générale

Pour remédier à ce problème de réglage. Il nous a paru utile d'interpréter le contrôleur flou utilisé sous forme d'un réseau de neurones, afin de mettre à jour les gains d'adaptation.

Ce travail sera présenté de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, une modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux est proposée suivie d'une modélisation d'un redresseur triphasé en pont à diode. Le modèle ainsi construit est utilisé pour donner une représentation permettant la simulation numérique.

Le second chapitre de ce mémoire, est consacré à la représentation des différentes stratégies de commande d'un filtre actif parallèle.

Le troisième chapitre, comporte les concepts de la logique floue et son application à la commande des systèmes dynamiques.

Le quatrième chapitre, est consacré à la commande neuroflou, étude des différentes architectures et l'algorithme permettant l'entraînement du réseau flou. Une conception d'un réseau neuroflou pour la commande du filtre actif est effectuée, suivie des simulation numériques et des interprétations des résultats obtenus.

Le travail sera achevé par une conclusion générale et des perspectives qui pourront être étudiés dans le cadre des projets de fin d'études.

CHAPITRE I

MODELISATION DES ONDULEURS TRIPHASES A DEUX NIVEAUX

I- Modélisation de l'onduleur triphasé a deux niveaux

I-1 Introduction :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on obtient une tension de sortie alternative. La fréquence des changements de connexions donne la fréquence de cette tension.

Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome.

On distingue deux types d'onduleurs :

- *Les onduleurs de tension,*
- *Les onduleurs de courant (dit **commutateur**).*

Les premiers sont alimentés par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affectée par les variations de courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Ce type d'onduleur alimente des récepteurs de courant.

I-2 Modèle de commande des onduleurs triphasés à deux niveaux :

I-2-1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Berkouk 95]. Pour l'onduleur de tension à deux niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir les notions de fonctions de connexion, et de commutation.

En mode commandable, le modèle d'un bras d'onduleur à deux niveaux se simplifie et on n'a plus que les configurations 1 et 2 (Fig. I-4).

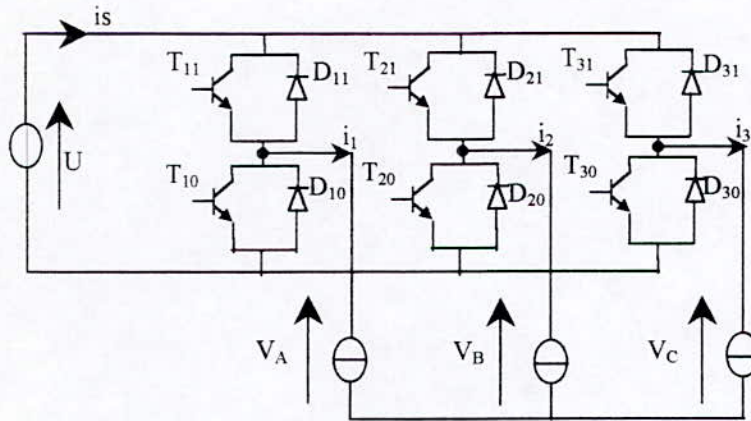


Fig. I-1 Onduleur triphasé à deux niveaux

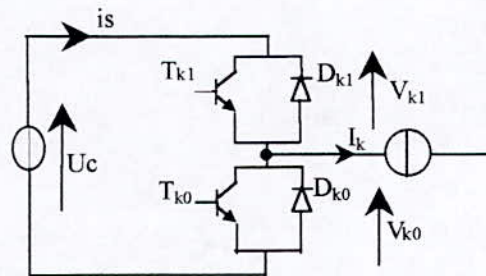


Fig. I-2 Un bras de l'onduleur à deux niveaux (cellule de commutation tripole).

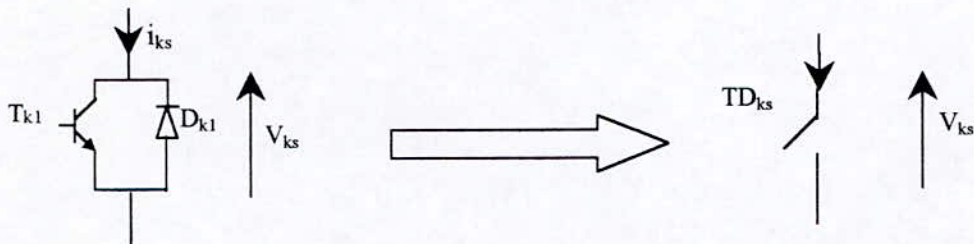


Fig. I-3 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

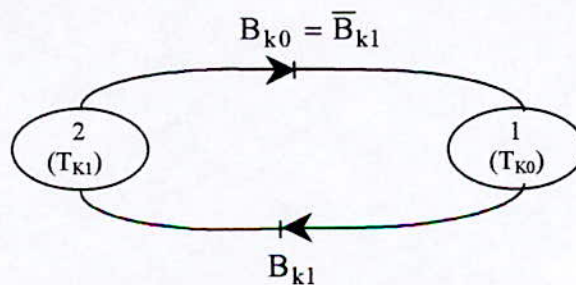


Figure. I-4 Modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux

I-2-1-1 Fonction de connexion : Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire.

I-2-1-2 Fonction de commutation : Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à n interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion f_i définie par

$$f_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + f_c \left[t - (i-1) \cdot \frac{T}{n} \right] \right\}$$

avec f_c la fonction de commutation de cette cellule, et T sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

I-2-2 Modèle de connaissance de commande de l'onduleur triphasé

I-2-2-1 Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (I-1). Soit F_{ks} , avec $k \in \{1, 2, 3\}$ et $s \in \{0, 1\}$, la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} , et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de cet onduleur.

Pour l'onduleur triphasé, les relations entre ces différentes fonctions sont les suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1(t)) \\ F_{21}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2(t)) \\ F_{31}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3(t)) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{10}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1(t - \frac{T}{2})) \\ F_{20}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2(t - \frac{T}{2})) \\ F_{30}(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3(t - \frac{T}{2})) \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes de deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à deux niveaux par rapport au point M sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot U_c \\ V_{BM} = F_{21} \cdot U_c \\ V_{CM} = F_{31} \cdot U_c \end{cases} \quad (I-3)$$

Les différentes tensions composées de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_C \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_C \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_C \end{cases} \quad (I-4)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (I-5)$$

Les équations (I-4) et (I-5) permettent d'exprimer les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \cdot U_C \quad (I-6)$$

Pour exprimer ces tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation, on introduit le système (I-1) respectivement dans (I-4) et (I-5). Ainsi, on aboutit aux relations (I-7) et (I-8) suivantes liant respectivement les tensions composées et simples aux fonctions de commutation.

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_C \quad (I-7)$$

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_C \quad (I-8)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (I-9) donnant le courant i_s d'entrée de l'onduleur triphasé en fonction des courants i_1, i_2, i_3 de sa charge triphasée.

$$i_s = F_{11}.i_1 + F_{21}.i_2 + F_{31}.i_3 \quad (\text{I-9})$$

L'expression (I-9) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme :

$$i_s = \frac{1}{2}.(1 + F_1).i_1 + \frac{1}{2}.(1 + F_2).i_2 + \frac{1}{2}.(1 + F_3).i_3 \quad (\text{I-10})$$

Pour l'onduleur triphasé à deux niveaux, le vecteur d'état est $[U_C \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$. Les entrées internes de cet onduleur sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_s]^T$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_s]^T$.

On appelle relations de conversion simples les relations liants le vecteur $[V_A \ V_B \ V_C \ i_s]^T$ au vecteur d'état et les relations de conversion composées celles liant le vecteur $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_s]^T$ au vecteur d'état. Ces différentes relations de conversion sont définies ci dessous.

a- Relations de conversion simples :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_s \end{pmatrix} = [N(t)] \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{avec } [N(t)] = \begin{pmatrix} \frac{2.F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} + 2.F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11} - F_{21} + 2.F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{0} & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{I-11})$$

On appelle $[N(t)]$ la matrice de conversion simple.

b- Relations de conversion composées :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_s \end{pmatrix} = [M(t)] \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{avec } [M(t)] = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{I-12})$$

On appelle $[M(t)]$ la matrice de conversion composée.

La figure (I-5) montre le modèle de connaissance global du convertisseur en mode commandable associé à sa source et à sa charge triphasée. On distingue la partie commande et la partie opérative avec deux blocs l'un continu et l'autre discontinu. Le bloc discontinu

représente la fonction de l'onduleur triphasé. Afin d'homogénéiser ce modèle de connaissance en rendant son bloc discontinu continu, on utilisera les fonctions génératrices [Berkouk 95].

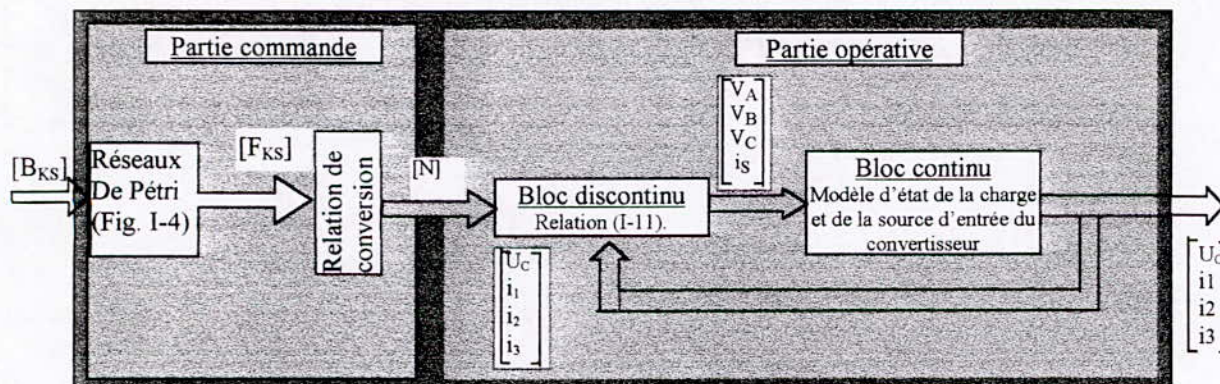


Figure.I-5 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux

I-2-2-2 fonction génératrices et modèle de commande

Toujours dans l'hypothèse de convertisseur en mode commandable, donc conduction continue du convertisseur, on introduit les fonctions continues génératrices de connexion, commutation et conversion afin d'élaborer un modèle de commande de l'onduleur triphasé au sens des valeurs moyennes.

Pour les fonctions génératrices de connexion, on a les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11g} = 1 - F_{10g} \\ F_{21g} = 1 - F_{20g} \\ F_{31g} = 1 - F_{30g} \end{cases} \quad \text{avec } F_{ig} = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{KT_e}^{(K+1)T_e} F_i(\tau) \cdot d\tau \quad (I-13)$$

De même, on associe respectivement les matrices de conversion simple $[N_g(t)]$ et composée $[M_g(t)]$ aux matrices de conversion simple $[N(t)]$ et composée $[M(t)]$. Les relations liant ces matrices $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ aux fonctions génératrices de connexion sont données respectivement par les équations (I-14) et (I-15).

$$[N_g(t)] = \begin{pmatrix} \frac{2.F_{11g} - F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11g} + 2.F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11g} - F_{21g} + 2.F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{pmatrix} \quad (I-14)$$

$$[M_g(t)] = \begin{pmatrix} F_{11g} - F_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31g} - F_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{pmatrix} \quad (I-15)$$

Les relations de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé peuvent être ainsi exprimées selon respectivement les équations (I-16) et (I-17) où les courants et les tensions sont en réalité les valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur une période de commutation T_e infiniment petite.

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_s \end{pmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (I-16)$$

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_s \end{pmatrix} = [M_g(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (I-17)$$

Ainsi l'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyenner sur la période de commutation T_e le bloc discontinu de la partie opérative (Fig.I-5) par un bloc continu (Fig.I-6). Cette figure montre le modèle moyen de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux où toutes les grandeurs sont continues [Berkouk 95].

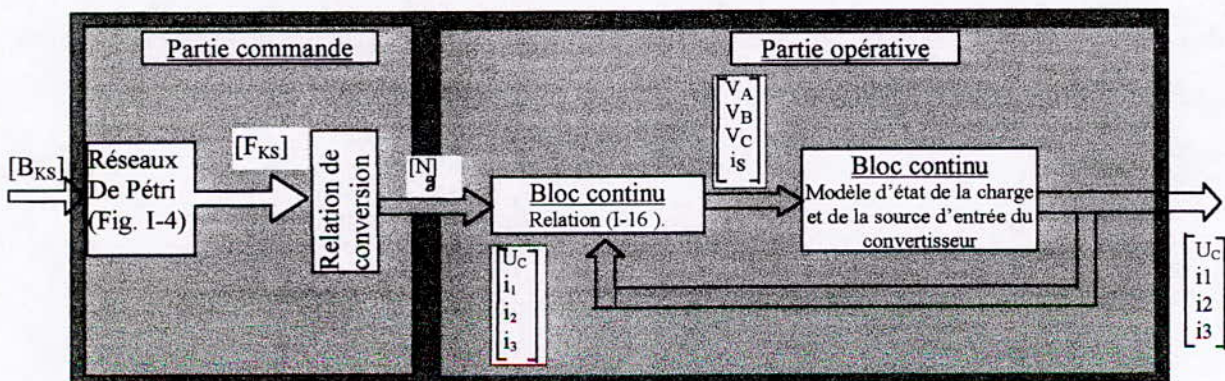


Figure.I-6 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux
Au sens des valeurs moyennes

I-3 Modélisation du redresseur en pont :

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes, schématisé par la figure (I-7).

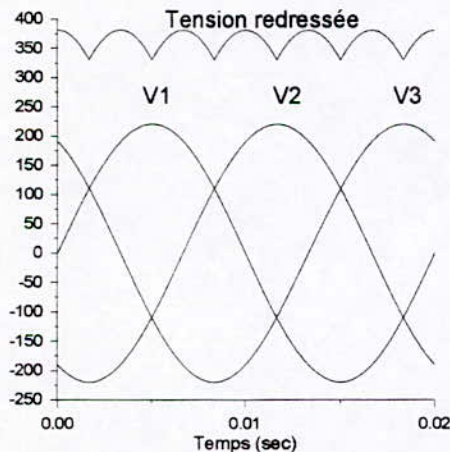


Figure I-8 Tension redressée

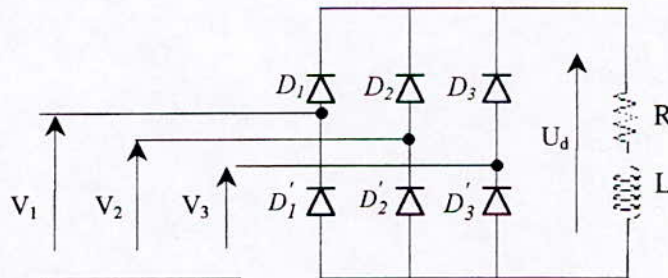


Figure I-7 Redresseur à diodes

La séquence de conduction des diodes :

$$\begin{cases} D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) & i = \overline{1,3} \quad j = \overline{1,3}; \\ D'_i \text{ conduit si } V'_i = \min(V_j) & i = \overline{1,3} \quad j = \overline{1,3}. \end{cases}$$

La tension redressée U_d est : $U_d = V_i - V_j$

Avec

$$\begin{cases} D_i, D'_j : \text{les diodes en conduction;} \\ V_i : \text{la tension à l'anode de } D_i; \\ V'_j : \text{la tension à la cathode de } D'_j \end{cases}$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par la relation suivante :

$$U_{dmoy} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m$$

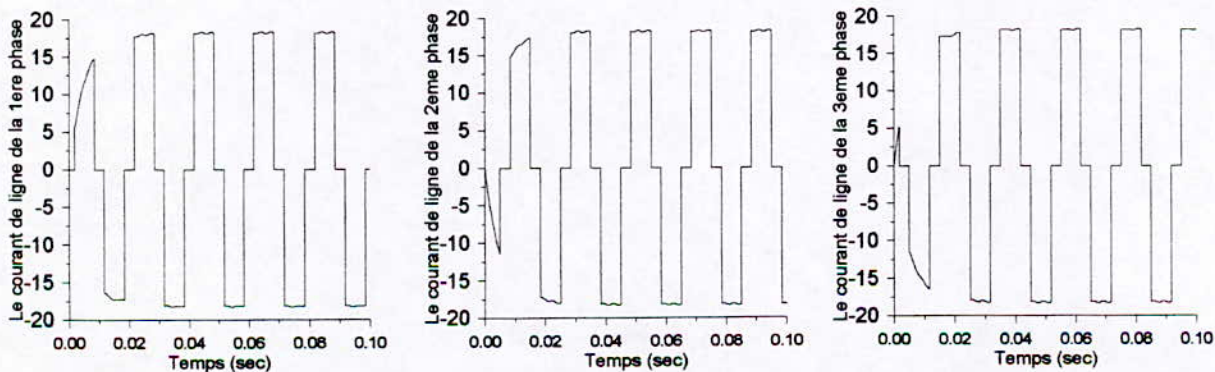


Figure I-9 Les courants de ligne imposés par le redresseur

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux, sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri. Ainsi nous avons défini les fonctions de commutation et de connexion.

En vue de la commande des onduleurs triphasés à deux niveaux nous avons élaboré le modèle de commande, en commençant par l'hypothèse de commandabilité, nous avons montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, nous aboutissons à un modèle homogène où toute les grandeurs sont continues [**Berkouk 95**].

Ensuite, nous avons présenté le modèle d'un redresseur en pont, qui sera utilisé dans les chapitres suivants.

CHAPITRE II

***STRATEGIES DE
COMMANDE DES
ONDULEURS TRIPHASES
A DEUX NIVEAUX***

II- Stratégie de commande MLI de l'onduleur triphasé à deux niveaux

II-1 Introduction [Berkouk 95] :

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées par différents auteurs. On distingue pour l'onduleur à deux niveaux les stratégies suivantes :

- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et régulier.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commandes optimisées avec ou sans la double modulation.
- Commandes algébriques et vectorielles.

Dans ce chapitre, on rappelle le principe des stratégies suivantes :

- Commande par hystérésis en courant.
- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel.

II- 2 Commande par hystérésis en courant :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classique (P, PI) ou à hystérésis.

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs à deux niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer un courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur $\Delta.i$ de la bande d'hystérésis aussi bien du point de vue poursuite de la référence, spectrale que fréquence de commutation de l'onduleur. L'ondulation du courant est imposée par l'hystérésis $\Delta.i$. D'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple).

Pour l'onduleur à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

On définit dans la suite, la stratégie d'hystérésis en courant pour les onduleurs à deux niveaux.

II- 2-1 Onduleur à deux niveaux

Pour les onduleurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (bras k de l'onduleur) par le système (II-1) ci dessous.

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et réel défini par : $\varepsilon_k = I_k - I_{ref}$. Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_k \geq \Delta i & \text{alors } B_{K1} = 0 \text{ (ou faux)} \\ \text{si } \varepsilon_k \leq -\Delta i & \text{alors } B_{K1} = 1 \text{ (ou vrai)} \\ \text{sinon la commande des semi conducteurs reste inchangée.} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

La figure II-1 montre le schéma synoptique de la stratégie et son réseau de Petri correspondant.

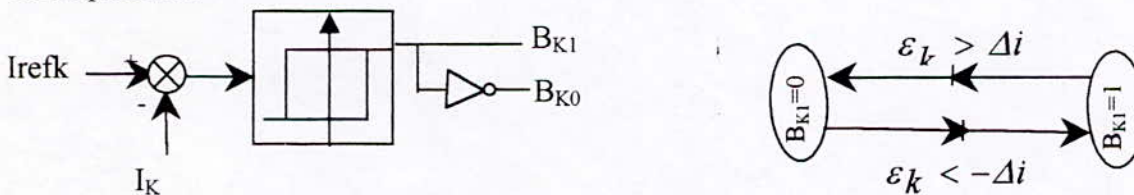


Figure. II-1. Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des onduleurs à deux niveaux.

II-2-2 Onduleur triphasé :

Les courants de référence pour cet onduleur alimentant une charge triphasée sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t) \\ I_{ref2}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}) \\ I_{ref3}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t + 2 \cdot \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Les figures (II-2 et II-3) montrent respectivement les résultats de simulation d'une charge R-L triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant.

Les courants de la charge suivent d'autant bien leurs références que l'hystérèse $\Delta.i$ est faible. Mais plus $\Delta.i$ est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importantes

d'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutation (fréquence de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

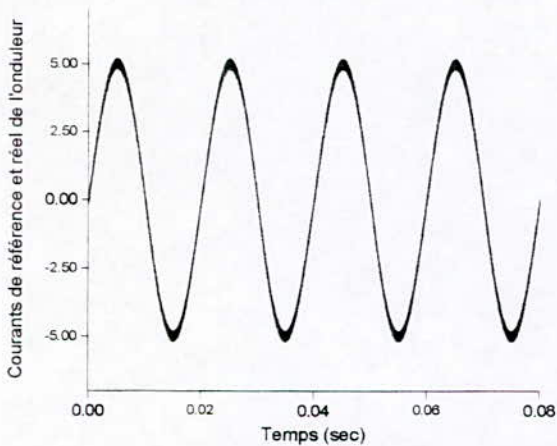


Figure. II-2 courants de référence et réel de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 0.2 \text{ A}$).

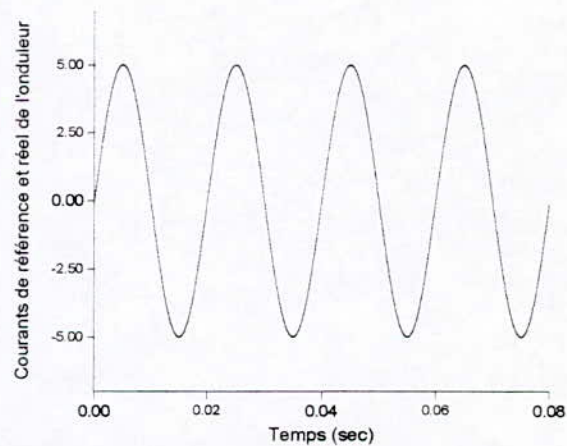


Figure. II-3 courants de référence et réel de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 0.01 \text{ A}$).

II-3 Commande triangulaire à échantillonnage naturel :

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans cette partie, on rappellera le principe de la stratégie, et on donnera son algorithme correspondant. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres ; l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

On définit l'**indice de modulation** m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la

fréquence f de la tension de référence $\left(m = \frac{f_p}{f} \right)$. Le **taux de modulation** r est le rapport de

l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$. On

parle de la modulation **synchrone** quand m est entier, et **asynchrone** dans le cas contraire.

Remarque : dans ce mémoire, on posera pour l'onduleur triphasé à deux niveaux (fig. II-2)

$$U_c = \frac{E}{2} \text{ avec } E=600 \text{ V.}$$

La porteuse la plus adaptée aux onduleurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La figure III-4 présente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un onduleur à deux niveaux. L'algorithme de cette stratégie peut être résumé par le réseau de Petri de la figure II-4.

En modulation synchrone, si m est impair, on trouve dans le spectre de la tension uniquement des harmoniques impairs. Dans le cas de m pair, on trouve des harmoniques pairs et impairs. C'est pourquoi, on choisit des indices de modulation impairs.

Pour le triphasé, les harmoniques de rang multiple des trois des tensions simples et composées sont nuls. Ainsi afin d'annuler les raies de fréquences $mf, 3mf, 5mf, \dots$ etc, on choisit pour le triphasé des indices de modulation impairs et multiples de trois.

On montre qu'avec cette stratégie, la zone linéaire de réglage de la tension de sortie est limitée à $r = 1$ et les harmoniques les plus gênants sont repoussés vers des fréquences élevées [Seguier 89], [Berkouk 95].

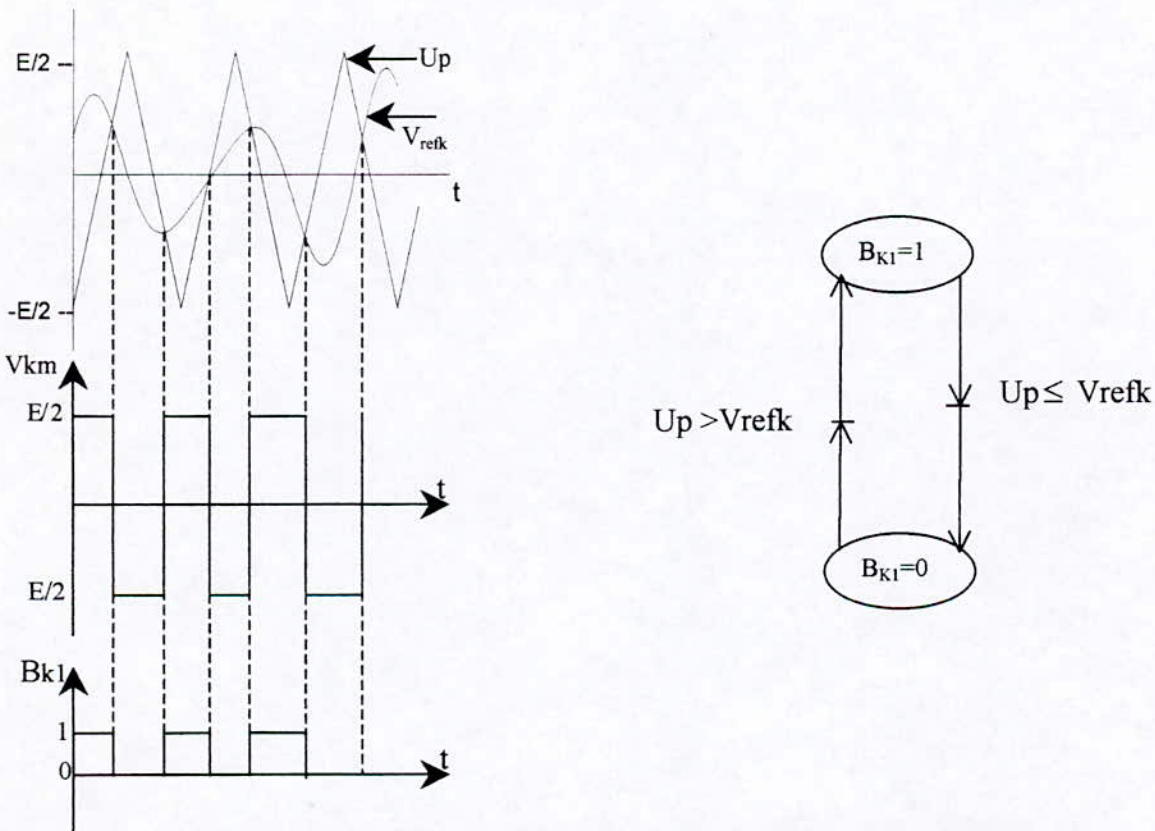


Figure. II-4 Principe et réseau de Petri de la stratégie triangulo-sinusoidale

II- 3-1 Onduleur triphasé à deux niveaux

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct ou inverse sont :

$$\begin{cases} V_{\text{ref}1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{\text{ref}2} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot \text{marche}) \\ V_{\text{ref}3} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot \text{marche}) \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

avec $\text{marche} = 1$ pour un système direct et -1 pour un système inverse.

La figure (II-5) montre la porteuse et les tensions de référence pour $m = 12$ et $r = 0.8$. Les figures (II-6, II-7) présentent les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de cet onduleur et son spectre d'harmoniques. On remarque bien l'absence des harmoniques paires et ceux impaires de rang multiple de trois. Donc seuls les harmoniques de rang $6.n \pm 1$ existent (avec n entier naturel). Aussi, les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $f_p = m \cdot f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m \cdot f$ est la plus importante du point de vue amplitude. Dans notre cas l'harmonique 12 est nul.

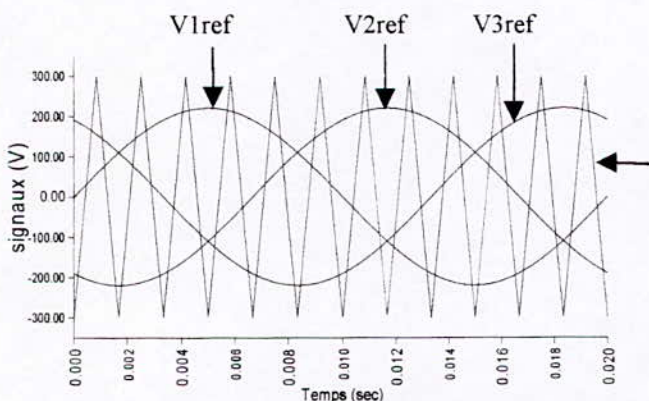


Figure II-5 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($m=12$, $r = 0.8$).

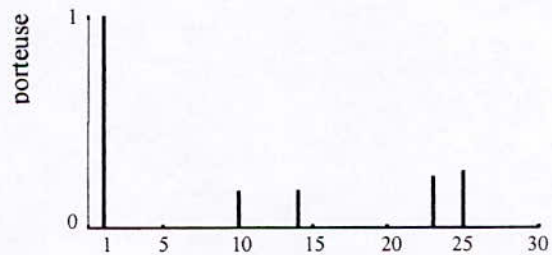


Figure II-6 Spectre harmonique d'une tension simple

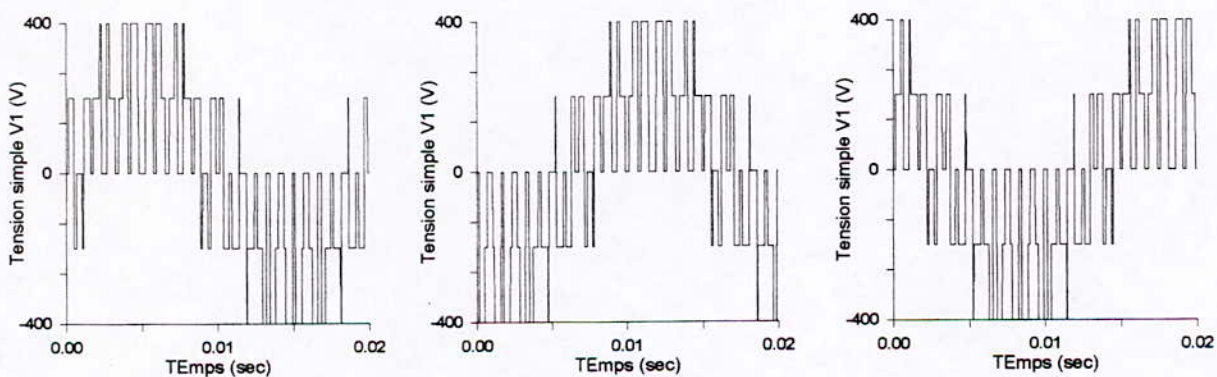


Figure II-7 Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 de l'onduleur triphasé à deux niveaux ($m=12$, $r = 0.8$).

II-4 Filtrage actif pour la compensation des courants harmoniques

II-4-1 Introduction

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus proche possible de leur source d'émission de façon à forcer le courant de ligne à suivre une référence de courant.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils ne se propagent dans le réseau (filtre passif). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations du spectre harmonique.

De nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom du filtre actif.

Le filtrage actif est une méthode moderne de filtrage des réseaux indépendante des caractéristiques de celui-ci. Il permet la dépollution du réseau électrique sans se soucier des fréquences polluantes. Ce filtrage actif est réalisé au moyen de convertisseurs statiques [Aliouane 95].

II-4-2 Génération d'harmoniques

Les convertisseurs statiques de puissance alimentés par un réseau alternatif offrent des multiples applications et peuvent se présenter sous des formes très diverses : montages redresseurs, gradateurs, cycloconvertisseurs, en monophasé ou en triphasé, brancher en étoile ou en triangle. Ils ont en commun d'être non linéaires, de consommer de la puissance réactive et d'injecter des courants harmoniques dans le réseau.

Ce problème de courant harmonique est très important surtout pour les montages de forte puissance. Ils jouent alors souvent un rôle très déterminant dans le choix du convertisseur.

La détermination de la valeur et de la phase de la composante fondamentale et des composantes harmoniques du courant de ligne n'est que le développement de ces derniers en série de Fourier :

$$i = A_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) + B_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + \dots + A_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) + B_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \quad (\text{II-4})$$

avec

$$A_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_a \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (\text{II-5})$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_a \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (\text{II-6})$$

$$\text{où} \quad i_a = I_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \phi_1) + \dots + I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t - \phi_n) \quad (\text{II-7})$$

$$\text{avec} \quad A_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) + B_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) = I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t - \phi_n) \quad (\text{II-8})$$

$$\text{Donc} \quad I_n \sqrt{2} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (\text{II-9})$$

$$\phi_n = \text{Arctg} \left(\frac{B_n}{A_n} \right) \quad (\text{II-10})$$

La déformation qualitative d'une onde dépend autant de l'amplitude des harmoniques que de déphasage de ces derniers par rapport à l'onde fondamentale.

