الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة يحيى فارس-المدية
Université Dr. Yahia Farès de Médéa
كلية التكنولوجيا
Faculté de la technologie
قسم الهندسة الكهربائية
Département de Génie Electrique

THÈSE

Pour l'obtention du duplome de

Doctorat LMD

Spécialité : Conversion d'énergie et entrainement électrique

Présentée par :

Abderrahmen BENYAMINA

Amélioration de la qualité d'énergie des systèmes électriques par l'application de l'intelligence artificielle

Soutenue le 18/02/2021 devant la commission d'examen composée de :

BOUCHHIDA Ouahid	Profresseur de l'unversité de Médea	Président
MOULAHOUM Samir	Profresseur de l'unversité de Médea	Directeur de thèse
TALEB Rachid	Profresseur de l'unversité de Chlef	Examinateur
KABACHE Nadir	MCA de l'unversité de Médea	Examinateur
MOUALDIA Abdelhafidh	MCA de l'unversité de Médea	Examinateur

ملخص

تتمحور هذه الأطروحة حول استغلال الحلول الحديثة ، القائمة على إلكترونيات القوى والذكاء الاصطناعي ، من أجل تحسين معامل القدرة والتشوه التوافقي الكلي عند مدخل محول ساكن من متناوب إلى مستمر. أي تحسين جودة الكهرباء في شبكة توزيع الطاقة الكهربائية.تعتبر الأحمال الغير الخطية في إنتاج التيارات الغير جيبية من الشبكة ، خاصة مقومات المبنية على الدايودات أو الثايرستورات . يساهم هذا العمل في التحكم في محول مصحح معامل القدرة لامتصاص تيار جيبي. تم تطوير استراتيجيات تحكم مختلفة مثل التحكم الضبابي ، والتحكم بالشبكات العصبية ، والتحكم العصبي الضبابي المتكيف ، ومحاكاته والتحقق من صحته تجريبيا ، هدفه المشترك هو تحسين آداء حلقات التحكم في الجهد المستمرو التيار.
تم تنفيذ محاكاة هذه الطرق باستخدام برنامج الحساب ماتلاب وتم تطوير التطبيق في الوقت الفعلي باستخدام لوحة تحكم تعتمد على معالج إشارة ٣٠١١
الكلمات المفتاحية: معامل القدرة ،مصحح معامل القدرة، محول التقوية، معالج إشارة ٣٠١١،المنطق الضبابي،الشبكات العصبية،الشبكات العصبية الضبابية المتكيفة

Résumé

Cette thèse consiste à l'exploitation des moyens modernes, à base de l'électronique de puissance et de l'intelligence artificielle afin d'amélioration de facteur de puissance et taux de distorsion THD à l'entrée d'un convertisseur statique, d'une autre façon dépollution harmonique du réseau de distribution de l'énergie électrique. Elle est causée principalement par les charges non linéaires, prélevant sur le réseau des courants non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques, surtout les redresseurs à diodes ou à thyristors, sont de nature non linéaire et représentent la principale source d'injection de courants harmoniques. Ce travail apporte une contribution à la commande du correcteur de facteur de puissance à absorption de courant sinusoïdal APFC et le filtre actif parallèle. En effet, différentes stratégies de commande ont été développées tel que la commande floue, commande par réseaux neuronales et la commande neurone floue adaptative, simulées et validées sur un banc d'essai expérimental dont le but commun est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et un prélèvement de courant sinusoïdal. Ces stratégies sont combinées avec un contrôle du courant par hystérésis. La simulation de ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel Matlab/Simulink et l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur à base dSPACE1103.

Mots clés : Facteur de puissance, THD Hacheur Elévateur, PFC, Hystérésis ,Commutation variable, PI, Logique Floue, ANN, ANFIS, dspace 1103.

Abstract

This thesis consists of the exploitation of modern solutions, based on power electronics and artificial intelligence, in order to improve power factor and the total harmonic distortion THD at the input of a static converter. Another way harmonic depollution of the distribution network of the electrical energy. Mainly the non-linear loads, absorbing a non-sinusoidal current from the network, cause it. Static converters, especially diode or thyristor rectifiers, are of a non-linear nature and represent the main source of harmonic current sources. This work contributes to the control of the power factor corrector converter APFC to absorb a sinusoidal current and the shunt active power filter. Indeed, various control strategies have been developed such as fuzzy control, neural network control and adaptive fuzzy neural control, simulated and validated on an experimental test bench whose common goal is to obtain an efficient control of the DC bus voltage and sinusoidal input current. These strategies are combined with hysteresis current control. The simulation of these methods were implemented using the Matlab / Simulink software and the real-time implementation was developed using a dSPACE1103-based controller board.
Keywords: Power Factor, THD, Boost converter, PFC, Hysteresis, variable Switching, PI, Fuzzy Logic, ANN, ANFIS, dspace 1103.

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé dans le Laboratoire de Recherche en Génie Electrique et Automatique (LREA) de l'université de Médéa.

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Je remercie également, le directeur de thèse le le Prof. Samir Moulahoum pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long de la réalisation du présent travail au sein de Laboratoire de Recherche en Génie Électrique et Automatique (LREA) de l'université de Médéa.

En outre, je remercie le Prof. BOUCHHIDA Ouahid, président du jury, qui a accepté de présider l'honorable jury, malgré ses nombreuses occupations.

Egalement, je remercie les autres membres du jury les Monsieurs TALEB Rachid, KABACHE Nadir et MOUALDIA Abdelhafidh pour la pertinence de leurs remarques avisées, qui vont permettre l'amélioration de la qualité du manuscrit et l'essor vers de nouvelles perspectives.

Je remercie aussi, tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation du primaire au poste graduation.

Tous les membres du Laboratoire de Recherche en Génie Electrique et Automatique (LREA) de l'université de Médéa.

Enfin,je ne peux oublier de remercier tous mes amis sans exception.

Aux lecteurs de cette thèse, pour qui, je l'espère, leur sera utile.

Mes parents, qu'ALLAH les protège,

A ma femme, merci pour votre patience,

A mes frères et sœur, merci pour vos encouragements,

A tous ceux qui m'ont enseigné, je vous suis très reconnaissant,

A Said Dehimi, merci pour tous les moments passés ensemble,

A Kader, merci mon frère pour toutes les valeurs de la fraternité que tu m'as fait comprendre et vivre ensemble,

A Mohammed alnusairi, merci pour tes encouragements et les moments inoubliables à l'université de Gazi.

Table des matières

Table des matières 7

Table des figures 10

Liste des tableaux 13

1 Introduction à la qualité d'énergie électrique 20
1.1 Introduction . . . 21
1.2 Définition de la qualité d'énergie électrique . . . 21
1.3 Perturbations de la tension électrique . . . 22
1.3.1 Variations de tension de courte durée . . . 23
1.3.2 Variations de tension de long durée . . . 25
1.3.3 Déséquilibre de tension . . . 27
1.3.4 Les fluctuations de la tension . . . 27
1.3.5 Distorsion de la forme d'onde . . . 28
1.3.6 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal . . . 30
1.3.7 Tension harmonique . . . 34
1.3.8 Sources harmoniques dans les systèmes électriques . . . 34
1.3.9 Effets des harmoniques . . . 37
1.4 Techniques d'amélioration de la qualité d'électricité . . . 39
1.4.1 Conception d'équipements de haute qualité . . . 40
1.4.2 Filtrage actif de puissance . . . 40
1.5 Conclusion . . . 45

2 L'intelligence artificiel : Logique Floue, Réseaux de Neurones et les Réseaux neurones floue adaptatif ANFIS 47
2.1 Introduction . . . 47
2.2 La logique floue . . . 48
2.2.1 Introduction . . . 48
2.2.2 Généralité sur la logique floue . . . 48
2.2.3 Opérateur de la logique floue . . . 48
2.2.4 Représentation des fonction d'appartenance . . . 49
2.2.5 Structure de base d'un contrôleur flou . . . 50
2.2.6 Structure de base d'un contrôleur flou . . . 53
2.2.7 Avantages et inconvénients de la commande par logique floue . . . 53
2.3 Réseaux de neurones artificiels . . . 54
2.3.1 Similarité entre le système nerveux humain et les réseaux de neurones artificiels . . . 55
2.3.2 Neurone formel . . . 55

2.3.3 Les architectures neuronales . . . 57
2.3.4 Apprentissage du réseau de neurones artificiels . . . 59
2.4 Système d'inférence neuronal flou adaptatif (ANFIS) . . . 61
2.4.1 Architecture d'un réseau ANFIS . . . 62
2.5 Conclusion . . . 65

3 Application à la commande du correcteur du facteur de puissance basé sur l'hacheur élévateur 66
3.1 Introduction . . . 66
3.2 Redresseur en pont monophasé . . . 68
3.3 Correcteur du facteur de puissance Monophasé . . . 68
3.3.1 Dimensionnement du l'APFC . . . 72
3.4 L'interférence électromagnétique EMI . . . 77
3.4.1 Conception de filtre Line EMI . . . 78
3.5 Boucle de verrouillage de phase (PLL) . . . 78
3.5.1 PLL a référence synchrone . . . 80
3.5.2 Résultats de la simulation de la PLL et discussion . . . 84
3.6 Commande du correcteur de facteur de puissance . . . 86
3.6.1 Boucle de régulation de la tension du bus continu . . . 86
3.7 Boucle de régulation du courant . . . 92
3.8 Description du banc d'essai expérimental . . . 94
3.8.1 Structure générale du banc d'essais . . . 94
3.8.2 Circuit de puissance du convertisseur statique . . . 94
3.8.3 interfaces d'acquisition . . . 97
3.8.4 Structure matérielle du DS1103 . . . 98
3.9 Résultats expérimentaux . . . 101
3.9.1 Résultat du régulateur PI . . . 102
3.9.2 Résultat du régulateur Flou . . . 103
3.9.3 Résultat du régulateur neuronal . . . 105
3.9.4 Résultat du régulateur ANFIS . . . 107
3.9.5 Discussion compétitive . . . 109
3.10 Conclusion . . . 110

4 Initialisation et Application à la commande du filtre actif parallèle (SAPF) 111
4.1 Introduction . . . 111
4.2 Modélisation du filtre actif parallèle de puissance . . . 112
4.2.1 Modélisation du filtre actif parallèle dans un cadre abc . . . 113
4.2.2 Conversion de modèle dans le plant de référence « dq » . . . 116
4.3 Commande indirect du filtre actif de puissance . . . 118
4.4 Boucle de régulation du courant . . . 120
4.5 Contrôleur de tension Vdc . . . 121
4.5.1 commande par régulateur PI . . . 121
4.5.2 commande par régulateurs a base de l'intelligence artificiel . . . 122
4.6 Réactance de ligne . . . 122
4.7 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle . . . 122
4.8 Résultats expérimentaux . . . 124
4.8.1 Résultat du régulation proportionnelle intégrale (PI) . . . 124

4.8.2 Discussion compétitive 132
4.9 Conclusion 133

Conclusion Générale **137**

Table des figures

1.1 Creux de tension. . . . 24
1.2 Gonfle de tension (swells) . . . 25
1.3 fluctuation de tension. . . . 28
1.4 Tension harmonique. . . . 30
1.5 Diagramme de phase en régime non-sinusoïdale. . . . 34
1.6 Courant d'entrée pour une lampe fluorescente. . . . 35
1.7 Courant d'entrée d'un variateur de vitesse et son spectre harmonique. . . . 36
1.8 Amplification du courant du neutree. . . . 38
1.9 Correcteur de facteur de puissance monophasé. . . . 40
1.10 Filtre actif parallèle. . . . 42
1.11 Filtre actif série. . . . 43
1.12 Combinaison d'un filtre passif et d'un filtre actif connectés en parallèle. . . . 43
1.13 Combinaison d'un filtre actif en série avec la source et d'un filtre passif en parallèle avec la charge. . . . 44
1.14 Un filtre actif et un filtre passif sont connectés en série et l'ensemble est connecté en parallèle avec la charge. . . . 45
1.15 Conditionneurs de qualité d'électricité unifiée. . . . 45

2.1 Exemple de fonctions d'appartenance . . . 50
2.2 Schéma synoptique d'un contrôleur flou . . . 51
2.3 Différentes méthodes de défuzzification . . . 53
2.4 Réseau de neurone biologique . . . 55
2.5 Représentation du neurone artificiel . . . 56
2.6 Fonction d'activations les plus utilisées (a-Step ,b-Linear ,c-Sigmoid) . . . 57
2.7 Réseau de neurone non bouclé monocouche . . . 58
2.8 Réseau de neurone non bouclé multicouche . . . 58
2.9 Structure typique d'ANFIS à cinq couches . . . 63

3.1 Redresseur monophasé en pont à 4 diodes. . . . 68
3.2 Formes d'ondes du redresseur monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé) . . . 69
3.3 Analyse PQ et facteur de puissance du redresseur monophasé . . . 69
3.4 Analyse harmonique (THD) du redresseur monophasé . . . 70
3.5 schéma du correcteur de puissance monophasé à base d'hacheur elevataeur . . . 70
3.6 Formes du courant de la bobine pour les trois modes de fonctionnement de l' hacheur élévateur. . . . 72
3.7 Filtre contre l'interférence électromagnétique . . . 78
3.8 Le concept de base de la PLL . . . 79
3.9 Le schéma de principe de la PLL . . . 80
3.10 Représentation phaseur de SRF-PLL . . . 80

3.11 Schéma simplifié de la PLL. . . . 81
3.12 Filtre multi variables (FMV) . . . 82
3.13 Diagramme de Bode de FMV pour différentes valeurs du facteur k . . . 82
3.14 Fonctions d'appartenance pour l'erreur, Variation d'erreur et la sortie . . . 83
3.15 Tensions du réseau . . . 84
3.16 Fréquence estimée. . . . 85
3.17 Phase instantané du réseau électrique. . . . 85
3.18 La fondamentale estimé par trois PLL : courbe verte (PI : PLL conventionnelle), courbe bleue (PI & FMV : PLL classique avec filtre multi-variable), courbe rouge (FLC & FMV). . . . 86
3.19 Le schéma fonctionnelle du PFC . . . 87
3.20 La boucle de régulation du Vdc du PFC. . . . 88
3.21 Sous ensemble flou utilisé. . . . 90
3.22 La boucle de régulation flou du Vdc du l'APFC. . . . 90
3.23 Architecture de la première couche. . . . 90
3.24 Architecture de la deuxième couche. . . . 91
3.25 La boucle de régulation par réseaux de neurones du V_dc. . . . 91
3.26 Structure d'un contrôleur ANFIS. . . . 92
3.27 Structure du contrôleur bande d'hystérésis. . . . 93
3.28 Banc d'essai expérimental . . . 95
3.29 Carte driver SKHI 23/12 R . . . 97
3.30 Dspace 1103 Autobox. . . . 100
3.31 Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé) . . . 102
3.32 Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée. . . . 102
3.33 Variation de charge. . . . 103
3.34 Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé) . . . 104
3.35 Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée. . . . 104
3.36 Analyse PQ et facteur de puissance du PFC . . . 105
3.37 Variation de charge. . . . 105
3.38 Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé) . . . 106
3.39 Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée. . . . 106
3.40 Analyse PQ et facteur de puissance du PFC . . . 107
3.41 Variation de charge. . . . 107
3.42 Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé) . . . 108
3.43 Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée. . . . 108
3.44 Analyse PQ et facteur de puissance du PFC . . . 109
3.45 Variation de charge. . . . 109

4.1 Filtre actif parallèle triphasé. . . . 113
4.2 commande indirecte du filtre actif parallèle. . . . 119
4.3 Contrôleur hystérésis. . . . 121
4.4 Boucle de régulation Vdc. . . . 121

4.5 Reactance de ligne à l'entrée d'un redresseur triphasé. 122
4.6 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes connecté au réseau. 123
4.7 spectre du courant d'entrée de redresseur. 123
4.8 Tension du bus continu,courant du filtre, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V. 125
4.9 spectre du courant d'entrée. 125
4.10 Répence avec variation de charge. 126
4.11 Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour $V_{ref} = 400V$. 126
4.12 Spectre du courant d'entrée. 127
4.13 Analyse de puissance. 127
4.14 Répence avec variation de charge. 128
4.15 Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V. 128
4.16 spectre du courant d'entrée. 129
4.17 analyse de puissance. 129
4.18 Répence avec variation de charge. 129
4.19 Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V. 130
4.20 spectre du courant d'entrée. 130
4.21 analyse de puissance. 131
4.22 Répence avec variation de charge. 131

Liste des tableaux

3.1 Paramètres de dimensionnement du PFC. 73
3.2 ensemble de règles linguistiques du contrôleur flou. 83
3.3 Paramètre de simulation du PLL. 84
3.4 Table comparative des entre les trois PLL. 86
3.5 Paramètres du APFC. 89
3.6 Règles floue utilisé. 89
3.7 Paramètre du banc d'essai. 101
3.8 Table comparative entre les déférentes commande. 110

4.1 Valeur de d_{nk} en fonction de l'état de commutation n et de la phase k. 115
4.2 Paramètre du banc d'essai du filtrage actif. 124
4.3 Table comparative entre les déférentes commande. 132

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

C : La capacité en Farad.
L : L'inductance en Henry.
v_o : Présente la tension de sortie contenue DC.
i_l : Est le courant qui circule dans l'inductance.
i_0 : Est le courant de charge.
S : Est l'état du Mosfet (0 ou 1).
Vs : Est la tension de la source AC.
v_{in} : Est la tension dans la sortie du redresseur à diode.
f_n : Fréquence .
w_n : Pulsation .
P : Puissance active.
Q : Puissance réactive.
S : Puissance apparente.
NG : Negatif Big.
PG : Positif Big.
EZ : Zero.
v_1 :Tensions du Phase 1.
v_2 :Tensions du Phase 2.
v_3 :Tensions du Phase 3.
I_1 :Courant du Phase 1.
I_2 :Courant du Phase 2.
I_3 :Courant du Phase 3.
C_k : La fonction de commutation.
k_th : Bras du Convertisseur.
d_{nk} : La Fonction de Commutation D'état.

Acronymes :

THD : Total Harmonic Distortion .
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion .
PWM : Pulse Width Modulation.
HCC : Hysteresis Current Control.
VSC : Voltage Source Converter.
AC/DC : Conversion alternative continue.
$FACTS$: Flexible Alternating Current Transmission Systems.
$ANFIS$: Adaptive Neural-Fuzzy Inference Systems.
$UPFC$: Unified Power Flow Controller.
PFC : Power Factor Correction.
$APFC$: Active Power Factor Correction.
UPS : Uninterruptible Power Supply.
PLL : Phase Locked Loop.
PI : Regulateur Proportionnel intégral.
$SAPF$: Shunt Actif Power Filter.
EMI : Electromagnetic interference.
CCM : Le mode de conduction continue.
DCM : Le mode de conduction discontinue.
$CrCM$: Le mode de conduction critique .
$DSOGI$: intégrateur double du second ordre.

Introduction Générale

Au cours des dernières années, la qualité de l'énergie électrique est devenue un problème majeur et crucial, car les appareils industriels et domestiques utilisent de plus en plus de circuits électroniques à comportement non linéaire, tels que des alimentations à découpage, des onduleurs, des redresseurs monophasés et triphasés. Générer dans les réseaux de distribution des courants non sinusoïdaux, ils ont un impact négatif sur la qualité de l'énergie électrique[1-4]. Le sujet de la qualité de l'énergie électrique est très vaste par nature. Il couvre tous les aspects de l'ingénierie des systèmes d'alimentation électrique, des analyses au niveau de la transmission et de la distribution aux problèmes des utilisateurs finaux. Par conséquent, la qualité de l'énergie électrique est devenue une préoccupation des services publics, des utilisateurs finaux, des architectes, des ingénieurs civils ainsi que des fabricants. Ces professionnels doivent travailler ensemble pour développer des solutions aux problèmes de qualité de l'énergie électrique[4-5],[10-17],. Les gestionnaires et les concepteurs de services électriques doivent construire et exploiter des systèmes tenant compte de l'interaction entre les installations des clients et le système électrique. Les services d'électricité doivent comprendre la sensibilité de l'équipement final à la qualité de la tension. Les clients doivent apprendre à respecter les droits de leurs voisins et à contrôler la qualité de leurs charges non linéaires. Des études montrent que la solution la meilleure et la plus efficace aux problèmes de qualité de l'énergie consiste à les contrôler à la source des harmoniques. Les clients peuvent le faire en sélectionnant et en contrôlant soigneusement leurs charges non linéaires et en prenant les mesures appropriées pour contrôler et atténuer les perturbations ponctuelles et les harmoniques avant de connecter leurs charges au réseau électrique. Les architectes et les ingénieurs d'électricité doivent concevoir des bâtiments afin de minimiser la vulnérabilité et la vulnérabilité des composants électriques aux problèmes de qualité d'énergie électrique. Les fabricants et les ingénieurs en équipement doivent concevoir des appareils compatibles avec le système d'alimentation[4],[10-13]. Cela pourrait signifier un niveau inférieur de génération d'harmoniques ou une moindre sen-

sibilité aux distorsions de tension. Les consommateurs d'énergie électrique ont besoin d'une qualité d'électricité caractérisée par des formes d'ondes sinusoïdales triphasées équilibrées à tension et fréquence constantes. En règle générale, les alimentations AA / DC et les équipements électroniques sont les principales causes des harmoniques de courant, tel que les ordinateurs, l'éclairage fluorescent et les diodes électroluminescentes (LED)[4],[10-12]. D'autre part, les avancées technologiques et les contrôles basés sur les systèmes électroniques rendent les charges modernes plus intelligentes, mais également plus sensibles aux perturbations[4],[64-66]. Un certain nombre de techniques de dé-pollutions ont également été développées pour réduire les harmoniques et améliorer la qualité de l'énergie. Ceux-ci incluent des filtres passifs, des filtres actifs (AF), un conditionneur universel (UPQC), des filtres hybrides et des PFC. Les filtres passifs sont largement utilisés et considérés comme une solution viable en raison de leur simplicité, de leur rendement élevé et de leur faible coût[4],[11]. Généralement, les filtres passifs sont utilisés pour compenser les courants harmoniques et la puissance réactive du réseau alternatif[66]. Les éléments passifs tel que les inductances et les condensateurs sont adaptés à l'impédance du système, là où ils sont destinés à être installés pour réduire les harmoniques. En fait, les filtres passifs sont conçus pour contourner les harmoniques ou les empêcher de circuler dans le système d'alimentation en fournissant des chemins à basse impédance pour des fréquences harmoniques spécifiques[4],[10-14]. Cependant, les performances de filtrage passif ont des limites, elles ne peuvent pas être ajustées une fois réglées et installées dans un système et ne peuvent donc pas réagir instantanément à des conditions de charge variables[64-65].

La technique de correction active du facteur de puissance basée sur le convertisseur élévateur est l'une des solutions les plus appropriées pour une application monophasée [4],[64-65]. Parce qu'il présente de nombreux avantages comme le courant d'entrée sinusoïdal avec une très faible distorsion, le facteur de puissance proche de l'unité, il a une tension du bus DC contrôlée à la sortie et le faible cout. Les convertisseurs AC – DC sont des éléments de base des alimentations modernes. En effet, ils sont utilisés dans différentes applications allant de quelques watts comme le chargeur de téléphone à une puissance élevée comme le soudage électrique[4],[11],[66]. Bien qu'un conditionneur PFC actif ait un coût élevé comparé à un redresseur à diode, il s'agit de la solution la plus adéquate pour les applications monophasées contre les problèmes liés à la dégradation de la qualité d'énergie électrique[4].