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_{\text{eff total}}} \right)^2} \quad (\text{II-11})$$

où, THD est le taux de distorsion.

D'après EDF (électricité de France), les valeurs limite pour les courants harmoniques engendrés par un client perturbateur, en son point de raccordement au réseau public sont :

- Par harmonique paire $\frac{I_n}{I_1} < 0.6\%$
- Par harmonique impaire $\frac{I_n}{I_1} < 1\%$
- Taux de distorsion harmonique $\text{THD} < 1.6\%$

La dépollution d'une installation s'effectue :

- Soit avec un système auxiliaire de filtrage pour les perturbations harmoniques ;
- Soit en limitant la consommation de la puissance réactive ;
- Soit en modifiant la topologie du convertisseur pour limiter l'amplitude de sources des courants harmoniques ;
- Soit en augmentant la puissance de court-circuit du réseau par rapport à la puissance du générateur.

II-4-3 Filtrage actif parallèle [Rabouch 93] :

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un onduleur de telle sorte que le courant de source soit sinusoïdal.

Une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir. L'injection peut être réalisée par différents types de convertisseurs.

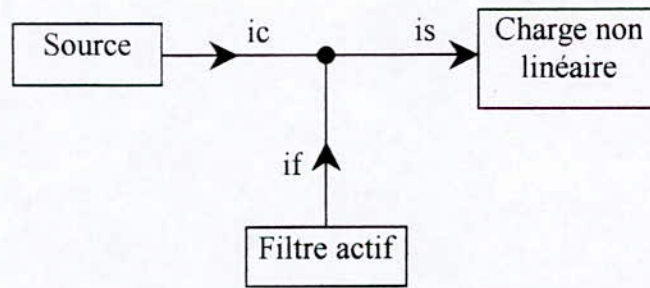


Fig. II-7 Principe du filtrage actif parallèle

Le courant i_f que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée i_s du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal i_c fourni par la source.

II-4-3-1 Détermination du fondamental du courant :

Pour la détermination du fondamental du courant de charge i_s , un dispositif de filtrage de second ordre est utilisé (figure II-8).

La figure II-8 représente un filtre passe bas de gain unité (association d'un amplificateur opérationnel monté dans une configuration de gain unité avec des réseaux de filtrage RC). La fréquence de coupure à -3 dB du filtre peut être calculé à partir des équations suivantes :

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \sqrt{R_1 \cdot R_2}} \quad f_h = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (\text{II-12})$$

Fréquence de coupure basse.

Fréquence de coupure haute.

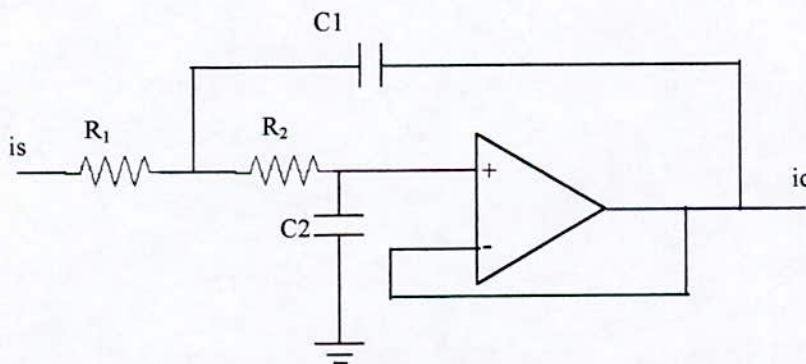


Fig. II-8 Filtre passe bas pour l'identification de la composante fondamentale du courant de charge i_s

Avec i_c est la composante fondamentale du courant i_s . La fonction de transfert des filtres passe bas est donnée dans l'annexe.

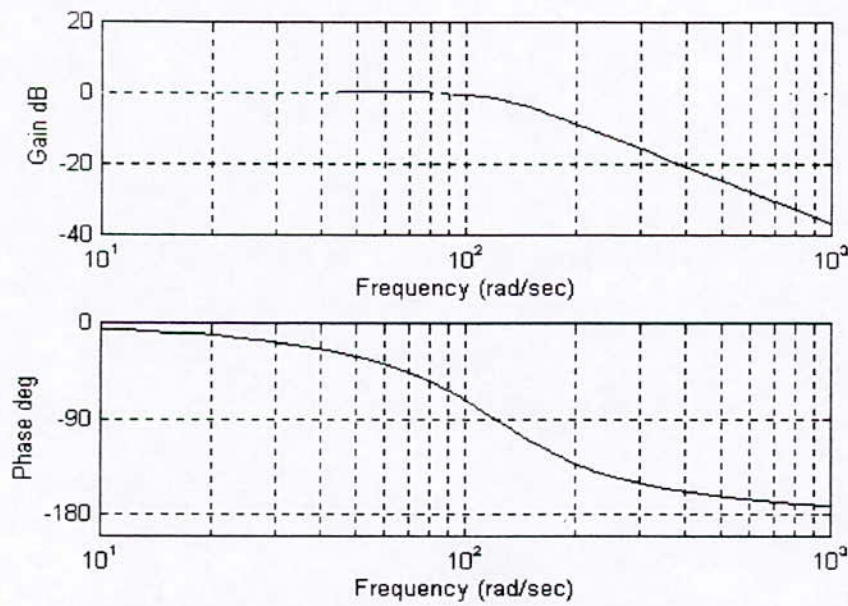


Fig. II-9 Diagramme de Bode du filtre actif passe bas

II-4-3-2 Commande des interrupteurs du filtre actif parallèle :

La première idée est de prendre une référence sinusoïdale en phase avec la tension du réseau et la comparer avec le courant de source absorbé par la charge (cette commande permet l'annulation de la puissance réactive). Mais l'examen de ce modèle de commande montre qu'il faut être très attentif à la phase des signaux. D'où l'idée de déterminer une référence en fonction du courant absorbé par la charge (il suffit de déterminer le fondamental du courant absorbé). Plusieurs méthodes sont étudiées pour la détermination des harmoniques créées par la charge non linéaire, mais le problème qui reste est de traiter le système en temps réel.

La figure (II-9) présente le schéma fonctionnel du système mis au point pour la commande du filtre.

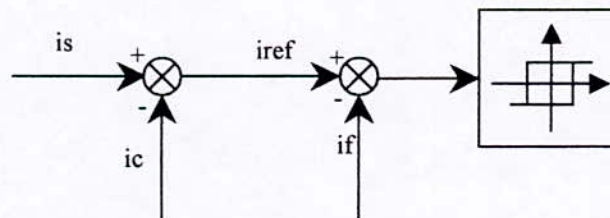


Fig. II-10 Principe de la commande des interrupteurs

Un dispositif est mis au point pour la détermination du fondamental du courant i_s absorbé par la charge non linéaire (figure II-8). Une comparaison entre le courant fondamental i_c et le courant i_s permet d'avoir le courant de référence pour la commande de filtre actif parallèle (figure II-10).

II-5 Application de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour la compensation des courants harmoniques d'une source triphasée

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation obtenus lors de la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour compenser les harmoniques des courants de ligne d'une source triphasée. Ces derniers sont supposés, dans le premier cas, être sous des formes bien déterminées. Dans le deuxième cas, ils sont générés par un redresseur triphasé en pont à diodes. La commande des interrupteurs de l'onduleur est effectuée sur la base de deux stratégies : la première est l'hystérésis, la deuxième est la triangulo-sinusoidale ayant comme référence une tension générée par un régulateur PI.

II-5-1 Dépollution des courants de ligne supposés sous des formes bien déterminées :

Les courants de ligne i_{s1} , i_{s2} et i_{s3} donnés par les formules présentées dans l'annexe. où, i_{s1} est le courant de ligne de la première phase, i_{s2} est le courant de ligne de la deuxième phase et i_{s3} est le courant de ligne de la troisième phase (figure II-11).

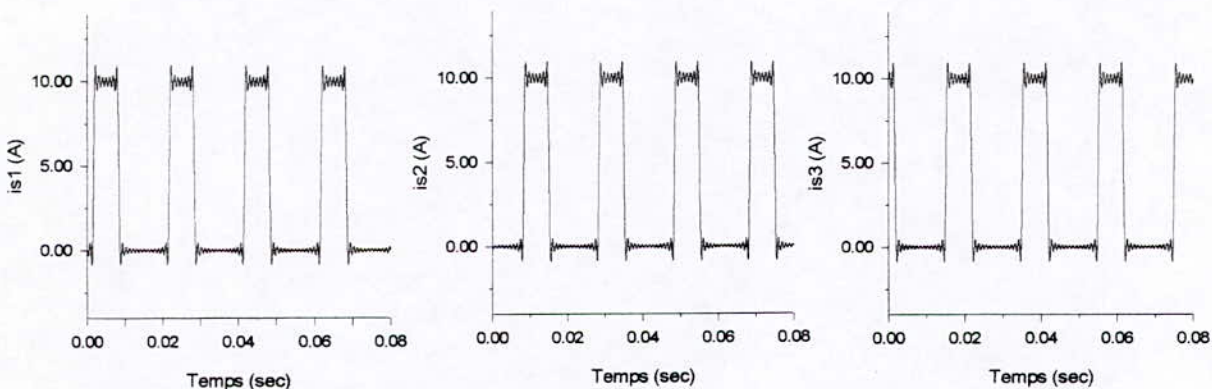


Fig. II-11 Les courants de charge i_{s1} , i_{s2} et i_{s3}

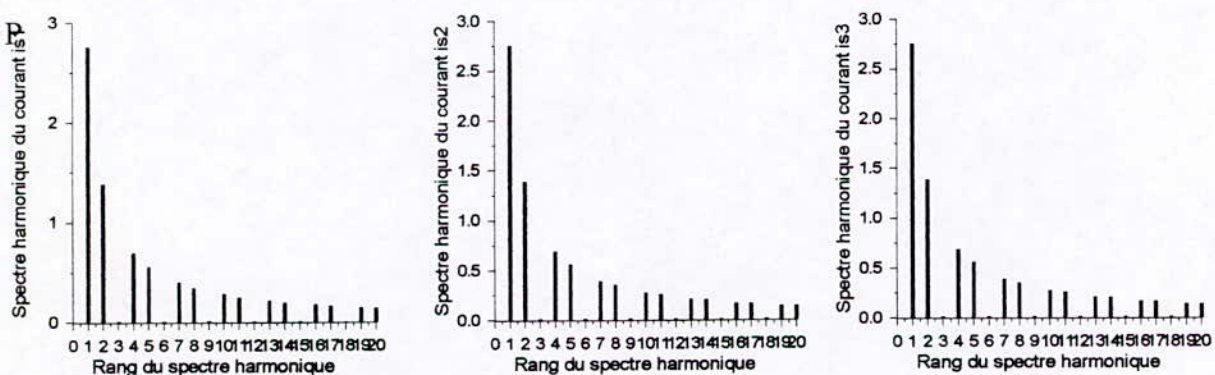


Figure II-12 Spectres harmoniques des courants de ligne i_{s1} , i_{s2} et i_{s3}

Pour la détermination des composantes fondamentales des courants de ligne, nous utilisons trois filtres passe bas ayant la même fonction de transfert $G(s)$, qui est donnée dans l'annexe. La figure (II-13) représente les composantes fondamentales ic_1 , ic_2 et ic_3 , correspondantes respectivement aux courants de ligne is_1, is_2 et is_3 .

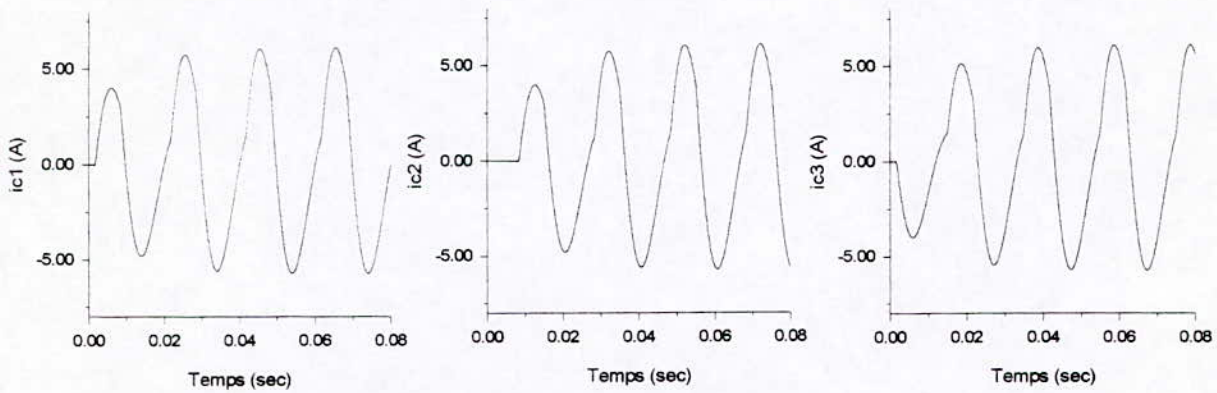


Figure II-13 Les courants filtrés ic_1 , ic_2 , et ic_3

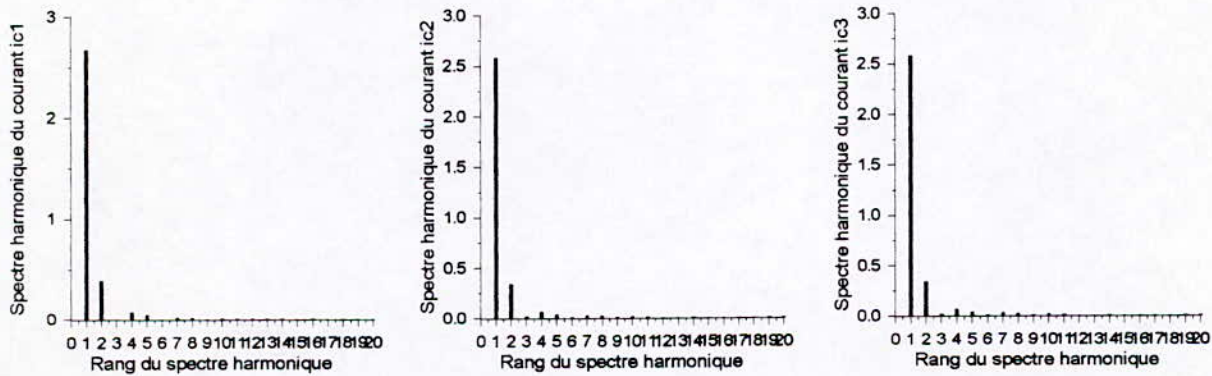


Figure II-14 Spectres harmoniques des courants de source filtrés ic_1 , ic_2 et ic_3

Les composantes harmoniques $iref_1$, $iref_2$ et $iref_3$ correspondantes respectivement aux courants de ligne is_1 , is_2 et is_3 sont données dans l'annexe

$$iref_i = is_i - ic_i \quad i=1, 2, 3$$

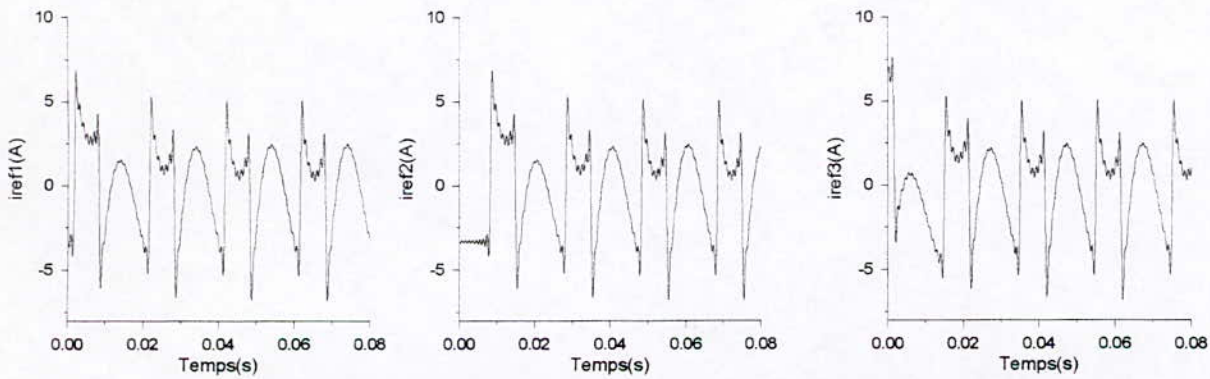


Fig. II-15 Les courants de référence iref1, iref2 et iref3 de l'onduleur triphasé à deux niveaux

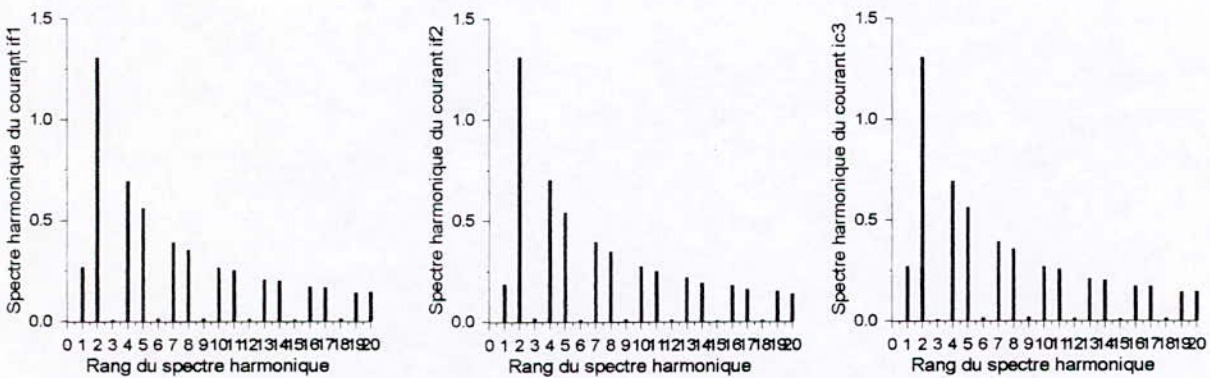


Figure II-16 Spectres harmoniques des courants harmoniques iref1, iref2 et iref3

II-5-1-1 commande par hystérésis de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Afin de générer les courants harmoniques des trois phases par l'onduleur triphasé à deux niveaux, nous utilisons la commande par hystérésis en courant. La figure (II-17-a) représente les résultats de simulation pour une bande d'hystérésis $\Delta i = 0.5 A$, et la figure (II-18-a) pour une bande d'hystérésis $\Delta i = 0.1 A$. Les figures (II-17-b) et (II-18-b) montrent les courants de source pour $\Delta i = 0.5 A$ et $\Delta i = 0.1 A$ respectivement.

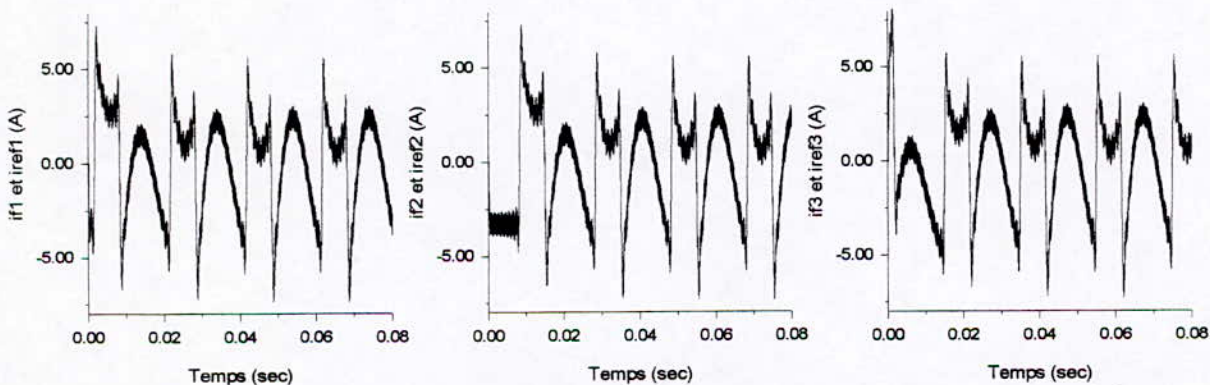


Figure. II-17-a Les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour $\Delta i = 0.5 A$

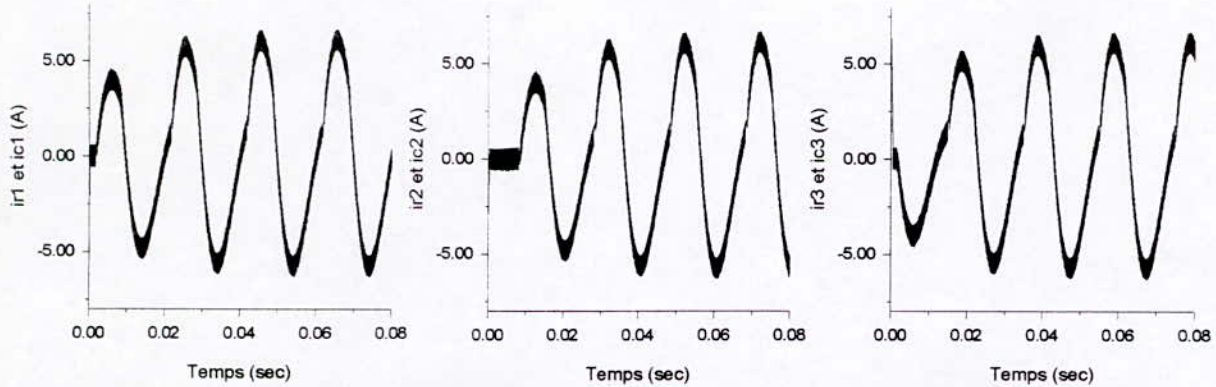


Figure. II-17-b Les courants de source ir_1 , ir_2 et ir_3 et les courants filtrés pour $\Delta i = 0.5 A$

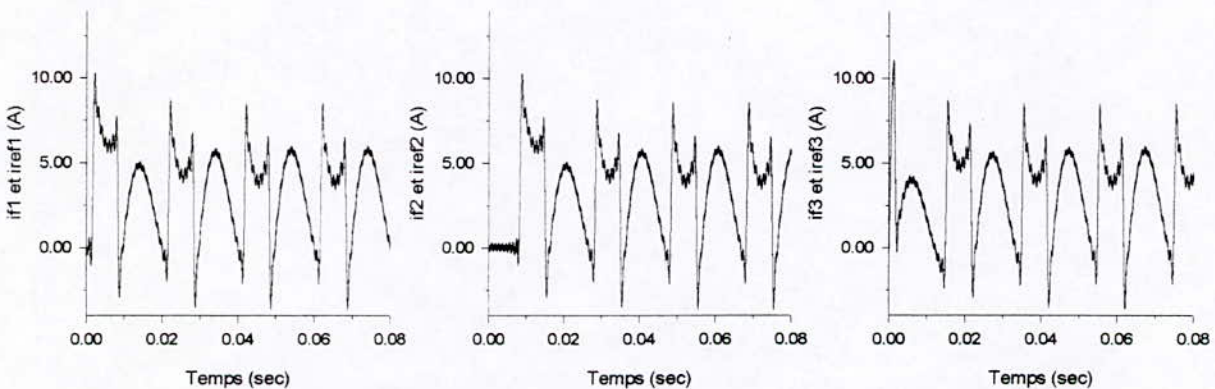


Figure. II-18-a Les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour $\Delta i = 0.1 A$

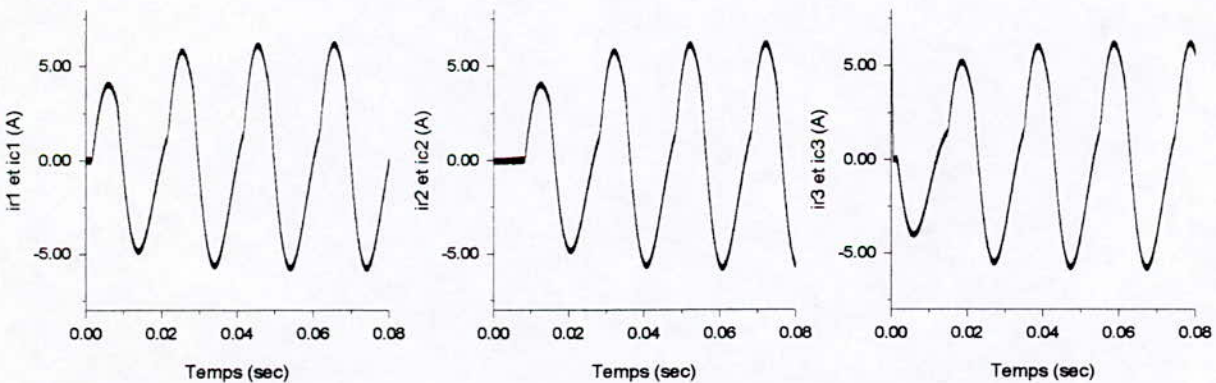


Figure. II-18-b les courants de source ir_1 , ir_2 et ir_3 et les courants filtrés pour $\Delta i = 0.1 A$

Interprétation des résultats :

Les courants de charge suivent d'autant bien leurs références que l'hystérèse Δi est faible, par conséquent la source fournit des courants sinusoïdaux. Mais plus Δi est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importantes d'où la nécessité de trouver un

compromis entre les pertes par commutation (fréquences de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

II-5-1-2 Commande triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Afin de générer les courants harmoniques des trois phases par l'onduleur triphasé à deux niveaux, nous utilisons un régulateur PI pour chaque phase ayant comme entrée l'écart entre le courant de référence i_{ref_i} ($i = 1, 2, 3$) et le courant fourni réellement par le filtre actif. La sortie de chaque régulateur est utilisée comme tension de référence comparée à la porteuse selon la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale. La figure (II-19) représente le schéma fonctionnel de la commande d'un bras de l'onduleur par un régulateur PI associé à chaque phase. Le bloc TRS représente la stratégie triangulo-sinusoïdale, la charge équivalente est une charge R L constituant son filtre de sortie pour le filtre actif de l'onduleur.

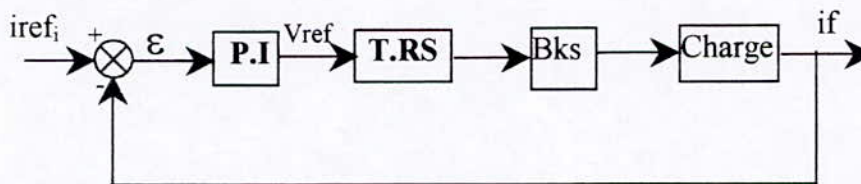


Fig II-19 Schéma fonctionnel de la commande du filtre actif par un PI

Les fonctions de transfert des trois régulateurs sont données dans l'annexe.

Les figures (II-20), (II-21) et (II-22) représentent les résultats de simulation obtenus lors de l'implémentation des trois régulateurs PI pour chaque phase (l'indice de modulation ($m=12$)).

- **Premier cas :** Dépollution des courants de lignes supposés sous des formes bien déterminées:

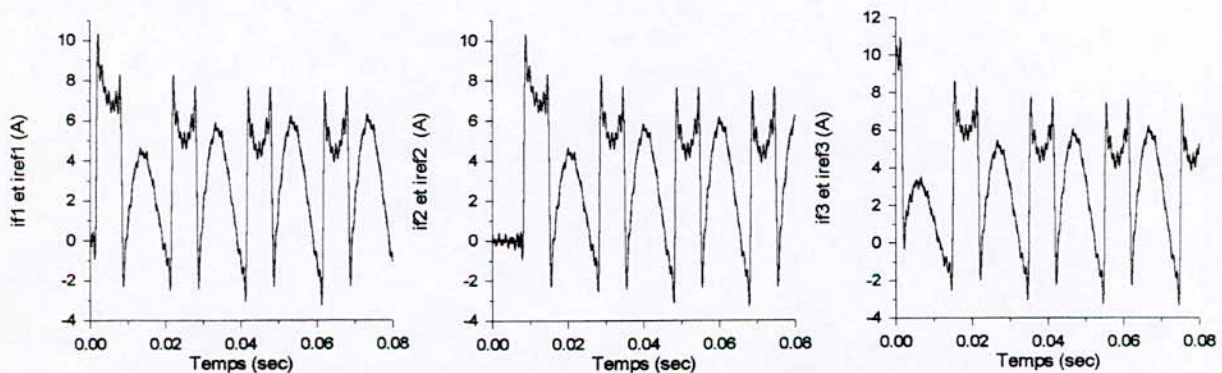


Figure (II-20) les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux pour ($m=12$).

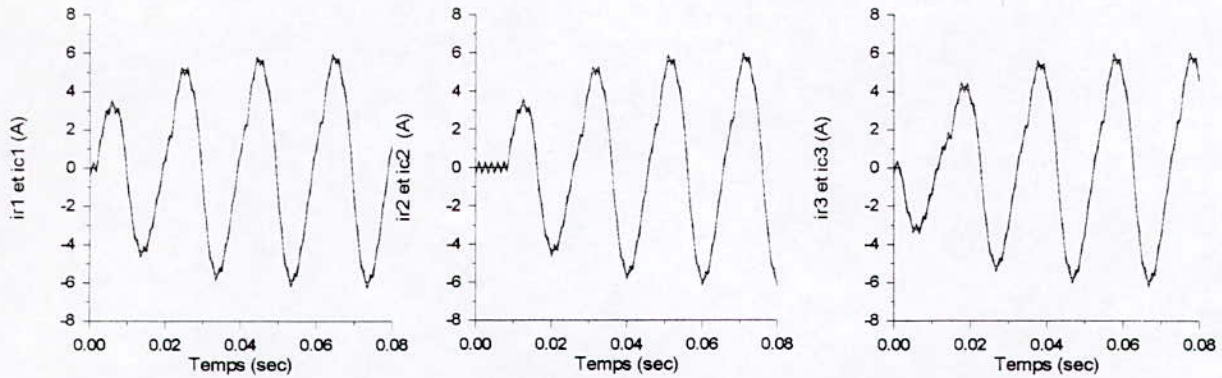


Figure (II-21) les courants de source i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} et les courants filtrés pour $(m=12)$

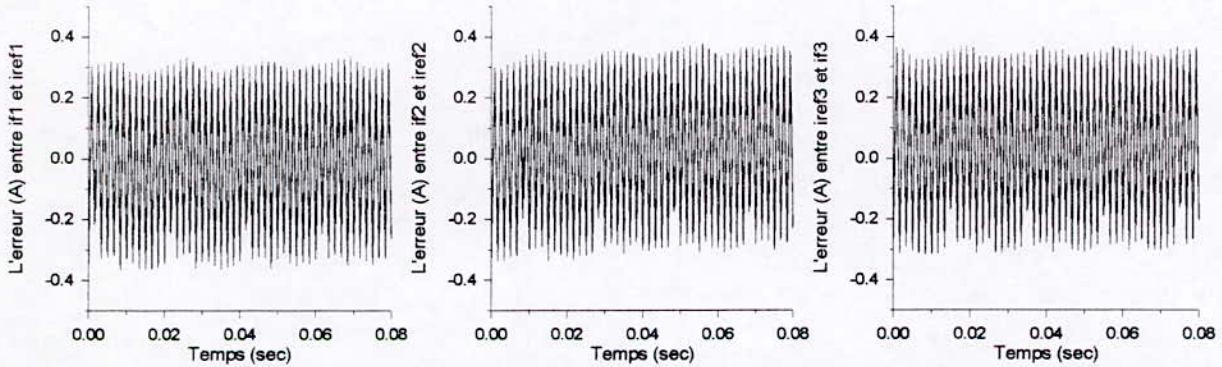


Figure (II-22) les erreurs entre les courants délivrés par l'onduleur et leurs références

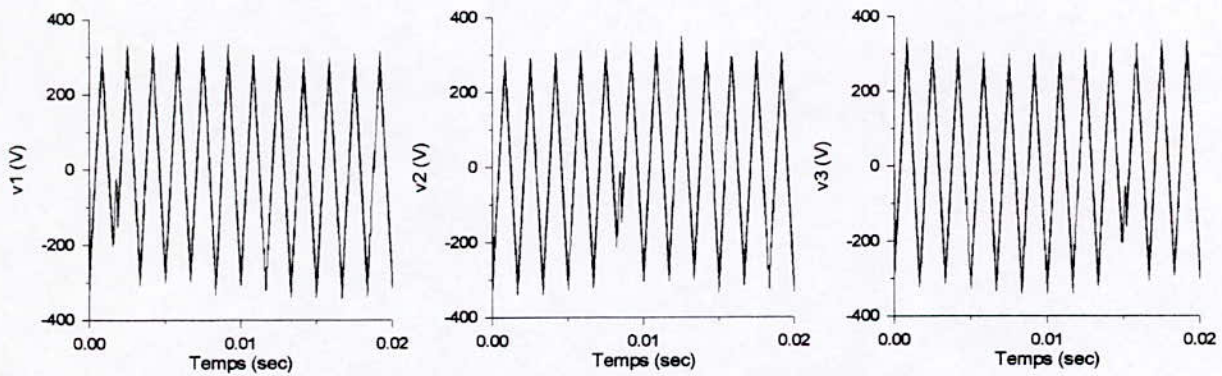


Figure (II-23) les sorties des trois régulateurs PI : V_1 , V_2 et V_3

- **Deuxième cas :** Dépollution des courants de ligne imposés par un redresseur en pont .

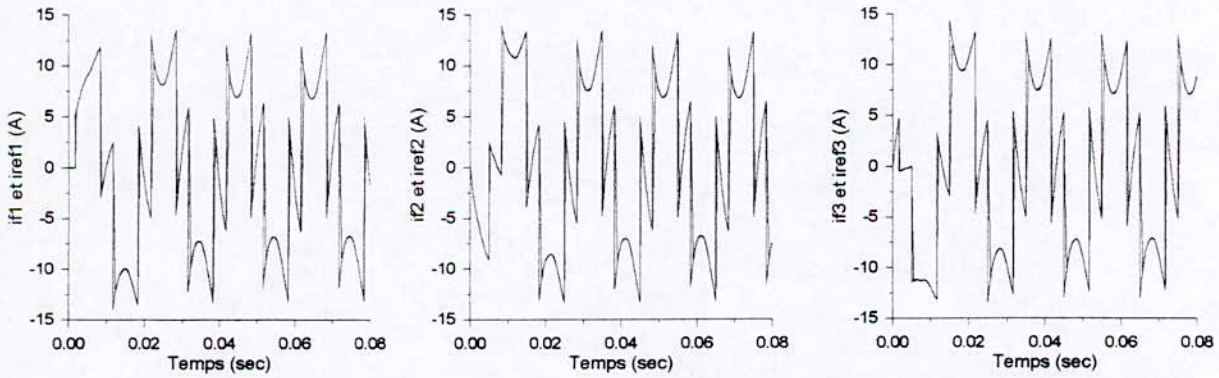


Figure II-24 Les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

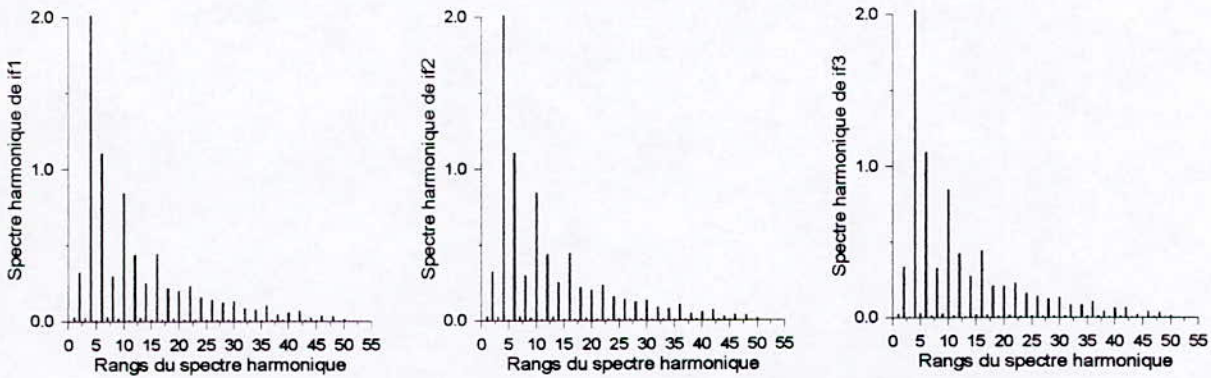


Figure II-25 spectres harmoniques des courants harmoniques générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux

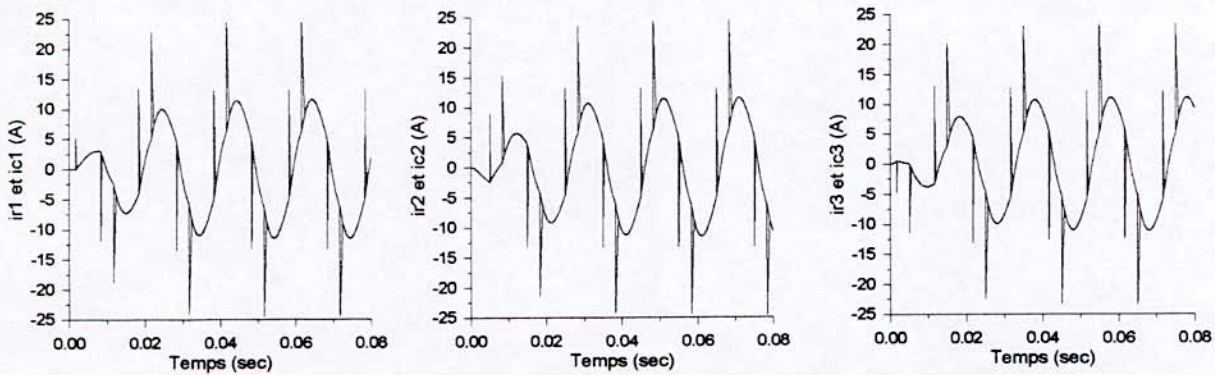


Figure II-26 Les courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3 et les courants filtrés ir_1 , ir_2 et ir_3

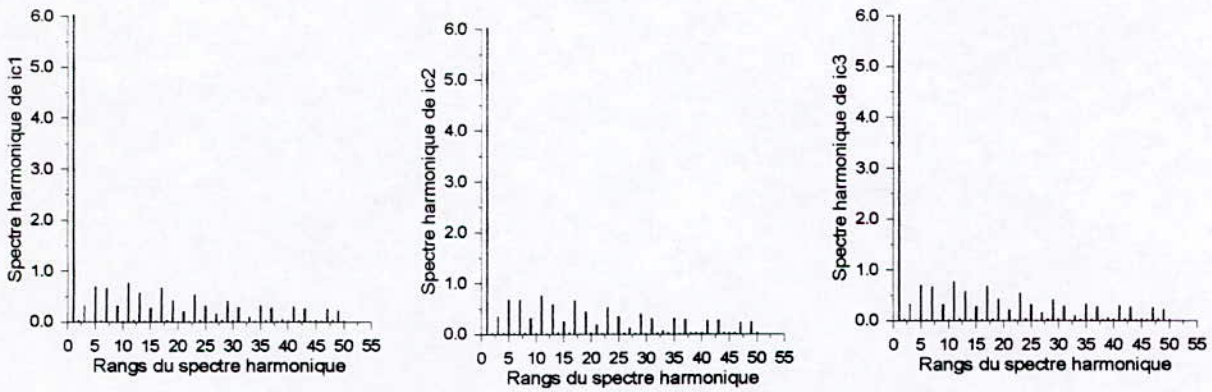


Figure II-27 Spectres harmoniques des courants de source

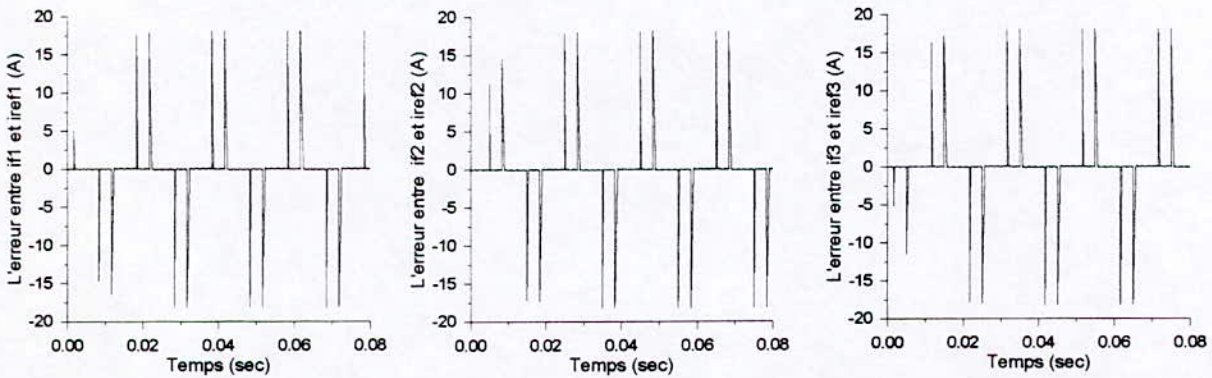


Figure II-28 Les erreurs entre les courants harmoniques de référence et les courants générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux

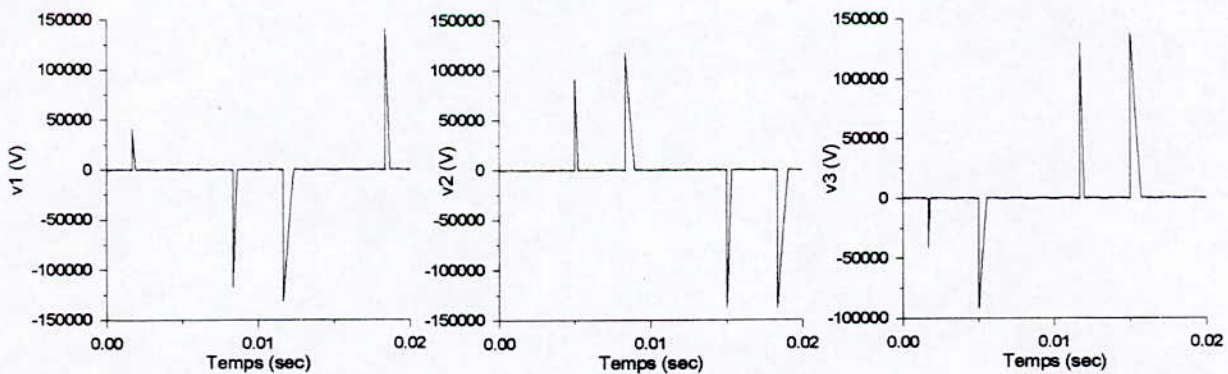


Figure II-29 Les sorties des trois régulateurs PI, v_1 , v_2 et v_3 en (V)

Interprétation des résultats :

Les courants de la charge suivent d'autant bien leurs références que l'hystérèse Δi est faible. Mais plus l'hystérèse est faible, plus les pertes par commutations des interrupteurs sont très importantes d'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutation (fréquences de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

Les commandes présentées dans la figure (II-29) présentent des pics assez importants à des instants bien précis qui sont ceux, où elle apparaisse la forte non-linéarité dans le signal de référence. Connaissant la nature du régulateur PI qui est linéaire, ce dernier est assez préformant dans le cas où le signal de commande influe linéairement sur l'erreur, mais il présente aussi un retard dû à son temps de réponse. C'est pour cela que ; pour ces fortes non linéarité caractérisées par une variation brusque pendant un laps de temps trop court ; le régulateur PI ne peut pas réagir à temps, d'autre part l'inductance du filtre freine la variation de courant généré par le filtre actif.

II-6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux stratégies de commande d'un filtre actif parallèle. La commande par hystérésis a la particularité de ne pas maîtriser la fréquence de découpage. La largeur de la fourchette d'hystérésis permet de régler la fréquence de commutation des interrupteurs.

La commande triangulo-sinusoïdale permet d'avoir les mêmes performances que la première commande tout en maîtrisant la fréquence de découpage et donc la durée de conduction des interrupteurs.

Le régulateur PI présenté ci-dessus a donner des erreurs admissibles à la limite, mais la commande générée par ce dernier sont quasiment irréalisables, cela est dû à sa nature qui linéaire et au signal de référence qui est fortement non linéaire.

CHAPITRE III

COMMADE PAR

LOGIQUE FLOUE DES

ONDULEURS TRIPHASES

A DEUX NIVEUX

III- Commande par logique floue d'un onduleur triphasé à deux niveaux

III-1 Introduction :

La logique floue, sur laquelle est basé un régulateur flou, est très proche du raisonnement de l'homme et du langage naturel, ce qui n'est pas le cas pour la logique classique. Principalement, elle fournit un moyen effectif pour capter la nature inexacte du monde réel. Vue par cette perspective, la partie essentielle d'un régulateur flou, est un ensemble de règles de commande linguistiques rapportées par les concepts duaux des implications floues et la composition des règles d'inférence. Le régulateur flou fournit alors un algorithme qui peut convertir une stratégie de contrôle linguistique basée sur le savoir-faire de l'expert en une stratégie de contrôle automatique [Ketata 92]. L'expérience a montré que la commande par logique floue donne des résultats mieux que ceux obtenus par les algorithmes de contrôle conventionnels. En particulier, la méthodologie d'un régulateur flou apparaît très utilisable quand les processus sont très complexes pour les analyser avec les techniques quantitatives conventionnelles ou, quand les sources d'informations sont interprétées qualitativement, inexactement ou incertainement. Par conséquent, la commande par logique floue peut être vue comme étant un pas vers un rapprochement entre la méthode conventionnelle précise et le raisonnement humain

III-2 Notion de base sur la logique floue :

III-2-1 Ensemble ordinaire :

Etant donné un ensemble de référence X , on peut distinguer les éléments de X qui appartiennent à une certaine classe de X et ceux qui n'y appartiennent pas. Cette classe est alors un sous-ensemble de X (au sens habituel de la théorie des ensembles), on le qualifie de classique ou d'ordinaire [Bühler 94].

Pour un ensemble ordinaire X , on peut définir une fonction d'appartenance $\mu_X(x)$ telle que :

$$\begin{cases} \mu_X(x) = 1 & \text{si } x \in X \\ \mu_X(x) = 0 & \text{si } x \notin X \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

III-2-2 Ensemble flou :

Si l'appartenance de certains éléments de U à une classe n'est pas absolue, on peut indiquer avec quel degré chaque élément appartient à cette classe. Celle-ci est un sous

ensemble flou de U. Un ensemble flou F définit sur un univers de référence U peut être représenté comme étant un ensemble de paires $(x, \mu_F(x))$ tel que $F = \{(x, \mu_F(x)) / x \in U\}$.

Si U est continu alors F s'écrit : $F = \int \mu_F(x) / x$. (Le signe intégrale ne signifie pas une intégrale mathématique).

Si U est discret, F s'écrit :

$$F = \sum_U \mu_F(x) / x.$$

(\sum ne signifie pas une sommation mathématique).

Les signes \sum et \int signifient dans les deux représentation, la collection de tous les points $x \in U$ avec leur fonctions d'appartenance associées.

III-2-3 Variables linguistiques :

Une variable linguistique est une variable dont la valeur n'est pas un nombre mais, un mot ou une expression dans le langage naturel. La motivation d'utilisation des mots ou des expressions plutôt que des nombres est que les caractérisations linguistiques, en général, sont moins spécifiques que les caractérisations numériques [Bernadette 93].

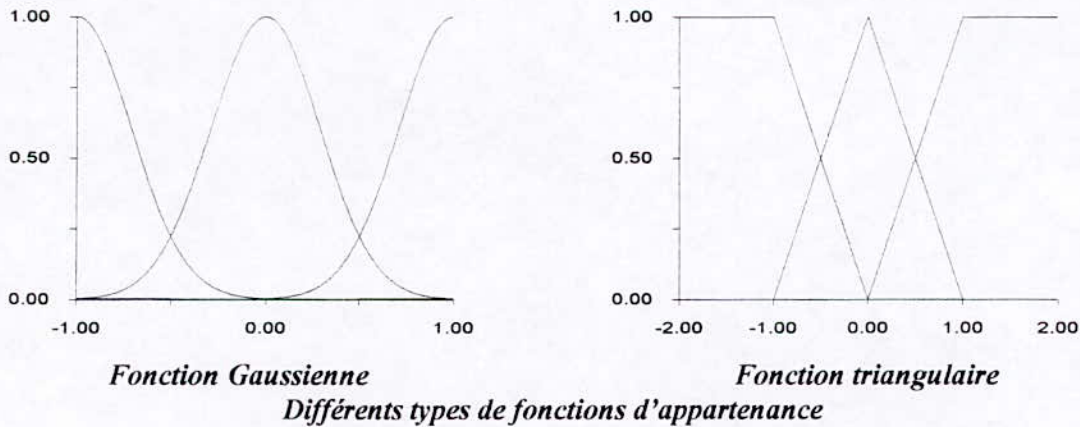
Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, U, T_v) dans lequel V est une variable (âge, température,..., etc.) définie sur un ensemble de référence U (réel,...,etc.) sa valeur pouvant être n'importe quel élément de U.

$T_v (A_1, A_2, \dots)$ un ensemble fini ou infini de sous-ensembles flous de U qui sont utilisés pour caractériser V, définissant des restrictions des valeurs que prend V dans U (grand, petit, moyen,...).

III-2-4 Fonction d'appartenance :

En vue d'un traitement mathématique des variables linguistiques, dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur, on attribue à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance, variant entre 0 et 1. La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_{A_i}(x)$ où x rapporte à la variable linguistique tandis que A_i est le sous-ensemble flou concerné.

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont : triangulaires, trapézoïdale, sigmoïdales et Gaussiennes.



Les fonctions d'appartenance étaient choisies par l'utilisateur arbitrairement en se basant sur l'expérience de l'utilisateur. Récemment, les fonctions d'appartenance sont choisies en utilisant les procédures d'optimisation. Une très grande résolution est obtenue en utilisant plus de fonctions d'appartenance au prix d'une plus grande complexité de calcul. Généralement les fonctions d'appartenance sont normalisées entre 0 et 1 en divisant la fonction d'appartenance sur sa valeur maximale[Bülher 94].

III-2- 5 Opérations sur les ensembles flous :

Soient A et B deux sous-ensembles flous de U, définis par les fonctions d'appartenance μ_A, μ_B respectivement. On a les propriétés suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{array} \right. \quad \text{(III-2)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{array} \right. \quad \text{(III-3)}$$

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{(III-4)}$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \oplus \mu_B(x) \quad \text{(III-5)}$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad \text{(III-6)}$$

III-2-6 Relation et composition sur le produit de deux espaces de référence :

Une relation floue représente un degré de présence ou absence d'association, interaction ou interconnexion entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous .

Soient U et V deux univers de référence, une relation floue R(U,V) est un ensemble flou de produit cartésien U*V, c'est-à-dire, c'est sous-ensemble flou de U*V, et il est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$, où $x \in U, y \in V$, c'est-à-dire :

$$R(U, V) = \{((x, y), \mu_R(x, y)) / (x, y) \in U * V\} \tag{III-7}$$

On peut généraliser ce résultat à n ensembles flous .

Soient R(x , y) et S(x , y) deux relations floues dans le même espace du produit cartésien U*V :

$$\begin{aligned} \mu_{R \cap S}(x, y) &= \mu_R(x, y) * \mu_S(x, y) \\ \mu_{R \cup S}(x, y) &= \mu_R(x, y) \oplus \mu_S(x, y) \end{aligned} \tag{III-8}$$

où * = t-norme et \oplus = t-conorme .

III-2- 7 Modus-Ponens:

On définit une règle SI - ALORS, par 'si u est A alors v est B', où u, v appartiennent aux ensembles de références U, V respectivement, qui a une fonction d'appartenance $\mu_{A \rightarrow B}(x, y) \in [0 \quad 1]$, $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$ mesure le degré de vérité de la relation d'implication entre x et y :

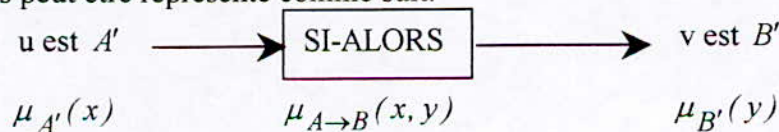
u est A : prémisse.

v est B : conséquence.

Pour une règle 'si u est A alors v est B', la conséquence doit être obtenue relativement à v lorsque la donnée disponible est de la forme u est A', pour A' plus ou moins différent de A par un raisonnement que L.A.ZADAH qualifie d'approximatif .

Le modus-ponens est utilisé quand l'observation u est A' est proche de la prémisse de la règle : u est A tel que A' est proche de A, donc v est B', tel que B' est proche de la conséquence de la règle[Bernadette 93].

Le modus-ponens peut être représenté comme suit:



donc le modus-ponens est une composition floue, on peut tirer la fonction d'appartenance de B' par :

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{x \in A'} [\mu_{A'}(x) * \mu_{A \rightarrow B}(x, y)] \quad (\text{III-9})$$

L'application utilisée par ZADAH est :

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \min[1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y)] \quad (\text{III-10})$$

III-3 Commande par logique floue

III-3-1 Caractéristiques de la commande floue :

La commande floue a le même but qu'une commande réalisée en automatique classique, i.e. la gestion automatique d'un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus. Elle en diffère cependant sur les points suivants:

- La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire, c'est le savoir-faire de l'opérateur qualifié manipulant habituellement le processus ou les connaissances de l'expert qui sont prises en compte pour mettre au point la commande floue.
- L'utilisation des variables linguistiques, par conséquent, la réalisation d'un contrôleur flou est particulièrement recommandé lorsque le processus à commander est mal connu, ou difficile à décrire avec précision [Bühler].

III-3-2 Configuration d'un régulateur flou :

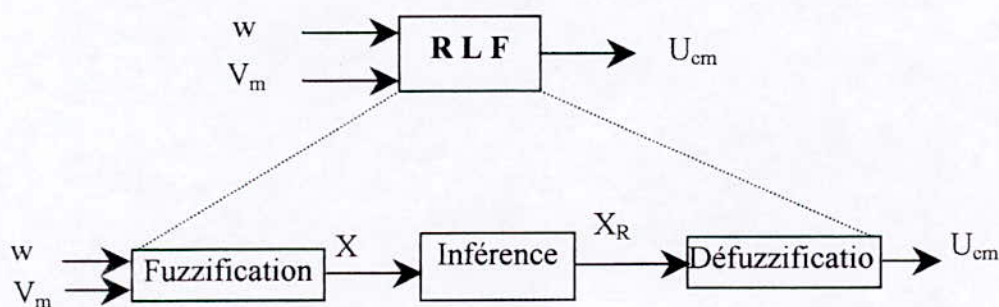


Figure III-1 Configuration interne d'un régulateur flou

Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue.

La figure III-1 montre la configuration interne d'un régulateur flou. on peut distinguer trois parties : Fuzzification, Inférence et Défuzzification.

Le bloc fuzzification contient généralement un traitement de données préliminaire, par exemple la formation de l'écart de réglage $e = w - y$ ou la détermination de la variation d'une certaine grandeur (différence entre deux instants d'échantillonnage). Ces grandeurs sont alors traitées par des variables linguistiques, ce qui nécessite leur définition par fonction d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues réunies par le vecteur x . Dans le bloc inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés en particulier, le circuit de réglage doit être stable et bien amorti. On obtient ainsi une information floue pour la variable de sortie x_R du régulateur. Puisque l'organe de commande doit être attaqué avec une valeur bien précise pour le signal de commande u_{cm} , il faut transformer la valeur floue, en une valeur bien déterminée. Cela se fait dans le bloc défuzzification.

La fuzzification, les inférences et la défuzzification provoquent une caractéristique non linéaire du régulateur par logique floue, il s'agit souvent d'un avantage par rapport à un régulateur linéaire.

III-3-3 Fuzzification

Etant donné que l'implémentation du régulateur par logique floue se fait presque exclusivement d'une manière digitale, soit par microprocesseur ou P.C., soit par processeur dédié, il faut d'abord prévoir une conversion analogique \ numérique à l'aide d'une entrée analogique contenant un convertisseur A/N.

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent alors être traitées par les inférences.

Dans le cas de réglage flou, on utilise en général, des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'il n'existe pas des règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance. En général, on introduit une variable linguistique x à trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles n'apporte en général aucune amélioration au comportement dynamique du réglage flou. Par contre un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférences.

III-3-4 Inférence :

Les inférences lient les variables d'entrée linguistiques X et la variable de sortie linguistique x_R .

Les inférences consistent à définir l'ensemble des règles qui décrivent le comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande.

On définit une base de règles floues comme suite :

$$R^{(l)} : \text{si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^l \text{ et } \dots x_p \text{ est } F_p^l \text{ alors } x_R \text{ est } G^l .$$

telle que $l=1, 2, 3, \dots, m$ où m est le nombre de règles.

F_i^l et G^l sont des ensembles flous dans $U_i \subset \mathbb{R}$ et $V \subset \mathbb{R}$ respectivement.

x_i ($i=1, \dots, p$) et x_R sont des variables linguistiques, tel que $X=(x_1, x_2, \dots, x_p)$.

p représente le nombre de variables d'entrée.

Dans les inférences floues, la combinaison des règles floues si-alors revient à effectuer des transferts des ensembles flous d'entrée dans $U=U_1 \cdot U_2 \cdot \dots \cdot U_p$ vers les ensembles flous de sortie V .

chaque règle est interprétée comme étant une implication floue soit

$$F_1^l \cdot F_2^l \cdot \dots \cdot F_p^l \underline{\Delta} A \text{ et } G^l \underline{\Delta} B, \text{ alors } R^{(l)} : F_1^l \cdot F_2^l \cdot \dots \cdot F_p^l \rightarrow G^l \underline{\Delta} A \rightarrow B.$$

la fonction d'appartenance correspondant à la règle $R^{(l)}$ est définie comme suite :

$$\mu_{R^{(l)}}(X, x_R) = \mu_{A \rightarrow B}(X, x_R) = \mu_{R^{(l)}}(x_1, x_2, \dots, x_p, x_R).$$

$$\text{Donc : } \mu_{R^{(l)}}(X, x_R) = \mu_{F_1^l}(x_1) * \mu_{F_2^l}(x_2) * \dots * \mu_{F_p^l}(x_p) * \mu_{G^l}(x_R).$$

La fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R est donnée par :

$$\mu_{RES}(x_R) = \mu_{R^{(1)}}(X, x_R) \oplus \mu_{R^{(2)}}(X, x_R) \oplus \dots \oplus \mu_{R^{(m)}}(X, x_R)$$

III-3-5 La défuzzification :

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue, étant donné que l'organe de commande u_{cm} est précis à son entrée, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée qui est la défuzzification.

Plusieurs méthodes de défuzzifications ont été proposées dans la littérature de la logique floue, cependant il n'y a pas de bases scientifiques pour chacune ce qui rend la défuzzification un art plutôt qu'une science. Un critère pour le choix d'un défuzzificateur est la simplicité de

calcul qui est de grande importance dans les applications de la logique floue. Ce critère conduit aux défuzzificateurs suivants :

III-3-5-1 Déffuzificateur maximum :

Ce défuzzificateur examine l'ensemble flou V et choisit la valeur de sortie x_R^* pour laquelle $\mu_{RES}(x_R)$ est maximum. Cette méthode possède les inconvénients suivants :

- Quand la valeur maximale de la fonction d'appartenance correspond à un intervalle, donc le choix d'un point n'est pas évident.
- Ce défuzzificateur prend en considération un seul point pour lequel la fonction d'appartenance est maximale tout en négligeant la répartition de la fonction d'appartenance sur l'ensemble de référence.

III-3-5-2 La moyenne d'un défuzzificateur maximum :

Ce défuzzificateur examine l'ensemble flou V et détermine les valeurs pour lesquelles $\mu_{RES}(x_R)$ est maximale, ensuite il calcul la moyenne de ces valeurs qui sera la sortie x_R^* .

III-3-5-3 Déffuzificateur de hauteur :

Soit \bar{x}_R^l le centre de gravité de l'ensemble flou G^l (qui est associé à l'activation de la règle $R^{(l)}$). Ce défuzzificateur détermine $\mu_{G^l}(\bar{x}_R^l)$, ensuite il calcul la sortie x_R^* qui est donnée par la relation suivante :

$$x_R^* = \frac{\sum_{l=1}^m \bar{x}_R^l \cdot \mu_{G^l}(\bar{x}_R^l)}{\sum_{l=1}^m \mu_{G^l}(\bar{x}_R^l)}$$

Cette méthode est très facile à utiliser car les centres de gravité des fonctions d'appartenance ordinaires utilisées sont connues à l'avance.

III-3-5-4 Défuzzification par centre de gravité :

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$.

L'abscisse de centre de gravité peut être déterminée comme suite :

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_R) dx_R} \quad (\text{III-11})$$

L'abscisse x_R^* de centre de gravité forme ainsi la variable de sortie qui est l'argument de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$ et d'autre part le signal de sortie x_R^* possède une valeur bien déterminée.

III-3-5-5 Centre de gravité lors de la méthode somme-prod :

La méthode d'inférence somme-prod utilise la formation de la somme et de produit afin d'obtenir la fonction d'appartenance résultante. Dans le but de déduire des relations générales pour l'abscisse de centre de gravité, on exprime les relations suivantes d'une manière condensée :

$$\mu_{RES}(x_R) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_R) \quad (\text{III-12})$$

Tel que μ_{ci} est le facteur d'appartenance de la prémisse de la règle.

et la condition $\mu_{oi}(x_R)$ la fonction d'appartenance de l'opération en liaison avec la règle R_i .

La somme dans (III-13) s'étend sur les m règles d'inférences.

Avec (III-13), on peut écrire pour l'intégrale située dans (III-11) par :

$$\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_R) dx_R = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_R) dx_R = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot S_i \quad (\text{III-13})$$

avec
$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_R) dx_R \quad (\text{III-14})$$

et
$$\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{RES}(x_R) dx_R = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{oi}(x_R) dx_R = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot x_i^* \cdot S_i \quad (\text{III-15})$$

avec
$$x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{oi}(x_R) dx_R$$
 où x_i^* est l'abscisse de centre de gravité de S_i .

A noter que S_i et x_i^* peuvent être calculés a priori à l'aide des relations géométriques assez simples. L'abscisse de centre gravité devient:

$$x_R^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot x_i^* \cdot S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot S_i} \quad (\text{III-16})$$

III-4 Application de la commande floue à l'onduleur triphasé à deux niveaux

III-4-1 Introduction

Après avoir filtré les courants totaux imposés par la charge non linéaire triphasée, pour identifier les courants harmoniques des trois phases, ces derniers seront des références pour les trois régulateurs flous. Le rôle principal de ces trois régulateurs est de commander la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur afin de générer les courants harmoniques réels des trois phases les plus proches possibles de leurs références. Les sorties de ces trois régulateurs seront utilisées comme tensions de référence comparées à la porteuse dans la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale (Fig. III-1).

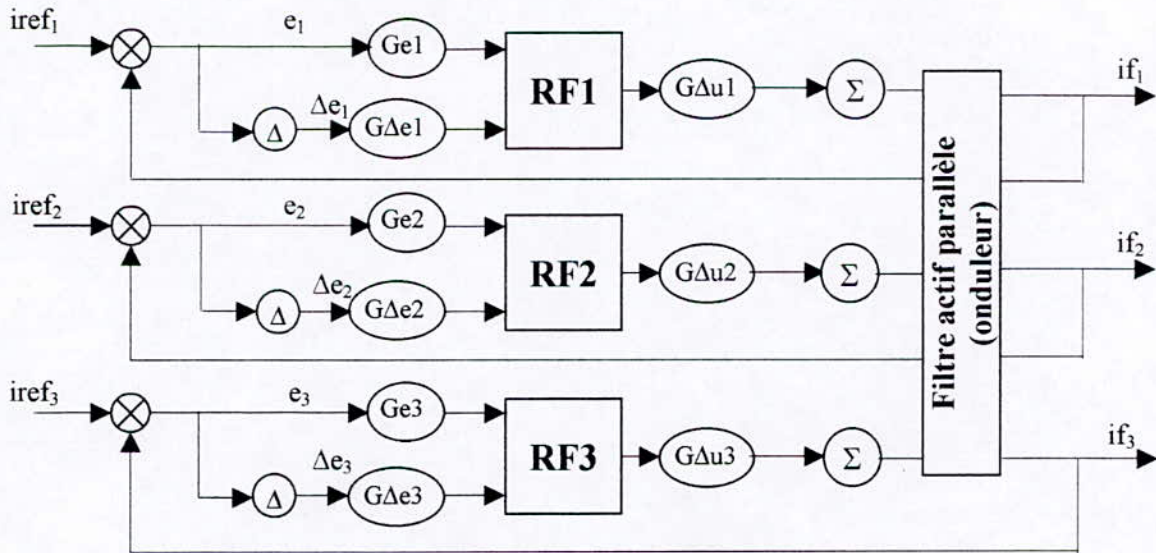


Figure III -2 commande floue de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

III-4-2 Caractéristiques des régulateurs flous utilisés :

a) Régulateurs flous à sept classes :

Chaque régulateur utilisé, a deux entrées « l'erreur et la variation de l'erreur » et comme sortie la variation de la commande qui est la variation de la tension de référence.