Le filtre de puissance active shunt, qui n'est rien de plus qu'un onduleur à trois bras connecté en parallèle au réseau électrique, est généralement contrôlé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants harmonique égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais de phase opposée [9, 24-25,]. Par conséquent,

le courant côté réseau sera sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre de puissance active shunt est d'éviter que les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs) produits par les charges non linéaires ne circulent à travers l'impédance du réseau situé en amont du point de connexion (PCC) du filtre de puissance.[66],[93].

Classiquement, le contrôleur proportionnel intégral et dérivé (PID) est le plus utilisé pour contrôler les convertisseurs de puissance[4],[69],[73],[78]. Ce contrôleur est basé sur des techniques de modélisation et de linéarisation de systèmes autour d'un point nominal. Le contrôleur PID obtient de très bonnes performances avec un système non variant avec le temps. Toutefois, si ce système présente une variation dans le temps, il en résulte une modification de la fonction de transfert du système et les contrôleurs PID ne parviennent pas à obtenir des performances satisfaisantes[4],[64-66]. Les filtres actif et les APFC génèrent des bruits hautes fréquences les capteurs et les boucles de régulations.Le régulateur PID par sont architecture parallèle est très sensible au bruits,donc a l'inconvénient de l'amplification des parasites hautes fréquences et par conséquence on avoir une dégradation du qualité de signal référence (courant de référence) . Des solutions traditionnelle on été proposé pour convaincre ce problème tel que l'utilisation d'un filtre passe-bas pour éliminer la composante hautes fréquences.Cette méthode a l'inconvénient d'ajout d'un retard de mesure dans la boucle de régulation de la tension vdc du filtre active parallèle ou le APFC.

Alors,le but de cette thèse est de donner des solutions pour surmonter ces problèmes, de nombreuses techniques ont été introduites. L'une de ces techniques est l'intelligence artificielle utilisée pour concevoir un contrôleur efficace et robuste permettant d'améliorer les boucles de contrôle contre la non-linéarité , la variation des paramètres dans le temps , les bruit de mesure et les signaux imprécis. Parmi ces contrôleurs intelligents, l'algorithme de contrôle de la logique floue, les réseaux neuronaux multicouche MLP et le contrôleur hybride neurone-floue adaptatif ANFIS. L'intégration de la puissance du logique floue aux capacités d'apprentissage des réseaux de neurones constitue un système de contrôle très robuste et efficace a les avantage du logique floue et du réseau de neurones.

De façon à atteindre ces objectifs de recherche, ce mémoire est divisé en trois chapitres : Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur la pollution harmonique et les solutions de dé-pollution. Ce chapitre aborde le sujet de la qualité de l'énergie électrique. Après une brève définition de la qualité de l'énergie et de ses causes, une classification détaillée du sujet est présentée. Les formulations et les mesures utilisées pour la qualité de l'énergie sont expliquées et les impacts d'une mauvaise qualité de l'énergie sur le système d'alimentation et les dispositifs d'utilisation finale tels que les appareils sont mentionnés. Une section est présentée concernant les normes les plus

importantes en matière de qualité de d'énergie électrique. La suite, notamment les techniques d'atténuation des phénomènes de qualité de l'énergie dans le systèmes d'alimentation. Dans le second chapitre de cette thèse, nous traitons les techniques des commandes intelligentes avec ses détails avec tous les avantages et inconvénients et la méthode de conception, nous commençons par la logique floue ensuite les naseaux de neurones et en finissant par les réseau neurone floue adaptative. Le troisième chapitre de cette thèse présente est partagé en trois parties, la première est consacrée à une l'étude, modélisation et l'analyse des choix des paramètres électriques du APFC à savoir l'inductance (L), la valeur de la capacité du bus continu (Cdc) et les éléments de l'électronique de puissance (IGBT,Diodes). La deuxième partie nous abordons dans un premier temps le problème de la distorsion des tensions de sources utilisées comme références de synchronisation pour les techniques de commande qui sont développées en utilisant une P.L.L. (Phase Locked Loop). Tout d'abord une PLL usuelle puis une multi-variable suivie d'une PLL à base du filtre multi-variable et la logique floue sont effectuées. Par la suite, une étude théorique de la boucle de régulation externe du bus continu avec des illustrations sur la synthèse des régulateurs. La troisième partie se rapporte au banc d'essai du laboratoire où nous allons exposer les différents éléments de puissance et les outils de commande implémentés. Cette parie présente aussi l'implémentation des stratégies de commande du APFC. Une stratégie de commande en courant (hystérésis), et quatre techniques de la commande de la boucle de tension Vdc, commande PI, commande floue, commande neuronale et la commande neurone floue sont développées, analysées par simulation en exploitant l'environnement MATLAB/Simulink® puis validées expérimentalement pour un régime permanent ou transitoire.

Le quatrième chapitre et le dernier chapitre de cette thèse présente une initialisation au filtrage actif parallèle qui est une solution efficace pour se luter contre des harmoniques dans les réseaux triphasés.Une simple architecture a été choisie afin de réduire les coûts tout en simplifiant l'algorithme de contrôle et réduisant le nombre des capteur utilisé.Comme le troisième chapitre quatre techniques de la commande de la boucle de tension Vdc, commande PI, commande floue, commande neuronale et la commande neurone floue sont développées et expérimenté pour démontrer ses efficacités de contrôle.

Finalement, nous concluons ce travail en comparant ces techniques de commande de point de vue qualité d'énergie, stabilité ,cout et temps de conception .

1 Introduction à la qualité d'énergie électrique

1.1 Introduction

Au cours des dernières années, le concept de qualité de l'énergie (QP) est devenu plus important dans le domaine de l'électrotechnique, de sorte qu'il suscite actuellement un grand intérêt pour les producteurs, fournisseurs d'électricité, les fabricants d'équipements et les consommateurs finaux. Un problème de qualité de l'énergie peut être compris comme une perturbation qui fait que la tension ou le courant du système diffère d'une valeur de référence idéale. Cette définition a conduit à des études spécifiques visant à obtenir une description détaillée des phénomènes de compatibilité électromagnétique (CEM) à l'origine de perturbations de la QP. Une série de moyens d'amélioration de la qualité de l'énergie ont été proposés, basés sur des filtres passifs, ce qui peut être compris comme des dispositifs permettant de modifier l'impédance en fonction de la fréquence. Parmi les autres solutions, citons le PFC, qui est une amélioration des alimentations monophasé de tel sorte qu'elle absorbe un courant sinusoïdale avec un facteur de puissance unitaire, les filtres actifs,il sont capables d'injecter des harmoniques qui s'opposent aux harmoniques du réseau à l'aide de convertisseurs électroniques de puissance. Ces filtres peuvent être connectés en parallèle ou en série en fonction du type de charge à compenser. Une combinaison des deux types de filtres (passif et actif) peut également être utilisée,il s'agit d'un filtre hybride . Dans ce cas, le filtre actif peut améliorer la réponse en fréquence du filtre passif. Dans ce chapitre, la section 1.1 présente une définition globale de la qualité d'énergie électrique, puis la section 1.2 traite des diverses perturbations pouvant être présentes dans le réseau électrique et des limites des niveaux de distorsion du courant électrique. Pour ce faire, une classification de déférent type de perturbation dans différentes classes, telle que fournie dans la norme, ainsi que ses limites sont présentées. Les charges non linéaires génèrent des courants harmoniques pouvant causer des perturbations et un dysfonctionnement des installations. Pour limiter ses effets, les normes fixent des limites aux niveaux harmoniques que les charges peuvent injecter dans le réseau électrique, alors l'effet des harmoniques sur les équipements et les installation électrique sur cette parie du chapitre. Dans la section 1.3 et finalement une proposition des solutions de dépollution pour la lutte contre les harmoniques.

1.2 Définition de la qualité d'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est devenue une partie importante des systèmes de puissance et des machines électriques. Le sujet a attiré l'attention de nombreuses universités et industries et un certain nombre de livres ont été publiés dans ce domaine

passionnant et relativement nouveau [4],[11-16]. En dépit d'importants articles et livres publiés dans le domaine de la qualité de l'énergie électrique, sa définition n'a pas fait l'unanimité. Cependant, presque tout le monde admet qu'il s'agit d'un aspect très important des systèmes électriques et des machines électriques, qui a des incidences directes sur l'efficacité, la sécurité et la fiabilité. Diverses sources utilisent le terme « qualité de l'énergie » avec un sens différent. Il est utilisé comme synonyme de « fiabilité de l'approvisionnement », « qualité du service », « qualité de la tension électrique », « qualité du courant électrique », « qualité de l'alimentation » et « qualité de la consommation »[16]. À en juger par les différentes définitions, la qualité de l'énergie exprime généralement la qualité de la tension et/ou la qualité du courant et peut être définie comme suit : la mesure, l'analyse et l'amélioration de la tension du réseau afin de maintenir une forme d'onde sinusoïdale à la tension et la fréquence nominale. Cette définition inclut tous les phénomènes momentanés et à l'état d'équilibre.

1.3 Perturbations de la tension électrique

L'électricité fournie aux clients comporte de nombreuses fonctionnalités qui peuvent varier et affecter son utilisation. Du point de vue du consommateur, il est souhaitable que la tension d'alimentation ait une fréquence et une amplitude qui ne varient pas et que la forme d'onde sinusoïdale ne soit pas déformée. En pratique, de nombreux facteurs empêchent d'atteindre cet objectif. Parmi ceux-ci, le facteur principal est dû à l'utilisation par les mêmes utilisateurs de l'onde électrique qui perturbe leurs caractéristiques par rapport à la situation idéale [15-19]. Le courant électrique demandé par les clients traversant le réseau de distribution produit des chutes de tension. Cela signifie que la tension d'alimentation est continuellement affectée par ces chutes de tension, qui dépendent à leur tour de la demande de puissance existante à un moment donné. D'autre part, les composants du système peuvent être sujets à des défauts pouvant affecter la tension d'alimentation et éventuellement interrompre l'alimentation d'un ou de plusieurs consommateurs[20]. Pour maintenir la fréquence à une valeur constante, il est nécessaire de disposer d'une capacité de production capable de s'adapter en permanence à la demande simultanée de tous les clients, bien que la production et la demande puissent varier de différentes manières. En particulier, en cas de perte de production et de détérioration des réseaux de transport ou de distribution, risque d'augmentation ou de diminution de la fréquence qui sera corrigé par la régulation secondaire ou la régulation tertiaire du système électrique [21]. De nombreux phénomènes peuvent perturber le fonctionnement normal des équipements du consommateur. Certains d'entre eux sont associés à des transitoires inévitables ou sont causés par des

défauts : manœuvres ou phénomènes atmosphériques. D'autres sont dus à l'utilisation de l'énergie électrique, dans la mesure où un équipement modifiant la forme d'onde de la tension du système est directement connecté au réseau. Cela est dû à la prolifération des charges qui produisent ces effets. En revanche, ces charges comportent des circuits de commande sensibles à ces perturbations [22]. Par conséquent, la qualité de l'énergie par rapport à certaines de ses caractéristiques dépend davantage du client que du distributeur ou du producteur. Par conséquent, si l'objectif est d'obtenir un certain niveau de qualité, le client et le fournisseur doivent travailler ensemble pour atteindre cet objectif. Dans un cas comme dans l'autre, les normes visent à garantir d'une part que la tension d'alimentation présente des valeurs garantissant le PQ dans les limites [22-25], et d'autre part à limiter les perturbations produites par les charges des clients [23] et afin de minimiser tout effet sur la tension. La norme de l'onde de tension est caractérisée [25-31] par les paramètres suivants : fréquence, amplitude, forme et symétrie. Du point de vue de la génération, la forme d'onde de tension produite dans les grandes centrales peut être considérée comme sinusoïdale. Cependant, dans le processus de transmission et de distribution de l'énergie, les paramètres susmentionnés subissent des modifications qui peuvent affecter les utilisateurs. L'origine de ces anomalies se trouve souvent dans le système électrique lui-même à la suite de manœuvres, de pannes, de phénomènes naturels (éclairs) ou dans le fonctionnement normal de certains récepteurs tels que les convertisseurs électroniques [28]. Pour vérifier la qualité de la tension d'alimentation conforme à la norme CEI 61000-4-30 [20], des méthodes et des conditions de mesure sont établies.

1.3.1 Variations de tension de courte durée

[18] Cette catégorie comprend Selon la classification IEEE-1159 trois types d'événements de courte durée : instantané, momentané et temporaire. Chaque catégorie est divisée en interruption, creux et gonfle. Les principaux cas de variations de tension de courte durée sont les conditions de défaut, la mise en marche des fortes charges et les connexions desserrées.

1.3.1.1 Interruption

Une interruption se produit lorsque la tension d'alimentation (ou le courant de charge) diminue à moins de 10 % de la valeur nominale pendant moins d'une minute, Certaines causes d'interruption sont les pannes d'équipement, les dysfonctionnements de la commande et à l'ouverture de fusibles ou de disjoncteurs. La différence entre les interruptions longues et prolongées est que, dans le premier cas, l'alimentation est restaurée

manuellement, mais que dans le second cas, l'alimentation est restaurée automatiquement. L'interruption est généralement mesurée par sa durée. Par exemple, selon la norme européenne EN-50160 [32], une courte interruption dure jusqu'à 3 minutes et une longue interruption dure plus de 3 minutes. Cependant, selon la norme IEEE-1250 [18,24], une interruption instantanée est comprise entre 0,5 et 30 cycles, une interruption momentanée est comprise entre 30 cycles et 2 secondes, une interruption temporaire est comprise entre 2 secondes et 2 minutes et une interruption prolongée dure plus de 2 minutes.

1.3.1.2 Creux de tension

[13-16] Les chutes sont des réductions de courte durée de la tension efficace entre 10% et 90% de valeur nominale, comme le montre la figure 1.1. Il n'y a pas de définition claire de la durée de creux de tension, mais elle se situe généralement entre 0,5 cycle et 1 minute. Les baisses de tension sont généralement causées par :

— La mise sous tension de charges lourdes (par exemple, un four à arc).
— Démarrage de gros moteurs à induction.
— Défauts ligne à terre.
— Charge transférant d'une source d'alimentation à une autre.

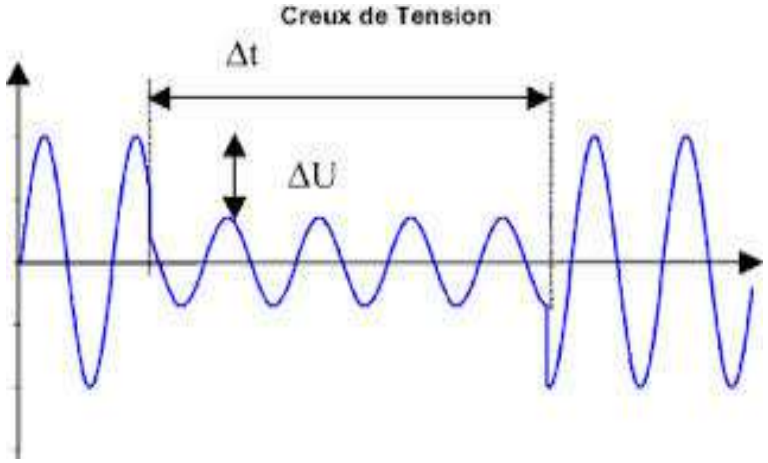


FIGURE 1.1 – Creux de tension.

Chaque de ces cas peut entraîner un creux de tension présentant une caractéristique spéciale (amplitude et durée). Par exemple, si un appareil est sensible à une chute de tension de 25%, il sera affecté par le démarrage d'un moteur à induction [20]. Les chutes sont les principales causes de dysfonctionnements des dispositifs électriques à basse tension. Les onduleurs ou les conditionneurs d'alimentation sont principalement utilisés pour éviter ce probleme . Chaque de ces cas peut entraîner un creux de tension présentant une caractéristique spéciale (amplitude et durée). Par exemple, si un appareil est

sensible à une chute de tension de 25%, il sera affecté par le démarrage d'un moteur à induction [30]. Les chutes sont les principales causes de dysfonctionnements des dispositifs électriques à basse tension. Les onduleurs ou les conditionneurs d'alimentation sont principalement utilisés pour éviter ce probleme.

1.3.1.3 Gonfle (Swells)

L'augmentation de la valeur nominale de la tension entre 110% et 180% est appelée swell, comme le montre la figure 1.2. La durée la plus acceptée d'une houle va de 0,5 cycle à 1 minute [20]. Les houles ne sont pas aussi communes que les creux et leurs

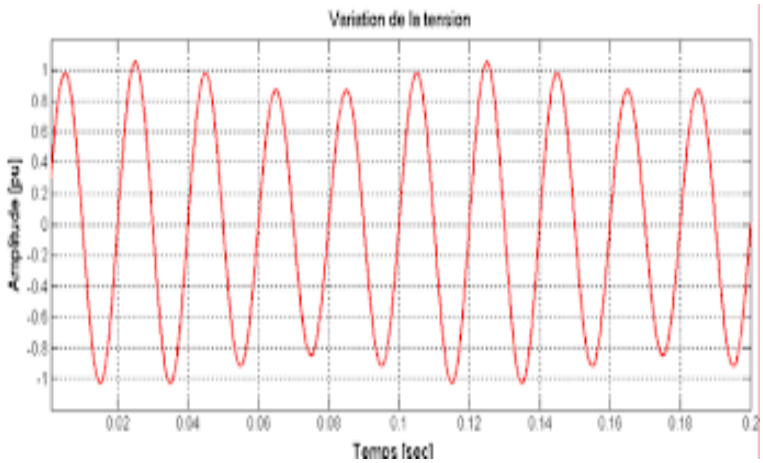


FIGURE 1.2 – Gonfle de tension (swells)

causes principales sont :

- Éteindre une charge importante
- Alimenter une batterie de condensateurs
- Augmentation de la tension des phases non en défaut lors d'un seul défaut ligne à la terre [30].

Dans certains libre et magazine, le terme « surtension momentanée » est utilisé comme synonyme du terme swells. Comme dans le cas des creux, les onduleurs ou les conditionneurs d'alimentation sont des solutions classiques pour limiter l'effet de la houle [10].

1.3.2 Variations de tension de long durée

Selon les normes, l'écart de la valeur efficace de la tension par rapport à la valeur nominale pendant plus de 1 minute est appelé variation de tension de longue durée. Les principales causes des variations de tension de longue durée sont les variations

de charge et les opérations de commutation de système d'alimentation. Les normes internationales divisent ces événements en trois catégories : Interruption soutenue, sous-tension et surtension.

1.3.2.1 Interruption soutenue

[10-15] Une interruption soutenue (ou longue) est l'événement le plus grave et le plus ancien de qualité d'électricité, auquel la tension tombe à zéro et ne revient pas automatiquement. Selon la définition de la CEI, la durée d'une interruption prolongée est supérieure à 3 minutes, mais selon la définition IEEE, la durée est supérieure à 1 minute. Le nombre et la durée des interruptions prolongées sont des caractéristiques très importantes pour mesurer la capacité d'un système d'alimentation à fournir un service aux clients. Les principales causes d'interruptions prolongées sont les suivantes :

- Apparition de pannes dans une partie Du réseau électrique sans redondance ou avec la partie redondante en panne.
- Une intervention incorrecte d'un relais de protection entraînant une panne de composant.
- Une interruption programmée (ou prévue) d'un réseau basse tension sans redondance.

1.3.2.2 Sous-tension

La condition de sous-tension se produit lorsque la tension efficace diminue à 80%–90% de valeur nominale pendant plus d'une minute.

1.3.2.3 Surtension

La surtension est définie comme une augmentation de la tension efficace à 110%–120% de valeur nominale pour plus d'une minute. Il existe trois types de surtensions :

- Les surtensions générées par un défaut d'isolement, une ferrorésonance, des défauts du régulateur de l'alternateur, du stabilisateur de la tension ou de la surcompensation.
- Surtensions de foudre.
- Surtensions de commutation générées par des modifications rapides de la structure du réseau, telles que l'ouverture de dispositifs de protection ou la mise en service de circuits capacitifs.

1.3.3 Déséquilibre de tension

Lorsque les tensions d'un système triphasé ne sont pas identiques en amplitude et / ou que leurs différences de phase ne sont pas exactement de 120 degrés, un déséquilibre de tension se produit [32]. Le degré de déséquilibre peut être calculé de deux manières :

- En divisant l'écart maximal par rapport à la moyenne des tensions triphasées par la moyenne des tensions triphasées.
- Calculer le rapport entre la composante de séquence négative (ou zéro) et la composante de séquence positive [16-18].

Les principales causes de déséquilibre de tension dans les systèmes d'alimentation sont les suivantes :

- Charge monophasée non équilibrée dans un système triphasé.
- Lignes de transmission aériennes qui ne sont pas transposées.
- Fusibles fondus dans une phase d'une batterie de condensateurs triphasés. Les déséquilibres de tension peuvent provoquer une augmentation de la température dans les moteurs à induction et une diminution du niveau d'utilisation dans les transformateurs.

1.3.4 Les fluctuations de la tension

Les fluctuations de tension (Figure 1.3) se produisent lorsque la tension d'alimentation varie de plusieurs millisecondes à 10 s et que l'amplitude ne dépasse pas ± 10% de la valeur nominale (si la variation est inférieure à 90% de la tension nominale, l'événement est appelé un creux de tension)[10]. Les fluctuations de tension sont principalement dues aux variations de charge dans les installations des clients ou les manœuvres dans le réseau (fours à arc, équipements de soudage, gros moteurs, convertisseurs de fréquence, compresseurs, imprimantes laser, etc.). De telles fluctuations peuvent affecter un grand nombre de consommateurs, mais comme l'amplitude ne dépasse pas ± 10% de la tension nominale, ses effets n'affectent généralement pas le fonctionnement normal des équipements électriques. Toutefois, ces phénomènes peuvent toucher les humains car ils font clignoter les lampes, ce qui est généralement inconfortable pour le consommateur.
Pour quantifier ce phénomène des lampes scintillantes, le concept Flicker a été défini. Ceci est basé sur un calcul statistique qui utilise des mesures de variations rapides de tension.

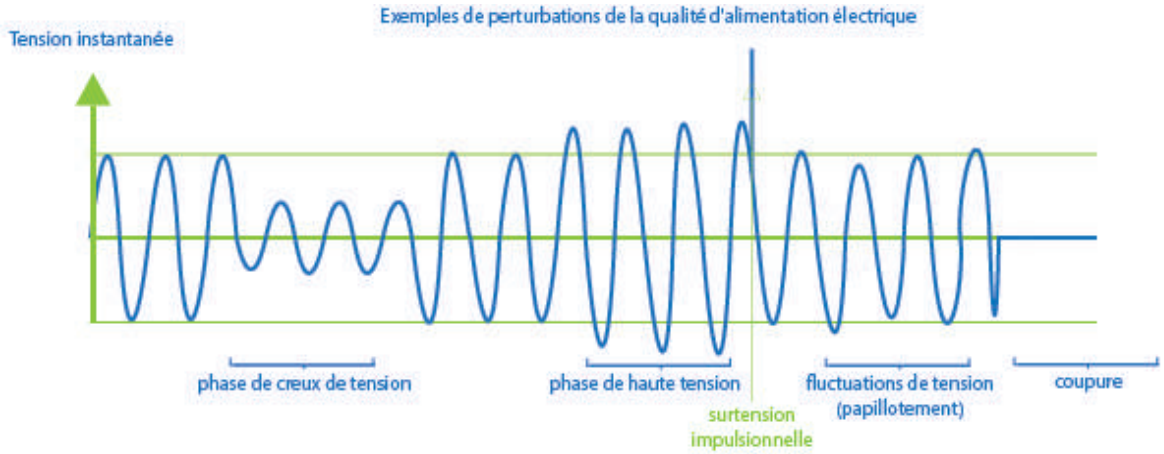


FIGURE 1.3 – fluctuation de tension.