- erreur : $e(t) = i_{ref}(t) - i_r(t)$
- Variation de l'erreur : $\Delta e(t) = e(t) - e(t - h)$.
- Sortie du régulateur flou : $\Delta v_{ref}(t) = v_{ref}(t) - v_{ref}(t - h)$.

où h est le pas de simulation.

$e(t)$, $\Delta e(t)$ et $\Delta v(t)$ ont les fonctions d'appartenance qui sont données par la figure (III-3).

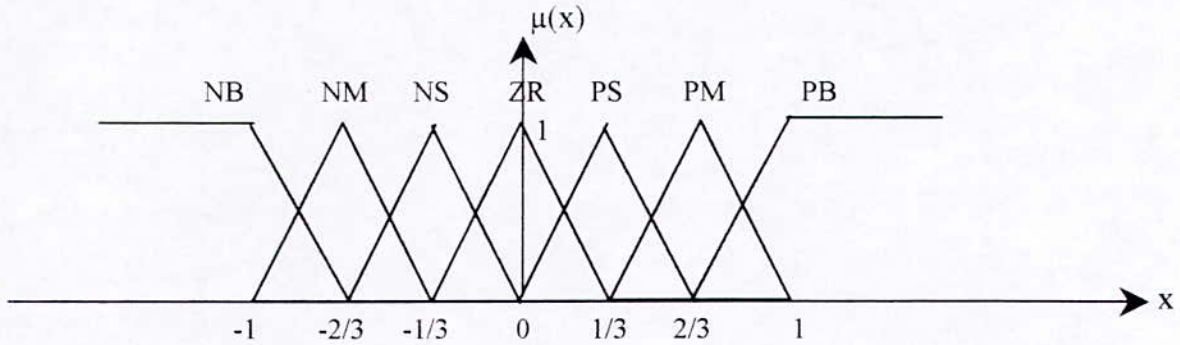


Figure. III-3.a Distribution des fonctions d'appartenance.

$e \backslash \Delta e$	NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZR
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZR	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZR	PS	PM
ZR	NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZR	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZR	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZR	PS	PM	PB	PB	PB	PB

TABLEAU III-1 : Table d'inférence de Mac Vicar-Whelan.

b) Régulateurs flous à trois classes :

Pour les même entrées que celui sus-présenté, la table d'inférence des régulateurs flous à trois classes est représentée sur le tableau suivant :

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

TABLEAU III-2 : Table d'inférence.

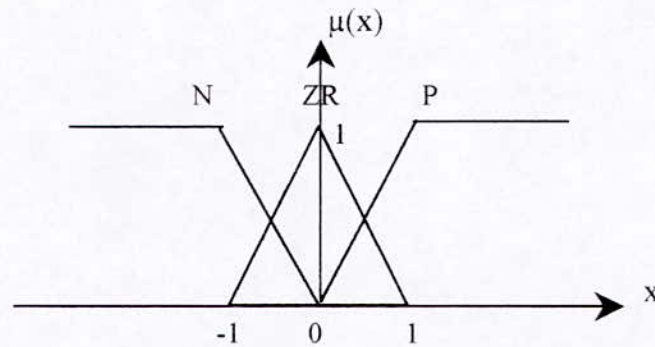


Figure. III-3.b Distribution des fonctions d'appartenance.

La table (III-1,III-2) représente l'ensemble des règles d'inférence caractérisant le comportement statique et dynamique de chaque régulateur. Une règle d'inférence est composée comme suit :

SI (e est NB) ET (Δe est NB) ALORS (Δu est NB).

- Pour le ET et l'implication nous utilisons le produit .
- Pour le OU nous utilisons la somme.
- Pour la difuzzification nous utilisons la méthode du centre de gravité:

$$\Delta u = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \Delta u_i^* \cdot S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot S_i}$$

Notons aussi que les paramètres G_{e1} , $G_{\Delta e 1}$, $G_{\Delta u 1}$, G_{e2} , $G_{\Delta e 2}$, et $G_{\Delta u 2}$, G_{e3} , $G_{\Delta e 3}$, et $G_{\Delta u 3}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation des trois régulateurs. Ces gains jouent un rôle extrêmement important. En effet, ceux sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Il n'y a aucune méthode systématique qui permet de donner ces paramètres d'emblée; en fait, il faut procéder par tâtonnement en utilisant des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

III-4-3 Dépollution des courants de ligne supposés sous des formes bien déterminées :

Les courants harmoniques de référence des trois phases sont présentés par la figure (II-15). La figure (III-4), représente les courants harmoniques if_1 , if_2 et if_3 générés par l'onduleur triphasé

à deux niveaux et leurs références i_{ref1} , i_{ref2} et i_{ref3} . La figure (III-6) représente les courants de source i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} . La figure (III-8) représente les erreurs entre les courants générés par l'onduleur et leurs références. La figure (III-9) représente les sorties des trois régulateurs flous v_1 , v_2 et v_3 .

Résultats de simulation :

a) régulateurs flous à sept classes :

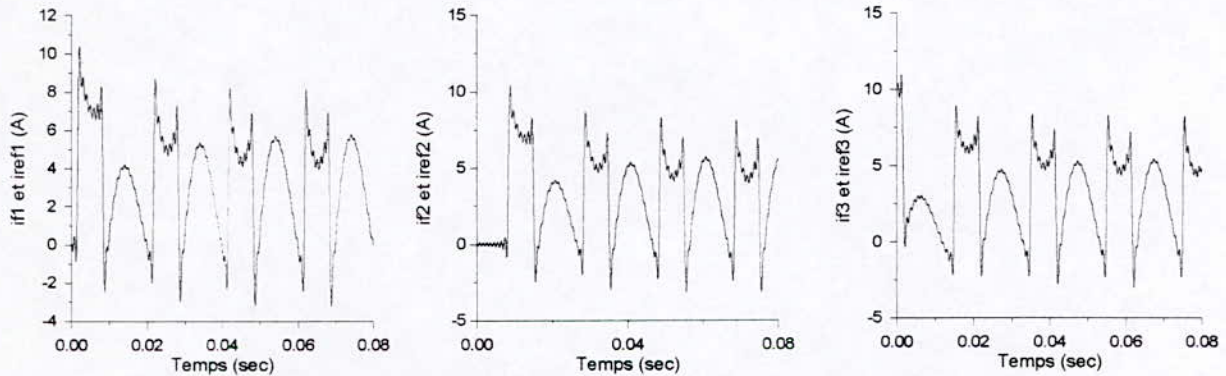


Figure III-4 Les courants harmoniques de référence et les courants réel de l'onduleur triphasé à deux niveaux (filtre actif) pour $(m=12)$

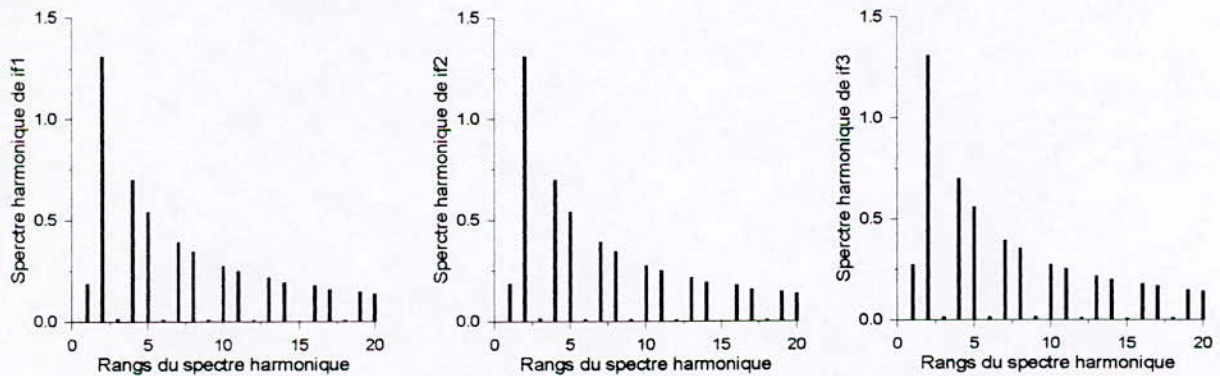


Figure III-5 Spectre harmonique des courants i_{f1} , i_{f2} et i_{f3} générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux (filtre actif)

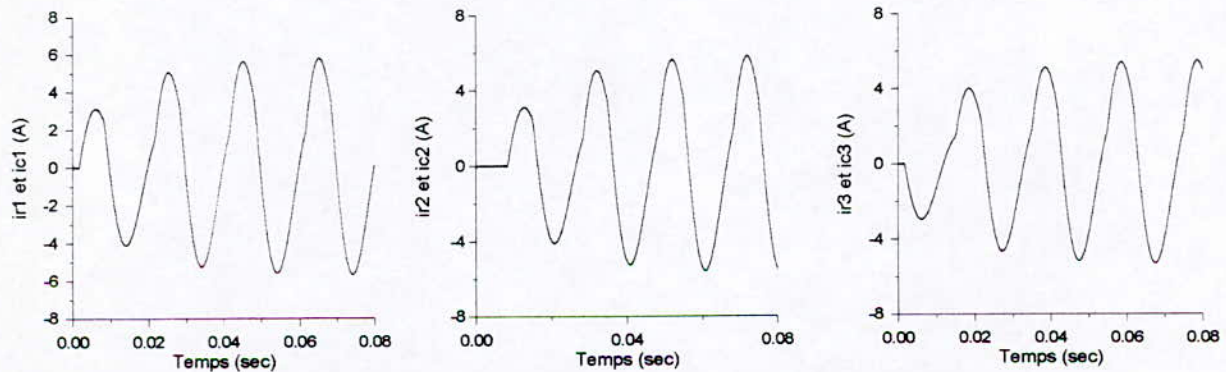


Figure III-6 Les courants de source i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} et les courants filtrés pour $(m=12)$

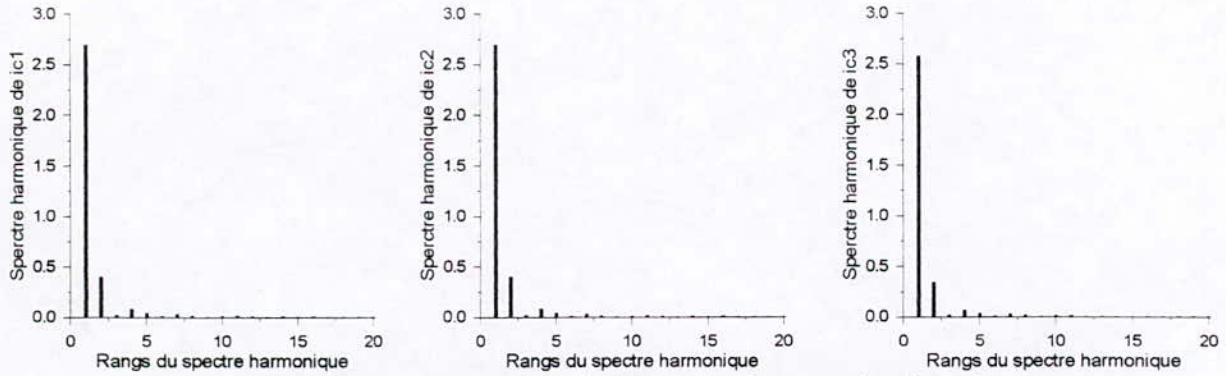


Figure III-7 Spectre harmonique des courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3

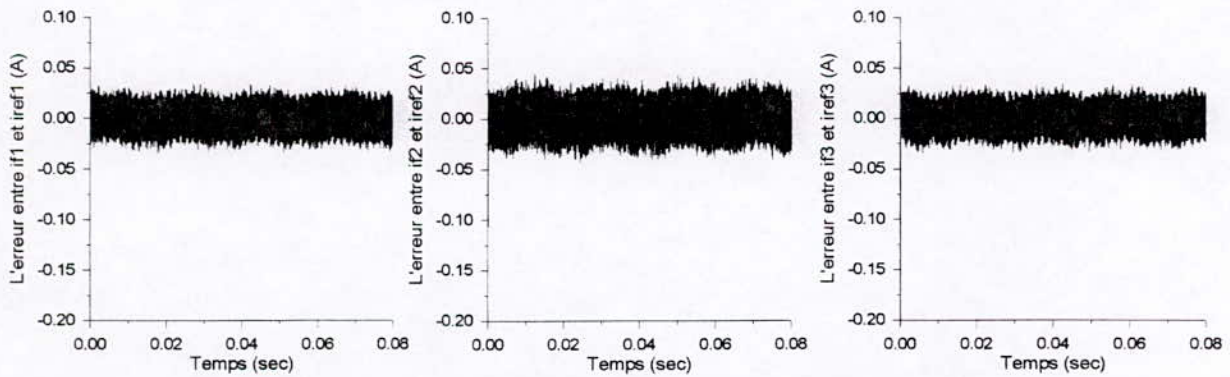


Figure III-8 les erreurs entre les courants de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

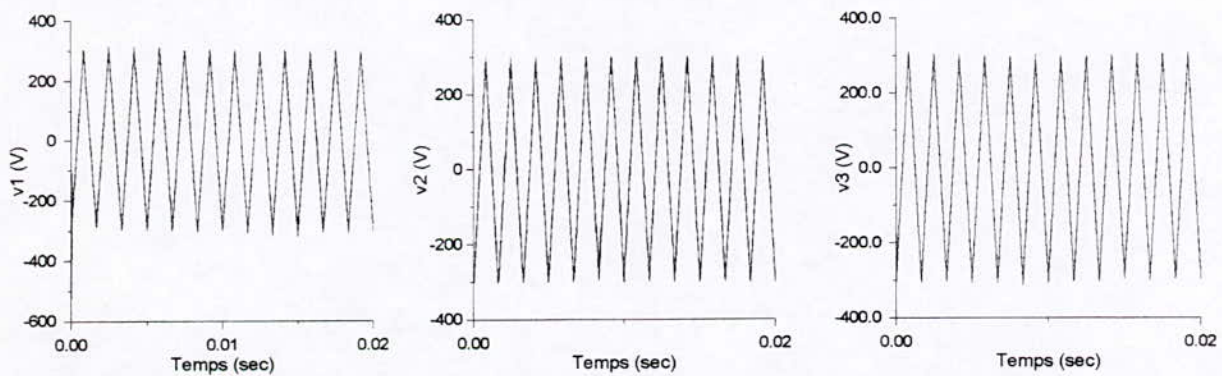


Figure III-9 les sorties des trois régulateurs flous v_1 , v_2 et v_3 pour $(m=12)$

b) régulateurs flous à trois classes :

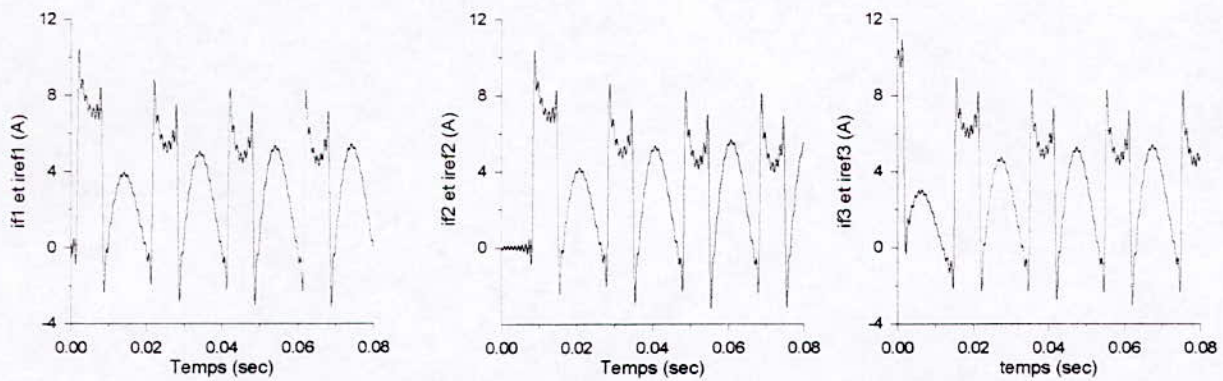


Figure III-10 les courants harmoniques de référence et les courants réels du filtre actif pour ($m=12$)

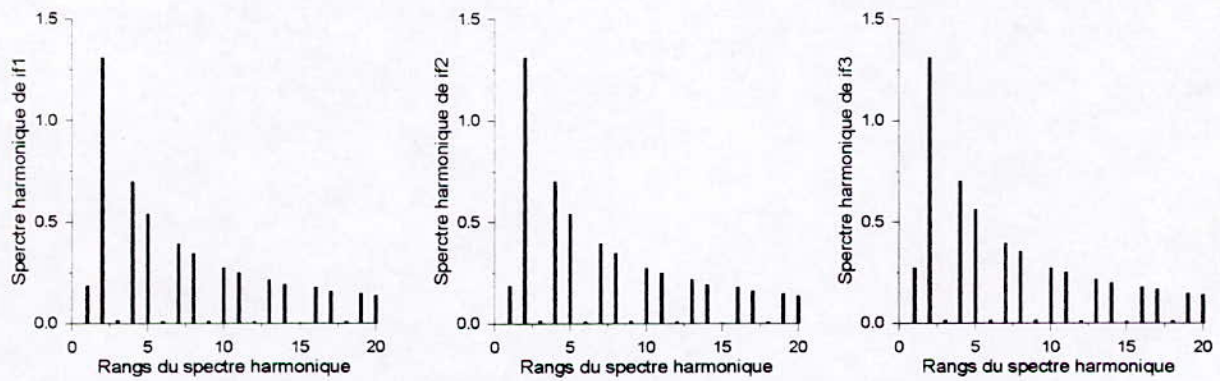


Figure III-11 Spectre harmonique des courants if_1 , if_2 et if_3 générés par le filtre actif pour ($m=12$)

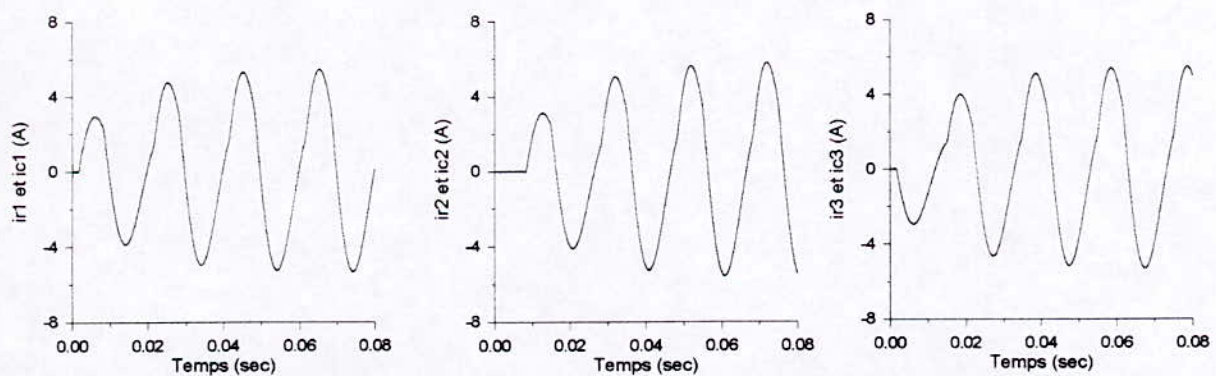


Figure III-12 Les courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3 et les courants filtrés, pour ($m=12$)

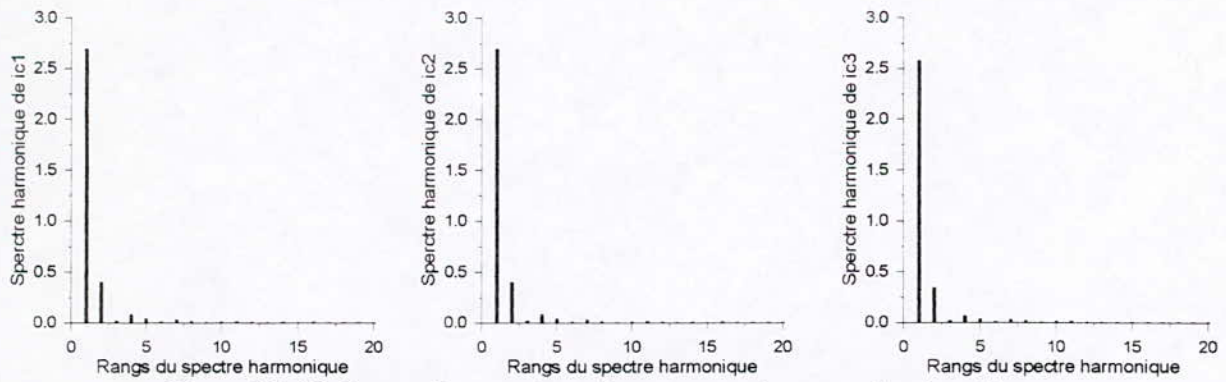


Figure III-13 Spectre harmonique des courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3

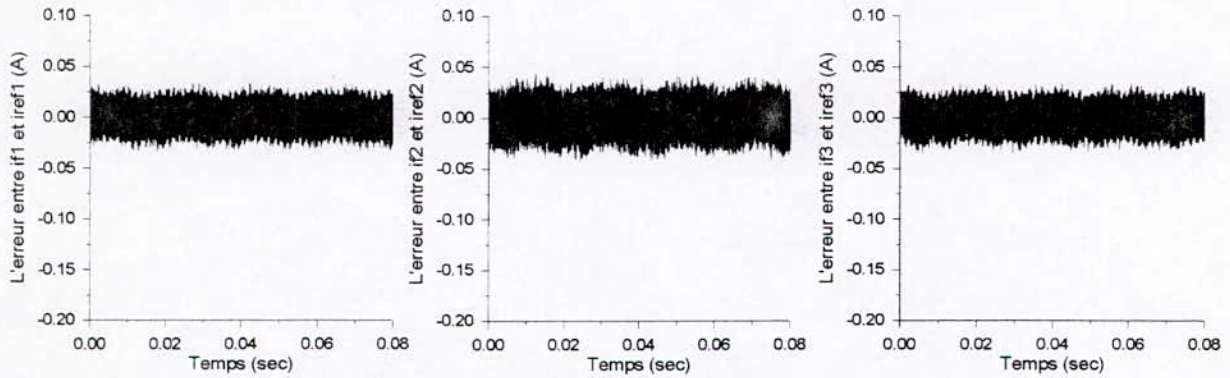


Figure III-14 les erreurs entre les courants de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

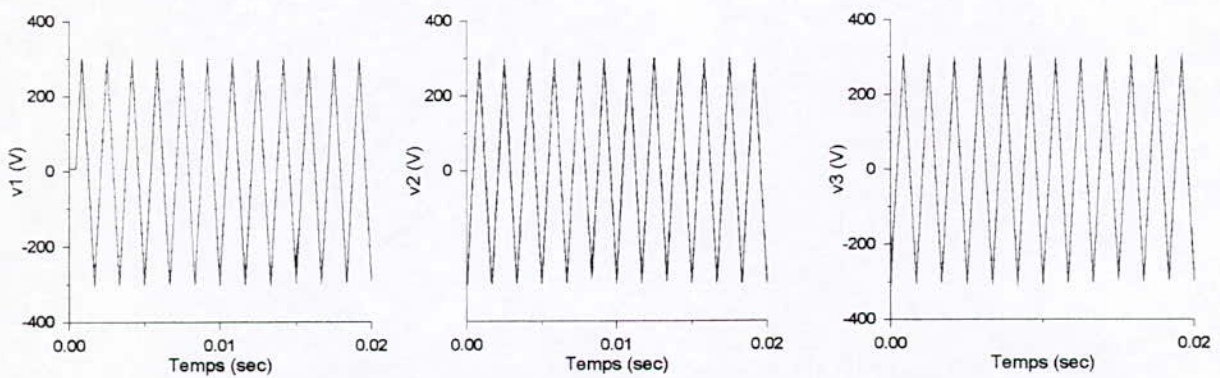


Figure III-15 les sorties des trois régulateurs neuroflous v_1 , v_2 et v_3 (V), pour ($m=12$)

III-4-4 Dépollution des courants de lignes imposés par un redresseur en pont :

Dans ce cas, nous avons un redresseur comme charge non linéaire (figure I-7) qui impose des courants de lignes pollués. Les courants harmoniques de référence sont représentés par la figure (I-8). La figure (III-16) représente les courants harmoniques if_1 , if_2 et if_3 générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux et leurs références $iref_1$, $iref_2$ et $iref_3$. La figure (III-18) représente les courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3 . La figure (III-20) représente les erreurs entre les courants générés par l'onduleur et leurs références. La figure (III-21) représente les sorties des trois régulateurs flous v_1 , v_2 et v_3 .

• **Résultats de simulation**

a) **régulateurs flous à sept classes :**

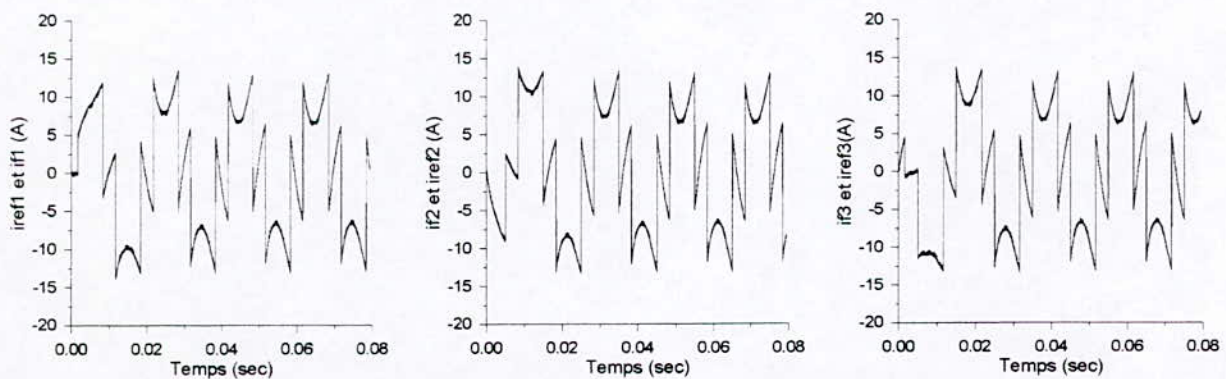


Figure III-16 les courants harmoniques if_1 , if_2 et if_3 de l'onduleur triphasé à deux niveaux est leurs références $iref_1$, $iref_2$ et $iref_3$.

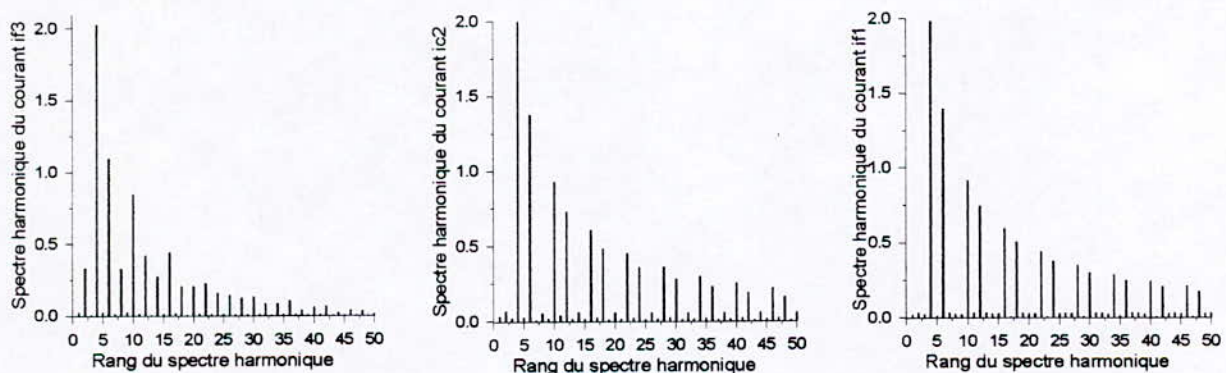


Figure II-17 spectres harmoniques des courants harmoniques générés par le filtre actif parallèle pour ($m=12$).

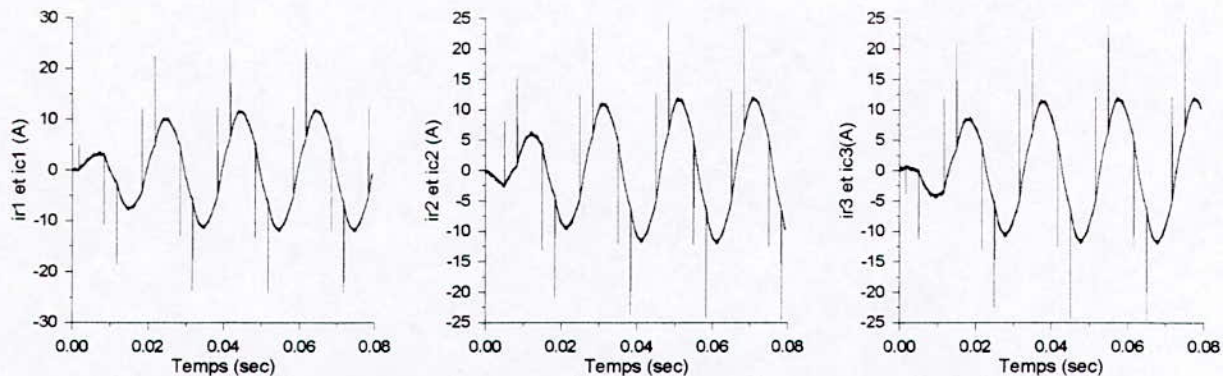


Figure III-18 les courants de sources ic_1 , ic_2 et ic_3 et les courants filtrés ir_1 , ir_2 et ir_3

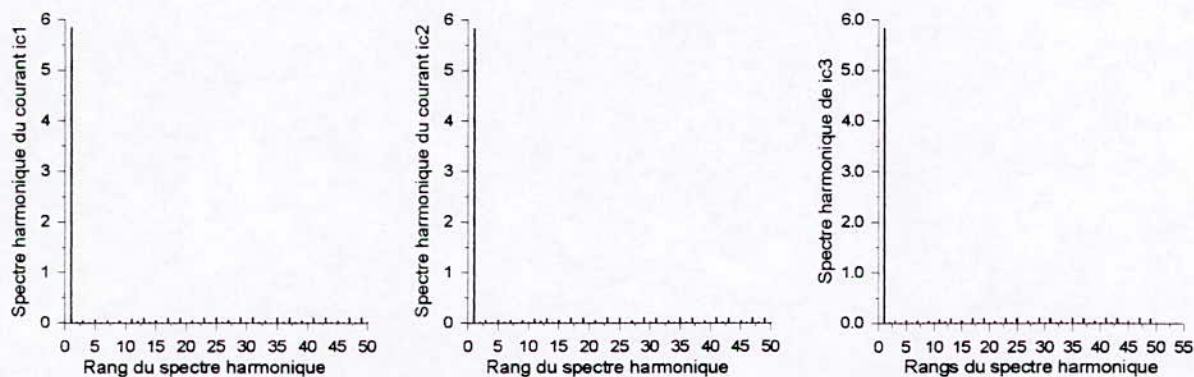


Figure II-19 Spectres harmoniques des courants de source

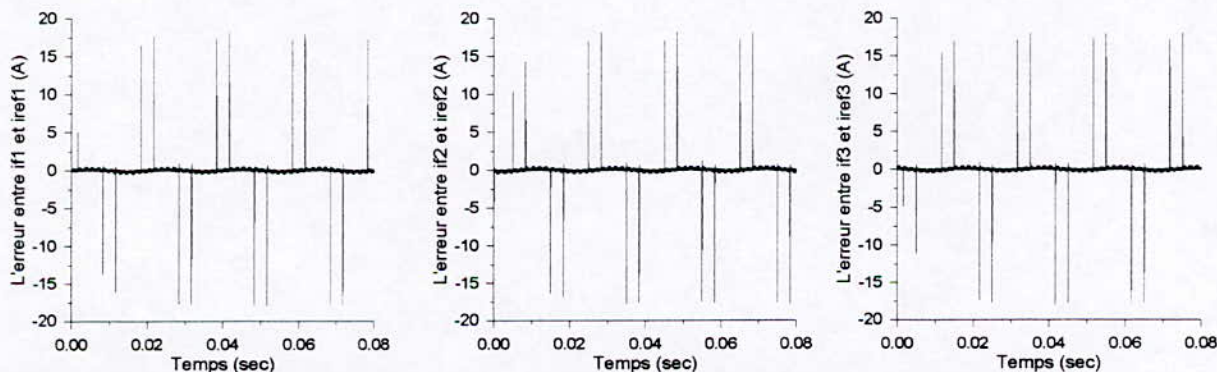


Figure III-20 Les erreurs entre les courants de référence et les courants générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux (filtre actif) pour ($m=12$)

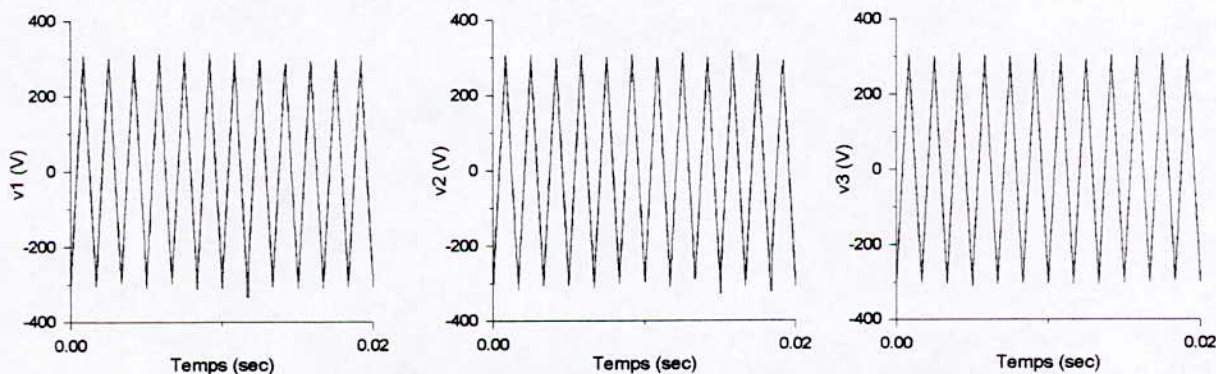


Figure III-21 les sorties des trois régulateurs flous v_1 , v_2 et v_3 pour ($m=12$)

b) régulateurs flous à trois classes :

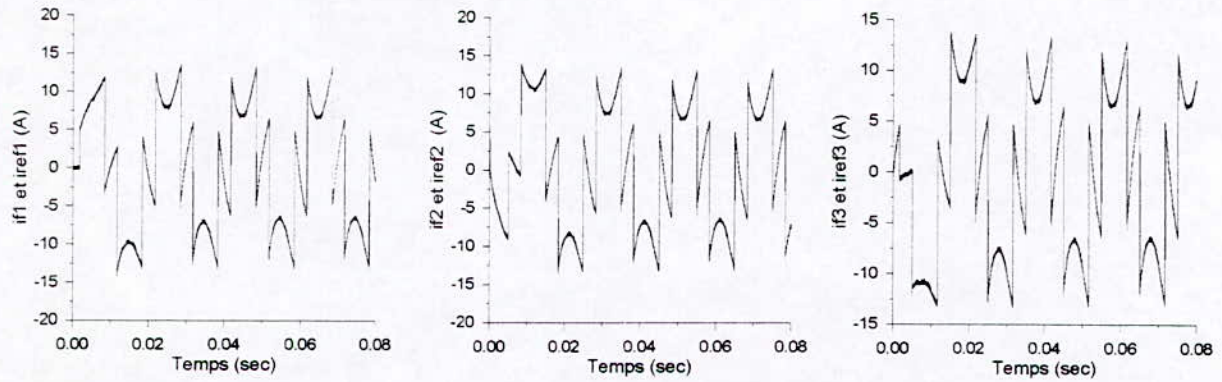


Figure III-22 Les courants harmoniques de référence et les courants réels du filtre actif pour ($m=12$).

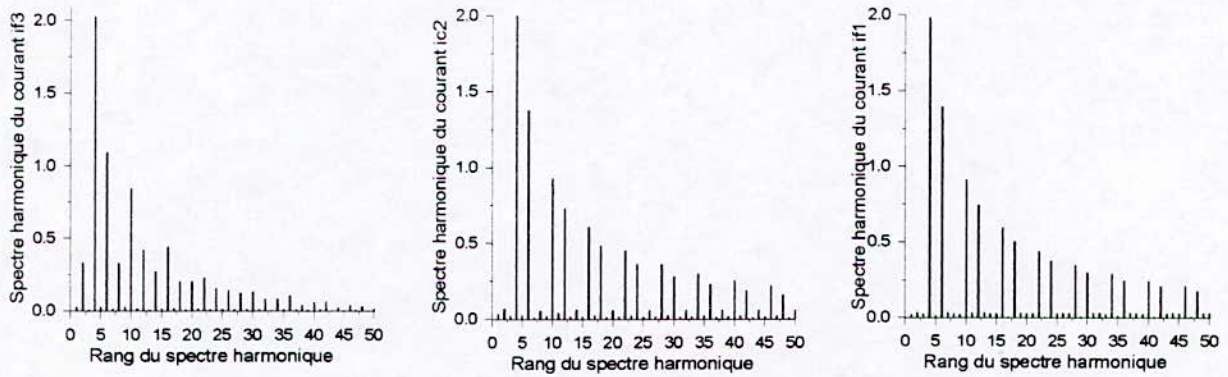


Figure III-23 spectres harmoniques des courants harmoniques générés par le filtre actif pour ($m=12$).

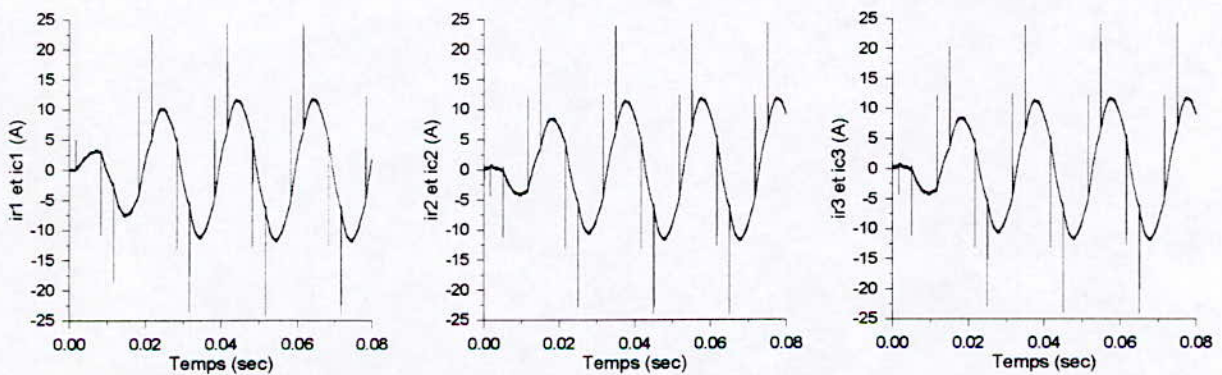


Figure III-24 Les courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3 , et les courants filtrés ir_1 , ir_2 et ir_3

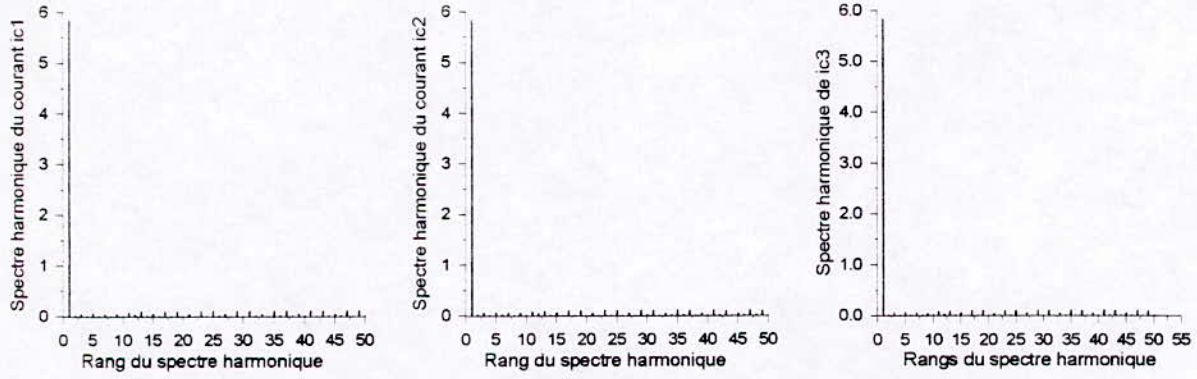


Figure III-25 Spectres harmoniques des courants de source

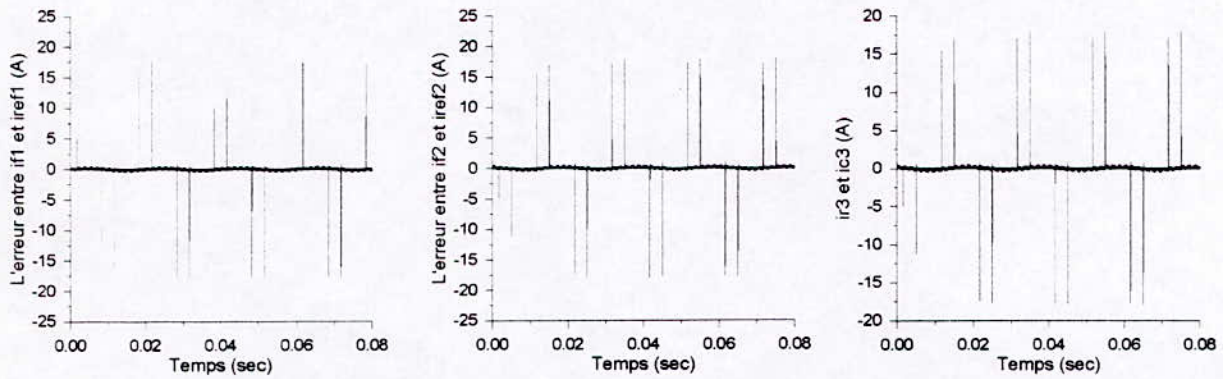


Figure III-26 les erreurs entre les courants harmoniques de référence et les courants réels du filtre actif

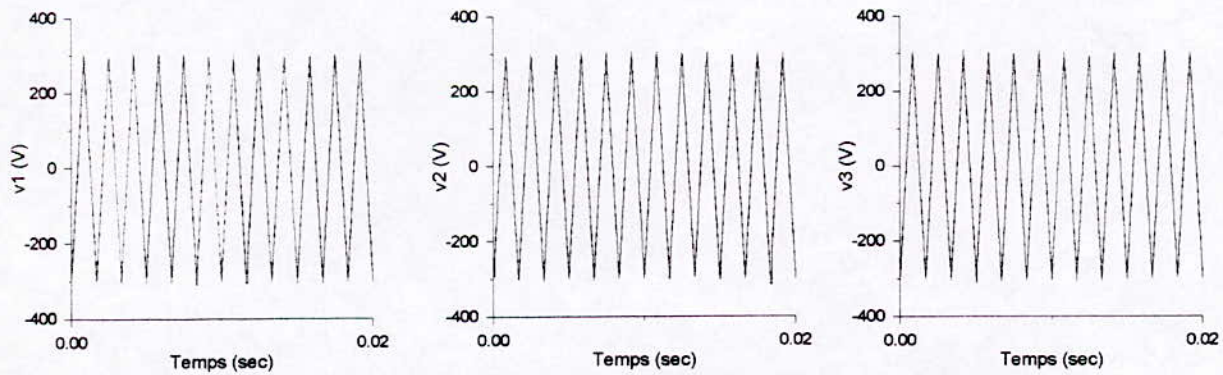


Figure III-27 Les sorties des trois régulateurs neuroflous v_1 , v_2 et v_3 (V), pour $(m=12)$.

III-4-5 Interprétation des résultats :

L'utilisation des trois régulateurs flous (à trois et à sept classes) a permis d'améliorer les performances de la réponse par rapport aux régulateurs conventionnels (hystérésis et PI). En effet, l'erreur entre les courants réels générés par le filtre actif et leurs références est de l'ordre de 0.03 (A). Les figures (III-7, 13, 19 et 25) montrent que tous les harmoniques de rangs supérieurs à 1 sont pratiquement nuls, par conséquent, la source fournit des courants sinusoïdaux.

On remarque que les sorties des trois régulateurs flous (à trois et à sept classes) (commandes), oscillent autour de la porteuse (figures III-9, 15, 21 et 27), et ce qui provoque des commutations excessives que les interrupteurs ne peuvent pas supporter. Dans le cas du redresseur, les courants harmoniques de référence possèdent des pics de pentes infinies, et comme les constantes de temps des charges du filtre actif sont limitées, les courants délivrés par le filtre actif ne suivent pas ces piques, ce qui explique l'apparition des pics dans l'erreur et les courants de source (figures III-18 et III-24).

III-5 Conclusion :

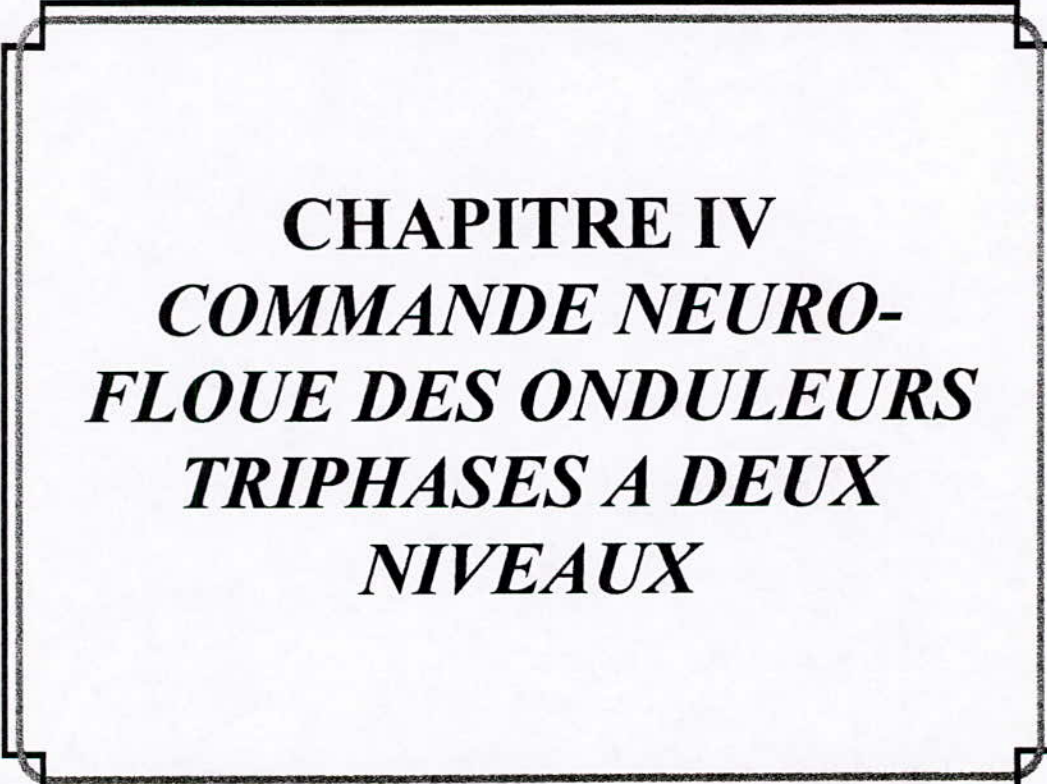
De l'étude précédente, on arrive à retirer les conclusions suivantes concernant les avantages et les inconvénients d'un contrôleur flou :

Le contrôleur flou utilisé semble présenter des avantages multiples. Il ne nécessite pas un formalisme mathématique difficile et sa programmation est aisée. Il peut sembler à première vue que le contrôleur flou ne nécessite que très peu de connaissance sur le système à asservir. Enfin ce contrôleur

Les résultats que nous avons décrits dans ce chapitre sont très satisfaisants. Faut-il en conclure que la commande floue est capable d'apporter une solution simple et rapide à tout problème de commande pouvant se poser dans l'industrie.

Les contrôleurs flous que nous avons décrits peuvent être qualifiés de standards, dans la mesure où ils n'ont pas été choisis pour s'adapter spécifiquement au problème posé. Le réglage des contrôleurs flous a demandé des essais en simulation assez longs, en effet des tâtonnements sont indispensables afin d'arriver à un fonctionnement dont on ne peut pas être sûr qu'il soit optimal.

Les résultats de simulation n'ont montré aucune différence remarquable entre les apports des deux types de régulateurs (à trois et à sept classes) que nous avons utilisés.



CHAPITRE IV
COMMANDE NEURO-
FLOUE DES ONDULEURS
TRIPHASES A DEUX
NIVEAUX

IV- Commande neurofloue de l'onduleur triphasé à deux niveaux

IV-1 Introduction :

La synthèse d'un régulateur flou nécessite des essais simulations assez longs. En effet, des tâtonnements sont indispensables afin d'avoir un fonctionnement qualifié de satisfaisant. L'apparition des réseaux de neurones artificiels a permis de donner une nouvelle dynamique à la logique floue. Un système à inférences floues peut être représenté sous forme d'un réseau de neurones artificiel dont les paramètres sont ajustés en utilisant un algorithme d'adaptation afin d'atteindre de meilleures performances. La règle d'apprentissage *back-propagation*, utilisée dans les réseaux de neurones, est actuellement un paradigme d'apprentissage universel de tout modèle paramétrique y compris les systèmes à inférences floues [Jyh 95].. Par conséquent ces derniers non seulement ils reçoivent des informations linguistiques de la part d'un expert, mais ils adaptent leurs paramètres afin d'atteindre de meilleures performances. Ceci rend les systèmes à inférences floues un tranchant des réseaux de neurones, qui ne sont pas capables d'exploiter les informations linguistiques, d'où l'appellation *réseaux neuroflous*.

IV-2 Les réseaux adaptatifs

Dans cette partie nous décrivons les architectures et les procédures d'apprentissage des réseaux adaptatifs qui englobent tous les types des réseaux de neurones ayant une capacité d'apprentissage supervisé. En particulier, nous allons présenter deux types de réseaux les plus utilisés dans la littérature des réseaux de neurones : *back-propagation neural network (BPNN)* et *radial basis function network (RBFN)*.

IV-2-1 Architecture :

Un réseau adaptatif est une structure de réseau dont le comportement global d'entrée-sortie est déterminé par les valeurs d'une collection de paramètres ajustables. Plus spécifiquement, la configuration d'un réseau adaptatif est un ensemble de neurones connectés par des liaisons dirigées, où chaque neurone est une unité de processus qui accomplit une fonction statique sur les signaux d'entrée pour générer une seule sortie, et chaque liaison spécifie la direction du signal se propageant d'un neurone à un autre. Généralement, un neurone est caractérisé par une fonction à paramètres ajustables, en changeant ces paramètres on change la fonction du neurone ainsi que le comportement global du réseau adaptatif.

En général, un réseau adaptatif est hétérogène, ie chaque neurone possède une fonction différente de celles des autres neurones.

Si l'ensemble des paramètres d'un neurone n'est pas vide, on utilise un carré pour représenter ce genre de neurone adaptatif, par contre si l'ensemble des paramètres d'un neurone est vide, c'est-à-dire sa fonction est fixe, on utilise un cercle pour représenter ce genre de neurone.

[Jyh 95].

Les réseaux adaptatifs sont généralement classifiés en deux catégories sur la base de type de connexions qu'ils possèdent :

- **Le réseau feedforward** : La sortie de chaque neurone se propage de côté entrée (gauche) vers le côté sortie (droite) figure (IV-1).
- **Le réseau périodique** : il y a une rétroaction dans le réseau, c'est à dire un chemin circulaire figure (IV-2).

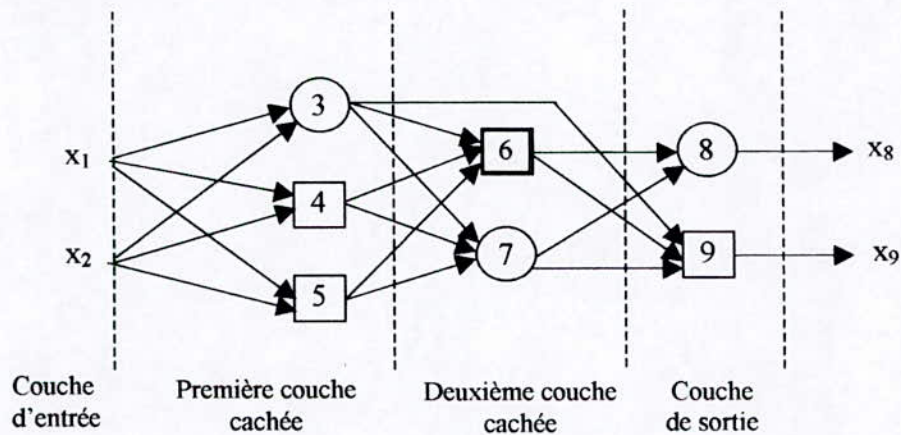


Figure IV-1 Réseau feedforward

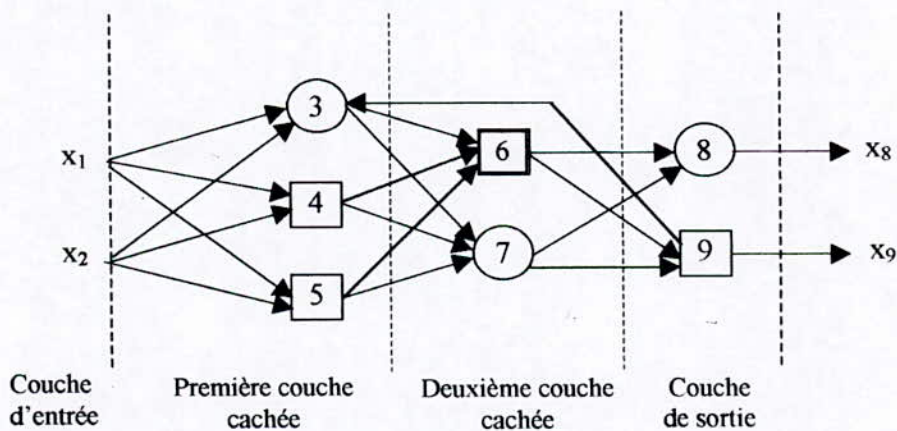


Figure IV-2 Réseau périodique

Dans la représentation en couche d'un réseau adaptatif de type feedforward, il n'y a pas de liaisons entre les neurones de la même couche, la sortie de chaque neurone est liée aux neurones de la couche suivante. Cette représentation est généralement préférée à cause de sa modularité, dans laquelle les neurones d'une couche ont le même fonctionnement, c'est-à-dire génèrent le même niveau d'activation des vecteurs d'entrée.

De point de vue conception, un réseau adaptatif feedforward est un transfert statique entre l'espace d'entrée et l'espace de sortie, ce transfert peut être ou bien une simple relation linéaire ou bien une relation fortement non linéaire, tout dépend de la structure du réseau (arrangement et connexion des neurones et la fonction de chaque neurone).

L'objectif est de construire un réseau pour réaliser un transfert non linéaire désiré qui est réglé par un ensemble de données composé d'un nombre de paires entrée-sortie désirées du système cible. La procédure qu'on suit pour ajuster les paramètres du réseau afin d'améliorer ses performances, est la règle d'apprentissage *back-propagation*. Les performances du réseau sont mesurées à partir de l'écart entre la sortie désirée et la sortie du réseau.

IV-2-2 La règle d'apprentissage *back-propagation* : [Jyh 95]

La partie principale d'une règle d'apprentissage est la manière d'obtenir un vecteur gradient dans lequel chaque élément est défini comme étant la dérivée de l'erreur par rapport à un paramètre du réseau. Dans la règle d'apprentissage *back-propagation*, le vecteur gradient est calculé dans la direction opposée à l'écoulement de la sortie de chaque neurone.

Supposant qu'on dispose d'un réseau adaptatif feedforward dans une représentation en couche, possédant L couches, telle que une couche l ($l=0, \dots, L$) possède $N(l)$ neurones. Alors la sortie et la fonction du neurone i ($i=1, \dots, N(l)$) de la couche l sont $x_{l,i}$ et $f_{l,i}$ respectivement comme il est illustré dans la figure (IV-3).

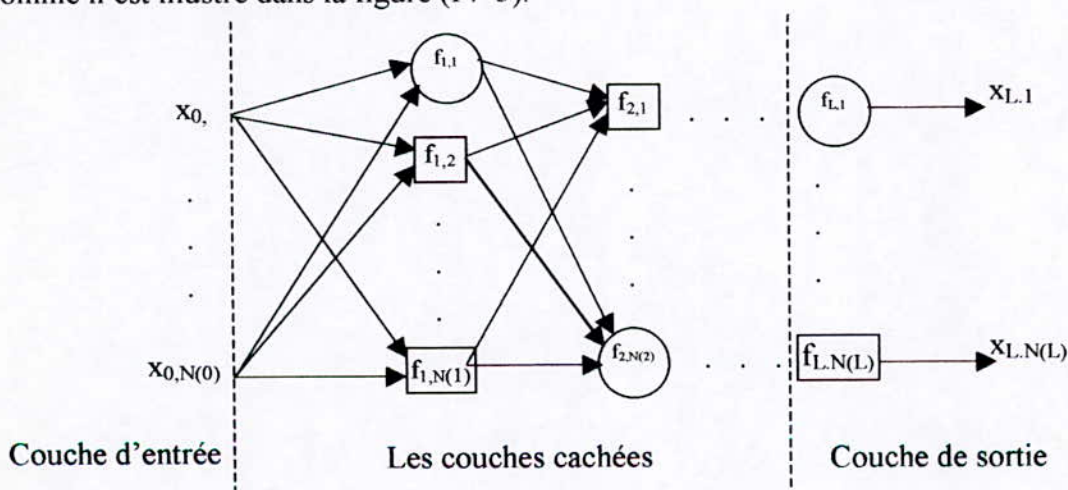


Figure IV-3 Réseau adaptatif feedforward dans une représentation en couches

Quand la sortie d'un neurone dépend des signaux entrants et de l'ensemble de paramètres de ce neurone, l'expression générale de la fonction du neurone $f_{l,i}$ est la suivante :

$$x_{l,i} = f_{l,i}(x_{l-1,1}, x_{l-1,2}, \dots, x_{l-1,N(l-1)}, \alpha, \beta, \delta, \dots) \quad (IV-1)$$

où α, β et δ sont les paramètres associés à ce neurone.

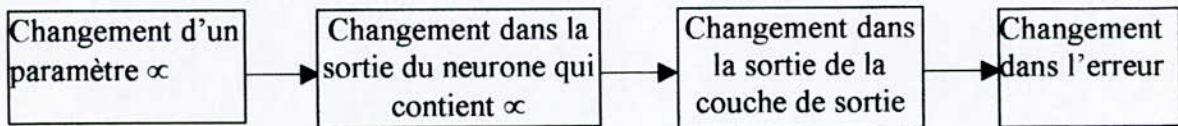
Pour un fichier de données de P paires entrée-sortie, on définit l'erreur correspondant à la pième paire ($1 \leq p \leq P$) comme étant la somme des carrés des erreurs :

$$E_p = \sum_{K=1}^{N(L)} (d_K - x_{L,K})^2 \quad (IV-2)$$

où d_K est le Kième élément du pième vecteur de sortie désirée et $x_{L,K}$ est le Kième élément de vecteur de sortie produit par la présentation de pième vecteur d'entrée au réseau. La tâche à effectuer est de minimiser une erreur totale définie comme suite :

$$E = \sum_{p=1}^P E_p \quad (IV-3)$$

Pour utiliser la méthode du Gradient pour minimiser l'erreur, on doit d'abord obtenir le vecteur du Gradient. Mais avant, d'effectuer le calcul du vecteur Gradient on doit observer que :



On définit un signal d'erreur $\varepsilon_{l,i}$:

$$\varepsilon_{l,i} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial x_{l,i}} \quad (IV-4)$$

Cette expression est appelée la dérivée ordonnée. La différence entre cette dernière et la dérivée partielle ordinaire se présente dans la manière dont on considère la fonction à dériver.

Pour la sortie interne d'un neurone $x_{l,i}$ (où $l \neq L$), la dérivée partielle ordinaire $\left(\frac{\partial E_p}{\partial x_{l,i}}\right)$ est égale à zéro quand E_p ne dépend pas directement de $x_{l,i}$. Alors que E_p dépend indirectement de $x_{l,i}$, un changement dans $x_{l,i}$ va se propager à travers des chemins indirects à la couche de sortie et produire un changement dans la valeur de E_p . ce qui est pris en considération par la

dérivée ordonnée, c'est-à-dire elle tient compte des chemins directs et indirects pour conduire à la relation causale.

Le signal d'erreur de la sortie de $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche L est :

$$\varepsilon_{l,i} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial x_{L,i}} = \frac{\partial E_p}{\partial x_{L,i}} \quad (\text{IV-5})$$

de (IV-4) et (IV-5) on trouve que : $\varepsilon_{L,i} = -2 \cdot (d_i - x_{L,i})$ (IV-6)

pour le $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche l , le signal d'erreur est donné par la relation récurrente suivante :

$$\varepsilon_{l,i} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial x_{l,i}} = \sum_{m=1}^{N(l+1)} \frac{\partial^+ E_p}{\partial x_{l+1,m}} \cdot \frac{\partial f_{l+1,m}}{\partial x_{l,i}} \quad (\text{IV-7})$$

donc
$$\varepsilon_{l,i} = \sum_{m=1}^{N(l+1)} \varepsilon_{l+1,m} \cdot \frac{\partial f_{l+1,m}}{\partial x_{l,i}} \quad (\text{IV-8})$$

où $0 \leq l \leq L$.

Donc les signaux d'erreur sont obtenus séquentiellement de la couche de sortie vers la couche d'entrée, ce paradigme d'apprentissage est appelé *back-propagation*.

Le vecteur Gradient est défini comme étant la dérivée de l'erreur par rapport à chaque paramètre, ce qui nécessite l'application de la règle récurrente pour trouver le vecteur Gradient.

Si α est un paramètre de $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche l on a :

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial \alpha} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial x_{l,i}} \cdot \frac{\partial f_{l,i}}{\partial \alpha} = \varepsilon_{l,i} \cdot \frac{\partial f_{l,i}}{\partial \alpha} \quad (\text{IV-9})$$

A noter que si on admet que le paramètre α est incluse dans plusieurs neurones, alors (IV-9) devient :

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial \alpha} = \sum_{x^* \in S} \frac{\partial^+ E_p}{\partial x^*} \cdot \frac{\partial f^*}{\partial \alpha} \quad (\text{IV-10})$$

où, S est l'ensemble des neurones qui contiennent α comme paramètre et f^* est la fonction correspondant à chacun de ces neurones.

La dérivée de l'erreur totale E par rapport au paramètre α est donnée par :

$$\frac{\partial^+ E}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^P \frac{\partial^+ E_p}{\partial \alpha} \quad (\text{IV-11})$$

La formule mise à jour pour la détermination du paramètre α est donnée par :

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \eta \cdot \frac{\partial^+ E}{\partial \alpha} \quad (\text{IV-12})$$

où, η est le pas d'adaptation qui est calculé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{k}{\sqrt{\sum_{\alpha} \left(\frac{\partial E}{\partial \alpha} \right)^2}} \quad (\text{IV-13})$$

où, k est la longueur de chaque transition le long de la direction de Gradient dans l'espace des paramètres. Généralement, on peut changer k pour varier la vitesse de convergence.

Dépendamment des applications aux quelles on est intéressé, deux types de paradigmes d'apprentissage pour les réseaux adaptatifs sont utilisés :

- **L'apprentissage off-line** : La détermination du paramètre α se réalise après la présence de tout le fichier de données, et la formule utilisée est (IV-11).
- **L'apprentissage on-line** : Le paramètre α est déterminé immédiatement après la présence de chaque paire entrée-sortie, et la formule utilisée est (IV-9).

IV-3 Les réseaux de neurones :

Nous allons présenter deux types de réseaux de neurones qui sont back-propagation neural network (BPNN) et radial basis function network (RBFN)

IV-3-1 Back-propagation neural network :

Un réseau BPNN est un réseau adaptatif dont les neurones accomplissent la même fonction sur les signaux entrants ; cette fonction est généralement composée de deux fonctions qui sont la somme et la fonction non linéaire appelée fonction d'activation. Généralement les fonctions d'activation sont de type ou bien sigmoïdal ou bien tangente hyperbolique qui approximent la fonction échelon et qui sont dérivables par rapport aux signaux d'entrée [Jyh 92].