1.3.5 Distorsion de la forme d'onde

Une déviation en régime permanent d'une onde sinusoïdale est appelée distorsion de forme d'onde [10,32]. Il existe cinq types principaux de distorsion de forme d'onde : un décalage DC, les harmoniques, inter-harmoniques, entaillage, et le bruit électrique. Une série de Fourier est généralement utilisée pour analyser la forme d'onde non sinusoïdale.

1.3.5.1 Décalage DC

La présence d'un composant de courant continu et / ou de tension dans un système alternatif est appelée décalage continu [32]. Les principales causes du décalage DC dans les réseaux électriques sont les suivantes :

- Emploi de redresseurs et d'autres dispositifs de commutation électroniques.
- Perturbations géomagnétiques [16-17,23] provoquant les décalages DC.

Les principaux effets néfastes du décalage DC dans les réseaux alternés sont les suivants :

- Saturation en demi-cycle du noyau du transformateur [10,18].
- Génération d'harmoniques paires [10] en plus des harmoniques impaires [10,18].
- Chauffage supplémentaire dans les appareils, entraînant une diminution de la durée de vie des transformateurs , des machines tournantes et des dispositifs électromagnétiques.
- Érosion électrolytique des électrodes de mise à la terre et autres connecteurs.

1.3.5.2 Entaillage

Une perturbation périodique de la tension provoquée par les circuits de commutation de ligne à base de à thyristor à est appelée entaillage. Il apparaît dans la forme d'onde de la tension de ligne pendant le fonctionnement normal d'appareils électroniques de puissance lorsque le courant commute d'une phase à une autre. Pendant cette période d'encochage, il existe un court-circuit momentané entre les deux phases de commutation, réduisant la tension de ligne ; la réduction de tension n'est limitée que par l'impédance du système. L'entaillage est répétitif et peut être caractérisée par un spectre de fréquence assez élevée. En règle générale, il n'est pas possible de le mesurer avec un équipement normalement utilisé pour l'analyse harmonique. Les entaillages peuvent imposer des contraintes supplémentaires à l'isolation des transformateurs, des générateurs et des appareils de mesure sensibles.

1.3.5.3 Bruit électrique

Le bruit électrique est défini comme un signal électrique indésirable dont le contenu spectral large bande est inférieur à 200 kHz [10,12,32] et qui se superpose à la tension ou au courant du système d'alimentation dans les conducteurs de phase ou aux signaux de conducteurs neutres ou de lignes de signaux. Des connexions électriques défectueuses peuvent résulter de mauvaises connexions dans les systèmes de transmission ou de distribution, les fours à arc, les fours électriques, les appareils électroniques de puissance, les circuits de commande, les équipements de soudage, les charges avec redresseurs statiques, les mises à la terre incorrecte, les batteries de condensateurs éteintes, les variateurs de vitesse des moteurs électrique, Corona et circuits de communication à ligne large bande. Le problème peut être atténué en utilisant des filtres, des conditionneurs de ligne et des lignes ou des transformateurs dédiés. Le bruit électrique affecte les appareils électroniques tels que les micro-ordinateurs et les contrôleurs programmables.

1.3.5.4 Harmoniques

L'harmonique est définie comme « une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou d'une quantité ayant une fréquence qui est un multiple entier de la fréquence fondamentale généralement 50 ou 60 Hz ». Par exemple, la fréquence de l'harmonique h^{th} est h_f. Les formes d'onde non sinusoïdales périodiques peuvent être soumises à des séries de Fourier et peuvent être décomposées en la somme des composantes fondamentales et des harmoniques. Les principales sources d'harmoniques dans le réseau électrique sont les charges non linéaires.

Par conséquent l'harmonique est la présence d'une tension ou courant avec une fréquence multiple de tension / courant fondamental dans le réseau électrique. Par exemple, la figure 1.4 illustre une forme d'onde avec une fréquence fondamentale de 50 Hz et des cinquième (300 Hz), septième (420 Hz), onzième (660 Hz) et treizième harmonique (780 Hz).
Pour la mesure et la comparaison du contenu harmonique des formes d'onde, un paramètre est défini comme une distorsion harmonique totale (THD).[10,12-15]

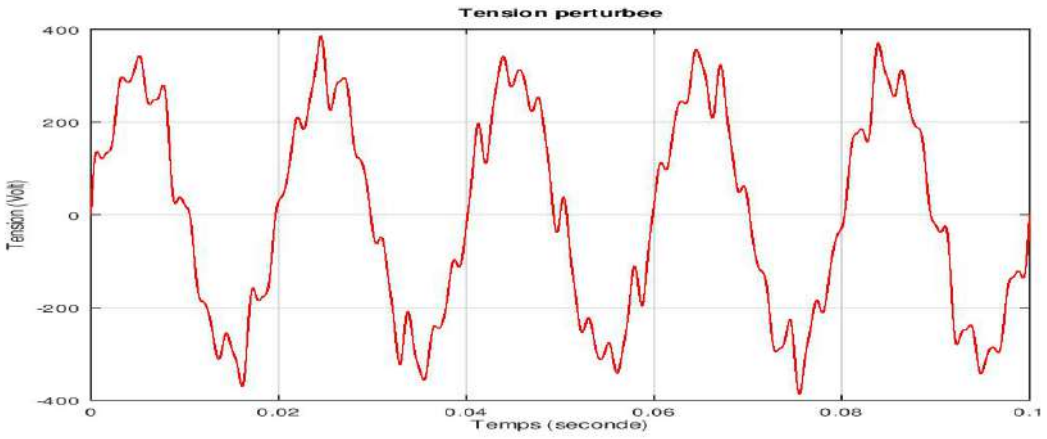


FIGURE 1.4 – Tension harmonique.

1.3.5.5 Inter-harmoniques

La fréquence des inter-harmoniques n'est pas un multiple entier de la fréquence fondamentale. Les inter-harmoniques apparaissent sous forme de fréquences discrètes ou d'un spectre de bande. Les principales sources de formes d'onde inter-harmoniques sont les convertisseurs statiques, les cyclo-convertisseurs, les moteurs asynchrone, les dispositifs d'arc et les ordinateurs. Les inter-harmoniques provoquent des papillotements, des couples basse fréquence [18], une augmentation supplémentaire de la température dans les machines asynchrones [15,20] et un dysfonctionnement des relais de protection [20].

1.3.6 Caractérisation d'un contenu harmonique pour un signal

Un signal $y(t)$ déformé et périodique de période Tpeut se décomposer en une somme d'ondes sinusoïdales et d'une composante continue éventuelle grâce à la décomposition en série proposée par le mathématicien Français Jean-Batiste Joseph Fourier

(1768-1830). Cette décomposition s'écrit sous les formes suivantes :

$$y(t) = y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} y_h \sqrt{2} \sin(h * wt - \phi_h) \tag{1.1}$$

Où :

- y_0 : Composante DC,
- h : Rang d'harmonique,
- y_h :Valeur efficace de chaque h harmonique,
- w : Pulsation fondamentale,
- ϕ_h :phase de chaque h harmonique.

1.3.6.1 La valeur efficace d'une onde non sinusoïdale

La valeur efficace d'une onde sinusoïdale est définie par :

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^T i_{max}^2 \cos^2(wt)dt} = I_{max}/\sqrt{2} \tag{1.2}$$

Pour une onde non sinusoïdale, la valeur efficace est défini par l'équation ci-dessus :

$$\begin{aligned} I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} & \\ = (\frac{1}{T}\int_0^T [I_{max}^{(1)} \cos(wt + \beta_1) + I_{max}^{(2)} \cos(2wt + \beta_2) & \\ + I_{max}^{(3)} \cos(3wt + \beta_3) + ...])^{1/2} & \end{aligned} \tag{1.3}$$

Par conséquent, la valeur efficace d'une onde non sinusoïdale est :

$$I_{rms} = [(I_{rms}^{(1)})^2 + (I_{rms}^{(2)})^2 + ... + (I_{rms}^{(H)})^2]^{1/2} \tag{1.4}$$

Si l'onde sinusoïdale contient des valeurs DC, alors :

$$I_{rms} = [I_{DC} + (I_{rms}^{(2)})^2 + ... + (I_{rms}^{(H)})^2]^{1/2} \tag{1.5}$$

1.3.6.2 Facteur de forme (FF)

Le facteur de forme (FF) est une mesure de la forme de la forme d'onde et est défini comme suit :

$$FF = \frac{I_{rms}}{I_{moy}} \tag{1.6}$$

Puisque la valeur moyenne d'une sinusoïde est égale à zéro, sa moyenne sur un demi-cycle est utilisée dans l'équation ci-dessus. Au fur et à mesure que le contenu harmonique de la forme d'onde augmente, son FF augmente également.

1.3.6.3 Facteur d'ondulation (RF)

Le facteur d'ondulation (RF) est une mesure du contenu d'ondulation de la forme d'onde et est défini comme :

$$RF = \frac{I_{AC}}{I_{DC}} \tag{1.7}$$

1.3.6.4 Facteur harmonique (HFh)

Le facteur harmonique (HFh) de l'harmonique hth, qui est une mesure de la contribution harmonique individuelle, est défini comme suit :

$$HF_h = \frac{I^h_{rms}}{I^1_{rms}} \tag{1.8}$$

Certaines références [10] appellent HFh la distorsion harmonique individuelle (IHD).

1.3.6.5 Taux de distorsion harmonique (THD)

L'indice harmonique le plus couramment utilisé pour indiquer le contenu harmonique d'une onde déformée avec un seul nombre est taux de distorsion harmonique (THD). Il s'agit d'une mesure de la valeur effective des composantes harmoniques d'une onde déformée, définie comme la valeur efficace des harmoniques exprimée en pourcentage de la composante fondamentale.

$$THD_y = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty}(y_h)^2}}{I^{(1)}} \tag{1.9}$$

Une valeur couramment citée de 5% est souvent utilisée comme ligne de démarcation entre un niveau de distorsion élevé et faible. La norme ANSI recommande la troncature de la série THD à 5 kHz, mais la plupart des instruments disponibles dans le commerce sont limités à environ 1,6 kHz (en raison de la limitation du largeur de la bande passante des transformateurs de potentiel TP et de courant TC [10,15]). Les principaux avantages du THD sont :

- Il est couramment utilisé pour une mesure rapide de la distorsion.
- Il peut être facilement calculé.

Certains inconvénients de THD sont :

- Il ne fournit pas d'informations d'amplitude.
- Les informations détaillées du spectre sont perdues.

THDi est lié à la valeur efficace de la forme d'onde du courant comme suit [16] :

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty}(I^h)^2} = I^{(1)}\sqrt{1 + THD_i^2} \tag{1.10}$$

1.3.6.6 Puissance de distorsion (D)

La distorsion harmonique complique le calcul des puissances et les facteurs de puissance car les équations de tension et de courant (et leurs produits) contiennent des composants harmoniques. Dans des conditions sinusoïdales, il existe quatre quantités standard associées à la puissance :

- La puissance apparente fondamentale (S_1) est le produit de la tension et du courant fondamentaux efficaces.
- La puissance active fondamentale (P_1) est le taux moyen d'apport d'énergie.
- La puissance réactive fondamentale (Q_1) est la partie de la puissance apparente qui est oscillatoire.
- Facteur de puissance à la fréquence fondamentale (ou facteur de déplacement) ($cos\Theta_1 = P_1/S_1$). La relation entre ces quantités est définie par le triangle de puissance :

$$(S_1)^2 = (P_1)^2 + (Q1)^2 \tag{1.11}$$

Si les formes d'onde de tension et de courant ne sont pas sinusoïdales (équation 1.11), l'équation ci-dessus ne tient pas car S contient des termes croisés dans les produits de la série de Fourier qui correspondent à des tensions et des courants de fréquences différentes, alors que P et Q correspondent à des tensions et des courants de même fréquence. Il a été suggéré de comptabiliser ces termes croisés comme suit [10,15,32] :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \tag{1.12}$$

En outre, le facteur de puissance fondamental (facteur de déplacement) dans le cas d'une tension sinusoïdale et de courants non sinusoïdaux est défini comme suit : [10]

$$\cos\Theta = \frac{P_1}{\sqrt{(P_1)^2 + (Q_1)^2}} \tag{1.13}$$

Et le facteur de déplacement harmonique est défini comme [10,16] :

$$\Lambda = \frac{P_1}{\sqrt{(P_1)^2 + (Q1)^2 + D^2}} \tag{1.14}$$

Les quantités de facteur de puissance et de déplacement sont indiquées en plus des quantités de puissance sur la figure 1.5. Une comparaison détaillée des différentes définitions de la puissance de distorsion D est donnée dans la référence [10,13-16].

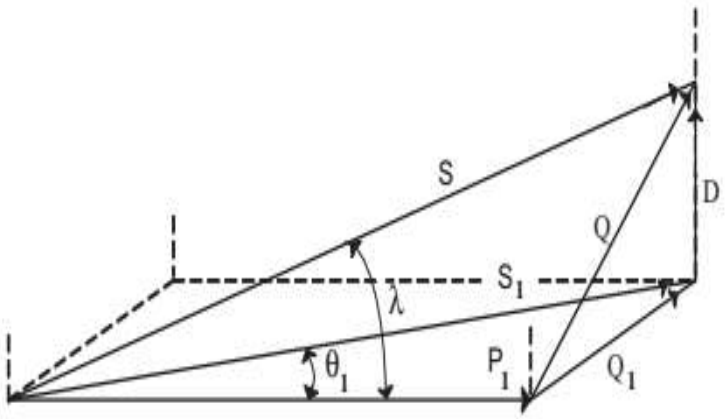


FIGURE 1.5 – Diagramme de phase en régime non-sinusoïdale.

1.3.7 Tension harmonique

Ces perturbations sont causées par la connexion de charges non linéaires au secteur, telles que des équipements intégrant une partie de l'électronique de puissance. Conformément à la norme EN 50160, dans des conditions de fonctionnement normales, le taux de distorsion harmonique totale (THD) de la tension d'alimentation (y compris toutes les harmoniques jusqu'à 40) ne doit pas dépasser 8%.

1.3.8 Sources harmoniques dans les systèmes électriques

De nombreuses charges non linéaires puisent les courants non sinusoïdaux des systèmes d'alimentation électrique. Ces courants non sinusoïdaux traversent différentes impédances dans les systèmes d'alimentation et produisent des harmoniques de tension. Ces harmoniques de tension se propagent dans les systèmes d'alimentation et affectent tous les composants du système. Ces sources harmoniques sont classées comme suit.

1.3.8.1 Lampes fluorescentes

La figure 1.6 montre le courant d'entrée d'une lampe fluorescente typique. La quantité d'harmoniques no. 3, 5, 7 et neuf sont élevés. Les résultats expérimentaux de [13] montrent les teneurs maximales et minimales en harmoniques d'une lampe à fluorescence. Une étude expérimentale détaillée de la distorsion harmonique et du facteur de puissance des lampes à efficacité énergétique est présentée par Etezadi-Amoli et Florence [14].

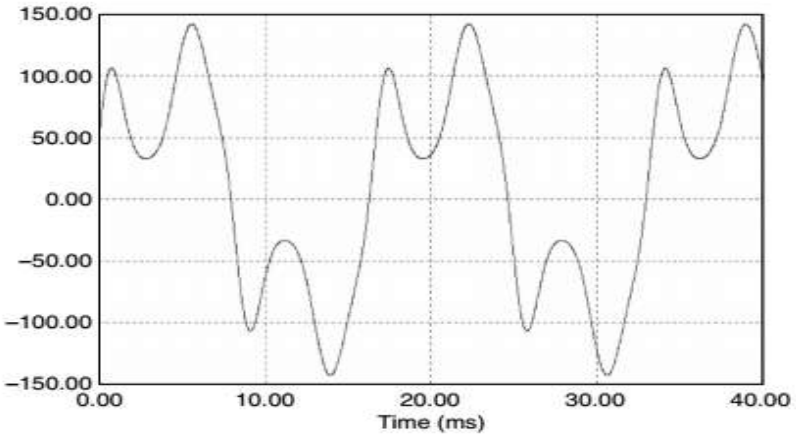


FIGURE 1.6 – Courant d'entrée pour une lampe fluorescente.

1.3.8.2 Alimentations à découpage

Les alimentations à découpage dans les appareils électroniques tels que les téléviseurs, les climatiseurs et les imprimantes laser ont des formes d'onde de courant d'entrée similaires. Bien que le courant d'entrée et la puissance de ces systèmes soient faibles comparés aux puissance du système d'alimentation, ils sont largement utilisés et peuvent être trouvés partout, par conséquent, la somme de leurs harmoniques entraîne une distorsion harmonique élevée dans les courants de ligne [15].

1.3.8.3 Four électrique

Le four électrique est l'un des dispositifs de distorsion à haute puissance et à haute harmonique dans les systèmes d'alimentation électrique. En fait, lorsqu'un four fait fondre une nouvelle chute d'acier, son courant n'est pas périodique et possède même un ordre d'harmoniques non entier [12]. Les cinquième et septième harmoniques élevés entraînent une distorsion élevée du courant d'entrée [16]. Par conséquent, des dispositifs d'atténuation des harmoniques sont utilisés à l'entrée de ces systèmes.

1.3.8.4 Systèmes à courant continu haute tension (HVDC)

Les systèmes à courant continu haute tension (HVDC) sont utilisés pour le transport à grande distance sur de grandes distances. Habituellement, dans les systèmes HVDC, des redresseurs à 12 impulsions sont utilisés pour la conversion AC / DC. En utilisant un onduleur 12 impulsions, côté AC, nous obtenons des harmoniques d'ordre 12 1 (n1, 2, 3,...). Les composantes harmoniques principales sont de l'ordre de 11 et 13. Du côté continu, il y a des harmoniques de l'ordre de 12n (n1, 2, 3...). Leurs amplitudes sont également considérablement élevées.

1.3.8.5 Variateurs de vitesse

Avec l'augmentation des variateurs de vitesse (VFD) dans les systèmes d'alimentation des moteurs électriques, ils sont devenus un problème majeur pour la qualité de l'énergie. La figure 1.7 montre le courant d'entrée d'un VFD typique et son spectre harmonique. Les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont considérablement élevées [16].

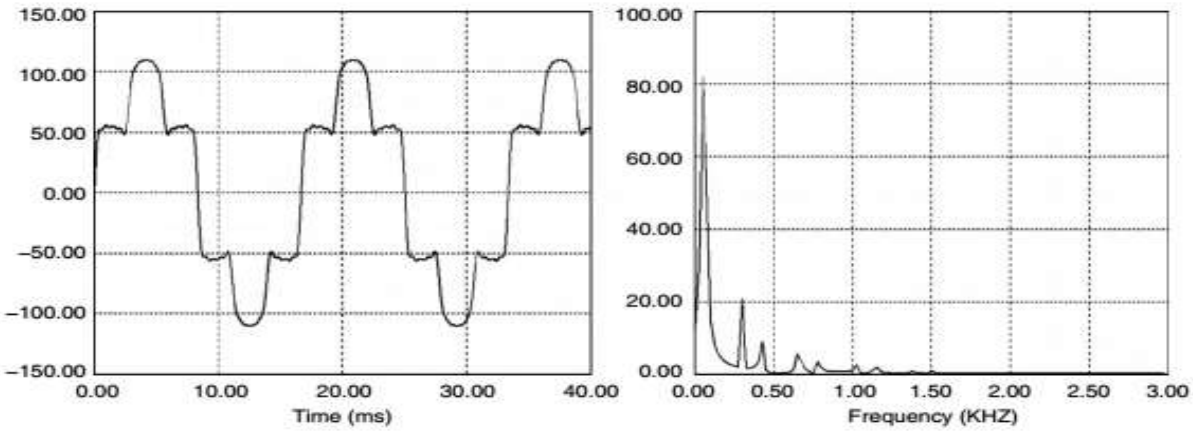


FIGURE 1.7 – Courant d'entrée d'un variateur de vitesse et son spectre harmonique.

1.3.8.6 Convertisseurs AC / DC

De nombreux convertisseurs / onduleurs monophasés de faible puissance et convertisseurs / onduleurs triphasés de forte puissance sont utilisés dans les systèmes d'alimentation électrique. Si le nombre d'impulsions du convertisseur / onduleur est p, l'ordre du courant harmonique côté AC sera np 1 (n1, 2, 3...). La figure 2.7 montre le courant d'entrée d'un convertisseur 6 impulsions typique et son spectre harmonique.

1.3.8.7 Autres charges produisant des harmoniques

Presque tous les appareils utilisant des composants électroniques de puissance tels que les systèmes de production d'énergie électrique renouvelable, l'éclairage à base de LED, les systèmes électroniques.

1.3.9 Effets des harmoniques

À l'exception des appareils tels que les fours et les fourneaux, qui produisent de la chaleur, la plupart des autres charges électriques sont sensibles aux harmoniques. En fait, les harmoniques peuvent conduire à leur mauvais fonctionnement. Les effets des harmoniques dans les systèmes d'alimentation et les charges électriques sont décrits ci-dessous.

1.3.9.1 Perturbation des appareils électriques et électroniques

Le passage de courants harmoniques à travers les lignes de transmission provoque des interférences avec les circuits de communication à proximité des lignes de transmission et peut entraîner un dysfonctionnement de ces circuits. D'autre part, les harmoniques provoquent des perturbations dans les charges sensibles des systèmes d'alimentation tels que les dispositifs médicaux sensibles, les circuits de contrôle et les ordinateurs [10,19]. Les circuits de commande fonctionnant au passage par zéro du courant ou de la tension ont une sensibilité accrue aux harmoniques et peuvent ne pas fonctionner correctement en présence d'harmoniques. Les passages à zéro sont cinq fois plus que la situation sans harmoniques.

1.3.9.2 Pertes plus élevées

La perte dans les lignes de transport d'énergie peut être exprimée comme suit :

$$P_{perte} = RI^2 \tag{1.15}$$

Où R est la résistance alternative de la ligne de transmission et I la valeur efficace du courant de la ligne. Si le courant comprend des harmoniques, nous avons :

$$I^2 = I_1^2 + \sum I_h^2 \tag{1.16}$$

Alors :

$$P_{perte} = R \sum I_h^2 \tag{1.17}$$

Bien que les courants harmoniques ne puissent pas appliquer de puissance active aux charges, ils entraînent des pertes plus importantes dans les lignes de transmission. Les harmoniques entraînent également des pertes plus élevées dans les transformateurs de puissance, qui sont proportionnelles au carré de l'amplitude harmonique. Des pertes excessives et des fluctuations de couple apparaissent également dans les moteurs électriques en présence d'harmoniques, car seule la composante fondamentale produit le couple moyen dans les moteurs et les harmoniques produisent des pertes au cœur et des fluctuations de couple [16].