Fonction échelon $f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$

Fonction sigmoïdale $f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$

Fonction tangente hyperbolique $f(x) = \tanh\left(\frac{x}{2}\right) = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^x}$

Fonction identité

$$f(x) = x$$

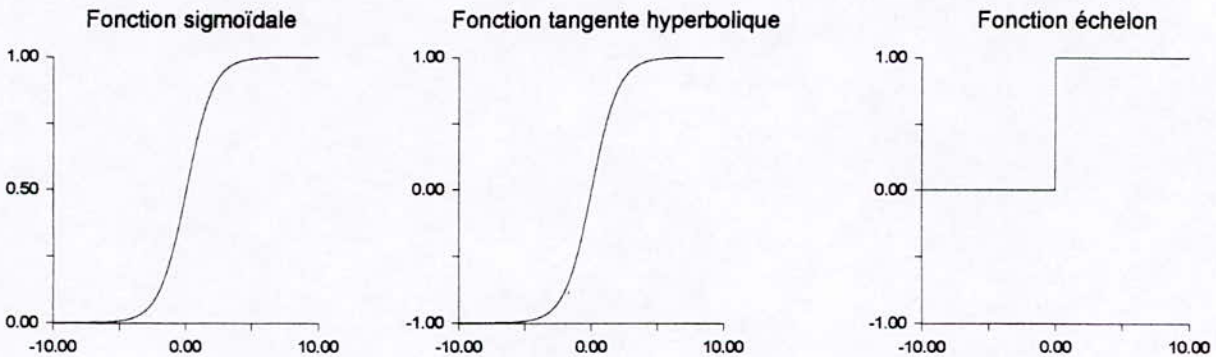


Figure IV-4 Les fonctions d'activation des réseaux BPNN

Pour un réseau de neurones, l'approximation d'une fonction qui n'est pas obligatoirement réduite à l'intervalle [0, 1] ou [-1, 1], on prend les fonctions des neurones de la dernière couche la somme pondérée avec des fonctions d'activation de type non restreint.

La figure (IV-5), représente un neurone d'un réseau BPNN de fonction d'activation supposée sigmoïdale. L'entrée du neurone est définie comme étant la somme des entrées du neurone plus un seuil.

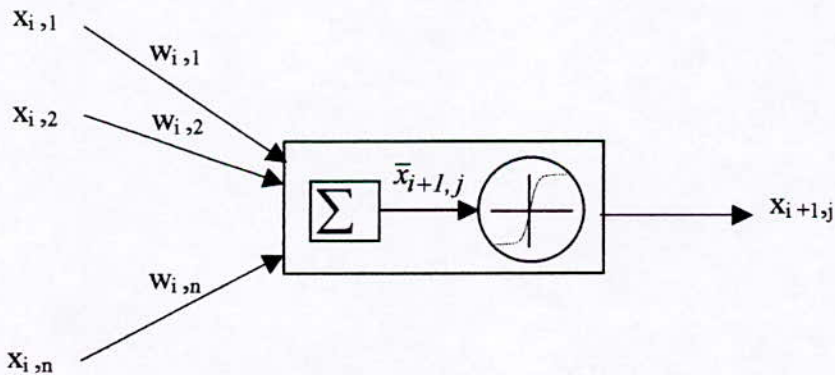


Figure IV-5 Le neurone d'un réseau BPNN

La sortie du neurone est déterminée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{x}_{i+1,j} = \sum_{k=1}^n w_{i,k} \cdot x_{i,k} + t_{i+1,j} \\ x_{i+1,j} = f(\bar{x}_{i+1,j}) = \frac{1}{1 + e^{-\bar{x}_{i+1,j}}} \end{cases} \quad (IV-14)$$

IV-3-2 Réseau de neurones à fonction de base radiale (RBFN) : [renders]

L'architecture d'un réseau RBFN est illustrée par la figure (IV-6) avec L unités. Le niveau d'activation de la j^{ème} unité est donné par :

$$\rho_j(\vec{u}) = \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \sum_{K=1}^n \frac{(u_K - c_{Kj})^2}{\sigma_{Kj}^2}\right) \quad j=1,2,\dots,L \quad (IV-15)$$

où, \vec{u} est le vecteur d'entrée de dimension n. Chaque entrée est subdivisée en plusieurs intervalles recouverts par des fonctions Gaussiennes dont les centres forment les vecteurs \vec{c}_j ..

Chaque unité de la couche cachée représente l'espace déterminé par une combinaison des intervalles de toutes les entrées. Ce qui fait le nombre d'unités dans la couche cachée est déterminé par le produit des nombres des intervalles de chaque entrée [Jyh 95]. La sortie d'un réseau RBFN peut être calculée par la relation suivante :

$$f(\vec{u}) = \frac{\sum_{j=1}^L w_j \cdot \rho_j(\vec{u})}{\sum_{j=1}^L \rho_j(\vec{u})} \quad (IV-17)$$

où, w_j est le poids associé à chaque sortie d'unité de la couche cachée et $\sum_{j=1}^L \rho_j(\vec{u})$ est le

terme de normalisation.

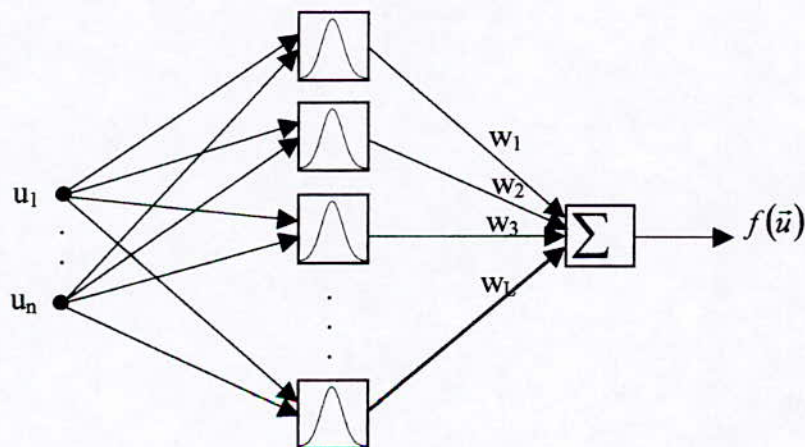


Figure IV-6 Architecture d'un réseau de fonction à base radiale

Les réseaux à base radiale offrent un avantage qui consiste en la similarité de l'approche avec des techniques particulières de modélisation floue : il est aisé de montrer qu'il y a équivalence entre le réseau à base radiale décrit par les équations ci-dessus et un raisonnement flou basé sur un certain nombre de règles floues de type : *Si* (U_1 est A_j , U_2 est B_j , ... et U_m est C_j) *Alors* Y est D_j (A_j , B_j , C_j et D_j sont des termes linguistiques définissant des ensembles flous de référence, j est l'indice de la règle). L'équivalence s'obtient pour un choix bien spécifique des différents opérateurs flous (conjonction floue, implication floue, opérateur de défuzzification, ...) et des fonctions d'appartenance définissant les termes linguistiques : ces fonctions doivent être des Gaussiennes (de moyenne c_{Kj} et d'écart type σ_{Kj}) ayant pour équation :

$$\mu_j(u_K) = \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{(u_K - c_{Kj})^2}{\sigma_{Kj}^2}\right) \quad (\text{pour la règle } j) \quad (\text{IV-18})$$

Nous pouvons facilement remarquer que la somme intervenant dans l'exponentielle définissant $\rho_j(u)$ correspond à un produit d'exponentielle, et donc à un produit de fonctions d'appartenance (cela correspond à une définition possible de l'opérateur ET en logique floue). Chaque unité (neurone) de la couche cachée correspond à une règle floue. Les poids w_j correspondent à une valeur nette caractéristique du terme linguistique D_j intervenant dans la conséquence de la règle j .

IV-4 Réseau neuro-flou

Dans cette partie, nous allons présenter une classe des réseaux adaptatifs qui sont fonctionnellement équivalent aux système à inférences floues, appelés systèmes à inférences floues basés sur les réseaux adaptatifs (ANFIS *Adaptive Network Fuzzy Inference System*). Il existe plusieurs approches pour réaliser un système à inférences floues. Chaque approche a son image dans la représentation par des réseaux adaptatifs. Nous allons présenter deux approches :

- Approche de Mamdani.
- Approche de Sugeno.

IV-4-1 Modèle de Sugeno : [Jyh 92][Jyh 93]

Pour simplifier, nous allons supposer avoir un système à inférences floues avec deux entrée et une sortie. Un modèle de Sugeno de premier ordre ayant deux règles d'inférences peut être représenté comme suite :

Règle 1 : Si x est A₁ et y est B₁ Alors f₁ = p₁ x + q₁ y + r₁ ,

Règle 2 : Si x est A₂ et y est B₂ Alors f₂ = p₂ x + q₂ y + r₂ .

La figure (IV-7) montre le mécanisme de raisonnement pour ce modèle de Sugeno. L'architecture de réseau adaptatif à inférences floues correspondant est montrée par la figure (IV-8), où les neurones qui appartiennent à la même couche possèdent la même fonction.

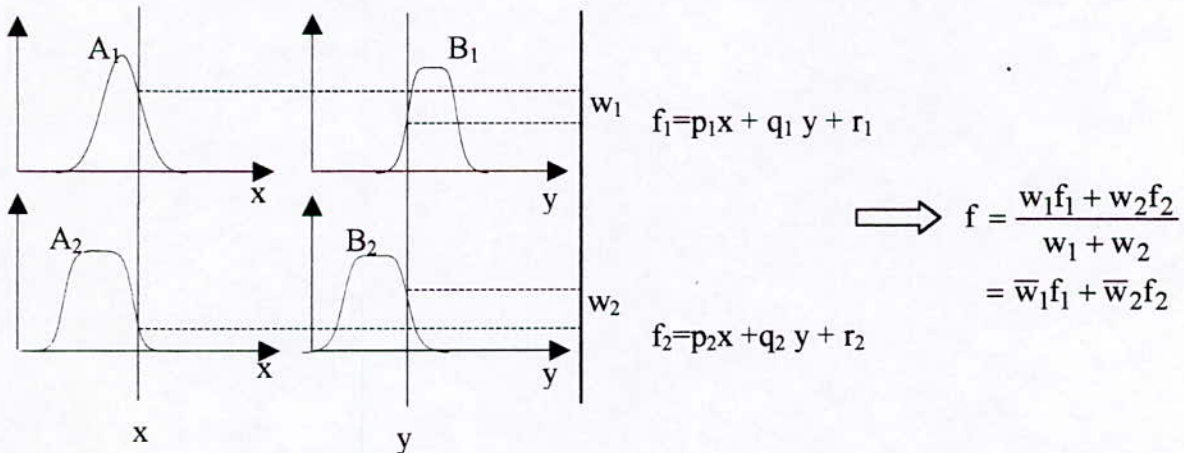


Figure. IV-7 Modèle flou de Sugeno de premier ordre à deux entrées et deux règles.

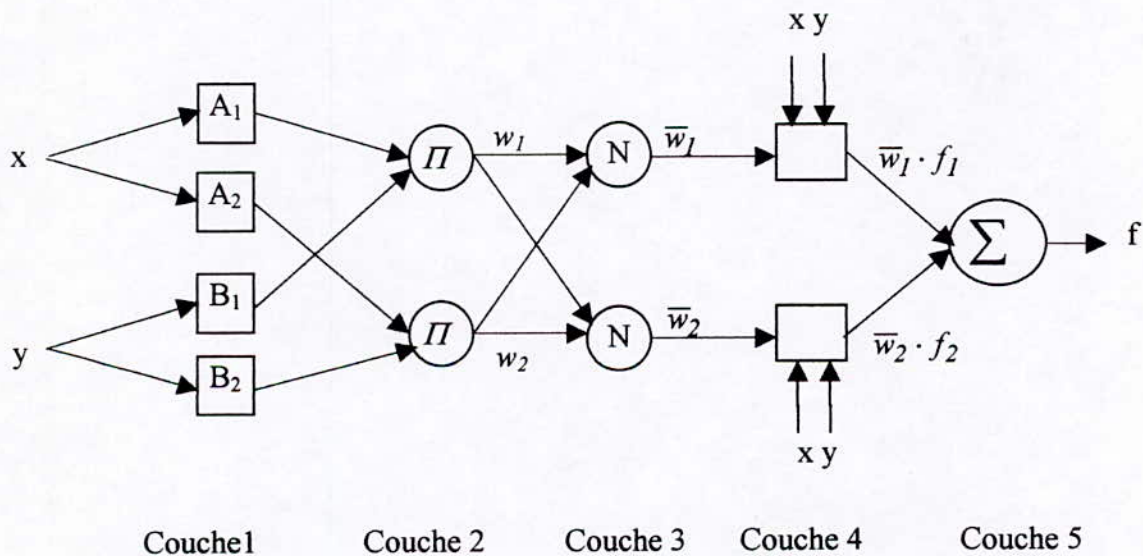


Figure. IV-8 Le réseau ANFIS équivalent au modèle du Sugeno de premier ordre

On note $O_{l,i}$ la sortie d'un neurone i de la couche l .

Première couche : chaque neurone i dans cette couche est un neurone adaptatif de sortie définie par :

$$\begin{aligned}
 O_{1,i} &= \mu_{A_i}(x), & \text{pour } i=1,2 \text{ ou} \\
 O_{1,i} &= \mu_{B_{i-2}}(y), & \text{pour } i=3,4
 \end{aligned}
 \tag{IV-19}$$

où, x (ou y) est l'entrée du neurone et A_i (ou B_{i-2}) est l'ensemble flou associé à ce neurone. Les sorties de cette couche sont les valeurs des fonctions d'appartenance de la prémisse. Les fonctions d'appartenance μ_{A_i} et μ_{B_i} peuvent être choisies comme étant des fonctions à paramètres ajustables, par exemple :

$$\mu_{A_i}(x) = \exp\left[-\left(\frac{x-c_i}{\sigma_i}\right)^2\right]
 \tag{IV-20}$$

où, $\{c_i, \sigma_i\}$ est un ensemble de paramètres.

Deuxième couche : Chaque neurone dans cette couche possède une fonction d'activation fixe. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(x) \cdot \mu_{B_i}(y), \quad i=1,2
 \tag{IV-21}$$

donc la sortie de chaque neurone de cette couche réalise le ET de chaque règle.

Troisième couche : Chaque neurone dans cette couche réalise une fonction fixe de normalisation. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i=1,2
 \tag{IV-22}$$

Quatrième couche : chaque neurone i dans cette couche est neurone adaptatif de sortie donnée par la relation suivante :

$$O_{4,i} = \bar{w}_i \cdot f_i = \bar{w}_i \cdot (p_i \cdot x + q_i \cdot y + r_i)
 \tag{IV-23}$$

où, $\{p_i, q_i, r_i\}$ est l'ensemble des paramètres associés aux conséquences.

Cinquième couche : Le neurone de cette couche réalise une fonction fixe qui effectue la somme des signaux entrants. La sortie de ce neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{5,1} = \sum_i \bar{w}_i \cdot f_i = \frac{\sum_i w_i \cdot f_i}{\sum_i w_i}
 \tag{IV-24}$$

Ainsi nous avons construit un réseau adaptatif qui a exactement le même fonctionnement que le modèle de Sugeno.

Il est à noter que l'architecture du réseau proposée précédemment n'est pas unique ; nous pouvons combiner la couche 3 et la couche 4 pour obtenir une autre architecture équivalente

présentée dans la figure (IV-9). La normalisation s'effectue dans la couche de sortie au lieu de la couche 3 du premier réseau [Jyh 95].

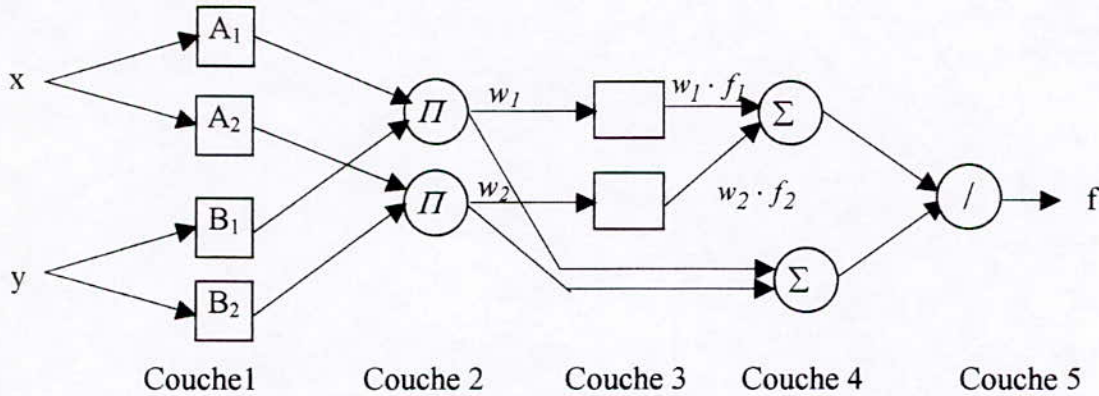


Figure. IV-9 Une autre architecture d'un ANFIS équivalent au modèle du Sugeno de premier ordre

IV-4-2 Modèle de Mamdani :[Chin 91]

La figure (IV-10) représente un réseau ANFIS basé sur le modèle de Mamdani. Le réseau possède cinq couche. Dans ce qui suit nous allons décrire les fonctions des neurones dans chaque couche du réseau présenté.

A noter que :

$O_{l,i}$ représente la sortie du neurone i de la couche l .

$x_{l,i}$ représente l'entrée du neurone i de la couche l .

f_l représente la fonction des neurones de la couche l .

Première couche : Les neurones de cette couche transmettent les valeurs des entrées à la prochaine couche directement et possède la fonction suivante :

$$O_{1,i} = f_1(x_{1,i}) = x_{1,i} \tag{IV-25}$$

Deuxième couche : Les neurones de cette couche permettent d'établir les fonctions d'appartenance des entrées et possèdent des paramètres ajustables. Les fonctions des neurones de cette couche généralement sont Gaussiennes. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{2,i} = f_2(x_{2,i}) = \exp \left[- \left(\frac{x_{2,i} - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right] \tag{IV-26}$$

où, σ_i et m_i sont respectivement la variance et le centre correspondant à la fonction d'appartenance du neurone i .

Troisième couche : Les neurones de cette couche permettent d'établir le résultat de la prémisse de chaque règle d'inférence donc réalisent l'opérateur flou *ET*. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{3,i} = f_3(x_{3,1}, x_{3,2}, \dots, x_{3,n}) = \min(x_{3,1}, x_{3,2}, \dots, x_{3,n}) \quad (\text{IV-27})$$

Quatrième couche : Les neurones de cette couche possèdent deux modes d'opération :

- Le premier mode : établit l'opérateur flou *OU*. La sortie de chaque neurone i est donnée par relation suivante :

$$O_{4,i} = f_4(x_{4,i}) = \min\left(1, \sum_{i=1}^p x_{4,i}\right) \quad (\text{IV-28})$$

où, p est le nombre des entrées du neurone i .

- Le deuxième mode : Les neurones reçoivent leurs entrées de la cinquième couche et fonctionnent exactement comme les neurones de la deuxième couche, excepté que seulement un seul neurone est utilisé pour établir une fonction d'appartenance pour les variables linguistiques de sortie.

Cinquième couche : cette couche possède de types de neurones. Le premier type établit la transmission des sorties désirées au réseau. La sortie de ce type de neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{5,i} = f_5(x_{5,i}) = y_{d,i} \quad (\text{IV-29})$$

Le deuxième type de neurones réalise la défuzzification. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{5,i} = f_5(x_{5,i}) = \frac{\sum_{i=1}^p (m_i \cdot \sigma_i) \cdot x_{5,i}}{\sum_{i=1}^p \sigma_i \cdot x_{5,i}} \quad (\text{IV-30})$$

IV-5 Application de la commande neurofloue à l'onduleur triphasé à deux niveaux

IV-5-1 Introduction :

Lors de la synthèse des régulateurs flous (chapitre III), nous avons déterminé les gains des entrées et de sortie des régulateurs, par tâtonnement. Cette procédure nous a pris un temps de calcul assez long. Pour sur élever ce problème, nous avons opté à la représentation des régulateurs flous sous forme de réseaux de neurones, dont les gains sont déterminés par une technique d'optimisation, afin de générer des commandes identiques à celles générées par les régulateurs flous synthétisés pour atteindre des performances satisfaisantes.

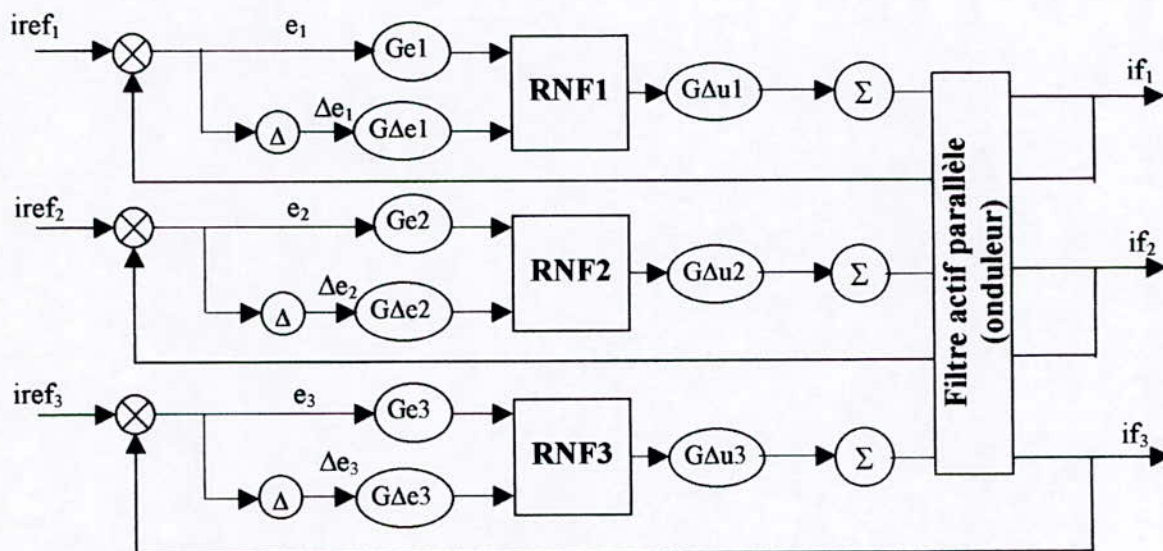


Figure IV-10 commande neurofloue de l'onduleur triphasé à deux niveaux

IV-5-2 Synthèse des trois régulateurs neuro-flous :

La figure (IV-10) représente l'architecture des trois régulateurs neuro-flous utilisés. Chaque régulateur neuroflou effectue un transfert entre ses entrées (l'erreur et la variation de l'erreur) et sa sortie (la variation de la commande) qui est décrit par la relation (III-16). Chaque régulateur neuro-flou remplace un régulateur flou de type Mamdani à trois classes (9 règles), en se basant sur la table d'inférences suivante :

e \ Δe	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Tableau IV-1 Les règles d'inférences

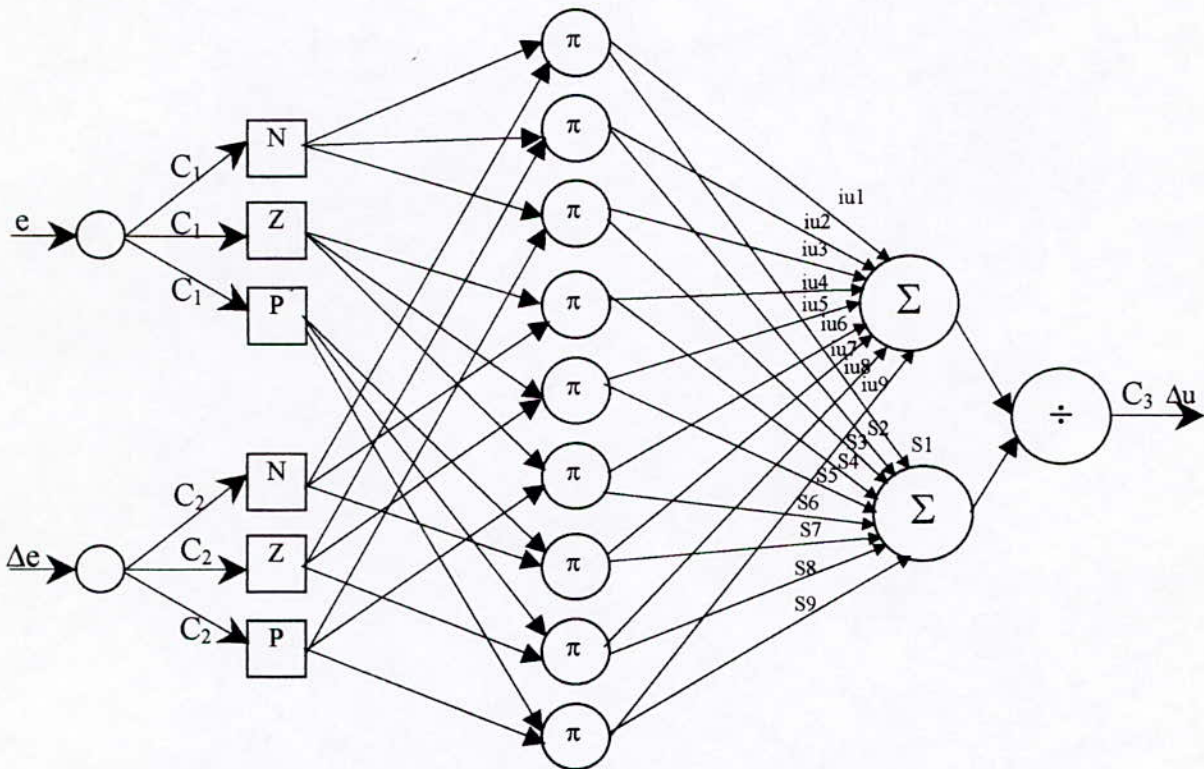


Figure IV-12 l'architecture du réseau neuro-flou

Première couche : Les neurones de cette couche transmettent les valeurs des entrées à la prochaine couche directement et possède la fonction suivante :

$$O_{1,i} = f_1(x_{1,i}) = x_{1,i} \quad i=1,2 \tag{IV-35}$$

Deuxième couche : Les neurones de cette couche permettent d'établir les fonctions d'appartenance des entrées. Les fonctions des neurones de cette couche sont Gaussiennes. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{2,i} = f_2(x_{2,i}) = \exp \left[- \left(\frac{x_{2,i} - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right] \tag{IV-36}$$

avec :
$$\begin{cases} x_{2,i} = Ge \cdot e & i = 1,3 \\ x_{2,i} = G\Delta e \cdot \Delta e & i = 4,6 \end{cases}$$

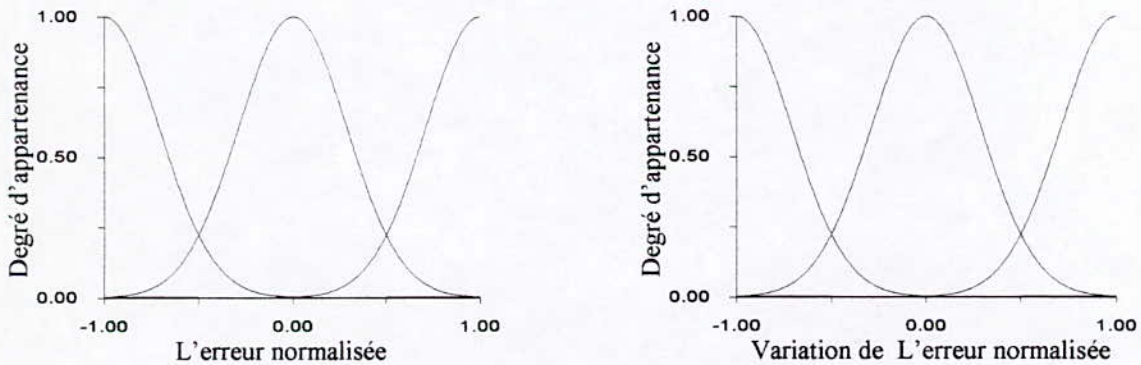


Figure IV-12 Les fonctions d'appartenance des entrées

Troisième couche : Chaque neurone dans cette couche détermine le résultat de chaque prémisse d'une règle, donc il effectue l'opération floue « ET ». Dans notre cas cette opération est réalisée par le produit, la sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{3,i} = f_3(x_{3,i,1}, x_{3,i,2}) = x_{3,i,1} \cdot x_{3,i,2} = \mu_{ci} \quad i=1,9 \quad (IV-37)$$

Quatrième couche : Chaque neurone réalise l'opérateur OU. Dans notre cas cet opérateur est réalisé par la somme, la sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{4,i} = f_4(x_{4,i,1}, \dots, x_{4,i,9}) = \sum_{j=1}^9 x_{4,i,j} \quad i=1,2 \quad (IV-38)$$

avec
$$\begin{cases} x_{4,1,j} = \mu_{c,j} \cdot iu_j \\ x_{4,2,j} = \mu_{c,j} \cdot S_j \end{cases} \quad \text{où} \quad iu_j = x_j^* \cdot S_j$$

Cinquième couche : La sortie du neurone de cette couche est donnée par la relation suivante :

$$O_5 = f_5(x_{5,1}, x_{5,2}) = G\Delta u \cdot \frac{x_{5,1}}{x_{5,2}} = G\Delta u \cdot \frac{O_{4,1}}{O_{4,2}} \quad (IV-39)$$

avec
$$\begin{cases} x_{5,1} = \sum_{i=1}^9 \mu_{c,i} \cdot iu_i \\ x_{5,2} = \sum_{i=1}^9 \mu_{c,i} \cdot S_i \end{cases}$$

où Ge , $G\Delta e$ et $G\Delta u$ sont les gains à ajuster en utilisant l'algorithme back-propagation.

IV-5-3 Application de l'algorithme back-propagation :

Le critère à minimiser est suivant :

$$j = \sum_{p=1}^P (u_d - O_5)^2 = \sum_{p=1}^P E_p \quad (IV-40)$$

avec u_d est la sortie désirée, P est le nombre d'échantillons d'entrées sorties.

- L'ajustement des gains G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$:

Les formules utilisées pour mettre à jour les gains sont la suivantes :

$$\begin{aligned} G_e(t+1) &= G_e(t) - \eta \cdot \frac{\partial^+ j}{\partial G_e} \\ G_{\Delta e}(t+1) &= G_{\Delta e}(t) - \eta \cdot \frac{\partial^+ j}{\partial G_{\Delta e}} \\ G_{\Delta u}(t+1) &= G_{\Delta u}(t) - \eta \cdot \frac{\partial^+ j}{\partial G_{\Delta u}} \end{aligned} \quad (IV-41)$$

$$\frac{\partial^+ J}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^P \frac{\partial^+ E_p}{\partial \alpha} \quad \text{où } \alpha \text{ correspond au paramètre à ajuster (} G_e, G_{\Delta e} \text{ et } G_{\Delta u} \text{)}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_e} &= \sum_{i=1}^3 \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,i}} \cdot \frac{\partial O_{2,i}}{\partial G_e} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_{\Delta e}} &= \sum_{i=4}^6 \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,i}} \cdot \frac{\partial O_{2,i}}{\partial G_{\Delta e}} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_{\Delta u}} &= \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} \cdot \frac{\partial O_5}{\partial G_{\Delta u}} \end{aligned} \quad (IV-42)$$

$$\text{avec :} \quad \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} = O_5 - u_d \quad \text{et} \quad \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,i}} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} \cdot \frac{\partial O_5}{\partial O_{4,i}} \quad (IV-43)$$

de la relation (IV-39), on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{\partial O_5}{\partial O_{4,1}} &= \frac{G_{\Delta u}}{O_{4,2}} \quad \text{et} \quad \frac{\partial O_5}{\partial O_{4,2}} = -\frac{G_{\Delta u} \cdot O_{4,1}}{O_{4,2}^2} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i}} &= i u_i \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,1}} + S_i \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,2}} \end{aligned} \quad (IV-44)$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,1}} = \sum_{j=1}^3 O_{2,j+3} \cdot \frac{\partial E_p}{\partial O_{3,j}} \tag{IV-45}$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,2}} = \sum_{j=4}^6 O_{2,j} \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,j}} \tag{IV-46}$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,3}} = \sum_{j=4}^6 O_{2,j} \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,j+3}} \tag{IV-47}$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,i}} = O_{2,1} \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i-3}} + O_{2,2} \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i}} + O_{2,3} \cdot \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i+3}} \quad i = \overline{4,6} \tag{IV-48}$$

les fichiers entrée-sortie utilisé, pendant l'ajustement des paramètres, sont formé à partir des résultats obtenus, lors de l'application des régulateurs flous à l'onduleur triphasé à deux niveaux. Une fois les gains G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont optimisés, les trois régulateurs neuroflous sont implémentés. La figure (IV-10) représente le schéma fonctionnel de la commande neurofloue de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

IV-5-4 Résultats de simulation :

- Premier cas : les courants de lignes supposés sous des formes bien déterminées :

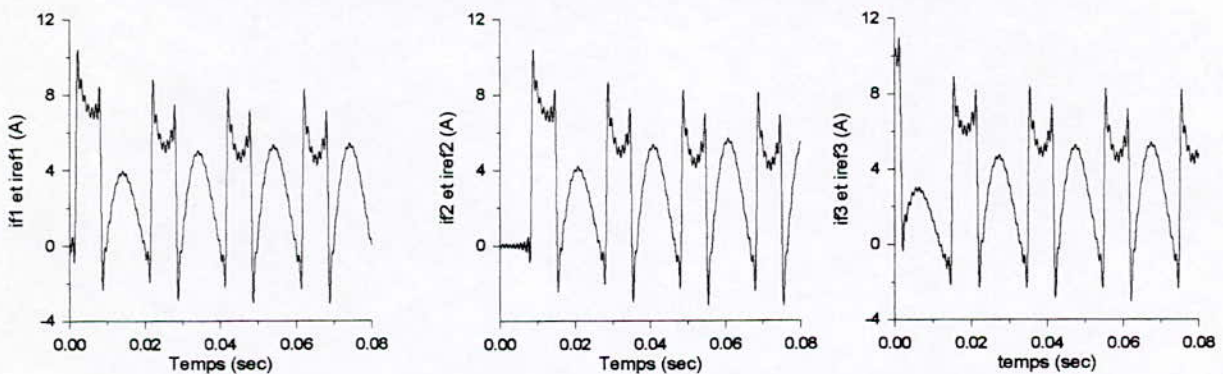


Figure IV-13 les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleurs triphasé à deux pour (m=12)

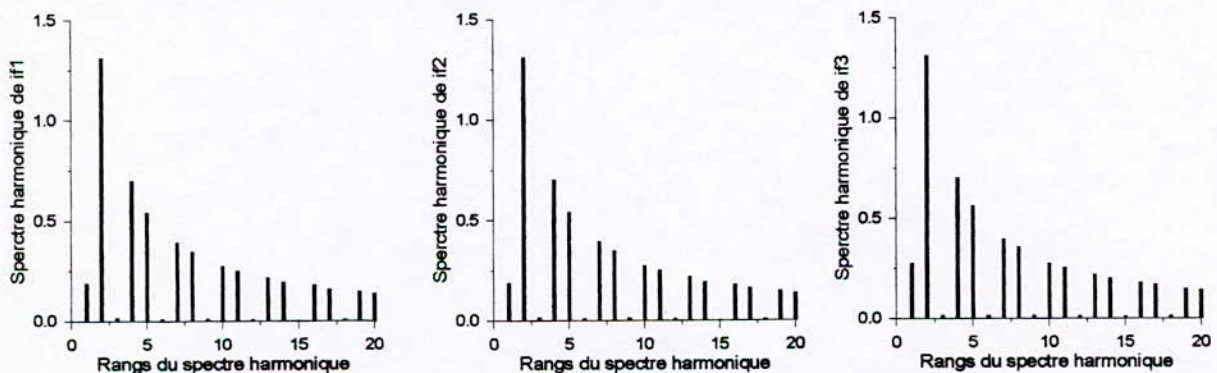


Figure IV-14 Spectre harmonique des courants if_1 , if_2 et if_3 générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux

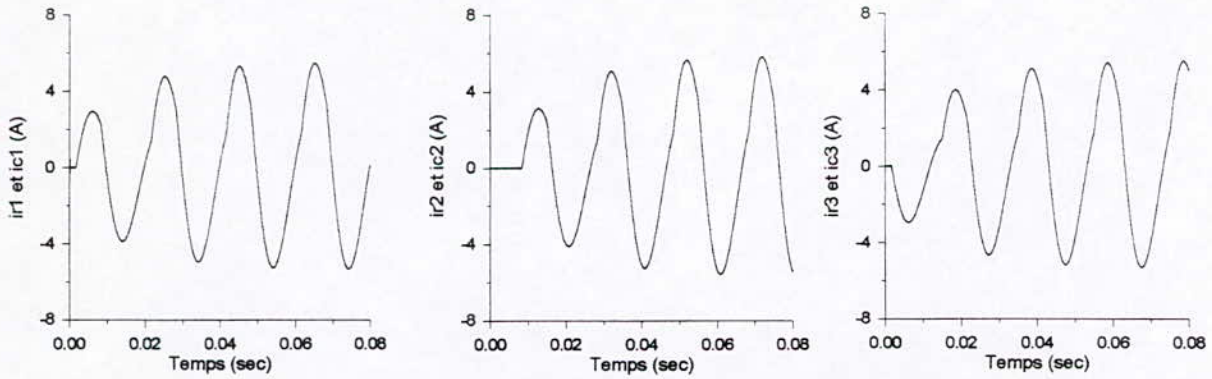


Figure IV-15 Les courants de source i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} et les courants filtrés, pour $(m=12)$

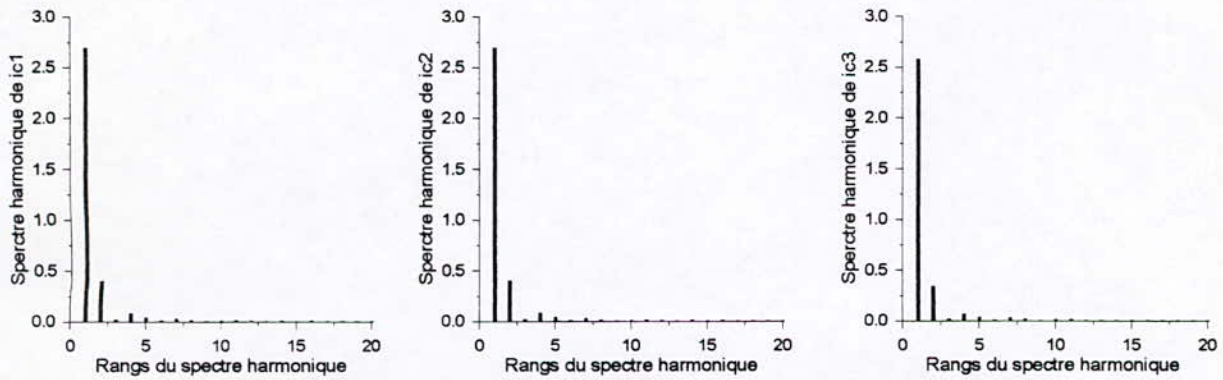


Figure IV-16 Spectre harmonique des courants de source i_{c1} , i_{c2} et i_{c3}

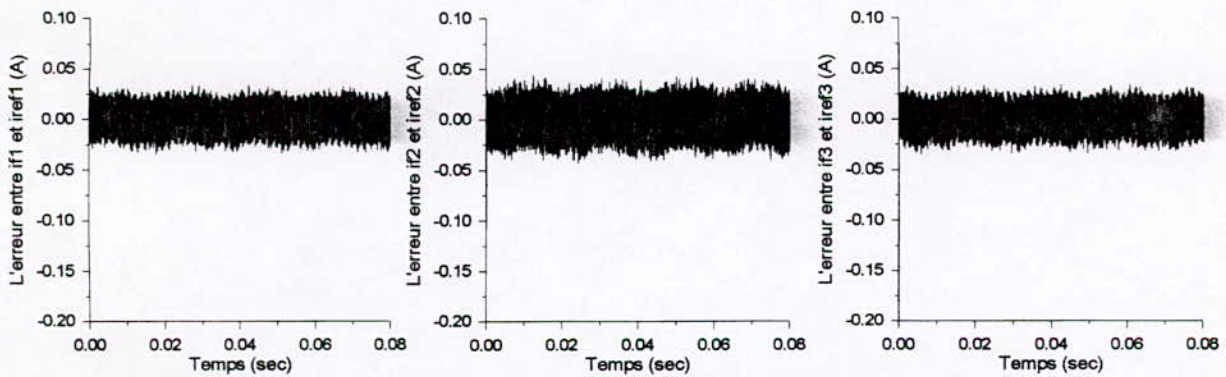


Figure IV-17 les erreurs entre les courants de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

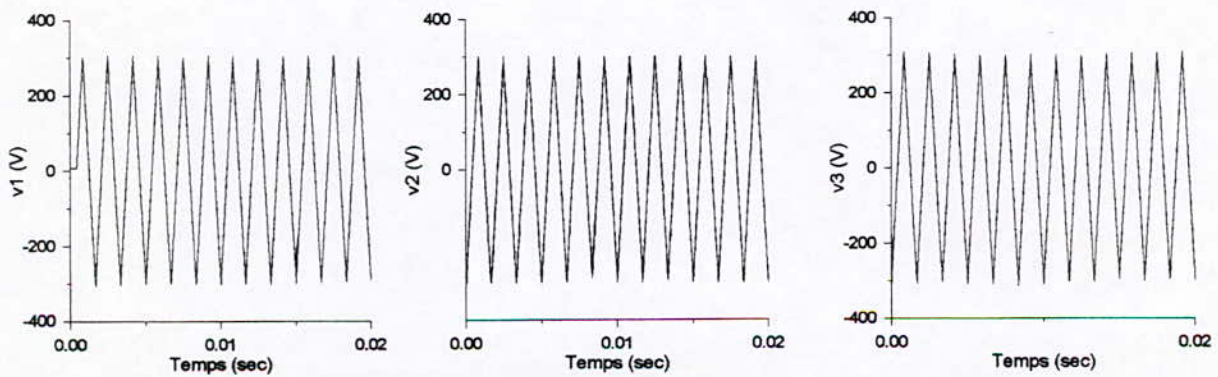


Figure IV-18 les sorties des trois régulateurs neuroflous v_1 , v_2 et v_3 (V), pour $(m=12)$

- Deuxième cas : Redresseur en pont comme charge non linéaire.

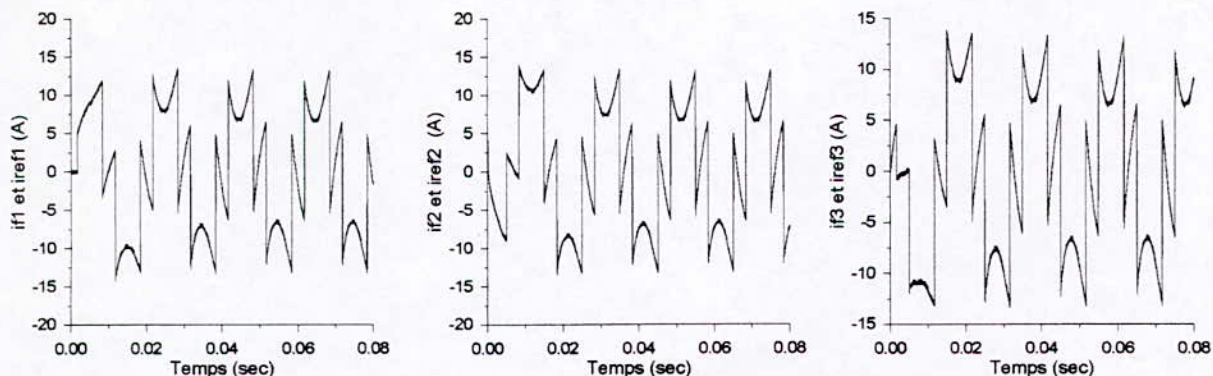


Figure IV-19 Les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

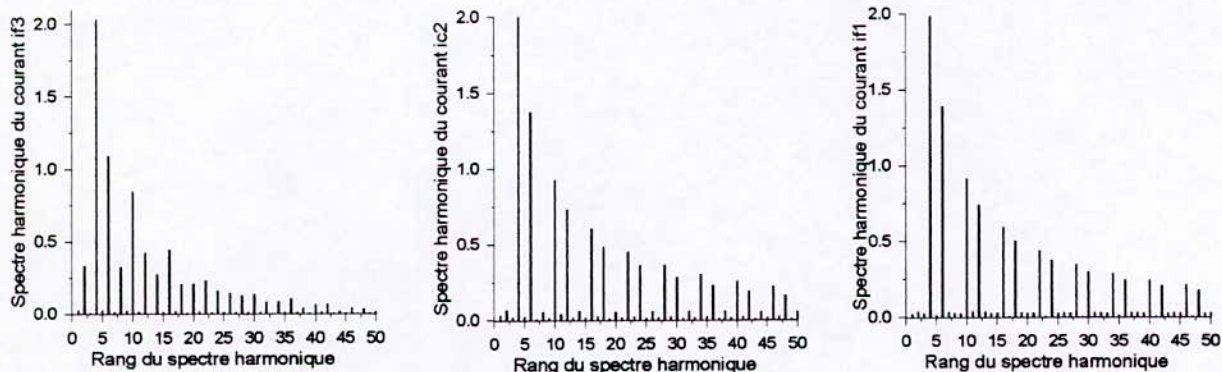


Figure II-20 spectres harmoniques des courants harmoniques générés par l'onduleur triphasé à deux niveaux

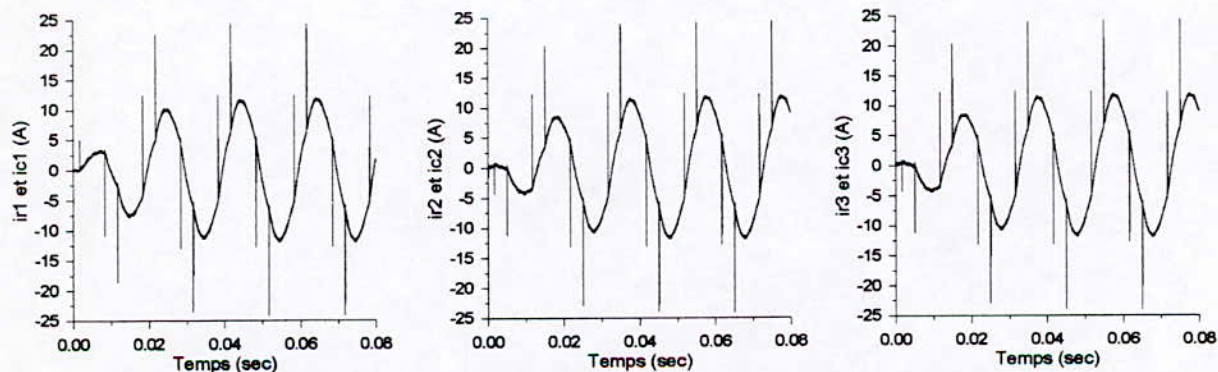


Figure IV-21 Les courants de source ic_1 , ic_2 et ic_3 , et les courants filtrés ir_1 , ir_2 et ir_3

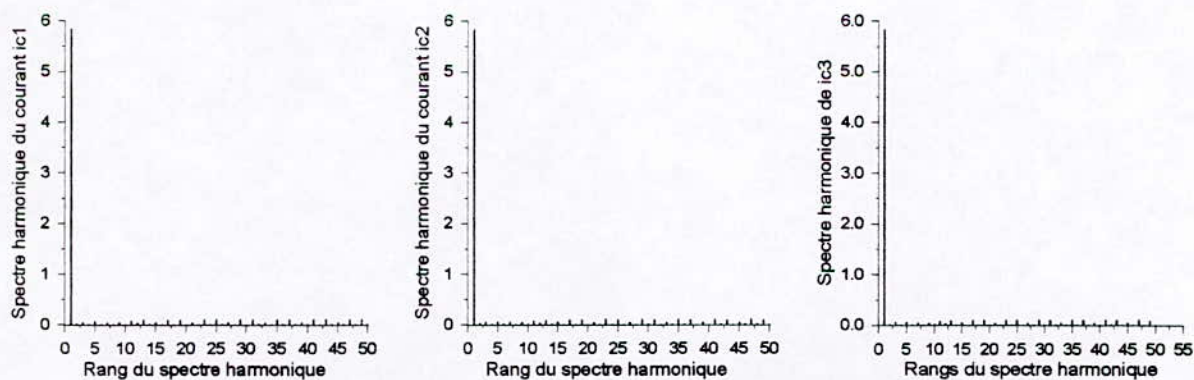


Figure IV-22 Spectres harmoniques des courants de source

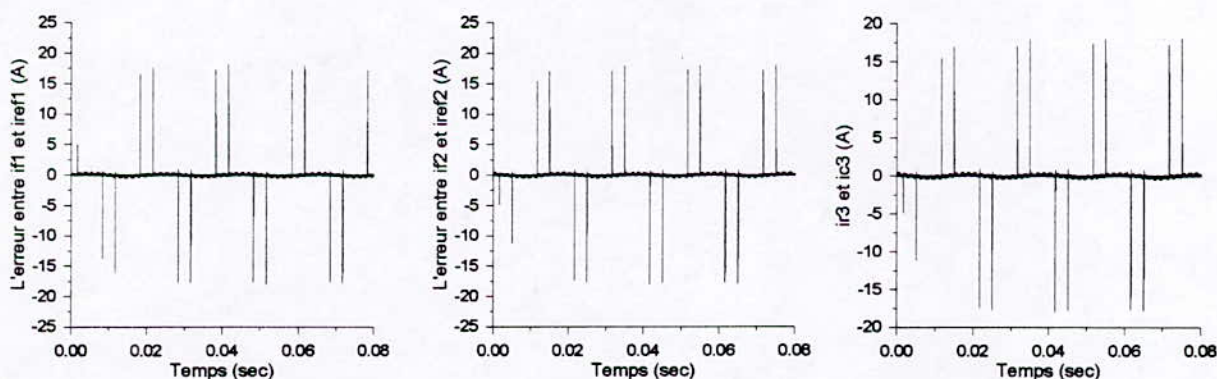


Figure IV-23 les erreurs entre les courants harmoniques de référence et les courants réels de l'onduleur triphasé à deux niveaux

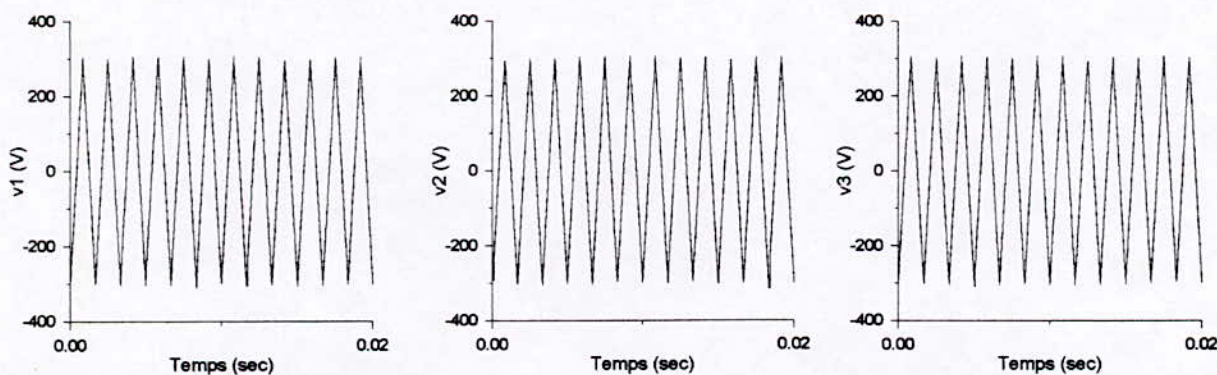


Figure IV-24 Les sorties des trois régulateurs neuroflous v_1 , v_2 et v_3 (V), pour ($m=12$).

Interprétation des résultats :

L'utilisation des trois régulateurs neuro-flous a permis d'obtenir des résultats de simulation satisfaisants, similaires à ceux obtenus lors de l'utilisation des trois régulateurs flous.

Conclusion :

Les étapes principales permettant de synthétiser un régulateur neur-flou sont : la construction d'un fichier entrée-sortie ; la construction du réseau et l'application de l'algorithme *back-propagation* pour mettre à jour les gains d'adaptation optimaux du réseau. Pendant l'apprentissage, nous avons remarqué que la vitesse de convergence dépend du choix du pas d'adaptation et des valeurs initiales des gains d'adaptation.



**CONCLUSION
ET
PERSPECTIVES**

Conclusion générale :

Dans ce travail, nous avons étudié différentes techniques permettant la commande d'un filtre actif parallèle, afin de compenser les harmoniques des courants de ligne injectés par une charge non linéaire.

En premier lieu, nous avons présenté la commande par hystérésis en courant, et les résultats de simulation obtenus. Malgré la simplicité de cette stratégie, elle possède l'inconvénient de ne pas maîtriser les fréquences de commutation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

En second lieu, nous avons présenté la stratégie triangulo-sinusoïdale ayant comme référence la sortie d'un régulateur PI, et les résultats de simulation sont présentés et interprétés. Ces résultats ont montré leur limite dans le cas d'une charge fortement non linéaire (redresseur en pont), ceci est dû à la linéarité du régulateur PI.

En suite, nous avons présenté la commande par logique floue et son application à la commande du filtre actif parallèle. Les résultats obtenus semblent promoteurs, étant donné qu'ils présentent des performances supérieures à celles obtenues par des régulateurs classiques (hystérésis, PI). L'inconvénient majeur de la commande par logique floue est l'absence d'une méthode systématique qui permet d'établir les gains d'adaptation d'emblée. En effet, il a fallu procéder par tâtonnement en utilisant des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

En dernier, un remède au problème précédent est apporté. Il consiste en l'introduction d'un régulateur neuro-flou à paramètres optimisés en utilisant l'algorithme de rétro-propagation (*Backpropagation neural networks*).

Comme perspective, il serait intéressant de tester les performances de l'approche de Sugeno et voir son apport dans la commande des filtres actifs parallèles. L'utilisation des régulateurs neuroflous à paramètres ajustables en temps réel ouvre aussi un horizon prometteur pour cette application.

Pour palier au problème des fréquences de commutation élevées de l'onduleur triphasé à deux niveaux, il se pourrait que l'utilisation d'un filtre actif constitué d'un onduleur triphasé à cinq niveaux, afin de compenser les harmoniques du courant de ligne imposés par une charge non linéaire sans se soucier des réactions des interrupteurs.

L'ajout de circuits électriques dans la partie puissance ou dans la partie commande en vue de réduire l'élévation des fréquences de commutation s'avère une bonne proposition à tester.

Annexe

1-Formules des courants de ligne supposés sous des formes bien déterminées :

Les décompositions en série de Fourier de ces courants harmoniques sont données par les relations suivantes :

$$is_1(t) = \frac{20}{6} + \sum_{n=1}^{20} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + B_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)$$

avec

$$A_n = \frac{10}{\pi \cdot n} \cdot \left(\sin\left(\frac{5}{6} \cdot \pi \cdot n\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6} \cdot n\right) \right)$$
$$B_n = \frac{10}{\pi \cdot n} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{6} \cdot n\right) - \cos\left(\frac{5}{6} \cdot \pi \cdot n\right) \right)$$

$$is_2(t) = is_1\left(t - \frac{T}{3}\right)$$

où T=0.02 sec

$$is_3(t) = is_1\left(t - \frac{2T}{3}\right)$$

2- Fonction de transfert des filtres passe bas utilisés :

Les filtres passe bas utilisés pour l'identification des composantes fondamentales des courants is_1 , is_2 et is_3 , ont la même fonction de transfert $G(s)$, donnée par la relation suivante :

$$G(s) = \frac{k}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad \text{avec} \quad \xi = 0.7, \omega_n = 105 \cdot \pi \text{ et } k = \omega_n^2$$

3- Charges du filtre actif :

Les charges R.L utilisées sont :

$$\begin{cases} R_1 = 0.1\Omega \\ R_2 = 0.01\Omega \\ R_3 = 0.1\Omega \end{cases} \quad \begin{cases} L_1 = 0.01H \\ L_2 = 0.008H \\ L_3 = 0.008H \end{cases}$$

4- Fonctions de transfert des régulateurs PI utilisés :

$$F_i(s) = \frac{1 + \frac{L_i}{R_i} \cdot s}{T_i \cdot s} \quad i = 1, \dots, 3 \quad \text{avec } T_i = 0.0001s$$

Bibliographie

- [K.Aliouane 95] Aliouane. Contribution à l'étude de filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtre actif et passif parallèle, Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy.
- [E.Berkouk 95] Berkouk. Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux, Conservatoire national des arts et métiers 1995.
- [Bernadette 93] Bernadette. La logique floue, Collection que sais-je ?, 1993.
- [Bülher 94] Bülher. Réglage par logique floue, Presses polytechniques et université remandes 1994.
- [Chin-Teng 91] Chin-Teng Lin, c. S. George Lee, Neural-Network-Based Fuzzy logic Control and Decision System. IEEE Transactions on computers, Vol, 40, N°. 12, decembre 1991.
- [Jyh-Shing 93] Jyh-Shing, Roger Jang, ANFIS : Adaptive-Network-based fuzzy infernce system , IEEE Transaction on systems, Man, and cybernetics, Vol, 23, N° 3, May/June 1993.
- [Jyh-Shing 95] Jyh-Shing, Roger Jang. Neuro-fuzzy modeling and control. Proc IEEE, vol 83, N° 3 pp 378-404 Mae 1995
- [Ketata 92] Ketata. Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue, Thèse de doctorat de l'institut des sciences appliquées de Toulouse 1992.
- [F. Rabouch 93] Rabouch. Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnel en courant, Application au redressement et au filtrage. Thèse de doctorat de l'université Paris 6, 1993.
- [Renders 95] Renders : "Algorithmes génétiques et réseaux de neurones". Edition Hermès, Avril 1995.
- [G. Seguiet 89] Seguiet. Les convertisseurs de l'électronique de puissance tome 4 : la conversion continu-alternatif 1989.
- [Yves Lecluse 96] Jean-Pierre Barrat, Mireille Barrat, Yves Lecluse, Exemple d'application de la logique floue : commande de la température d'un four pilote. Technique de l'ingénieur, Traité, Mesure et contrôle 1996.

DIFFERENTS ALGORITHMES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

A. AKHENAK*, D.CHERIFI*, E. M.BERKOUK*, G. MANESSE**

* Laboratoire d'électronique de puissance et commande (ENP),
DER de Génie électrique et informatique
10, Avenue Pasteur, El-Harrach, Alger, Algérie, Fax (213) 2-52-29-73
** Laboratoire d'électricité industrielle (CNAM)
292, Rue Saint 75141, Paris, Cedex 03, France

Abstract:

A parallel active filter constituted of a two levels triphase chopper, for generating the harmonic currents imposed by nonlinear charge, is controlled using two techniques. The first is based on the control by hysteresis and the second on the triangulo-sinusoidal control. The later has a voltage generated by a regulator PI as a reference. The comparison of the results of the two techniques shows that the second technique is the best.

Mots clés : onduleur à deux niveaux, filtre actif, commande par hystérésis, commande triangulo-sinusoidale, régulateur PI.

INTRODUCTION

Le nombre de convertisseurs statiques avec des puissances unitaires de plus en plus importantes, est en constante progression. Ces dispositifs apportent une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Cependant ces convertisseurs perturbent le réseau qui les alimente en injectant des courant harmoniques et en absorbant de la puissance réactive.

Dans un passé plus récent, des dispositifs de filtrage actif ont été étudiés pour apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques. Dans cet article nous allons présenter un filtre actif parallèle constitué par un onduleur à deux niveaux. La commande de ce dernier sera faite avec deux stratégies ; la première est « la commande par hystérésis », la seconde est « la commande triangulo-sinusoidale »

I- MODELE DE COMMANDE DES ONDULEURS A DEUX NIVEAUX TRIPHASE

I-1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [1]. Pour l'onduleur de tension à deux niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors

(commande externe). Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée.

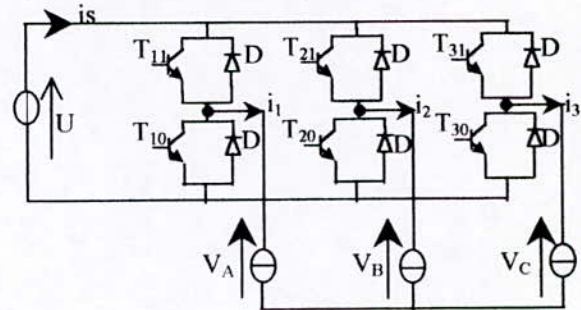


Fig. I-1 Onduleur triphasé à deux niveaux

I-2- Modèle de commande de l'onduleur triphasé[1]

I-2-1- Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (I-1). Soit F_{ks} , avec $k \in \{1, 2, 3\}$ et $s \in \{0, 1\}$, la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} , et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de cet onduleur.

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes de deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (I-1)$$

Les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexions sont :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} U_C \quad (I-2)$$

L'expression des tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation,

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (I-3)$$

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (I-4)$$

Le courant i_s est donné par la relation suivante :

$$i_s = F_{11} \cdot i_1 + F_{21} \cdot i_2 + F_{31} \cdot i_3 \quad (I-5)$$

L'expression (I-5) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme :

$$i_s = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1) \cdot i_1 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2) \cdot i_2 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3) \cdot i_3 \quad (I-6)$$

II-FILTRE ACTIF POUR LA COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

II-1 INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus près possible de leur source d'émission de façon à forcer le courant de ligne à suivre une référence du courant.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils ne se propagent dans le réseau (filtre passif, statocompensateur ...). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations du spectre harmonique.

Des nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif. L'objectif sera d'adapter le filtre en temps réel par rapport à un environnement variable en un système unique.

Le filtrage actif est une méthode moderne de filtrage des réseaux, indépendante des caractéristiques de celui-ci. Il permet la dépollution du réseau électrique alimentant une charge non linéaire telle que les convertisseurs statiques, sans se soucier des fréquences polluantes contenues dans le courant de la charge [2].

II-2 FILTRE ACTIF PARALLELE

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un pont onduleur de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdal.

Une mesure de courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisée par différents types de convertisseurs.

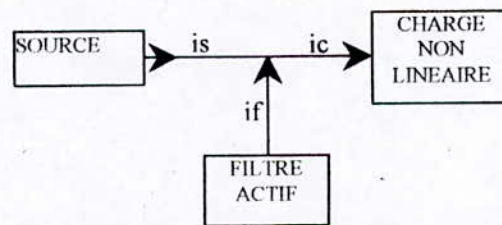


Fig. II-1 principe du filtrage actif parallèle.

Le courant i_f que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée i_c du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source.

II-2-1 Détermination du fondamental du courant

Pour la détermination du fondamental du courant, un dispositif de filtrage est mis en évidence. La figure II-2 représente un filtre actif de gain unité (association d'un amplificateur opérationnel monté dans une configuration de gain unité avec des réseaux de filtrage RC).

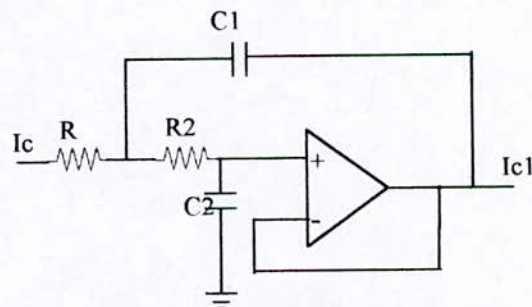


Fig. II-2 Filtre actif passe bas.

L'entrée du filtre actif passe bas est le courant de source pollué i_c , la sortie est le courant filtré i_{c1} qui est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ par rapport au courant i_c . Pour éliminer ce déphasage nous avons utilisé une action dérivée. Les résultats de simulation sont représentés par les figures II-3 et II-4.

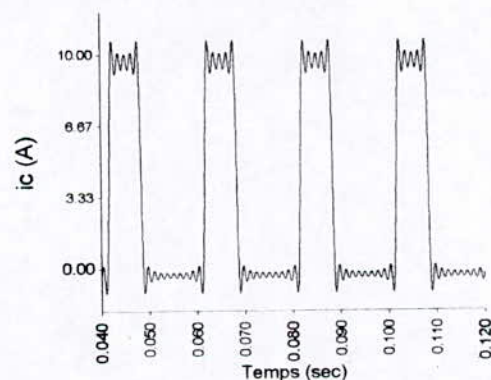


Fig II-3 Le courant de la charge non linéaire

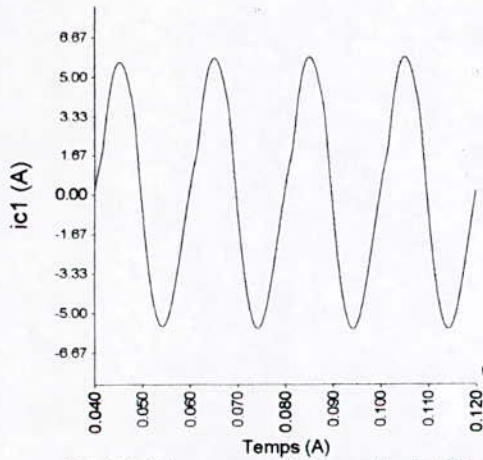


Fig II-4 Le courant à la sortie du filtre actif passe bas

II-3 COMMANDE PAR HYSTERESIS POUR GENRER LE COURANT HARMONIQUE :

La commande par hystérésis consiste à faire osciller le courant entre deux enveloppes qui se situent de part et d'autre de courant de référence suivant le schéma de la figure II-3.