1.3.9.3 Amplification du courant du neutre

La présence d'harmoniques de courant dans les systèmes d'alimentation électrique augmente les courants neutres. Dans ce cas, la partie la plus importante du courant neutre est le troisième harmonique. Les résultats expérimentaux de [23] montrent que, dans les circuits de lampes fluorescentes, le courant neutre correspond à 30% du courant de ligne. Dans d'autres charges non linéaires telles que les variateurs de vitesse, ce pourcentage est plus élevé. Les composants de courant harmoniques et les courants de neutre d'une alimentation typique d'une charge non linéaire monophasé sont présentés dans la figure 1.8[16,32]. Des courants neutres plus élevés, dans les systèmes

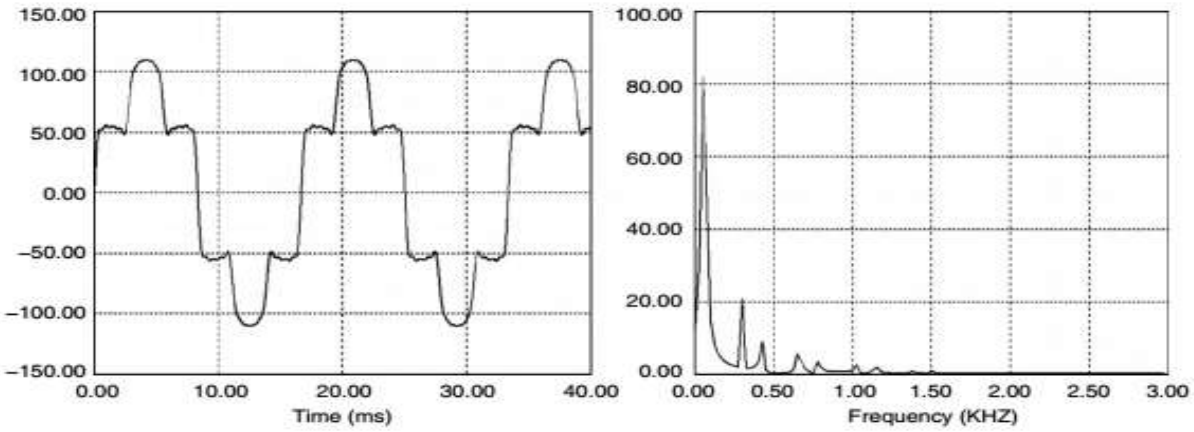


FIGURE 1.8 – Amplification du courant du neutree.

triphasés à quatre fils, en plus de la taille croissante du fil neutre, peuvent entraîner une surcharge des alimentations, des transformateurs surchargés, une distorsion de la tension et du bruit de mode commun.

1.3.9.4 Fonctionnement incorrect des appareils de mesure

La présence d'harmoniques de courant et de tension de plus de 5% peut entraîner un dysfonctionnement des dispositifs de mesure conventionnels utilisant des compteurs d'énergie en watt-heure [20].

1.3.9.5 Déclassement des équipements de distribution

La présence d'harmoniques augmente la valeur efficace des courants de phase et de neutre. Par conséquent, des fils plus épais sont nécessaires en présence d'harmoniques. Les transformateurs de distribution sont également déclassés. Les normes ANSI / IEEE C57.110-1986 recommandent l'équation suivante pour le déclassement d'un transformateur d'une puissance comprise entre 15 et 225 KVA.

1.3.9.6 Problème de résonance

L'un des problèmes causés par les harmoniques est la résonance dans les circuits de puissance. Les harmoniques de courant et de tension, qui sont générés par des charges non linéaires lors du passage dans le système d'alimentation ou une autre charge, peuvent entraîner un problème de résonance. Lorsqu'il y a une petite quantité de cinquième harmonique dans la tension de ligne, le courant de onzième harmonique consommé par la charge est trop élevé.

1.4 Techniques d'amélioration de la qualité d'électricité

Les charges non linéaires produisent des courants harmoniques qui peuvent se propager à d'autres endroits du réseau d'alimentation et éventuellement retourner à la source. Par conséquent, la propagation du courant harmonique produit des tensions harmoniques dans tous les réseau d'alimentation. Diverses techniques de compensation et topologies de circuit ont été proposées pour l'atténuation des harmoniques courant ou tension comme :

- Conception d'équipements de haute qualité.
- Ligne ou transformateur dédiée,
- Placement et dimensionnement optimaux des batteries de condensateurs.
- Surdimensionné les dispositifs du réseau d'alimentation.
- Filtres harmoniques (passifs, actifs, hybrides) et dispositifs d'alimentation personnalisés tels les PFC actif.

La pratique est la suivante, si, au niveau du PCC, les courants harmoniques ne sont pas dans les limites admissibles, le consommateur à charge non linéaire doit prendre des mesures pour se conformer aux normes. Toutefois, si les tensions harmoniques sont supérieures aux niveaux recommandés ou que les courants harmoniques injectés sont conformes aux normes, le distributeur public devra prendre les mesures appropriées pour améliorer la qualité de l'énergie.

1.4.1 Conception d'équipements de haute qualité

L'utilisation de dispositifs non linéaires et électroniques est en augmentation constante. Par conséquent, il est de plus en plus demandé aux concepteurs et aux fabricants de produits de produire des périphériques générant une distorsion de courant inférieure à les norme internationaux, et aux utilisateurs finaux de sélectionner et d'acquérir des appareils de haute qualité[4]. Ces actions ont déjà été lancées dans de nombreux pays, comme en témoignent les améliorations apportées aux ballasts de lampes fluorescentes, l'inclusion de filtres avec lampes à économie d'énergie, les améliorées sur les variateurs de vitesse PWM, les chargeurs de batterie haute qualité, les alimentations à prélèvement sinusoïdale avec l'intégration d'un correcteur de facteur de puissance actif a base du convertisseur booste comme il est présenté dans la figure 1.9.

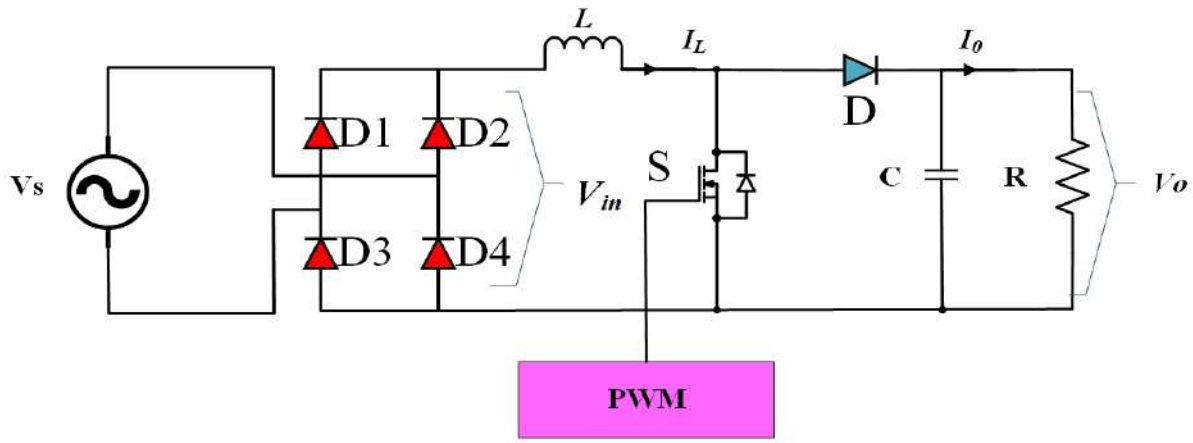


FIGURE 1.9 – Correcteur de facteur de puissance monophasé.

1.4.2 Filtrage actif de puissance

Diverses méthodes de compensation et topologies de circuit ont été proposées pour l'atténuation des harmoniques et la compensation de charge. Ainsi, dans les années 1970 [30-31,36], les principes de compensation de base des filtres de puissance actifs

(APF) ont été proposés. Les APF sont des circuits inverseurs, comprenant des dispositifs actifs, c'est-à-dire des commutateurs à semi-conducteurs qui peuvent être contrôlés pour agir en tant que générateurs de courant harmonique ou de tension. Toutefois, les conditionneurs de ligne d'alimentation actifs n'ont pratiquement pas progressé au-delà de la phase de test en laboratoire, car la technologie des circuits était trop médiocre pour mettre en pratique le principe de compensation dans les années 1970. Au cours des 5 à 10 dernières années, les progrès remarquables des dispositifs de commutation rapide tels que les transistors à jonction bipolaires et les thyristors à induction statique ont suscité l'intérêt pour l'étude du filtre de puissance active en série et en dérivation pour la puissance réactive et la compensation harmonique. En 1982, un conditionneur actif shunt de 800 kVA, constitué d'onduleurs à modulation de largeur d'impression à source de courant et de thyristors à déclenchement de porte (GTO), a été mis en service pour la première fois dans le monde. Les filtres Active Power, ou APF, peuvent être utilisés comme une solution pratique pour résoudre les problèmes causés par le manque de qualité de l'énergie électrique. La technologie de fusion d'appareils électroniques de puissance et les nouveaux développements en traitement numérique (DSP) ont rendu leur utilisation pratique [30-31]. Ces filtres de puissance peuvent compenser totalement les charges non linéaires des systèmes de puissance électrique : harmoniques, puissance réactive, déséquilibres, etc. Ils peuvent donc être appelés des conditionneurs de ligne d'alimentation actifs (APLC). Comme il existe un grand nombre de configurations APF possibles, cette section présentera sous une forme nécessairement résumée les caractéristiques de celles couramment utilisées, en vue du nombre d'articles publiés auxquels ils sont référés ainsi que leur utilisation industrielle.

1.4.2.1 Filtres actifs de puissance parallèle (shunt)

Le principe de fonctionnement du filtre actif shunt (Figure 1.10) repose sur l'injection dans le réseau du courant harmonique consommé par la charge mais en opposition de phase, de sorte que la source de courant présente une forme d'onde sinusoïdale pure [10,30]. Contrairement aux filtres passifs, l'impédance du système affecte rarement les fonctions de filtrage et évite donc l'un des problèmes présentés par les filtres passifs. Cette configuration offre de bonnes caractéristiques de compensation, bien que leur application pratique présente certains inconvénients, dont ceux-ci peuvent être résumés comme suit :

- Il est difficile de construire un convertisseur PWM de forte puissance avec une réponse rapide et des pertes faibles
- Les filtres actifs ont un coût initial élevé par rapport aux filtres passifs.

- Le courant injecté dans le réseau par le filtre actif peut traverser d'autres filtres passifs et condensateurs connectés au système.

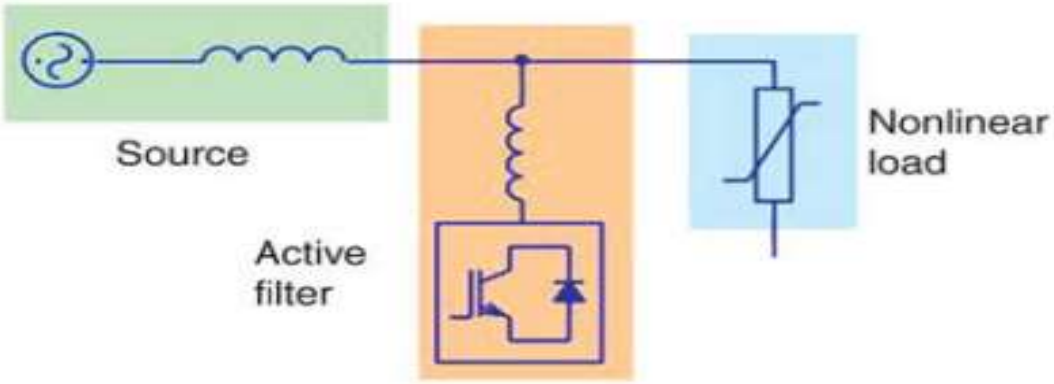


FIGURE 1.10 – Filtre actif parallèle.

1.4.2.2 Filtres actifs de puissance série

Dans cette configuration, le filtre actif est connecté en série avec la charge (voir Figure 1.11). Cette disposition permet d'éliminer les perturbations du signal de tension (déséquilibres, harmoniques, etc.) [10]. Selon le type de contrôle à établir par le filtre actif, il est possible d'une part d'éliminer la distorsion de la tension de forme d'onde produite par la charge et, d'autre part, de réguler la tension aux bornes de la charge indépendamment de chute de tension, surtension, distorsion ou déséquilibre des tensions d'alimentation. Ceci est effectué avec une configuration appelée restaurateur de tension dynamique ou DVR [30]. Lorsque le filtre actif en série est conçu pour compenser les harmoniques de tension générés par la charge, il génère la forme d'onde appropriée pour neutraliser la distorsion de la tension provoquée par la charge, afin que celle-ci ne soit pas transmise à la tension d'alimentation. Le principe de fonctionnement du DVR [10,30] est basé sur la génération d'une forme d'onde de tension de fréquence et d'intensité appropriées pour neutraliser les déséquilibres ou les distorsions de la tension d'alimentation, de sorte que la tension aux bornes de la charge présente la forme d'onde appropriée. Dans les environnements industriels, le DVR a été proposé comme moyen de réduire l'impact des perturbations de tension sur certaines charges. Cependant, la plupart du temps, ces appareils attendent simplement une perturbation et fonctionnent généralement bien en dessous de leur capacité [10,30]. De plus, ces dispositifs introduisent une impédance supplémentaire dans le réseau (car il sera connecté au réseau par couplage de transformateurs), avec les pertes qui en résultent. Par conséquent, il

est habituel d'inclure des fonctionnalités supplémentaires dans ces appareils en plus de leur fonctionnement en tant que DVR.

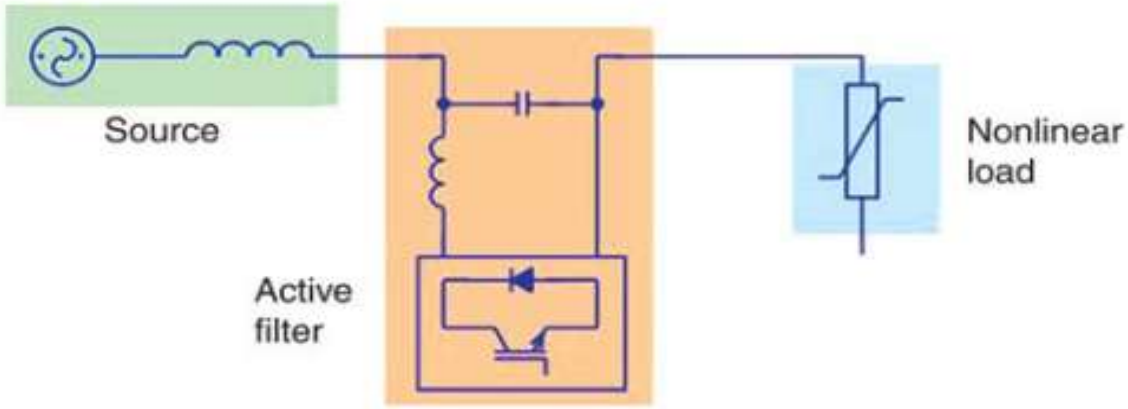


FIGURE 1.11 – Filtre actif série.

1.4.2.3 Filtres actifs hybrides

fin de tirer parti des différentes forces de chacune des méthodes de filtrage, différentes combinaisons de topologies de filtres ont été proposées [10,12-15,30]. Vingt-deux d'entre elles ont jusqu'à présent été proposées. Cette section présente brièvement certaines des personnes les plus citées dans la littérature technique. La figure 1.13 montre la combinaison d'un filtre passif et d'un filtre actif connectés en parallèle à la charge [30]. Le filtre passif supprime les harmoniques les plus importantes, réduisant ainsi la puissance du filtre actif. Cette topologie présente les mêmes inconvénients que ceux associés aux filtres passifs à connexion parallèle. La figure 1.13 montre une topo-

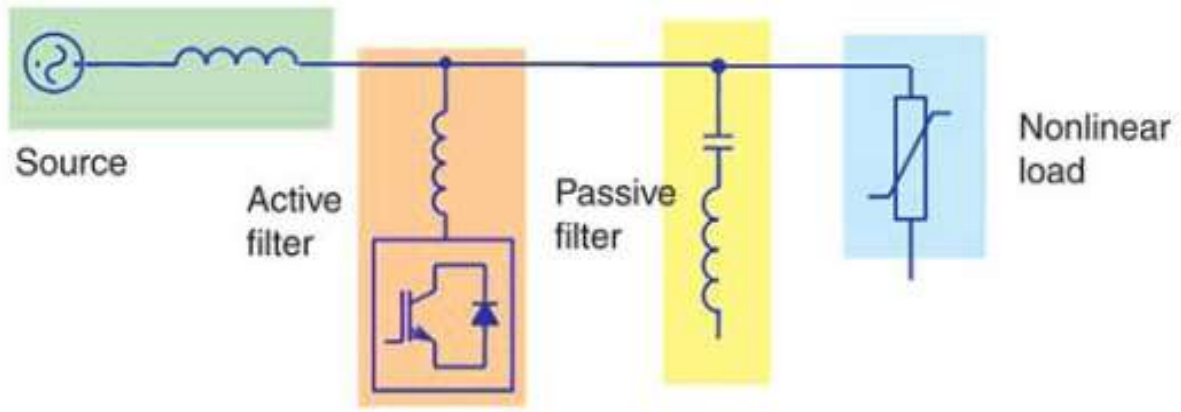


FIGURE 1.12 – Combinaison d'un filtre passif et d'un filtre actif connectés en parallèle.

logie hybride composée d'un filtre actif en série avec la source et d'un filtre passif en

parallèle avec la charge [10,30]. Diverses stratégies de contrôle sur le filtre actif ont été testées afin d'améliorer les caractéristiques de filtrage du filtre passif [30]. D'autres stratégies ont également inclus le contrôle de la tension à la charge [30]. Dans ce dernier cas, une stratégie commune consiste à générer une tension dans le filtre actif proportionnelle à l'harmonique du courant d'alimentation. Ici, le filtre actif se comporte comme une barrière à haute impédance pour les harmoniques du courant de charge. Cela améliore les performances du filtre passif, d'abord en évitant les résonances possibles et en deuxième lieu en rendant la fonctionnalité de filtrage du filtre passif indépendante de l'impédance de la source. De plus, ceci peut être réalisé avec un filtre actif à puissance nominale réduite. Enfin, la figure 1.14 montre une autre topologie de filtre hybride utili-

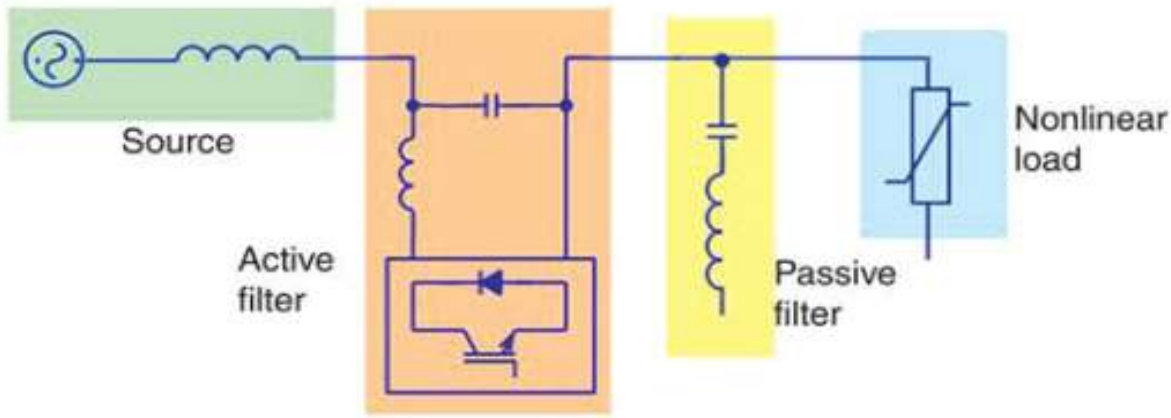


FIGURE 1.13 – Combinaison d'un filtre actif en série avec la source et d'un filtre passif en parallèle avec la charge.

sée pour éliminer les harmoniques actuelles [30]. Un filtre actif et un filtre passif sont connectés en série et l'ensemble est connecté en parallèle avec la charge. La stratégie de contrôle du filtre actif repose sur la génération d'une tension proportionnelle aux harmoniques du courant source. Cette configuration améliore les performances du filtre passif, avec un filtre actif de puissance réduite par rapport à la puissance requise pour un filtre actif connecté en parallèle avec la charge. Cette configuration s'est révélée être un comportement amélioré pour l'atténuation des courants harmoniques et la compensation de la puissance réactive de la charge. D'autres configurations [10] ont été étudiées dans le but d'optimiser les paramètres de performance, la puissance nominale ou la réponse dynamique de l'APF.

1.4.2.4 Conditionneurs de qualité d'électricité unifiée

Une autre combinaison est illustrée à la figure1.15, qui présente un filtre actif en série et un filtre actif parallèle [10]. Ainsi, le filtre actif connecté en série élimine les pertur-

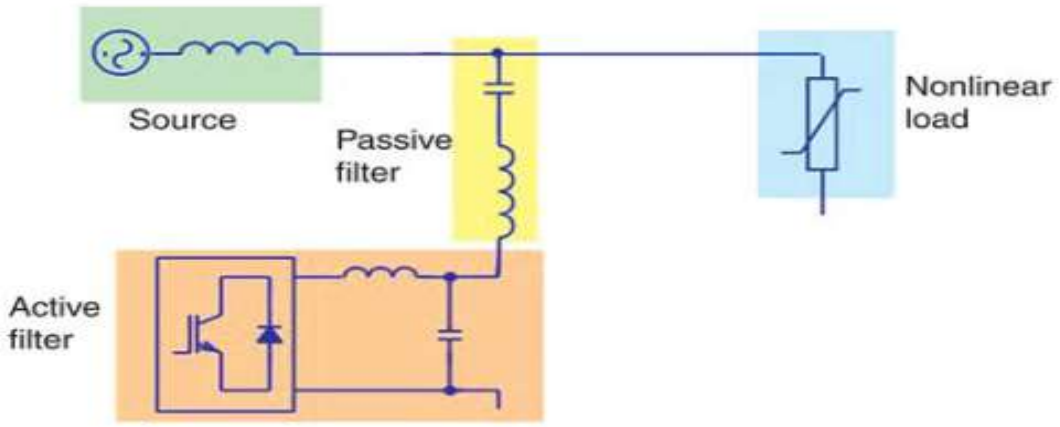


FIGURE 1.14 – Un filtre actif et un filtre passif sont connectés en série et l'ensemble est connecté en parallèle avec la charge.

bations de tension et le filtre actif shunt agit pour éliminer les perturbations de courant. Du point de vue fonctionnel, cette configuration peut agir de manière dynamique sur la tension et le courant. Elle a donc été appelée filtre actif universel ou conditionneur unifié de qualité de l'alimentation [10,30]. Le principal inconvénient de cette configuration est son coût relativement élevé.

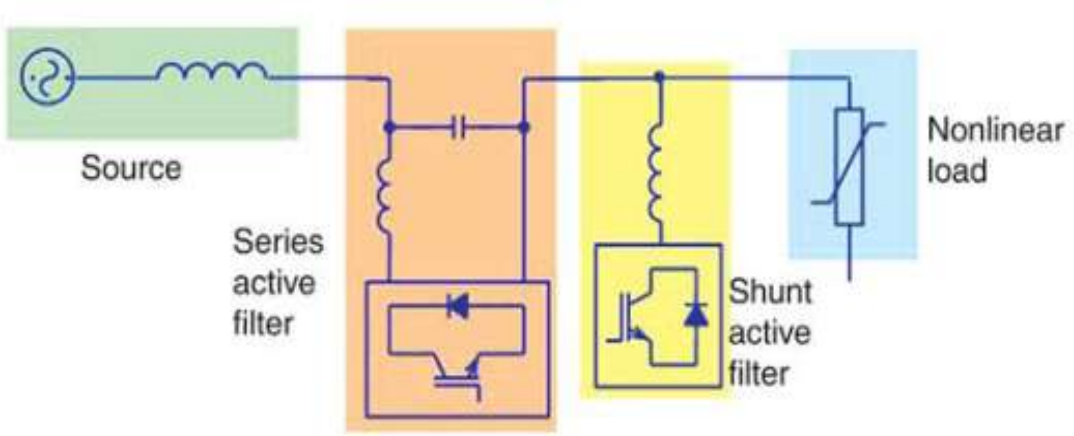


FIGURE 1.15 – Conditionneurs de qualité d'électricité unifiée.

1.5 Conclusion

Ce chapitre propose une introduction au concept de qualité de l'énergie électrique. Les perturbations pouvant apparaître dans la tension et le courant du réseau sont présentées. En ce qui concerne la tension, les différents types de perturbations sont définis et les conditions pour se conformer aux normes sont données. Une gamme de diffé-

rentes topologies de conditionneurs actifs a été présentée, et une brève introduction a été présentée sur ces conditionneurs et leur utilité du point de vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie. Ainsi, les conditionneurs actifs shunt, connectés en parallèle à la charge, se sont révélés utiles pour compenser la distorsion du courant. Les filtres actifs en série, connectés entre l'alimentation et la charge, éliminent les perturbations causées par les tensions d'alimentation. Les filtres hybrides comprennent des branches LC (inductance et condensateur) réglées sur des fréquences spécifiques. Ils peuvent également améliorer la qualité de l'alimentation avec des filtres actifs à puissance réduite. Enfin, les conditionneurs de qualité de l'alimentation unifiée (UPQC) sont présentés. Ils incluent un filtre actif en série et un filtre actif en shunt, leur permettant d'agir simultanément contre les perturbations de tension et de courant. Le prochain chapitre présentera l'intelligence artificielle tel que la logique floue les réseaux de neurones et les réseaux neurone floue et ses applications dans la qualité de l'énergie.

2 L'intelligence artificiel : Logique Floue, Réseaux de Neurones et les Réseaux neurones floue adaptatif ANFIS

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter et analyser quelques structures intelligents basées sur les concepts tels que la logique floues, les réseaux de neurones et les réseaux neuro-flous. Cette démarche est menée afin de lever une contrainte en contrôle relative à la nécessité de disposer d'un modèle le plus fidèle possible, sachant que l'erreurs de modélisation et les imperfections des modèles, contribuent à dégrader notamment les performances des lois de commande conventionnelles. Dans la première partie nous étudieront en détail les principes de la logique floue et ses applications dans le domaine du réglage puis nous décrirons les différentes solutions pour un organe de commande basé sur les principes de la logique floue. Ensuite, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous discuterons des algorithmes dits " réseaux de neurones ". Nous présenterons les propriétés des réseaux de neurones, les différents structures et les méthodes d'apprentissages connue dans la littérature. Enfin , dans la troisième partie de ce chapitre nous nous concentrerons en particulier sur la projection des système flous dans un réseau de neurone afin de former un système neuro-floue en tirant les profits de la logique floue et des réseaux de neurone.

2.2 La logique floue

2.2.1 Introduction

La logique floue est une théorie connue depuis que Zadeh a introduit le concept de sous-ensemble flous en 1965[33-34]. Par la suite, en 1974. Mamdani introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel, dans les années 80, la commande floue connait un essor considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno. La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et Modélisation symbolique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithme très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règle linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique [33].

2.2.2 Généralité sur la logique floue

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple : $très grand$, $grand$, $moyen$, $petit$. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x, appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance, [34-36]

2.2.3 Opérateur de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appel (complément, négation, inverse) [34]

2.2.3.1 Opérateur OU (l'intersection)

La fonction d'appartenance $\mu_{A\cup B}$ de deux ensembles A et B est définie pour tout $\mu \in u$ par :

- Mamdani :

$$\mu_{A\cup B}(u) = max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \tag{2.1}$$

- Sugeno :

$$\mu_{A\cup B} = \mu_A(u) + \mu_B(u) - \mu_A(u) * \mu_B(u) \tag{2.2}$$

2.2.3.2 Opérateur ET (l'intersection)

La fonction d'appartenance $\mu_{A\cap B}$ de deux ensembles A et B est définie pour tout $\mu \in u$ par :

- Mamdani :

$$\mu_{A\cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \tag{2.3}$$

- Sugeno :

$$\mu_{A\cap B} = \mu_A(u) * \mu_B(u) \tag{2.4}$$

2.2.3.3 Opérateurs NON (complément)

La fonction d'appartenance $\mu'_A(u)$ d'un ensemble A est définit, pour tout $\mu \in u$ par :

$$\mu'_A(u) = 1 - \mu_A(u) \tag{2.5}$$

2.2.4 Représentation des fonction d'appartenance

On représente les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenances. Donc à chaque sous-ensemble flou A_i est associé une fonction d'appartenance $\mu_{Ai}(x)$ ou x est la variable linguistique. Tel que, à chaque point x est associé une valeur précise de $\mu_{Ai}(x)$, qui désigne, le degré d'appartenance de x à A_i.

La fonction d'appartenance peut être présentée par plusieurs forme : triangulaire, trapézoïdale et gaussienne. On peut définir d'autres formes de fonctions d'appartenance, mais dans le réglage par logique flous, les formes déjà citées et illustrées sur **la figure 2.1** sont largement suffisantes pour délimiter les ensembles flous[34-35].

2.2.4.1 Fonction triangulaire

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les cordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}, 0)) \tag{2.6}$$

2.2.4.2 Fonctions trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètre $\{a, b, c, d\}$,qui déterminent les coordonnées des quatre sommes.

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}, 0)) \tag{2.7}$$

2.2.4.3 Fonction gaussienne

Elle est définie par deux paramètre $\{\sigma, m\}$,

$$\mu(x) = \exp(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}) \tag{2.8}$$

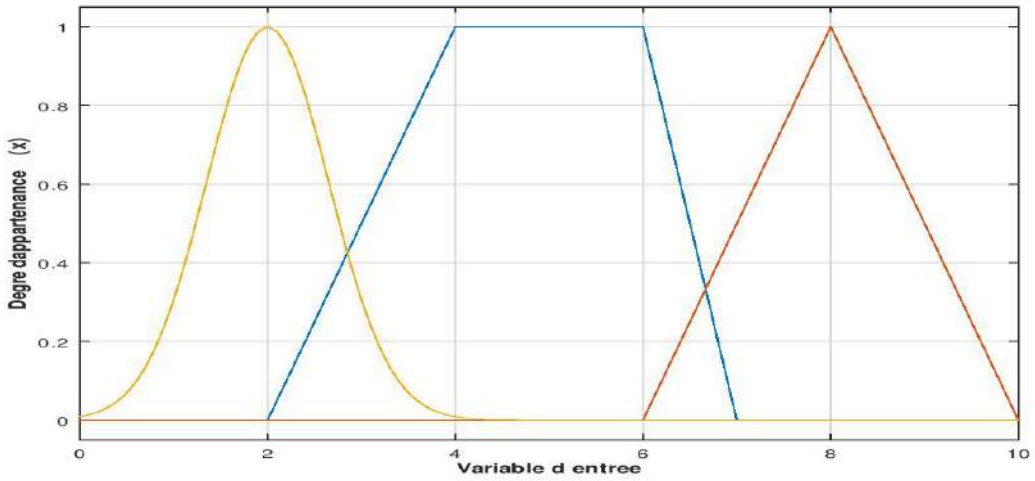


FIGURE 2.1 – Exemple de fonctions d'appartenance

2.2.5 Structure de base d'un contrôleur flou

Le contrôleur à base du logique flou est composé de quatre éléments de base[34-37] :

- Interface de fuzzification.
- Base de connaissances.
- Moteur d'inférence floue.
- Interface de défuzzification.

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans **la figure 2.2**,[33-34], [38-39] :

2.2.5.1 Interface de Fuzzification

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont des grandeurs physiques générées par des capteurs ou des estimateurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles en des variables floues[38]. Pour cela, on fait appel à une opération dite

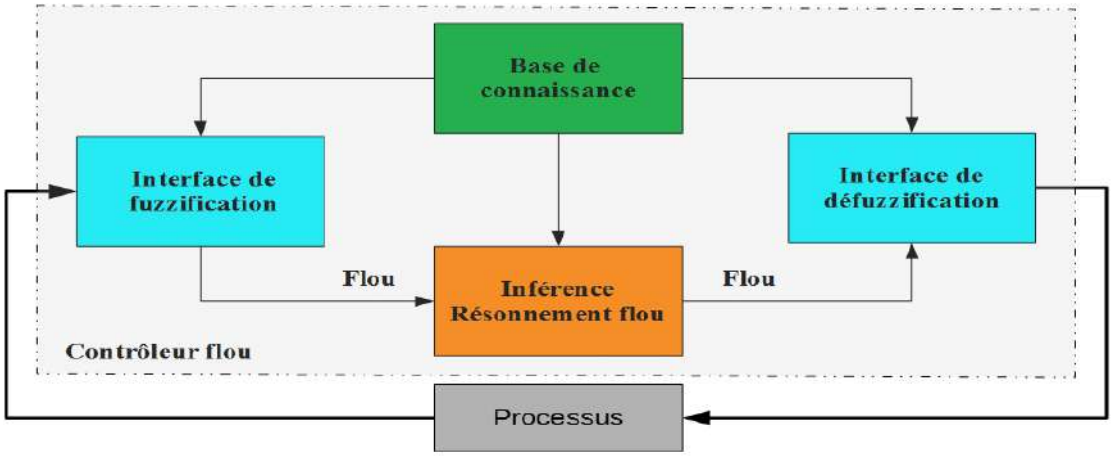


FIGURE 2.2 – Schéma synoptique d'un contrôleur flou

fuzzification, qui permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses sous-ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Chaque grandeur physique y utilisée doit être normalisée entre -1 et $+1$ en la devisant par max $(y_{max}, -y_{min})$. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en générale[38-40]. Bien qu'il n'existe pas des règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, des formes trapézoïdales et triangulaires. Quel que soit la forme choisie, il faut prendre certain es précautions dans la construction et la disposition des fonctions d'appartenance.

2.2.5.2 Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues[34-35].

- La base de données :

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.

- La base des règles floues :

Elle rassemble l'ensemble des règles floues de type « Si-Alors » décrivant en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert le comportement dynamique du système.
Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement,symboliquement

ou bien par matrice d'inférence.

2.2.5.3 Moteur d'inférence floue

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir [36] :

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani)
- Méthode d'inférence max-prod (Larsen)
- Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

2.2.5.4 Interface de défuzzification

La stratégie de commande utilisée est décrite par un ensemble de déclaration linguistique ou règles. Puisque le processus exige à ses entrées des valeurs non floues, l'ensemble flou de sortie du régulateur doit être défuzzifié. La défuzzification est l'opération qui consiste à extraire d'un ensemble flou une valeur numérique considérée comme valeur significative. Dans la commande en temps réel, un critère de choix de la commande de défuzzification est la simplicité de calcul[36-38].

- Méthode du plus grand maximum

Cette méthode donne comme résultat la plus grande valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance.

- Méthode du plus petit maximum

Elle donne comme résultat la plus petite valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance.

- Méthode de la moyenne des maximal

Elle donne comme valeur la moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal.

- Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle donne comme valeur le centre de gravité de l'ensemble flou. La sortie défuzzifiée y est définie par :

2.2.6 Structure de base d'un contrôleur flou

$$y = \frac{\sum_{L=1}^{M} \upsilon\prime\mu_{B\prime}(\upsilon\prime)}{\sum_{L=1}^{M} \frac{\mu_{B\prime}(\upsilon\prime)}{\sigma\prime^2}} \tag{2.9}$$

Ou $\upsilon\prime$ désigne le centre de gravité de la fonction d'appartenance de l'ensemble flou $B\prime$ et de défuzzificateur évalue premièrement $\mu_{B\prime}(\upsilon\prime)$ et $\upsilon\prime$ est une mesure de support de la fonction d'appartenance pour la l^{ieme} règle pour les fonctions d'appartenance gaussienne $\upsilon\prime$ est l'écart type[38].

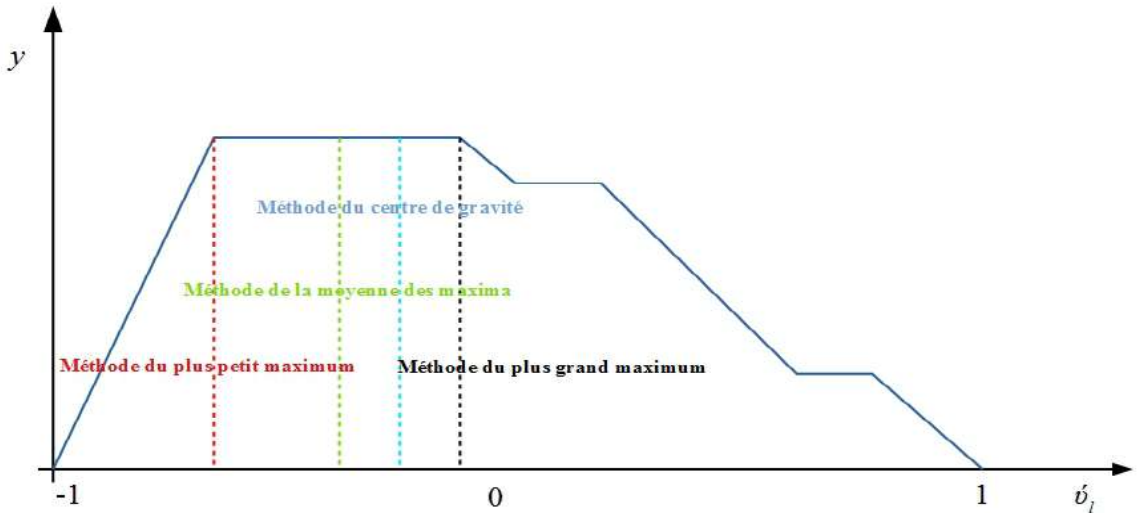


FIGURE 2.3 – Différentes méthodes de défuzzification

2.2.7 Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

Certainement, la commande par logique floue comporte un certain nombre d'avantages et d'inconvénients.

2.2.7.1 Les avantages

[36-40]

- La théorie est simple et s'applique à des systèmes complexes.
- Pas de modèles mathématiques requis du procédé à asservir.
- Robustesse de la commande floue vis à vis des incertitudes.
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines sur le système à commander.

2.2.7.2 Les inconvénients

- Technique de réglage essentiellement empirique.

  Performances dépendent de l'expertise.
- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse.[36,40]
- Implémentation en temps réel lourd au processeurs.

2.3 Réseaux de neurones artificiels

Les réseau neurones sont largement utilisés pour le contrôle, classification, l'identification et la prédiction [41]. Les réseaux de neurones, également appelés réseaux de neurones artificiels (RNA), sont des systèmes de traitement de l'information dont la conception s'inspire des études sur la capacité du cerveau humain à apprendre des observations et à généraliser par abstraction [42]. Les réseaux de neurones peuvent être formés pour apprendre des relations non linéaires arbitraires basées sur les données correspondantes. De tels algorithmes de contrôle ont été utilisés dans de nombreux domaines tels que le contrôle, l'ingénierie biomédicale, la reconnaissance de formes et le traitement de la parole, etc. Cette partie présente un résumé historique des réseaux de neurones artificiels (ANN) et de leurs principes fondamentaux. Nous ne ferons que décrire brièvement certains aspects fondamentaux. Un réseau de neurones est un processeur distribué en parallèle, qui peut filtrer et traiter des informations et prendre une décision. Un réseau de neurones ressemble au cerveau en deux idées de base[43-44] :

- Le réseau a besoin de beaucoup d'informations pour se former.
- Les connexions entre les neurones servent à stocker les informations.

L'utilisation de réseaux de neurones offre de nombreuses propriétés et fonctionnalités, telles que l'apprentissage adaptatif à auto-organisation, le fonctionnement en temps réel parallèle et la tolérance aux pannes par codage redondant des informations[43-47]. Du point de vue de la résolution des problèmes, les réseaux de neurones sont différents des ordinateurs conventionnels qui utilisent des algorithmes séquentiels, tandis que les réseaux de neurones agissent comme le cerveau humain, traitant les informations en parallèle, et pouvant également apprendre et généraliser à de nouveaux cas qui ne le sont pas[42]. Ils ont été inclus lors du processus de conception. Les réseaux de neurones peuvent traiter les informations plus rapidement que les ordinateurs classiques, mais ils ont l'inconvénient de ne pas suivre leur réponse étape par étape, comme cela

est le cas lors de l'exécution d'un programme conventionnel sur un ordinateur. Il est donc difficile de détecter les erreurs.

2.3.1 Similarité entre le système nerveux humain et les réseaux de neurones artificiels

La cellule du système nerveux des humains, appelée neurone, constitue la base et la source d'inspiration des réseaux de neurones artificiels. Il est donc important d'observer sa physiologie pour comprendre comment les chercheurs en ingénierie et en mathématiques essaient d'imiter les mécanismes de stockage et traitement de l'information dans le cerveau. Dans un neurone biologique.
Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites. Celles-ci sont parfois si nombreuses que l'on parle alors de chevelure dendritique ou d'arborisation dendritique. C'est par les dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le soma, corps du neurone [44-47]. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angströms entre l'axone du neurone afférent et les dendrites (on dit une dendrite) du neurone efférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse (figure 2.4

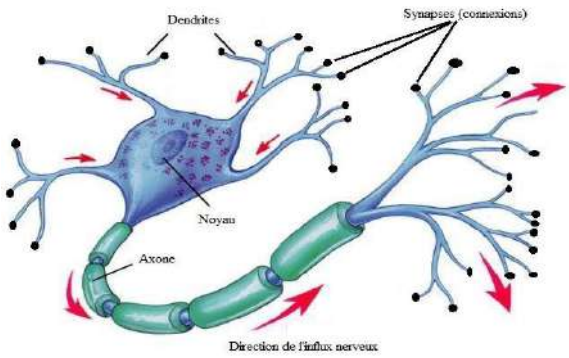


FIGURE 2.4 – Réseau de neurone biologique

2.3.2 Neurone formel

Le premier modèle du neurone formel a été présenté par Culloch et Pitts (figure 2.5). D'une façon générale, un neurone formel est un élément de traitement qui fait une sommation pondérée de u entrées $x_1 ... x_n$. Si cette somme dépasse un certain seuil

(fonction d'activation f), le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il ne transmet rien, comme il est indiqué par la figure suivante : Le modèle de la figure 2.5 est composé de :

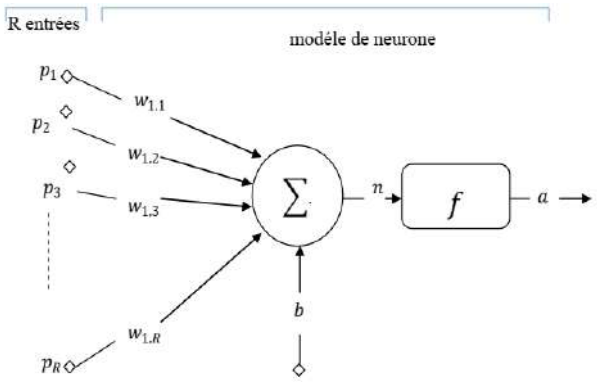


FIGURE 2.5 – Représentation du neurone artificiel

- Des entrées du neurone formel $p_1 ... p_n$.
- Des paramètres de pondération w_{ij} .
- De la fonction d'activation ou de seuillage (non-linéaire, forme en sigmoïde, ect. . .).
- Une sortie α du neurone formel.

La sortie n_i neurone formel est donnée par la relation suivant :

$$n_i = \sum_{j=0}^{n} w_{i,j} p_j \tag{2.10}$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$\alpha_i = f(n_j) \tag{2.11}$$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la (Figure 2.6). On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions d'activations sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ (ou$[-1, +1]$). Nous constatons que les équations qui décrivent le comportement des neurones formels n'introduisent pas la notion de temps. En effet, et c'est le cas pour la plupart des modèles actuels de réseaux de neurones, nous avons à faire à des modèles à temps discret, dont le comportement des composants ne varie pas dans le temps.[47]

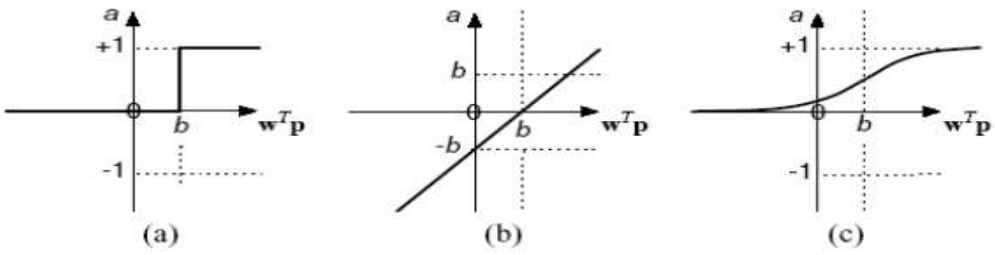


FIGURE 2.6 – Fonction d'activations les plus utilisées (a-Step ,b-Linear ,c-Sigmoid)

2.3.3 Les architectures neuronales

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau, décrivent la topologie du modèle .Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité (réseau à connexion complète) [42-45].

2.3.3.1 Les réseaux de neurones non bouclés

Un réseau de neurone non bouclé ou réseau unidirectionnel (feedforward networks) est représenté par un ensemble de neurones connectés entre eux telle que l'information circulant des couches entrées vers les couches sorties au travers d'éventuelles couches intermédiaires sans retour en arrière. Ce type de réseau comprend deux groupes d'architecte : les réseaux Mono-Couche et les réseaux Multi-couche. La Figure 2.8 illustre un RNA Multi-Couche non bouclé.

Réseaux non bouclés Mono-Couche Ce type de réseau possède une couche d'entrée recevant les stimuli à traiter par l'intermédiaire des nœuds sources. Cette couche se projette en une couche de sortie composée de neurones (nœuds de calcul) transmettant les résultats du traitement au milieu extérieur. La Figure 2.7 présente un réseau proactif Mono-Couche a 4 nœuds et 2 neouds de sortie. désignation Mono-Couche est attribuée à la couche de sortie .

les Réseaux non boucles Multi-Couches Ce type de réseaux proactifs se caractérise par présence d'une ou de plusieurs couche cachées. dont les nœuds de calcul correspondants s'appellent neurones cachés . les couches cachées s'interposent entre l'entrée du réseau et sa sortie. leurs rôle est d'effectuer un pré-traitement des signaux d'entrée, reçus par la couche d'entré en provenance du milieu extérieur, et de transmettre les résultats correspondants à la couche de sortie ou seront déterminées les

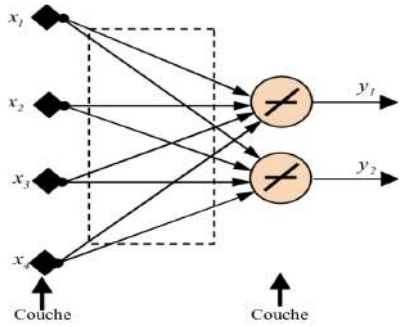


FIGURE 2.7 – Réseau de neurone non bouclé monocouche

réponses finales du réseau. Ce rôle de pré-traitement fait que ,en ajoutant une ou plusieurs couches cachées, le réseau est capable d'extraire plus de propriétés statistiques que celles extraites d'un réseau similaire ayant moins de couche cachées. Ceci est utile pour réaliser des fonctions plus complexes que de simple séparations linéaires.[43] La figure 2.8 illustre un réseau à deux couches cachées comportant 4 unités d'entrées, 6 et 5 unités pour les couches cachées et une unitée de sortie (réseau 4-6-5-1). Ce

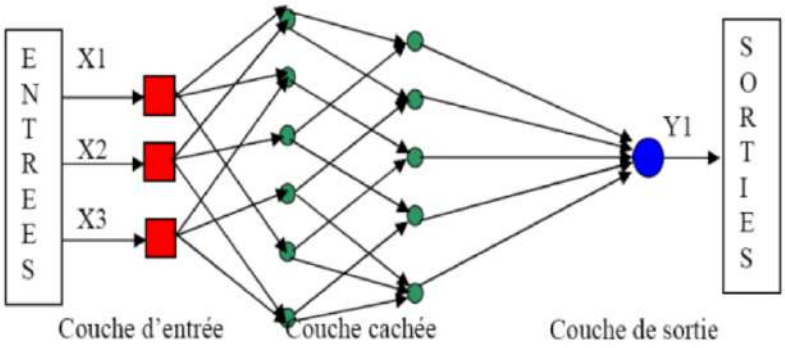


FIGURE 2.8 – Réseau de neurone non bouclé multicouche

réseau est dit complètement connecté dans le sens que chaque nœud d'une couche est connecté à tous les nœud de la couche adjacente suivante. Si éventuellement, des connexions manquaient entre des neurones de deux couche voisines, le réseau serait dit partiellement connecté.