Pour une branche du pont, c'est-à-dire T_{11} et T_{10} , il y a toujours un transistor passant alors que l'autre est bloqué. Le transistor T_{11} assure la croissance du courant i_f alors que le transistor T_{10} assure sa décroissance [3]. L'algorithme de la commande est le suivant :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_k \leq \Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1 \\ \text{si } \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0 \end{cases} \quad (\text{II} - 1)$$

Sinon la commande reste inchangée.

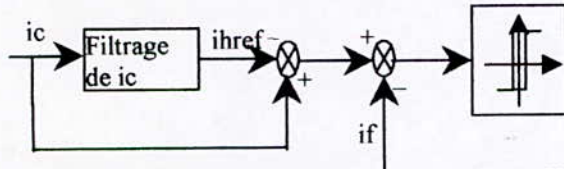


Fig II-5 Schéma du principe de la commande du filtre

Les figures II-6, II-7, II-8, II-9, II-10 et II-11 montrent respectivement les résultats de simulation de la conduite d'une charge R L triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la commande d'hystérésis en courant.

Les courants de la charge suivent d'autant bien leurs références que l'hystérèse Δi est faible. Mais plus Δi est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importante d'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutation (fréquence de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

II-4 COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire [4].

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres. L'indice de modulation m et le taux de modulation r .

On définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left(m = \frac{f_p}{f} \right)$. Le taux de modulation

r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$

Afin de générer le courant harmonique par l'onduleur triphasé imposé par la charge non linéaire, nous allons utiliser un régulateur PI ayant comme entrée l'écart entre le courant harmonique obtenu après filtrage et le courant harmonique absorbé par la charge. La sortie du régulateur sera utilisée comme tension de référence comparée à la porteuse dans la stratégie de commande triangulo-sinusoidale.

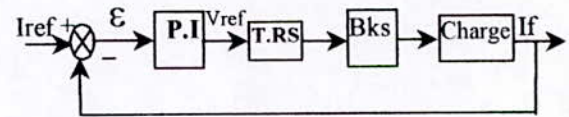


Fig II-6 Schéma fonctionnel de la commande du filtre actif par un PI

La figure II-6 représente le schéma fonctionnel de la commande de l'onduleur par un régulateur PI.

Le bloc TRS représente la stratégie de commande triangulo-sinusoidale qui permet de commander les interrupteurs de l'onduleur (Bks).

Les résultats de simulation sont représentés par les figures II-13, II-14 et II-15. On remarque que le courant harmonique i_f généré par l'onduleur suit parfaitement le courant de référence I_{ref} et par conséquent la source fournit un courant sinusoïdal. Il est à noter que les fréquences de commutation des interrupteurs sont très élevées.

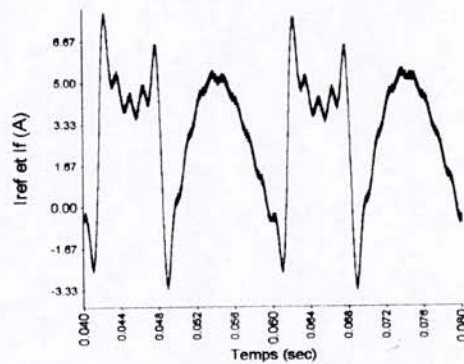


Fig II-7 Le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif commandé par l'hystérésis, ($\Delta i = 0.1$)

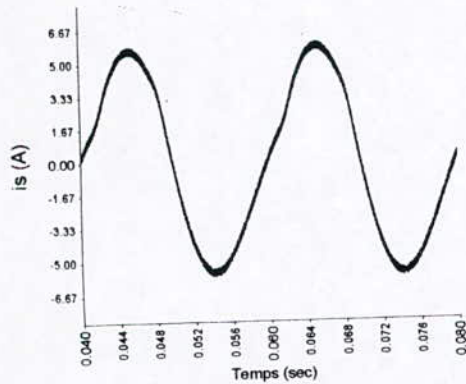


Fig II-8 Le courant de source lors de la commande par hystérésis ($\Delta i = 0.1$)

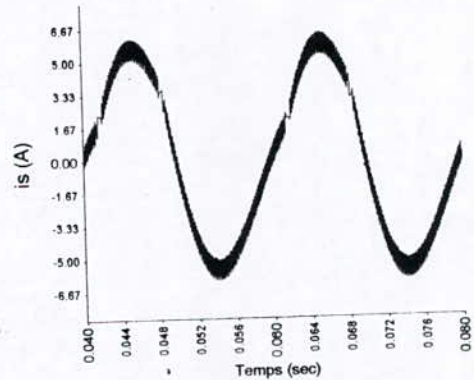


Fig II-11 Le courant de source lors de la commande par hystérésis pour ($\Delta i = 0.5$)

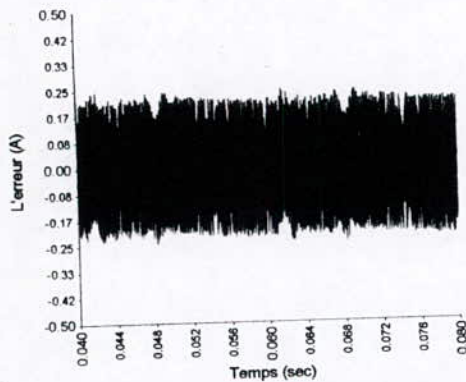


Fig II-9 L'erreur entre le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif commandé par l'hystérésis ($\Delta i = 0.1$)

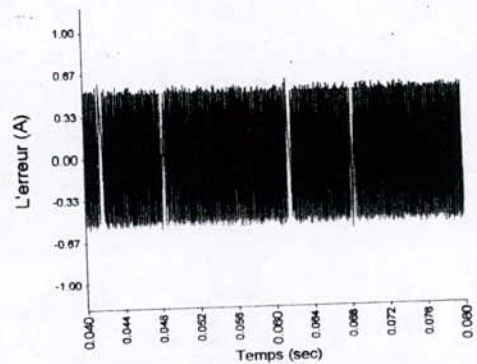


Fig II-12 L'erreur entre le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif commandé par l'hystérésis ($\Delta i = 0.1$)

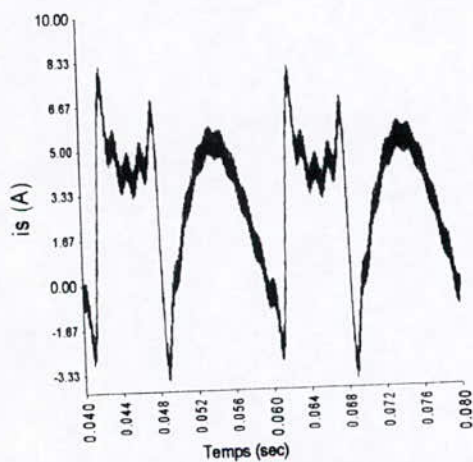


Fig II-10 Le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif commandé par l'hystérésis, ($\Delta i = 0.5$)

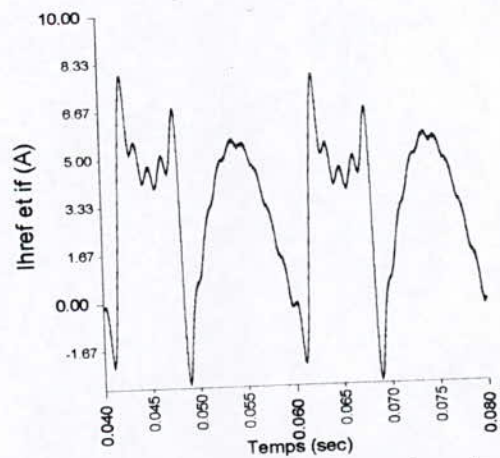


Fig II-13 Le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif lors de la commande triangulo-sinusoidale, ($m=12$)

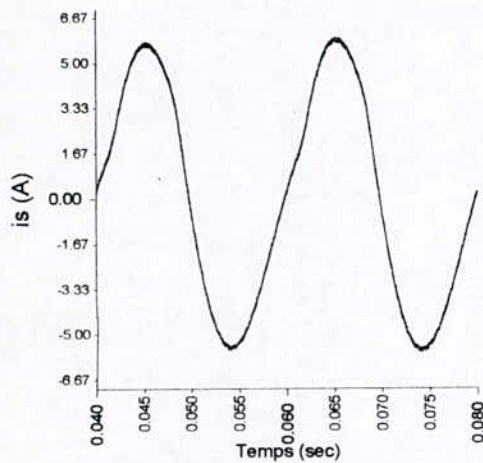


Fig II-14 Le courant de source lors de la commande du filtre actif par la commande triangulo-sinusoidale, ($m=12$).

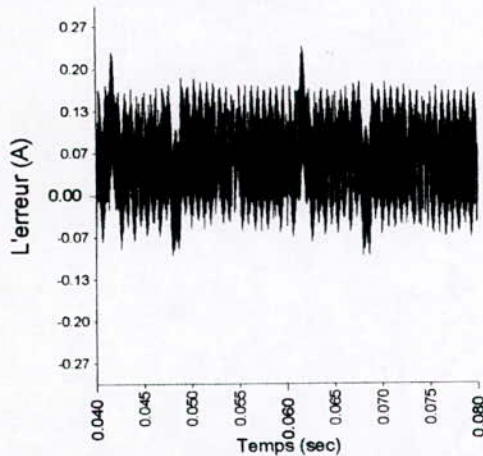


Fig II-15 L'erreur entre le courant harmonique de référence et le courant réel du filtre actif lors de la commande triangulo-sinusoidale, ($m=12$)

III- CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté deux stratégies de commande d'un filtre actif. La commande par hystérésis a la particularité de ne pas maîtriser la fréquence de découpage. La largeur de la fourchette d'hystérésis permet de régler la fréquence de commutation des interrupteurs.

La commande triangulo-sinusoidale permet d'avoir les mêmes performances que la première commande tout en maîtrisant la fréquence de découpage et donc la durée de conduction des interrupteurs.

ANNEXE

- 1- La fonction de transfert du filtre actif passe bas est la suivante :

$$F(s) = \frac{k}{s^2 + 2.\xi.\omega_n.s + \omega_n^2}$$

avec $\xi = 0.2$, $\omega_n = 110.\pi$ et $k = \omega_n^2$

L'action dérivée utilisée pour corriger le retard dû au filtre actif passe bas est $\frac{s}{770}$.

- 2- La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$H(s) = \frac{1 + T_1.s}{T_2.s}$$

avec $T_1 = L/R$ telle que R et L représentent le filtre, où $R = 0.01\Omega$ et $L = 0.01H$ et $T_2 = 0.01$.

- 3- Les paramètres utilisés dans la commande triangulo-sinusoidale sont : $m = 12$, $U = 300V$. La fréquence du réseau est $f = 50Hz$.

Références :

[1] : E.M. Berkouk, 'Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux', 1995

[2] : K. Alimane, 'contribution à l'étude de filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtre actif et passif parallèle', thèse de doctorat de l'INPL, Nancy.

[3] : F. Rabouche, 'Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant, Application au redressement et au filtrage'. Thèse de doctorat de l'université paris 6, 1993.

[4] : G. Segulier, 'les convertisseurs de l'électronique de puissance tome 4 : la conversion continu-alternatif'.

COMMANDE FLOUE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE A DEUX NIVEAUX

A. AKHENAK*, D.CHERIFI*, E.M. BERKOUK*, G.MANESSE**

* LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ET COMMANDE (ENP),
DER DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
10, avenue Pasteur, El-Harrach, Alger, Algérie, Fax (213) 2-52-29-73

** LABORATOIRE D'ELECTRICITE INDUSTRIELLE (CNAM)
292, Rue saint 75141, Paris, Cedex 03, France.

RESUME

Dans cet article, nous allons présenter une technique de commande d'un filtre actif parallèle, constitué par un onduleur triphasé à deux niveaux, afin de générer les courants harmoniques imposés par une charge non linéaire. Cette technique est basée sur la commande triangulo-sinusoidale ayant comme référence une tension générée par un régulateur flou.

Mots clés : onduleur à deux niveaux, filtre actif parallèle, commande triangulo-sinusoidale, régulateur flou.

INTRODUCTION

Le nombre de convertisseurs statiques avec des puissances unitaires de plus en plus importantes, est en constante progression. Ces dispositifs apportent une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Cependant ces convertisseurs perturbent le réseau qui les alimente en injectant des courants harmoniques et en absorbant de la puissance réactive.

Dans un passé plus récent, des dispositifs de filtrage actif ont été étudiés pour apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques[1]. Dans cet article, nous avons présenté un filtre actif parallèle, commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale associée à un régulateur flou.

I- PRINCIPE DE LA COMMANDE FLOUE

I-1 INTRODUCTION :

La logique floue, sur laquelle est basé un régulateur flou, est très proche du raisonnement humain, ce qui n'est pas le cas pour la logique classique. Principalement, la partie essentielle d'un régulateur flou, est un ensemble de règles de commande linguistiques rapportées par les concepts duaux des implications floues et la composition des règles d'inférence. Le régulateur flou fournit un algorithme qui peut convertir une stratégie de contrôle linguistique

basée sur le savoir faire de l'expert en une stratégie de contrôle automatique. L'expérience a montré que la commande par la logique floue donne des résultats mieux que ceux obtenus par les algorithmes de contrôle conventionnels. En particulier, la méthodologie d'un régulateur flou apparaît très utilisable quand les sources d'informations sont interprétées qualitativement, inexactement ou incertainement. Par conséquent, la commande par logique floue peut être vue comme étant un pas vers un rapprochement entre la méthode conventionnelle précise et le raisonnement humain.

I-2 NOTIONS DE BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE

I-2-1 Ensemble flou :

Si l'appartenance de certains éléments de U à une classe n'est pas absolue, on peut indiquer avec quel degré chaque élément appartient à cette classe. Celle-ci est un sous ensemble flou de U [4].

Un ensemble flou F défini sur un univers de référence U peut être représenté comme étant un ensemble de paires $(x, \mu_F(x))$ tel que :

$$F = \{(x, \mu_F(x)) / x \in U\}.$$

Si U est continu alors F s'écrit : $F = \int \mu_F(x) / x$.

Le signe intégrale ne signifie pas une intégrale mathématique.

Si U est discret, F s'écrit :

$$F = \sum_U \mu_F(x) / x.$$

(\sum ne signifie pas une sommation mathématique).

Les signes \sum et \int signifient dans les deux représentations, la collection de tous les points $x \in U$ avec leurs fonctions d'appartenance associées [5].

I-2-2 Variables linguistiques :

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, U, T_v) dans lequel V est une variable (âge,

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (II-3)$$

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_C \quad (II-4)$$

Le courant d'entrée i_s est donné par la relation suivante : $i_s = F_{11} \cdot i_1 + F_{21} \cdot i_2 + F_{31} \cdot i_3$ (II-5)

L'expression (II-5) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme suit :

$$i_s = \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1) \cdot i_1 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2) \cdot i_2 + \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3) \cdot i_3 \quad (II-6)$$

III-FILTRE ACTIF POUR LA COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES

III-1 INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus près possible de leur source d'émission de façon à avoir un courant de source sinusoïdal.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils ne se propagent dans le réseau (filtre passif, statocompensateur ...). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations du spectre harmonique.

De nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif.

Le filtrage actif est une méthode moderne de filtrage des réseaux, indépendante des caractéristiques de celui-ci. Il permet la dépollution du réseau électrique alimentant une charge non linéaire telle que les convertisseurs statiques, sans se soucier des fréquences polluantes contenues dans le courant de la charge [1].

III-2 FILTRE ACTIF PARALLELE

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non linéaire constituée par un pont onduleur de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdale.

Une mesure de courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisée par différents types de convertisseurs [1].



Fig. III-1 principe du filtrage actif parallèle.

Le courant if que doit fournir le filtre est égal à la différence entre le courant d'entrée i_c du convertisseur

polluant et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source.

III-2-1 Détermination du fondamental du courant

Pour la détermination du fondamental du courant, un dispositif de filtrage est mis en évidence. La figure III-2 représente un filtre actif de gain unité (association d'un amplificateur opérationnel monté dans une configuration de gain unité avec des réseaux de filtrage RC).

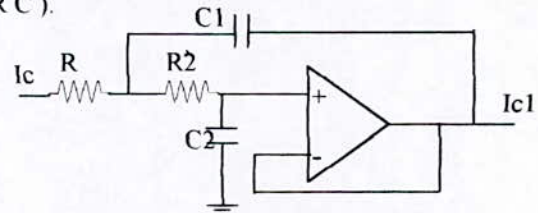


Fig. III-2 Filtre passe bas.

La fonction de transfert du filtre actif passe bas est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{k}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

avec $\xi = 0.2$, $\omega_n = 102 \cdot \pi$ et $k = \omega_n^2$

L'entrée du filtre actif passe bas est le courant de source pollué i_c , la sortie est le courant filtré i_{c1} (composante

fondamentale de i_c) qui est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ par rapport

au courant i_c . Pour éliminer ce déphasage, nous avons utilisé une action dérivée.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures III-3 et III-4.

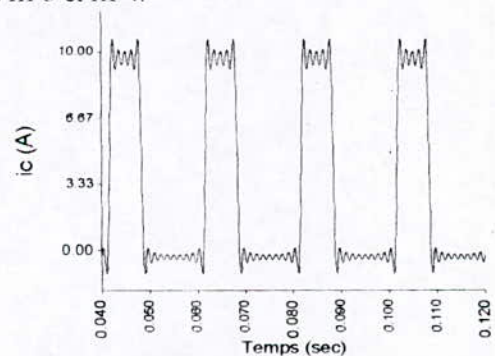


Fig III-3 Le courant de la charge non linéaire

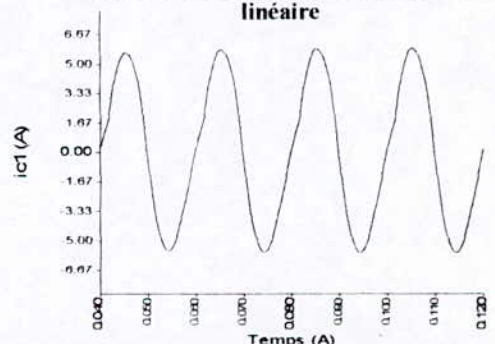


Fig III-4 Le courant à la sortie du filtre passe bas (composante fondamentale du courant de la charge)

température,etc.) définie sur un ensemble de référence U (réel,....etc.) sa valeur pouvant être n'importe quel élément de U.

$T_v (A_1, A_2, \dots)$ un ensemble fini ou infini de sous-ensembles flous de U qui sont utilisés pour caractériser V, définissant des restrictions des valeurs que prend V dans U (grand, petit, moyen,....).

I-2-3 Fonction d'appartenance :

En vue d'un traitement mathématique des variables linguistiques, et dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur, on attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance, variant entre 0 et 1. La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_{A_i}(x)$ où x est rapporté à la variable

linguistique tandis que A_i est le sous-ensemble flou concerné [4].

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont : triangulaires, trapézoïdale, sigmoïdales et Gaussiennes.

I-2-4 Opérations sur les ensembles flous :

Soient A et B deux sous-ensembles flous de U, définis par les fonctions d'appartenance μ_A, μ_B respectivement. On a les propriétés suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \end{array} \right. \quad (I-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) * \mu_B(x) \\ \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \end{array} \right. \quad (I-2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \\ \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \end{array} \right. \quad (I-3)$$

On définit les opérateurs suivants :

t-norme : (*)

t-conorme : (\oplus)

Tel que dans le cas général :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \oplus \mu_B(x) \quad (I-4)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (I-5)$$

I-2-5 Relation et composition sur le produit de deux espaces de référence :

Une relation floue représente un degré de présence ou d'absence d'association, interaction ou interconnexion entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous.

Soient U et V deux univers de référence, une relation floue $R(U, V)$ est un ensemble flou de produit cartésien $U * V$, c'est-à-dire, c'est un sous-ensemble flou de $U * V$, et il est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$, où $x \in U, y \in V$, c'est-à-dire :

$$R(U, V) = \{((x, y), \mu_R(x, y)) / (x, y) \in U * V\} \quad (I-6)$$

On peut généraliser ce résultat à n ensembles flous.

Soient $R(x, y)$ et $S(x, y)$ deux relations floues dans le même espace du produit cartésien $U * V$:

$$\mu_{R \cap S}(x, y) = \mu_R(x, y) * \mu_S(x, y) \quad (I-7)$$

$$\mu_{R \cup S}(x, y) = \mu_R(x, y) \oplus \mu_S(x, y)$$

où * = t-norme et \oplus = t-conorme.

I-3 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.

I-3-1 Caractéristiques de la commande floue:

La commande floue a le même but qu'une commande réalisée en automatique classique, i.e. la gestion automatique d'un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus. Elle en diffère cependant sur les points suivants:

- La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire.
- L'utilisation des variables linguistiques, par conséquent, la réalisation d'un contrôleur flou est particulièrement recommandé lorsque le processus à commander est mal connu, ou difficile à décrire précisément [4].

I-3-2 Configuration d'un régulateur flou :



Fig I-1

La figure I-1 montre la configuration interne d'un régulateur flou, on distingue trois parties : *fuzzification, inférence et défuzzification*

I-3-3 Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent alors être traitées par les règles d'inférences.

Dans le cas de réglage flou, on utilise en général, des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. En général, on introduit une variable linguistique x à trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles n'apporte en général aucune amélioration au comportement dynamique du réglage flou. Par contre un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférences [4].

I-3-4 Inférence :

Les inférences lient les variables d'entrée linguistiques x et les variables de sortie linguistiques x_R .

Les inférences consistent à définir l'ensemble des règles qui décrivent le comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande.

On définit une base de règles floues comme suit :

$$R^{(l)} : \text{si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ et } \dots x_p \text{ est } F_p^l \text{ alors } x_R \text{ est } G^l$$

telle que $l=1, 2, 3, \dots, m$, où m est le nombre de règles. F_i^l et G^l sont des ensembles flous dans $U_i \subset \mathbb{R}$ et $V \subset \mathbb{R}$ respectivement.

x_i ($i=1, \dots, p$) et x_R sont des variables linguistiques telle que $X=(x_1, \dots, x_p)$, p représente le nombre de variables d'entrée.

Dans les inférences floues, la combinaison des règles floues SI-ALORS revient à effectuer des transferts des ensembles flous d'entrée dans $U=U_1 \cdot U_2 \dots U_p$ vers les ensembles flous de sortie V .

chaque règle est interprétée comme étant une implication floue soit

$$F_1^l \cdot F_2^l \dots F_p^l \underline{\Delta} A \text{ et } G^l \underline{\Delta} B, \text{ alors } R^{(l)} : F_1^l \cdot F_2^l \dots F_p^l$$

$$\rightarrow G^l \underline{\Delta} A \rightarrow B.$$

La fonction d'appartenance correspondant à la règle $R^{(l)}$ est définie comme suite :

$$\mu_{R^{(l)}}(X, x_R) = \mu_{A \rightarrow B}(X, x_R) = \mu_{R^{(l)}}(x_1, x_2, \dots, x_p, x_R).$$

Donc :

$$\mu_{R^{(l)}}(X, x_R) = \mu_{F_1^l}(x_1) * \mu_{F_2^l}(x_2) * \dots * \mu_{F_p^l}(x_p) * \mu_{G^l}(x_R).$$

I-3-5 La défuzzification :

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue. Etant donné que l'organe de commande u_{cm} est précis à son entrée, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée qui est la défuzzification.

I-3-5-1- Défuzzification par centre de gravité :

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination de centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_{RES}(x_R)$.

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée comme suite :

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{RES} \cdot dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{RES} \cdot dx_R} \quad (I-8)$$

L'abscisse x_R^* du centre de gravité forme ainsi la variable de sortie qui est l'argument de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$ et d'autre part le signal de sortie x_R^* possède une valeur bien déterminée [4].

II- MODELE DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES A DEUX NIVEAUX

II-1 COMMANDABILITE DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs). Cela impose une conduction continue de ce convertisseur [3]. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée pour l'onduleur de tension à deux niveaux.

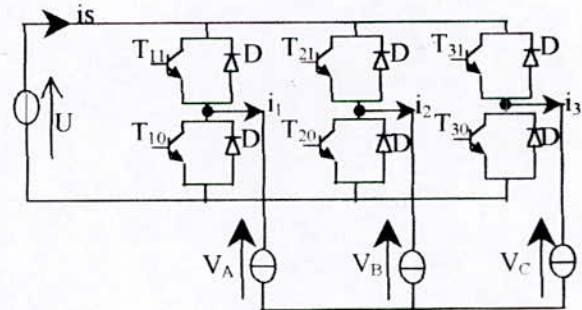


Fig. II-1 Onduleur triphasé à deux niveaux

II-2-MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX [1]

II-2-1- Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (II-1). Soit F_{ks} , avec $k \in \{1, 2, 3\}$ et $s \in \{0, 1\}$, la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} , et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de cet onduleur [2].

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (II-1)$$

Les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion sont :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} U_C \quad (II-2)$$

Les expressions des tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation sont données par les relations (II-3) et (II-4) ci dessous :

III-3- COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

On définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left(m = \frac{f_p}{f}\right)$. Le taux de modulation

r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}}\right)$

Afin de générer le courant harmonique par l'onduleur triphasé imposé par la charge non linéaire, nous avons utilisé un régulateur flou ayant comme entrée l'écart entre le courant harmonique fourni par le filtre et le courant harmonique absorbé par la charge, et la variation de cet écart. La sortie du régulateur sera la tension de référence de l'onduleur.

NB : Les paramètres que nous avons utilisé dans l'application sont : $m=12$, $U=300$ V, $f=50$ Hz.

III-4 APPLICATION DE LA COMMANDE FLOUE A L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX UTILISE COMME FILTRE ACTIF PARALLELE

III-4-1 Introduction

Les courants harmoniques des trois phases absorbés par la charge non linéaire sont les référence pour les trois régulateurs flous. Le rôle principal de ces trois régulateurs est de commander la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur afin de générer ces courants harmoniques. Les sorties de ces trois régulateurs constituent les tensions de référence de l'onduleur Fig. III-1.

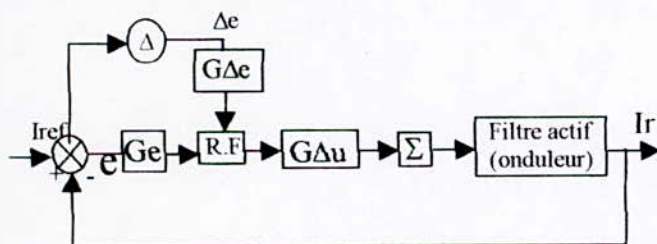


Fig. III-5 commande floue d'un bras k de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

III-4-2 Caractéristiques des régulateurs flous utilisés :

Chaque régulateur utilisé a deux entrées « l'erreur et la variation de l'erreur » et comme sortie la variation de la commande qui est la variation de la tension de référence.

- erreur : $e(t) = i_{ref}(t) - i_r(t)$

- Variation de l'erreur : $\Delta e(t) = e(t) - e(t-h)$.

- Sortie du régulateur flou :

$$\Delta v_{ref}(t) = v_{ref}(t) - v_{ref}(t-h)$$

Où h est le pas de simulation.

Le régulateur flou a les fonctions d'appartenance suivantes :

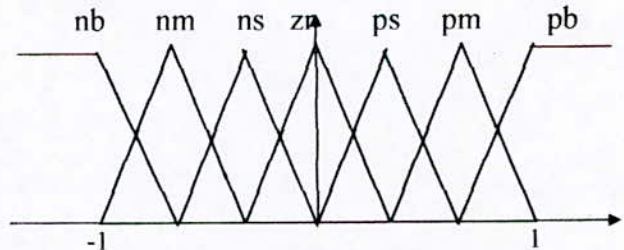


Fig. III-6 Distribution des fonctions d'appartenance.

$\Delta e \backslash e$	NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZR
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZR	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZR	PS	PM
ZR	NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZR	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZR	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZR	PS	PM	PB	PB	PB	PB

TABLEAU III-1: REGLES D'INFERENCE

Une règle d'inférence est composée comme suit :

SI (e est NB) ET (Δe est NB) ALORS (Δu est NB). - Pour le ET et l'implication nous avons utilisé le produit.

- Pour le OU nous avons utilisé la somme.

- Pour la difuzzification nous avons utilisé la méthode de centre de gravité:

$$\Delta u = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \Delta u_i \cdot S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot S_i}$$

Notons aussi que les paramètres G_e , $G_{\Delta e}$, $G_{\Delta u}$, représentent les gains d'adaptation du régulateur. Ces gains jouent un rôle extrêmement important. En effet, ceux sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Il n'y a aucune méthode systématique qui permet d'imposer ces paramètres d'emblée; en fait, il faut procéder par tâtonnement en utilisant des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

Les résultats de simulations sont représentés par les figures III-7, III-8, III-9 et III-10. On remarque que le courant harmonique I_f généré par l'onduleur suit parfaitement le courant de référence I_{href} et par conséquent la source fournit un courant sinusoïdal. Il est

à noter que les fréquences de commutation des interrupteurs sont très élevées.

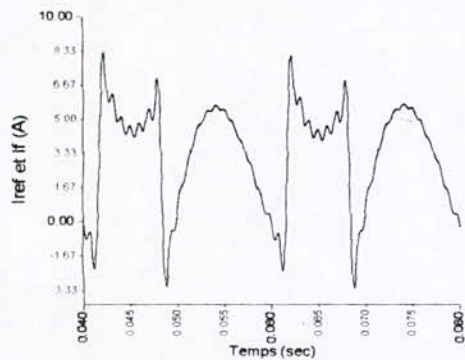


Fig. III-7 Le courant harmonique de référence et le courant réel de l'onduleur

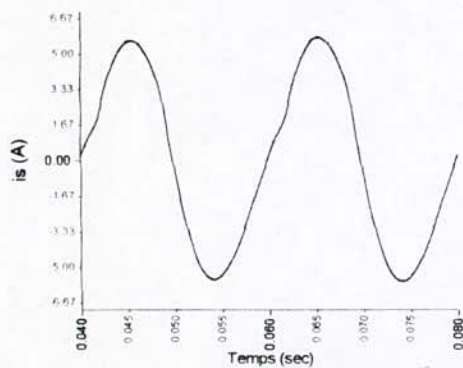


Fig. III-8 Le courant de source

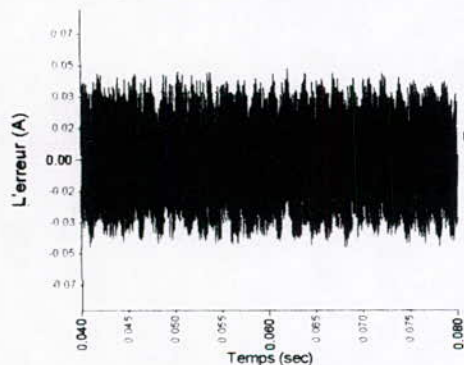


Fig. III-9 L'erreur entre le courant de référence et le courant réel

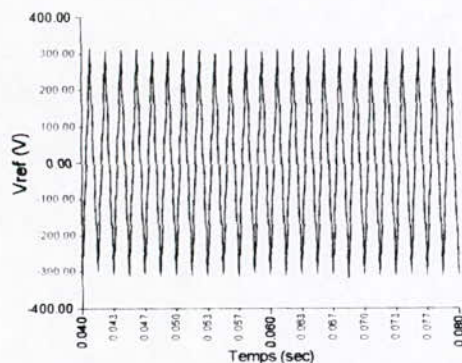


Fig. III-10 la sortie du régulateur flou

IV-CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté un filtre actif parallèle commandé par la logique floue.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants. On peut conclure que la commande floue est capable d'apporter des solutions à tout problème de commande pouvant se poser dans l'industrie, en contre partie la synthèse du régulateur flou nécessite des essais de simulation assez longs. En effet des tâtonnements sont indispensables afin d'avoir un fonctionnement qualifié de satisfaisant. Le seul problème qui reste à résoudre est la fréquence de commutation des semi-conducteurs.

REFERENCES

- [1] : K. Aliouane, 'contribution à l'étude de filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtre actif et passif parallèle', thèse de doctorat de l'INPL, Nancy.
- [2] : E.M. Berkouk, 'Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux', 1995
- [3] : Bernadette, 'La logique floue'. Collection que sais-je ?, 1993.
- [4] : Bülher, 'Réglage par logique floue'. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- [5] : Jyh-Shing Roger Jang and Chuen-Tsai Sun, 'Neuro-Fuzzy Modeling and Control' Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 3, March 1995.
- [6] : F. Rabouch, 'Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Application au redressement et au filtrage'. Thèse de doctorat de l'université paris 6, 1993.
- [7] : G. Segurier, 'les convertisseurs de l'électronique de puissance tome 4 : la conversion continu-alternatif.'