2.3.3.2 Les réseaux de neurones bouclés

Les réseaux récurrents (recurrent networks) possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre éléments de la

même couche ou vers des couches amont[47]. Ces réseaux sont assez puissants, car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.

2.3.3.3 Les résaux de neurones à connexions complexes

Dans la catégorie des réseaux à connexions complexes se trouve tous les réseaux qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées. Nous pouvons mentionner les SOM (Self Organizing Map), LVQ (Learning Vector Quantization) ART (Adaptative Resonnance Theorie), RCE (Restric-ted Coulomb Energy), les réseaux probabilistes, etc.[47]

2.3.4 Apprentissage du réseau de neurones artificiels

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés. Définition : L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement. Dans le cas des réseaux de neurones artificiels, on ajoute souvent à la description du modèle l'algorithme d'apprentissage. Le modèle sans apprentissage présente en effet peu d'intérêt. Dans la majorité des algorithmes actuels, les variables modifiées pendant l'apprentissage sont les poids des connexions. L'apprentissage est la modification des poids du réseau dans l'optique d'accorder la réponse du réseau aux exemples et à l'expérience. Il est souvent impossible de décider à priori des valeurs des poids des connexions d'un réseau pour une application donnée. A l'issu de l'apprentissage, les poids sont fixés : c'est alors la phase d'utilisation. Certains modèles de réseaux sont improprement dénommés à apprentissage permanent. Dans ce cas il est vrai que l'apprentissage ne s'arrête jamais, cependant on peut toujours distinguer une phase d'apprentissage (en fait de remise à jour du comportement) et une phase d'utilisation. Cette technique permet de conserver au réseau un comportement adapté malgré les fluctuations dans les données d'entrées.[42,45,47] Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé ou non supervisé. Cette distinction repose sur la forme des exemples d'apprentissage. Dans le cas de l'apprentissage supervisé, les exemples sont des couples (Entrée, Sortie associée) alors que l'on ne dispose que des valeurs (Entrée) pour l'apprentissage non supervisé. Remarquons cependant que les modèles à apprentissage non supervisé nécessitent avant la phase d'utilisation une étape de labellisation effectuée l'opérateur, qui n'est pas autre chose qu'une part de supervision.

2.3.4.1 Apprentissage supervisé

Dans ce type d'apprentissage, on présente au réseau une entrée et la sortie désirée correspondante, les coefficients synaptiques sont alors ajustés dans le but de minimiser un critère de coût. Une fois l'apprentissage est effectué, le réseau est apte a accomplir la tâche prévue. Les performances du réseau sont évalués à l'aide d'un ensemble d'exemples (de même nature que l'ensemble apprentissage ou d'entraînement) dit ensemble de test. La méthode la plus utilisée pour ce type d'apprentissage est la rétropropagation[46].

2.3.4.2 Apprentissage non supervisé

Dans ce type d'apprentissage l'adaptation des coefficients synaptiques n'est pas basée sur la comparaison avec une certaine sortie désirée, mais c'est le réseau qui organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser une certaine fonction de coût, sans lui fournir d'autres éléments de réponses désirées. Cette propriété est dite Auto-organisation (self organisation)[45]. L'apprentissage comprend généralement quatre étapes :

- Initialisation des poids synaptiques du réseau, dans la pratique, cela se fait par des petites valeurs aléatoires non nulles.
- Présentation du signal d'entrée : le signal d'entrée est présenté en entrée du réseau,une sortie réelle sera calculée. Ce calcul est effectué de proche en proche de la couche d'entrée vers la couche de sortie, appelé "propagation d'activation".
- Calcul d'erreur : dans le cas où on a un apprentissage supervisé, l'erreur tiendra compte de la différence entre le signal d'entrée et le signal de référence.
- Calcul du vecteur de correction : à partir du vecteur d'erreur, on détermine la correction à apporter sur les poids synaptiques des connexions et aux seuils des neurones.

La rétro-propagation l'algorithme de rétro-propagation du gradient qui est le plus connu pour réaliser l'adaptation des réseaux multicouche. Il s'agit d'une méthode d'apprentissage supervisé, fondée sur la modification des poids du réseau dans le sens contraire à celui du gradient de l'erreur par rapport à ces poids[42,45-47]. La mesure de performance utilisée est l'erreur quadratique :

$$j = \frac{1}{2}\sum_{i}[y_i - y_i^*]^2 \tag{2.12}$$

Ou i parcourt les indices des neurones de sortie, et y_i et y_i^* représentent respectivement la sortie mesurée et sortie désirée pour ces neurones. Les poids du réseau sont modifiés en suivant la règle :

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial j}{\partial W_{ij}} \tag{2.13}$$

Où est η une constante positive appelée pas d'apprentissage. Le calcul de la quantité $\frac{\partial j}{\partial W_{ij}}$ se fait en partant de la couche de sortie et en se déplaçant vers la couche d'entrée. Cette propagation, suivant le sens inverse de celui de l'activation des neurones du réseau, justifie le nom de l'algorithme. Cet algorithme, présenté ici dans sa version la plus simple, possède de nombreuses variantes. En utilisant la méthode du deuxième ordre pour le calcul du gradient, on abouti à une formule requérante :

$$\Delta W_{ij}(t) = -\eta \frac{\partial j}{\partial W_{ij}} + \alpha \Delta W_{ij}(t-1) \tag{2.14}$$

Ou α est une constante appelée moment d'inertie et t représente le temps.

2.4 Système d'inférence neuronal flou adaptatif (ANFIS)

La commande par logique floue et réseaux de neurones artificiels sont les techniques de commande intelligentes les plus populaires [48]. Les deux ont des similitudes. La logique floue et le réseau neuronal ont le même objectif, à la fois tenter de modéliser le fonctionnement du cerveau humain. Dans les deux cas, le principe est de stocker les connaissances pour prendre un ordre de décision. La combinaison de ces deux techniques s'appelle le contrôle neural flou. Il s'agit fondamentalement d'une logique floue renforcée par un réseau de neurones visant à améliorer les caractéristiques de ce contrôleur, comme la flexibilité, le traitement des données et leur adaptation. Les règles floues obtenues par les experts humains ont été améliorées par l'architecture floue neuronale afin de décrire le comportement basé sur les entrées-sorties d'un système complexe en utilisant une base de données pour l'apprentissage. Les systèmes Neurone-flous permettent de combiner les avantages de deux techniques complémentaires. Les systèmes flous fournissent une bonne représentation des connaissances. L'intégration de réseaux de neurones au sein de ces systèmes flous améliore leurs performances grâce à la capacité d'apprentissage de réseaux de neurones. Inversement, l'injection des règles floues dans les réseaux de neurones, souvent critiques pour leur manque de lisibilité, clarifie la signification des paramètres du réseau et facilite leur initialisation, ce qui représente un gain de temps de calcul considérable pour leur identification[49-51].

2.4.1 Architecture d'un réseau ANFIS

Le système d'inférence floue Takagi – Sugeno est généralement utilisé sous la forme d'un système neuronal-flou appelé ANFIS. Il convient à la modélisation et au contrôle de processus complexes [49-50]. L'ANFIS est un réseau adaptatif proposé par Jang en 1993 ; il est proposé de tirer parti des atouts de la logique floue et des réseaux de neurones artificiels [49]. Il repose sur un modèle hybride combinant l'hypothèse FIS de type Takagi-Sugeno avec les bonnes connaissances de l'expert et les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones pour améliorer les performances du contrôleur intelligent [51]. ANFIS utilise un ensemble de données d'entrée et de sortie pour concevoir et former le système d'inférence floue. La structure proposée pour le système d'inférence neural-fuzzy adaptatif est présentée à la figure 2.9.Elle se compose essentiellement de cinq couches (règles de base, base de données, unité de décision, interface de fuzzification et interface de défuzzification).
Les règles forment, dans un Takagi-Sugeno ANFIS à deux règles [52-55], sont :

— Règle1 :

$$Si\ x\ est\ A1\ et\ y\ est\ B1\ Alors\ f_1 = p1x + q1y + r1 \tag{2.15}$$

— Règle2 :

$$Si\ x\ est\ A2\ et\ y\ est\ B2\ Alors\ f_2 = p2x + q2y + r2 \tag{2.16}$$

Où :
x, y : sont les variables d'entrées d'ANFIS
$A1$, $A2$, $B1$, $B2$ sont des ensembles flous.
f_k : sont les sorties.
pk, qk et rk : sont les paramètres de résultat de la règle k, ces paramètres sont calculés au cours du processus d'apprentissage.

2.4.1.1 La première couche (Fuzzification)

Cette couche permet la "fuzzification "des entrées x et y . Chaque neurone dans cette couche correspond à une variable linguistique[55-58]. Les entrées x et y sont passées par la fuzzification en utilisant des fonctions d'appartenances des variables linguistiques A_i et B_j, (généralement sont des formes triangulaires, trapézoïdales ou

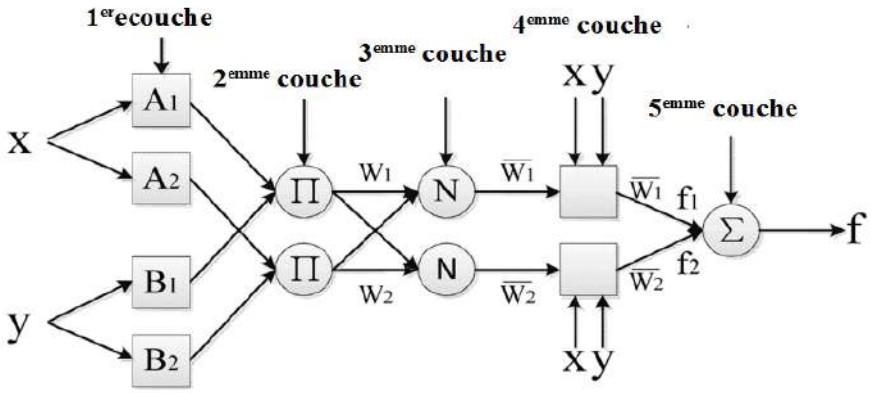


FIGURE 2.9 – Structure typique d'ANFIS à cinq couches

Gaussiennes). Par exemple,la fonction d'appartenance Gaussienne est définie par :

$$\mu_{A_i}(x) = \exp[-\frac{1}{2}\frac{(x-\overline{x_i})^2}{\sigma_{x_i^2}}] \tag{2.17}$$

$$\mu_{B_j}(y) = \exp[-\frac{1}{2}\frac{(y-\overline{y_j})^2}{\sigma_{y_j^2}}] \tag{2.18}$$

Où $\overline{y}$ est le centre et σ la largeur de la fonction d'appartenance. Les sorties de la première couche sont :

$$x_{1,i} = \mu_{A_i}(x) \quad \text{pour} \quad i = 1, 2$$

$$y_{1,j} = \mu_{B_j}(y) \quad \text{pour} \quad j = 1, 2$$

Alors,la valeur obtenue $\mu_{A_1}(x)$ représente le degré d'appartenance de la valeur x à l'ensemble A.

2.4.1.2 La deuxième couche (règles)

Chaque nœud correspond à une T-Norme floue (l'opérateur T-Norme permet de réaliser l'équivalent d'un "ET" booléen)[55-60]. Il reçoit la sortie des nœuds de fuzzification et calcule sa valeur de sortie grâce à l'opérateur produit (Cet opérateur est généralement utilisé mais il en existe d'autres : max, min ...). La fonction d'activation des neurones i de la première couche :

$$w_i = \min\{\mu_{A_i}(x)\mu_{B_j}(y)\}, i = 1, 2, j = 1, 2 \tag{2.19}$$

$$w_i = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_j}(y), i = 1, 2, j = 1, 2 \tag{2.20}$$

2.4.1.3 La troisième couche(Normalisation)

Cette couche normalise les résultats fournis par la couche précédente. Les résultats obtenus représentent le degré d'implication de la valeur dans le résultat final[55-60].

$$\overline{w_i} = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^{2} w_i} \tag{2.21}$$

L'ensemble des sorties de cette couche sont appelées :les poids normalisés

2.4.1.4 La quatrième couche (conséquents)

Chaque nœud de cette couche est relié aux entrées initiales. On calcule le résultat en fonction de son entrée et d'une combinaison linéaire du premier ordre des entrées initiales (Approche de TAKAGI - SUGENO)[60].

$$f_i^4 = y_i = \overline{w_i}(p_i x_1 + q_i x_2 + r_i) \tag{2.22}$$

Où $\overline{w_i}$ est la sortie de la troisième couche, et $\{p_i, q_i, r_i\}$ sont l'ensemble des paramètres désignés sous le nom : conséquents.

2.4.1.5 La couche de sortie(sommation)

Elle est constituée d'un seul neurone qui calcule la somme des signaux de la couche précédente,alors :

$$y = \sum_{i=1}^{2} y_i \tag{2.23}$$

Le système d'inférence neural-flou adaptatif ANFIS est basé sur un réseau de neurones de type MLP composé de 5 couches dans lesquelles chaque couche correspond à l'achèvement d'une étape d'un système d'inférence floue de Takagi Sugeno [61-63]. Supposons que cette architecture de système à inférence floue possède deux entrées x et y et une sortie f. Supposons que la base de règles contienne deux règles floues de type Takagi-Sugeno.

2.4.1.6 Algorithme d'apprentissage

En supposant des ensembles flous du type gaussien, le réseau ANFIS décrit, ci avant comporte 14 paramètres devant être optimisés (8 concernant les fonctions gaussiennes

et 6 à la linéarisation des sorties des règles). À cette fin, une base d'apprentissage est nécessaire. L'apprentissage consiste en la correction des paramètres (prémisses et conséquents) du réseau afin de généraliser une fonction de transfert (inconnue a priori) entre les entrées et la sortie du réseau. Celle-ci est constituée d'un ensemble de couples "entrées /sortie "connus (relevé de données)[60]. Le déploiement des algorithmes d'apprentissage sur cette base de données permet de construire une fonction d'approximation (de prédiction dans notre cas) de la sortie (sortie désirée) à partir des nouveaux vecteurs d'entrée. Les points forts de l'ANFIS consistent dans le mécanisme d'inférence distributif et. Par contre les règles sont non interprétantes et l'apprentissage se fait hors ligne. Nous allons présenter l'algorithme proposé pour l'apprentissage (i.e optimisation) de la structure du réseau neurone-flou. Le principe de cet algorithme est très simple : il consiste dans un premier temps et après avoir choisi les formes des fonctions d'appartenances ont mis les 14 valeurs à optimiser sous forme vectorielle :

$$\upsilon = [\, p_i \; q_i \; r_i \; \sigma_{x_i} \; \sigma_{y_j} \,] \, , i = 1, 2, \; j = 1, 2 \tag{2.24}$$

Ensuite on récrit les mesures et les entrées sous forme de matrice $M = [nm]$
n nombre d'entrée
m nombre d'échantillons de mesures
Pour obtenir les données appropriées et nécessaires pour remplir la matrice M, il faut choisir les signaux d'excitation à appliquer aux entrées du système. L'entrée appliquée sur le procédé à commander pour collecter les données doit avoir certaines caractéristiques :[49,60-63]

- elle ne doit pas être constante, ou par paliers.
- elle doit être homogène à la sortie en terme de valeur : si la fonction de transfert est une sigmoïde.

2.5 Conclusion

Nous avons présenté dons ce chapitre une description générale de la théorie du logique floue,réseaux de neurones, et les réseaux neurone-floue ANFIS , alors nous pouvons dire que : l'utilisation conjointe des méthodes neuronales et floues permet de tirer l'avantage des qualités de l'une et de l'autre. Principalement, des capacités d'apprentissage des premières et de la lisibilité et la souplesse des dernières. dans le prochain chapitre on va présenté la théorie et la commande du correcteur du facteur de puissance actif mono-phase avec les déférent technique d'intelligence artificiel avec une implémentation en temps réel.

3 Application à la commande du correcteur du facteur de puissance basé sur l'hacheur élévateur

3.1 Introduction

De nos jours, la qualité de l'électricité est devenue un problème stratégique pour les compagnies d'électricité, les clients, les sites industriels, le secteur de maintenance ou de gestion, et les équipements [4,10,32,64], essentiellement pour les raisons suivantes :

- Le besoin économique d'accroître la compétitivité pour les entreprises.

  La généralisation d'équipements sensibles aux perturbations de tension et / ou perturbateurs eux-mêmes.

- L'ouverture du marché de l'électricité.

Les alimentations à tension continue sont largement utilisées dans les applications industrielles et domestiques [17-19,64-69]. Généralement, les redresseurs à diodes sont les plus couramment utilisés à cause de leur simplicité, de leur robustesse, de leur faible coût et de leur architecture de base. Cependant, récemment, la grande utilisation d'alimentation à base de redresseurs à diodes provoque une augmentation des problèmes dans le réseau de distribution électrique en raison de la dégradation de la qualité de l'énergie [17,66-68]. En particulier, le redresseur à diodes à une distorsion de forme d'onde de courant de ligne très élevée (THD) avec une demande de puissance réactive importante et un faible facteur de puissance. De nombreuses solutions sont proposées pour limiter les problèmes causés par la dégradation de la qualité de l'énergie dans le réseau de distribution électrique. La technique de correction de facteur de puissance

active basée sur le convertisseur booste est l'une des solutions les plus adaptées à une application monophasée. Parce qu'elle a de nombreux avantages tels que :

- Courant d'entrée presque sinusoïdal avec une très faible distorsion.
- Facteur de puissance presque unitaire.
- Tension du bus DC réglable.

Les convertisseurs AC-DC sont des éléments de base dans les alimentations modernes. En effet, ils sont utilisés dans différentes applications à partir de quelques watts comme le chargeur de téléphones jusqu'à haute puissance comme le soudage électrique [66-69]. Bien qu'un correcteur APFC actif ait un coût élevé comparé à un redresseur à diode, mais c'est la solution la plus adéquate pour les applications monophasées contre les problèmes liés à la dégradation de la qualité de l'énergie. La correction de facteur de puissance active (APFC) a deux boucles de contrôle avec ces deux objectifs principaux : maintenir le courant dans l'inductance du hacheur élévateur suivant une référence sinusoïdale rectifiée et la tension de sortie DC suit la référence désirée avec un état transitoire court et un bon rejet de perturbations [36]. Classiquement, le régulateur proportionnel intégral et dérivé (PID) est le plus utilisé pour commander les convertisseurs de puissance [64-65,72-73]. Ce contrôleur est basé sur des techniques de modélisation et de linéarisation de système autour d'un point nominal. Le contrôleur PID obtient de très bonnes performances avec un système non variable avec le temps, cependant si ce système a une variation dans le temps, il provoque un changement dans la fonction de transfert du système et les contrôleurs PID ne donnent pas des performances satisfaisantes [36,68]. Pour surmonter ces problèmes, de nombreuses techniques ont été introduites. Une de ces techniques est l'intelligence artificielle qui est utilisée pour concevoir un contrôleur efficace et robuste pour améliorer les boucles de contrôle contre la non-linéarité et la variation des paramètres dans le temps. Parmi ces contrôleurs intelligents, la commande par logique floue [66,68, 74-76],les réseaux de neurones artificiels multicouche MLP [76-80] et le contrôleur hybride flou-neuronal. Récemment, le réseau de neurones et la logique floue sont devenus largement utilisés dans les convertisseurs d'électronique de puissance [66,70-71]. L'intégration de la puissance de la logique floue avec les capacités d'apprentissage des réseaux neuronaux constitue un système de contrôle efficace [56, 79-81]. Plusieurs travaux ont utilisé le système d'inférence neuronale floue adaptative (ANFIS) dans le diagnostic et le contrôle des systèmes complexes et non linéaires en raison de sa robustesse, sa capacité à s'adapter aux changements du système et sa capacité à traiter un grand nombre d'entrées et de sorties même imprécis et bruités. Dans ce chapitre, la conception, l'analyse et l'application en temps réel des différents types de contrôleurs à la boucle de tension de bus DC pour le conditionneur APFC monophasé avec un contrôleur de courant

à bande d'hystérésis. En premier temps ces contrôleurs sont conçus et vérifiés avec Matlab / Simulink, après. Une plate-forme DSpace ds1103 a été utilisée pour la validation expérimentale. Enfin, les performances en temps réel du contrôleur proposé en régime permanent et transitoire ont été comparées à celles d'un redresseur à diodes monophasé naturel.

3.2 Redresseur en pont monophasé

La figure 3.1 représente la topologie généralement utilisée pour un convertisseur monophasée AC-DC. Elle est composée d'un pont redresseur à quatre diodes alimentant une charge RC. Les figures 3.2 jusqu'à 3.4 représentent les formes d'ondes en temps réel de la tension de réseau, du courant d'entrée, et de son spectre. On remarque sur la figure que la distorsion de forme d'onde de courant de ligne est très élevée (THD=43,8%.) avec une demande de puissance réactive importante et un faible facteur de puissance égale à 0,82.

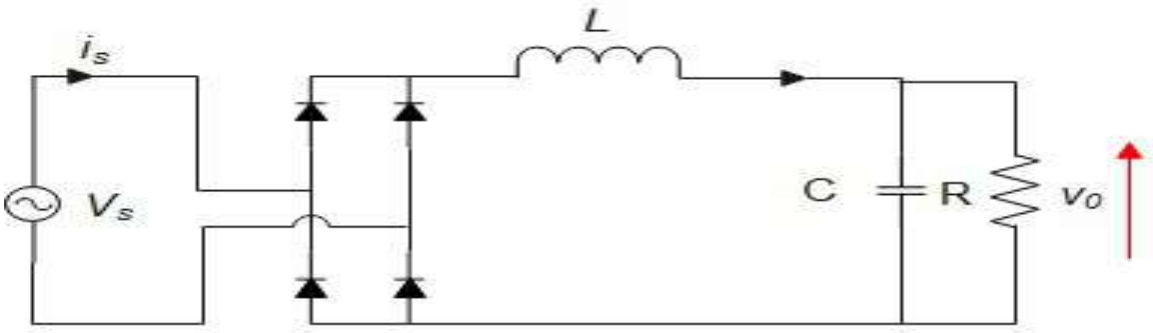


FIGURE 3.1 – Redresseur monophasé en pont à 4 diodes.

3.3 Correcteur du facteur de puissance Monophasé

La conception de base du circuit de puissance du correcteur de facteur de puissance actif monophasé est représentée sur la figure 3.5 Ce convertisseur APFC est utilisé pour minimiser les problèmes de qualité de puissance (PQ) relié au courant pollué. Il réduit la distorsion de forme d'onde du courant et atteint un facteur de puissance proche de l'unité dans une application monophasée et il est utilisé pour avoir une tension continue de sortie régulée au bornes du condensateur [66, 75-80]. Le convertisseur booste peut fonctionner dans trois modes[85] :

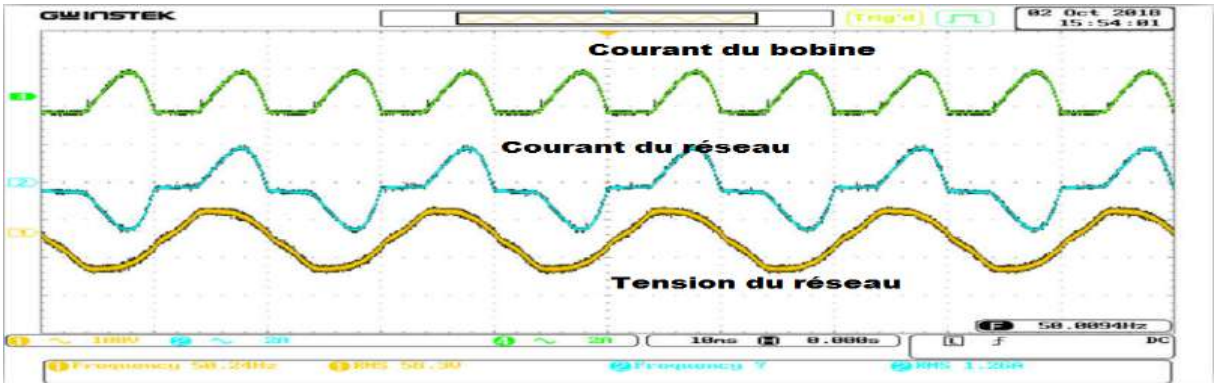


FIGURE 3.2 – Formes d'ondes du redresseur monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé)

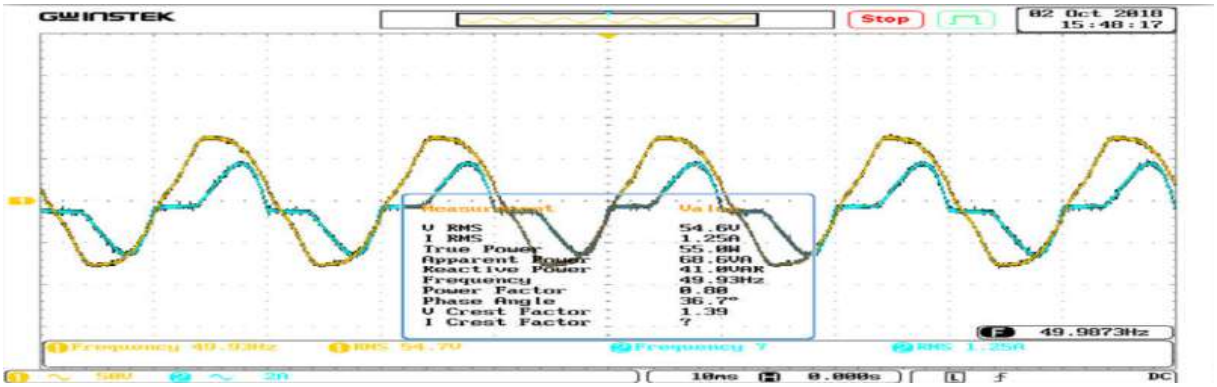


FIGURE 3.3 – Analyse PQ et facteur de puissance du redresseur monophasé

- Le mode de conduction continue (CCM).
- Le mode de conduction discontinue (DCM).
- Le mode de conduction critique (CrCM).

La figure 3.6 montre des formes d'onde simulées qui illustrent les courants d'inducteur et d'entrée dans les trois modes de fonctionnement, pour les mêmes conditions de tension et de puissance. En comparant DCM avec les autres, le fonctionnement en mode DCM semble plus simple que CrCM, car il peut fonctionner à fréquence constante ; cependant, DCM a l'inconvénient d'avoir le plus haut courant de crête comparé au CrCM et aussi au CCM, sans aucun avantage de performance par rapport au CrCM. Pour cette raison, CrCM est une conception pratique plus courante que DCM, par conséquent, ce travail exclura le mode DCM. CrCM peut être considéré comme un cas particulier de CCM, où l'opération est contrôlée pour rester à la limite entre CCM et DCM. Le mode CrCM utilise généralement un contrôle à temps constant ; la tension du réseau change pendant le cycle de ligne de 50 Hz, le temps de ré-initialisation de l'inductance du convertisseur booste varie, et la fréquence de fonctionnement change également afin de maintenir le mode de fonctionnement dans les limite. CrCM dicte au contrô-

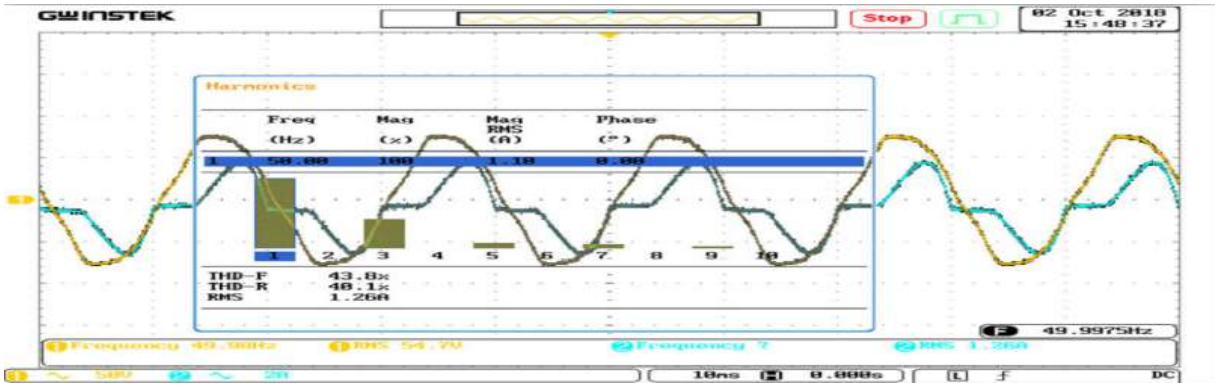


FIGURE 3.4 – Analyse harmonique (THD) du redresseur monophasé

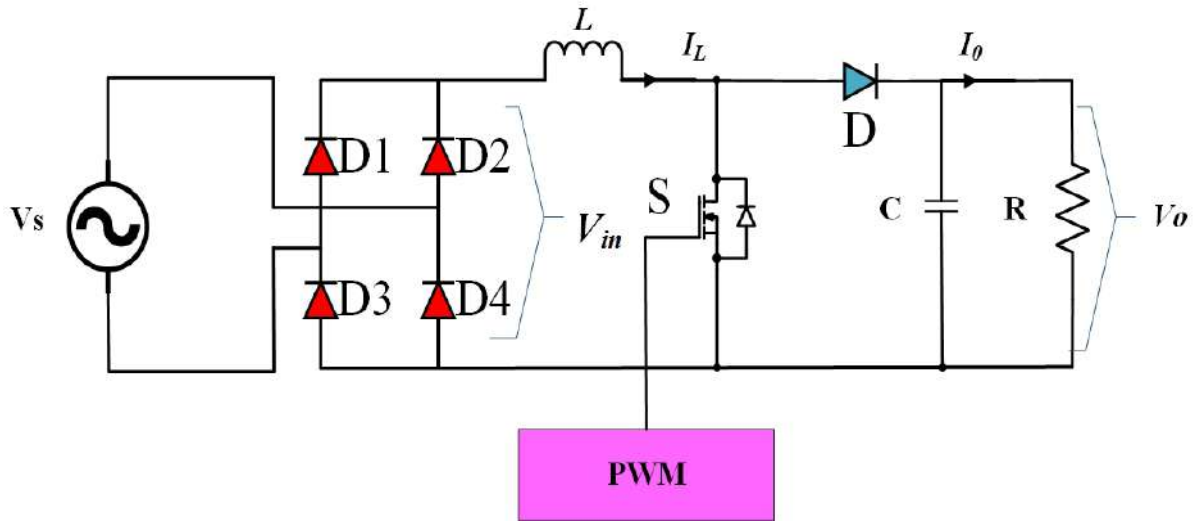


FIGURE 3.5 – schéma du correcteur de puissance monophasé à base d'hacheur elevataeur

leur de détecter le passage à zéro du courant inducteur afin de déclencher le début du cycle de commutation suivant[83-87]. L'ondulation du courant inducteur (ou le courant de crête) dans le mode CrCM est deux fois supérieure à la valeur moyenne, ce qui augmente considérablement le courant efficace du MOSFET et le courant de coupure. Mais puisque chaque cycle de commutation commence à un courant nul, et généralement avec un fonctionnement ZVS (Zero Voltage Switching), la perte d'activation du MOSFET est généralement éliminée. De plus, un autre avantage majeur du mode CrCM ,puisque la diode de redressement du convertisseur booste s'éteint également à un courant nul, les pertes de récupération inverse et le bruit dans la diode de convertisseur booste sont éliminés. Toujours est-il que le courant d'ondulation d'entrée élevé et son impact sur le filtre EMI d'entrée tendent à éliminer le mode CrCM pour les conceptions à haute puissance, sauf si des étages entrelacés sont utilisés pour réduire l'ondulation du courant HF en entrée. Une conception à haute efficacité peut être réalisée de cette façon, mais à un coût nettement plus élevé. Les équations de l'étage de puissance et les fonc-

tions de transfert pour CrCM sont les mêmes que CCM[85]. Les principales différences concernent le profil d'ondulation du courant et la fréquence de commutation, ce qui affecte le courant efficace et les pertes de commutation ainsi que la conception du filtre d'entrée. Le mode d'opération CCM nécessite un inducteur de filtre plus grand comparé à CrCM. Alors que les principales préoccupations de conception pour une inductance CrCM sont une faible perte de coeur HF, une faible perte d'enroulement HF et une valeur stable sur la plage de fonctionnement (l'inducteur fait essentiellement partie du circuit de synchronisation), l'inductance en mode CCM adopte une approche différente. Pour le PFC en mode CCM, l'ondulation de courant de l'inductance à pleine charge est généralement conçue pour représenter 20 à 40% du courant d'entrée moyen. Cela a plusieurs avantages :

- Le courant de fuite est plus faible et le facteur de courant efficace avec une forme d'onde trapézoïdale est réduit par rapport à une forme d'onde triangulaire, ce qui réduit les pertes de conduction du dispositif.
- Les pertes par coupure sont plus faibles en raison d'une coupure à un courant maximal beaucoup plus faible.
- Le courant d'ondulation HF à lisser par le filtre EMI est beaucoup plus faible en amplitude.

De l'autre côté, CCM rencontre les pertes d'amorssage du MOSFET, qui peuvent être exacerbées par les pertes de récupération inverse du redresseur de pfc due à la charge de recouvrement inverse(Qrr) . Pour cette raison, des diodes de récupération ultra-rapides ou des diodes Schottky avec un Qrr extrêmement faible sont nécessaires pour le mode de fonctionnement CCM[85-86]. En conclusion, nous pouvons dire que pour les applications de faible puissance, le fonctionnement en mode CrCM a l'avantage d'économiser l'énergie et d'améliorer la densité de puissance. Cet avantage peut s'étendre à des gammes de puissance moyennes, mais à un certain niveau de puissance moyen, la faible capacité de filtrage et le courant de crête élevé commencent à devenir de sérieux inconvénients. À ce point, le mode CCM commence à être un meilleur choix pour les applications de haute puissance. Étant donné que ce chapitre est destiné à prendre en charge des applications PFC haute puissance, un PFC avec un convertisseur booste en mode CCM a été choisi dans notre d'application.

Le circuit de puissance est basé sur un redresseur à diodes de pont complet suivi d'un convertisseur DC-DC élévateur. Lorsque le transistor de puissance du convertisseur élévateur est activé (S = 1), le courant circule dans l'inductance et l'inducteur stocke l'énergie sous forme de champ magnétique, la diode est bloquée et la charge est alimentée par l'énergie du cycle précédent stockée dans le condensateur [64-65]. Dans le deuxième mode de fonctionnement, le transistor est désactivé (S = 0) et la charge

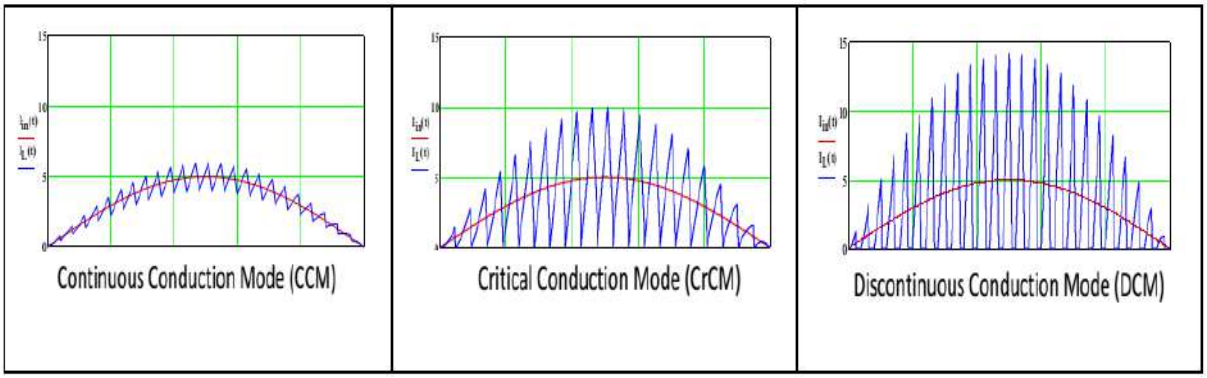


FIGURE 3.6 – Formes du courant de la bobine pour les trois modes de fonctionnement de l' hacheur élévateur.

est alimentée en même temps par la source d'alimentation AC et l'énergie stockée dans l'inducteur ensemble [64-65,75-78]. Le modèle d'espace d'états est présenté par l'équation 3.1 [64-65] :

$$\begin{cases} C\frac{dv_o}{dt} = (1-S)i_l - i - 0 \\ L\frac{di}{dt} = v_{in} - (1-S)v_o \end{cases} \tag{3.1}$$

Où :

C : est la capacité en Farad.

L : est l'inductance en Henry.

v_o : Présente la tension de sortie contenue DC.

i_l : est le courant qui circule dans l'inductance.

i_0 : est le courant de charge.

S : est l'état du MOSFET (0 ou 1).

Vs : est la tension de la source AC.

v_{in} : est la tension dans la sortie du redresseur à diode.

Pour obtenir un courant d'entrée sinusoïdal avec une faible distorsion et en phase avec la tension de ligne, l'algorithme de contrôle doit agir pour que la tension d'entrée voit tout le convertisseur avec sa charge comme une charge résistive [64-65]. Cette idée a été réalisée par une comparaison entre le courant détecté dans l'inductance et le courant de référence dérivé de la tension d'entrée via la boucle à verrouillage de phase PLL et son amplitude est contrôlée par la sortie du contrôleur de tension continue.

3.3.1 Dimensionnement du l'APFC

Ce qui suit est la conception du convertisseur et les équations d'estimation des pertes de puissance pour le APFC en mode CCM.Les spécifications de conception énumé-

rées dans le tableau 3.1 seront utilisées pour tous les calculs d'équations. De même, le convertisseur booste rencontre la contrainte de courant maximale et les pertes de puissance dans les conditions de tension de ligne minimale, par conséquent, toutes les équations de conception et les pertes de puissance seront calculées en utilisant la condition de tension de ligne basse comme le cas le plus défavorable[64-64,83-85].

TABLE 3.1 – Paramètres de dimensionnement du PFC.

Paramètres	Valeur
Tension réseau minimale (Vs)	50 V
Tension de sortie (v_o)	85 V
Puissance de charge (P)	150 W
Fréquence MLI maximale	50 kHz
Oscillation du courant du bobine max (ond_i)	25%
Oscillation du tension de sortie max (ondv)	5%

3.3.1.1 Inductance principal de l'APFC

Des inductances standard sont disponibles et utilisables pour une conception de premier passage, typiquement avec des enroulements mono-couches et une chute de perméabilité de 30% ou moins. Dans certaines circonstances, il peut être souhaitable d'optimiser davantage la configuration de l'inductance afin de répondre aux exigences d'un facteur de puissance élevé sur une large plage de courant d'entrée[85]. De nombreux contrôleurs PFC populaires utilisent un contrôle de boucle de courant à cycle unique, qui peut fournir de bonnes performances à condition que l'inducteur reste en fonctionnement CCM. En basse tension, cela ne pose aucun problème, mais pour le fonctionnement dans la bande de tension de 50 V_AC à 150 V_AC, le courant de fonctionnement sera beaucoup plus faible. Si une bobine est utilisée avec une valeur nominale d'inductance "stable", elle fonctionne bien pour les petites tensions mais elle entraîne un fonctionnement en mode DCM pour une partie significative de la plage de charge pour les grandes valeurs de tension de ligne, avec un facteur de puissance plus faible, THDi et EMI plus élevé. Un noyau de bobine oscillant (aussi appelé noyau de poudre), peut résoudre ce problème s'il est conçu avec la bonne capacité énergétique et avec une perméabilité à pleine charge de 75-80%, l'inductance s'oscille pour les petites charges. La valeur de l'inductance du PFC et son courant maximal sont déterminés en fonction de l'ondulation du courant inducteur maximal spécifiée[86]. La valeur de l'inductance du PFC est déterminée en fonction de l'ondulation du courant inducteur maximal spécifiée conditions de fonctionnement correspondantes comme indiqué ci-dessous :

$$L = \frac{\frac{V_s^2}{\%ond_i}}{P_0}(1 - \frac{\sqrt{2}V_s}{v_o})(\frac{1}{f_{mli}}) \tag{3.2}$$

$$L = \frac{\sqrt{2}P_0}{V_s})(1 + \frac{\%ond_i}{2}) \tag{3.3}$$

Dans le processus de sélection d'inductance, la première considération est d'aborder l'optimisation des pertes. L'équilibrage entre la perte de noyau et la perte de cuivre permet de sélectionner une taille d'inductance appropriée et de calculer l'exigence d'enroulement correspondante. La seconde considération est la caractéristique d'impédance de l'inducteur dans la gamme de fréquences globale. Cette caractéristique influence le comportement du bruit en mode différentiel du circuit PFC[85-86]. Particulièrement dans la partie haute fréquence, plus le niveau d'impédance de l'inducteur est élevé, plus le bruit du mode différentiel inférieur sera observé dans la ligne. Pour répondre à cette exigence, une capacité parasite plus faible de l'inducteur (couplage de condensateur à partir de fil de cuivre) est nécessaire. Une taille de noyau plus grande ou une perméabilité du cœur plus élevée peut également réduire efficacement la capacité parasite de l'inducteur en raison d'un enroulement moindre. Cependant, la perte du cœur augmentera en conséquence. Par conséquent, nous devons maintenir un équilibre entre la performance de l'inducteur et l'efficacité du noyau.
Un rendement élevé et une densité de puissance élevée est une exigence de la conception d'alimentation à découpage (SMPS). Pour répondre à cette exigence, des dispositifs de commutation rapides sont nécessaires pour coordonner avec l'augmentations de fréquence de fonctionnement du système. En augmentant la fréquence de commutation, la valeur d'inductance de l'inducteur peut être réduite, en tirant plusieurs avantages :

- Premièrement, la densité de puissance du système est augmentée car une taille de noyau plus petite peut être sélectionnée.
- Un autre avantage de la réduction d'inductance est de minimiser la distorsion « Cusp » induite, qui est l'une des distorsions de courant d'entrée qui apparaissent dans les passages par zéro de la tension d'entrée. Dans l'état de passage à zéro, la forme d'onde du courant ne suit toujours pas l'enveloppe sinusoïdale prédéfinie. C'est parce que le courant inducteur ne peut pas augmenter jusqu'à ce que la tension soit supérieure à zéro.

Étant donné que la valeur de l'inductance varie avec la tension du réseau et la plage de charge, ainsi que sur le cycle de la tension de ligne, il serait plus précis de modéliser la valeur de l'inductance en fonction de V_s, P_0 et t. afin d'obtenir une meilleure estimation

des courants et des pertes de commutation.

3.3.1.2 Pont redresseur

L'utilisation d'un pont redresseur avec un courant nominal plus élevé peut réduire la chute de tension directe V_f ce qui réduit la dissipation de puissance totale à un faible coût supplémentaire. Le pont redresseur a généralement la perte de semi-conducteur la plus élevée pour l'étage PFC[85]. La perte de puissance totale du pont est calculée en utilisant le courant d'entrée moyen qui circule à travers deux des diodes de redressement du pont et est indiquée par :

$$I_{moyen} = \frac{2\sqrt{2}P_0}{\pi V_s} \tag{3.4}$$

$$P_{redr} = 2I_{moyen}V_f \tag{3.5}$$

3.3.1.3 Transistor de puissance

Afin de sélectionner le transistor optimal, il faut comprendre les exigences du transistor dans un convertisseur booste en mode CCM. Les transistors haute tension ont plusieurs familles basées sur différentes technologies[83,85]. Pour un convertisseur élévateur, voici quelques considérations majeures en matière de sélection de transistor pour une conception d'application à haute efficacité :

- Commutation marche / arrêt rapide pour réduire les pertes de commutation de l'appareil.
- Capacité de sortie faible C_{oss} pour une énergie de commutation faible et pour augmenter l'efficacité pour les faibles charges.
- Tension de claquage de drain-source V_{BR} (DSS) pour gérer les points de dépassements et les pointes de tension.
- Faible résistance thermique R_{thJC}. La sélection de l'emballage doit tenir compte de la résistance thermique totale résultante de la jonction à la température ambiante, et de la dissipation des surtensions dans les cas les plus défavorables, généralement sous les sauts de cycle et de reprise en charge.
- La vitesse de commutation de la diode antiparallèle n'est pas importante, car la diode de corps ne conduit jamais dans le convertisseur élévateur en mode CCM.

Le courant efficace du transistor à travers le cycle de réseau de 50 Hz peut être calculé par l'équation suivante, et par conséquent la perte de conduction de MOSFET peut être obtenue comme :

$$Itr - eff = \frac{P_0}{V_s}\sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_s}{3\pi V_0}} \tag{3.6}$$

$$Ptr - cond = R_{on(100°c)}I_{tr-eff} \tag{3.7}$$

3.3.1.4 Diode rapide

La sélection de la diode rapide est une décision de conception majeure dans le convertisseur booste en mode CCM.[83-85] Puisque la diode est commutée durement à un courant élevé, la récupération inverse peut causer une perte de puissance, un bruit et des pics de courant importants. La récupération inverse peut être un goulot de bouteille pour une fréquence de commutation élevée et des alimentations à forte densité de puissance. De plus, pour les petites tensions, le cycle de fonctionnement de conduction de diode disponible est très faible, et le courant direct est relativement élevé par rapport au courant moyen. Pour cette raison, les premiers critères de sélection d'une diode dans booste en mode CCM sont une récupération rapide avec une faible charge de reprise inverse, suivie de V_f fonctionnant à un courant direct élevé. Le courant moyen de diode pour un convertisseur booste et les pertes de conduction sont :

$$ID - moyen = \frac{P_0}{v_o} \tag{3.8}$$

$$PD - cond = V_{f-diode}ID - moyen \tag{3.9}$$

Perte de commutation de diode, qui est réalisée par le transistor du convertisseur booste est :

$$PD - comut = 0.5v_oQ_cf \tag{3.10}$$

Les pertes totales de diode sont :

$$PD - tot = PD - cond + PD - comut \tag{3.11}$$

3.3.1.5 Condensateur de sortie

Le condensateur de sortie est dimensionné pour répondre à la fois aux exigences de temps de maintien (environ 10 ms)[82-84] et une ondulation de tension à basse

fréquence inférieur à (5%). La valeur du condensateur est sélectionnée pour avoir la plus grande valeur parmi les deux équations ci-dessous :

$$C_1 \geq \frac{2P_0 t_{maintien}}{v_o^2 - v_{o-min}^2} \tag{3.12}$$

$$C_2 \geq \frac{P_0}{2\pi f \Delta v_o v_o} \tag{3.13}$$

$$C = \max(C_1, C_2) \tag{3.14}$$

Le courant efficace du condensateur à travers le cycle de ligne de 50 Hz peut être calculé par l'équation suivante :

$$I_{c-RMS} \geq \sqrt{\frac{8\sqrt{2}P_0^2}{3\pi V_s v_o} - \frac{P_0^2}{v_o^2}} \tag{3.15}$$

$$P_{perte-cap} = I_{c-RMS} ESR \tag{3.16}$$

Avec :
ESR :est la résistance interne du condensateur.

3.4 L'interférence électromagnétique EMI

EMI est un facteur de qualité très important pour une alimentation à découpage (SMPS)[85-87], en particulier en ce qui concerne les commutateurs de puissance dans le SMPS qui sont la principale source d'EMI basée sur la commutation rapide (di / dt et dv / dt élevé). Normalement, le circuit PFC sera le premier étage d'entrée qui se connecte au secteur pour l'équipement. Par conséquent, la conception et son comportement opérationnel sont également étroitement liés au comportement EMI du circuit global et influencent directement la conception du filtre EMI d'entrée. Dans l'étage PFC, le bruit de mode différentiel est induit par le courant de commutation du transistor et les paramètres du circuit. Le bruit de mode commun est causé par un courant induit par le dv / dt élevé dans la commutation avec les condensateurs parasites couplés à la masse. Une conception de filtre adaptée est nécessaire en fonction du spectre de bruit et des exigences de la norme EMI[86].

3.4.1 Conception de filtre Line EMI

Dans la sélection du filtre, il existe de nombreux filtres EMI qui pourraient être pris en compte pour la réduction du bruit, mais les plus couramment utilisés sont le filtre LC et le filtre Pi(Π)[85-87]. Dans notre circuit, un filtre Pi est ajouté dans l'étage d'entrée, comme le montre la figure 3.7. Il s'agit d'un filtre de traversée à faible impédance avec deux condensateurs avec un élément inductif entre. Idéalement, il devrait être utilisé lorsque la source et la charge sont des systèmes à haute impédance, de sorte qu'ils peuvent fournir la désadaptation maximale sur son port.Par conséquent, les caractéristiques de faible impédance du filtre Pi peuvent fournir la meilleure fonction de filtrage au système. Alors qu'un filtre à éléments triples (Pi) donne théoriquement 60 dB par décennie, dans la pratique les courbes de perte d'insertion ne correspondent pas exactement aux prédictions. Les impédances de la configuration électrique choisie dans la source et la charge peuvent également être influencées par le niveau d'atténuation du filtre à diverses fréquences. La vue d'ensemble de la conception du filtre EMI, illustrée à la figure 3.7, peut être divisée en deux parties de filtre : une pour le bruit en mode commun et l'autre pour le bruit en mode différentiel[85].

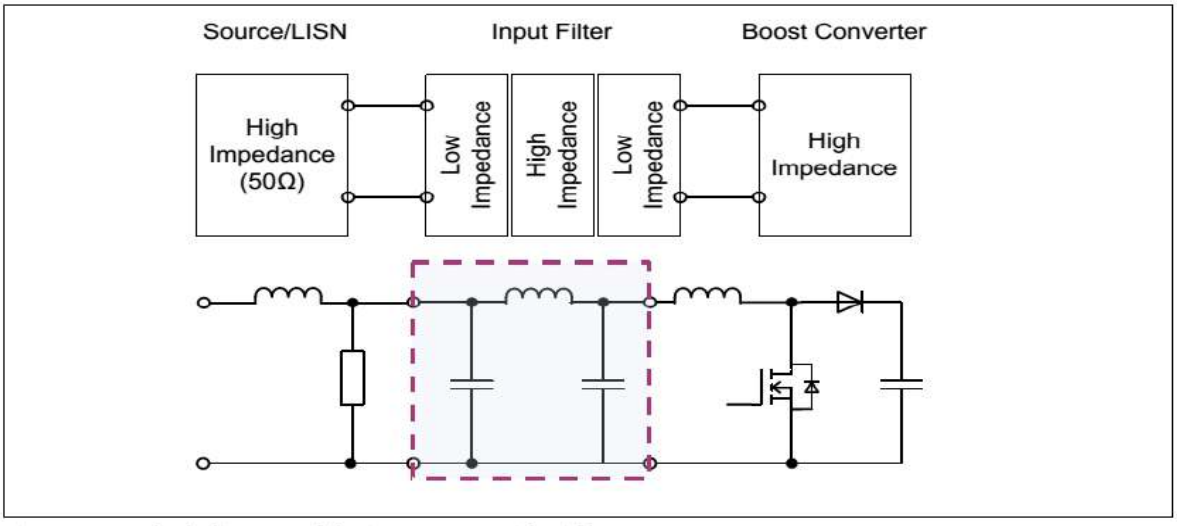


FIGURE 3.7 – Filtre contre l'interférence électromagnétique

3.5 Boucle de verrouillage de phase (PLL)

Pour obtenir une synchronisation précise avec le réseau électrique, chaque convertisseur de puissance doit être équipé d'algorithme de synchronisation [88-90], appelée Phase Locked Loop (PLL). La PLL est un élément essentiel des nouvelles techniques de contrôle de l'électronique de puissance. La PLL est un algorithme de retour qui ajuste

automatiquement la phase du signal généré localement pour correspondre à la phase d'un signal d'entrée. Il synchronise un signal de sortie en fréquence et en phase. Le concept de base de la PLL, largement utilisé dans les communications radio [88], est présenté à la Figure 3.8. La PLL comprend trois unités :

- Oscillateur contrôlée en tension appelé (VCO). Il génère un signal de sortie dont la fréquence est proportionnelle au signal d'entrée.
- Détecteur de phase (PD) - partie responsable du signal de génération proportionnel à la différence de phase entre le signal d'entrée et le signal généré par VCO,
- Filtre en boucle (LF) - atténue les composants haute fréquence de la sortie PD et définit la dynamique de contrôle du système.

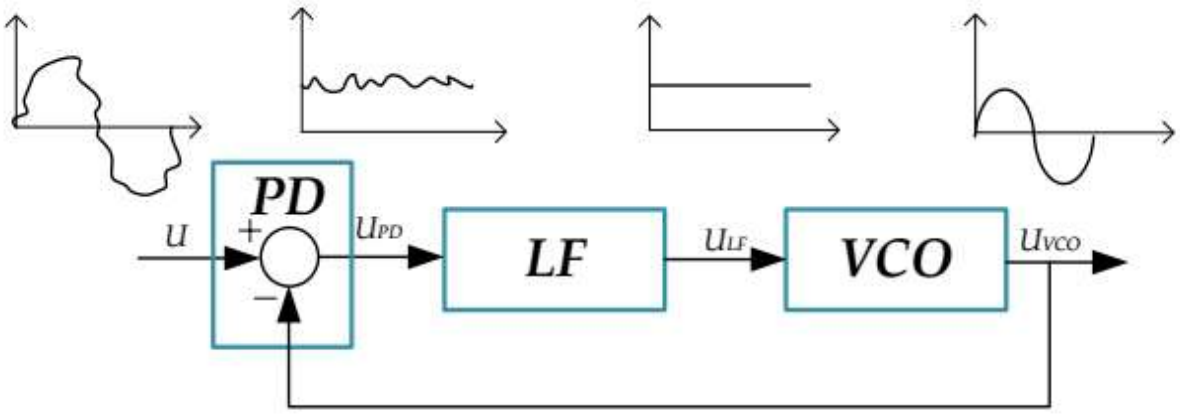


FIGURE 3.8 – Le concept de base de la PLL

L'objectif principal de la PLL est de générer un signal d'angle de phase non perturbé dans toutes les conditions de tension du réseau, y compris toutes les variations de tension. De plus, la synchronisation est indispensable pour [91-92] :

- Contrôle du courant : élimination des harmoniques et la compensation du puissance réactive.
- Contrôle de la puissance active et réactive.
- Régulation de tension, compensation des creux et du scintillement.
- Surveillance des paramètres de tension, estimation de la fréquence du réseau, de l'amplitude, du déséquilibre, de la distorsion harmonique, le calcul du facteur de puissance.
- Surveillance du réseau : détection des défauts par détection d'angle / fréquence, détection d'îlotage, contrôle du processus de connexion / déconnexion, détection des défauts.

3.5.1 PLL a référence synchrone

La PLL a référence synchrone (SRF-PLL) est la technique la plus couramment utilisée pour calculer l'angle de phase à partir de la tension du réseau triphasé [88,91]. Sa popularité est principalement due à l'utilisation des méthodes de contrôle actuelles basées sur SRF, à sa simplicité et à sa fiabilité. Le schéma fonctionnel du SRF-PLL est présenté à la Figure 3.9. Le fonctionnement de la boucle de synchronisation est illustré à la Figure 3.10.

SRF-PLL s'appuie sur la transformation du Park de la tension triphasée du réseau, d'un cadre naturel abc à un cadre dq rotatif synchrone. Le but de la PLL est d'ajuster l'angle de phase généré pour aligner l'axe d du SRF sur le vecteur tension du réseau. Cela est réalisable en contrôlant la composante q du vecteur de tension du réseau à zéro. La sortie du contrôleur PI est une fréquence angulaire. Un bloc d'intégration le transforme en valeur d'angle de phase.

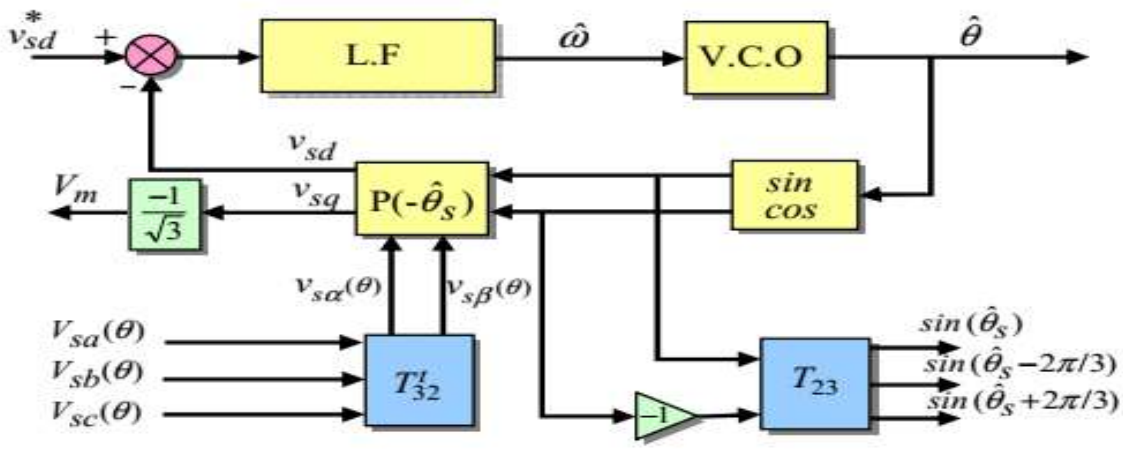


FIGURE 3.9 – Le schéma de principe de la PLL

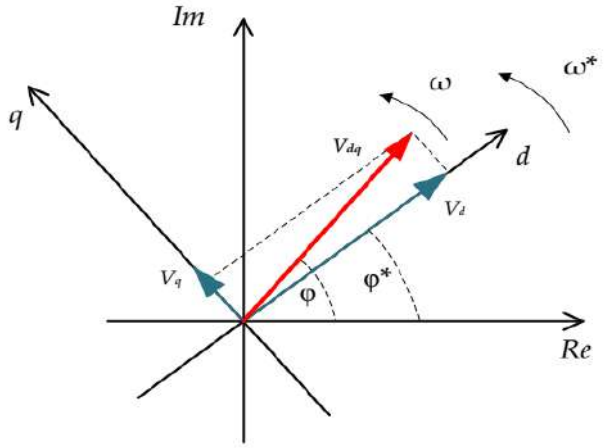


FIGURE 3.10 – Représentation phaseur de SRF-PLL

La rapidité et la précision de la synchronisation SRF-PLL sont strictement liées à la bande passante du contrôleur PI utilisé [91]. Il existe de nombreuses publications dans la littérature décrivant la procédure de réglage du contrôleur PI, également PI pour SRF-PLL. La plupart fournissent une méthode peu compliquée de calcul des paramètres garantissant une synchronisation rapide [91-92] où fournissent une dynamique trop lente de SRF-PLL [92]. Afin de déterminer les paramètres du régulateur PI, le synoptique de la figure 3.9 peut être simplifié pour être similaire à celui de la figure 3.11 :

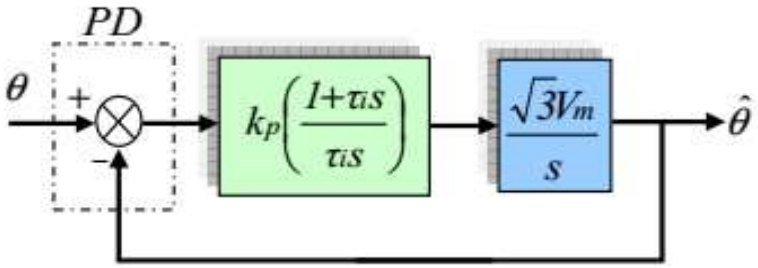


FIGURE 3.11 – Schéma simplifié de la PLL.

La fonction de transfert trouvée peut s'identifier avec le système général du deuxième ordre donné par :

$$F_s = \frac{2\xi w_n S + w_n^2}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2} \tag{3.17}$$

Les paramètres de $F_{LF}(s)$ s'expriment comme suit :

$$k_p = \frac{2\xi w_n}{\sqrt{3}V_{s-max}} \tag{3.18}$$

$$t_i = \frac{2\xi}{w_n} \tag{3.19}$$

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, les valeurs suivantes sont retenues : $\xi = 0.707$ et $f_n = w_n/2\pi = 50Hz$, donc : k_p =1.11, $t_i = 4.510^{-3}$ s.

3.5.1.1 SRF-PLL pour les conditions non équilibrées et harmonique

Cependant, des tensions de réseau non équilibrées ou harmoniques réduiront les performances du PLL. Cet inconvénient peut être surmonté en utilisant un filtre pour éliminer les composantes des harmoniques dans les tensions. L'application de la structure DSOGI (intégrateur double du second ordre) ou autrement appelé le filtre multi variables (FMV), fonctionnant comme extracteur de composants symétriques dans la

PLL, génère des composantes de tension positives et négatives dans la trame $\alpha\beta$ [90]. La composante de tension positive est connectée à SRF-PLL, qui calcule l'angle de phase. Le filtre multi-variable est conçu pour extraire la composante fondamentale des signaux électriques (tension ou courant) directement dans les axes $\alpha\beta$. La fonction de transfert est obtenue à partir de l'intégration de la référence synchrone, et elle est définie comme[88] :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} \tag{3.20}$$

Où k est un facteur d'amortissement, w_c est la fréquence de résonance. Le schéma fonctionnel du FMV est présenté à la Figure 3.12.

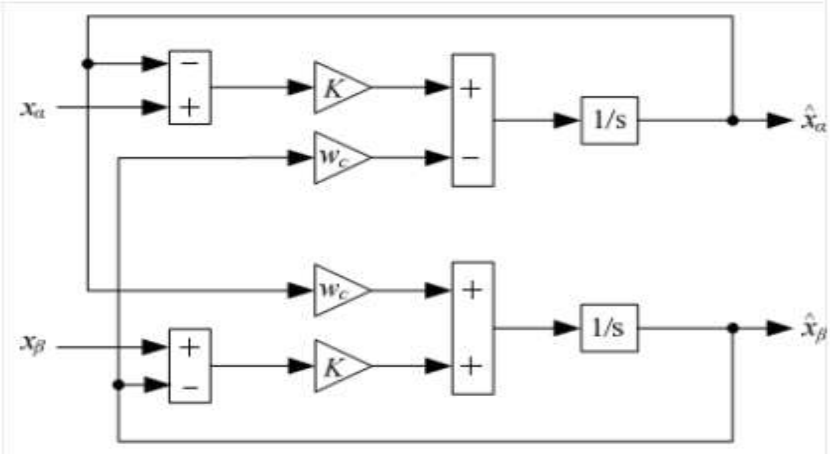


FIGURE 3.12 – Filtre multi variables (FMV)

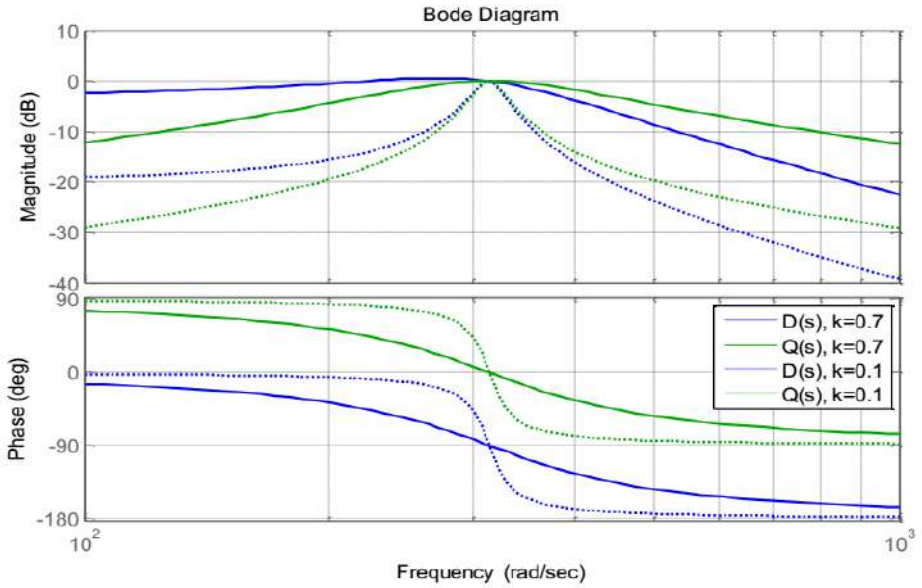


FIGURE 3.13 – Diagramme de Bode de FMV pour différentes valeurs du facteur k

Un inconvénient important du FMV-PLL est la sensibilité aux variations de fréquence du réseau, due à l'utilisation du gain dans la structure du FMV. Dans la solution de base, la valeur de référence de w est constante, égale à $2\pi f$. Pour réduire l'influence des variations de fréquence sur la synchronisation et l'extraction des composants, il convient d'utiliser les informations relatives à la valeur instantanée de la fréquence du réseau[88]. Cette technique fonctionne bien si les composantes des harmoniques sont eues des hautes fréquences et si le filtre FMV ne modifie pas les phases angulaires de la tension. Dans cette thèse, la PLL conventionnelle a été améliorée en ajoutant un filtre MVF multi variables à la sortie du bloc de transformation $abc/\alpha\beta$ [93]. Après, le contrôleur PI conventionnel de la PLL est remplacé par un contrôleur à basse de logique floue. Le type de contrôleur floue Mamdani est utilisé pour contrôler la phase instantanée. Ce contrôleur est caractérisé par les éléments suivants : trois ensembles flous pour chaque entrée, trois ensembles flous pour la sortie, fonctions d'appartenance triangulaire, défuzzification à l'aide de la méthode "centroïde". L'action de contrôle par logique floue est déterminée par un ensemble de règles linguistiques présenté dans le tableau 4.2 et la figure 3.14. Où :

- NG : négatif grand.
- EZ : environ zéro.
- PG : positif grand.

TABLE 3.2 – ensemble de règles linguistiques du contrôleur flou.

Entrées	$Erreur$		
$dErr/dt$	NG	EZ	PG
NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG

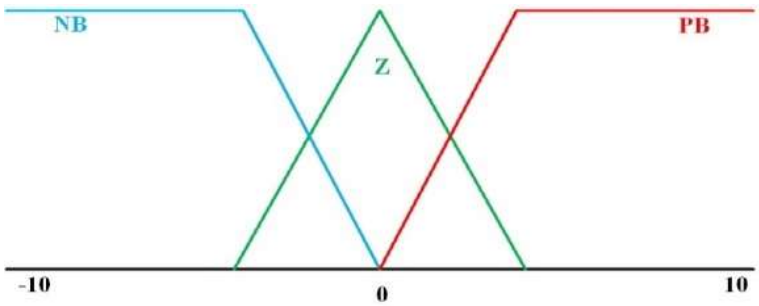


FIGURE 3.14 – Fonctions d'appartenance pour l'erreur, Variation d'erreur et la sortie

Le gain d'erreur est de 0,10, la variation du gain d'erreur est de 2 et le gain de sortie est égal à 4.

3.5.2 Résultats de la simulation de la PLL et discussion

La performance de la stratégie de contrôle proposée a été analysée et comparée au contrôle conventionnel. Dans le premier cas, la technique de contrôle proposée appliquée à la PLL a été simulée et comparée sous une tension asymétrique et déformée. Les résultats de la simulation ont été réalisés avec Matlab / Simulink conformément aux paramètres du tableau 3.3.

TABLE 3.3 – Paramètre de simulation du PLL.

Paramètres	Valeur
Tension réseau (Vs)	400 V
Fréquence	$5O Hz$
K_P	1.11
K_i	222.22
Période d'échantillonnage(Ts)	$2e_{-5}s$
G_e	0.1%
G_de	2%
G_s	4%

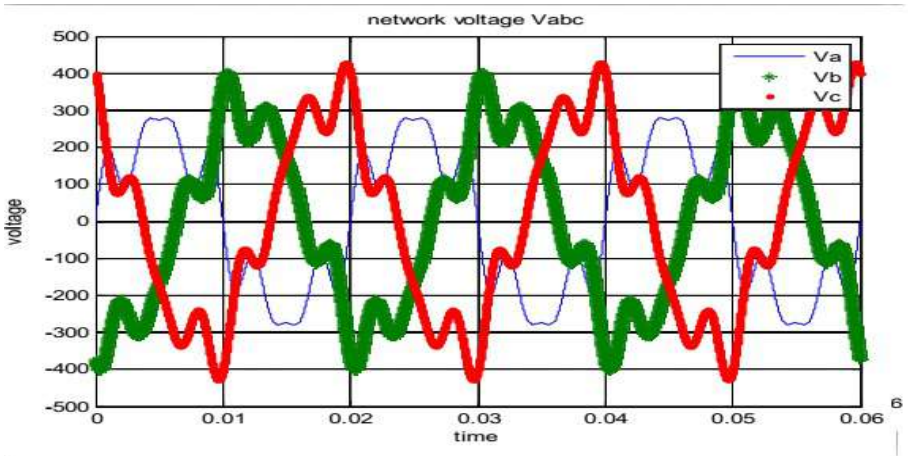


FIGURE 3.15 – Tensions du réseau

La figure 3.15 montre la forme des ondes pour une source de tension non équilibrée contenant les harmoniques 5, 7 et 11. Les déférent type de control seront testé dans ces conditions défavorable pour examiner ses robustesses. La figure 3.16 ,3.17 et 3.18 représentent la fréquence estimée par les trois PLL, Phase instantané du réseau

électrique et la fondamentale estimé. Il est à noter que la nouvelle structure de la PLL nous permet d'obtenir un angle de phase linéaire et périodique, et que la présence de Le filtre améliore la qualité des signaux de tension dans les axes (α, β). La figure 3.16 montre également la fréquence du réseau estimée par trois PLL. La nouvelle PLL fournit un temps transitoire très réduit. Par conséquent, nous obtenons une unité sinusoïdale équilibrée et de très bonnes qualités dans la sortie du PLL. La figure 3.17 montre que la PLL proposé se synchrone rapidement avec le réseau et se verrouille avec un transitoire très court.

Deux modifications sur la PLL ont été présenté dans cette recherche. Une PLL avan-

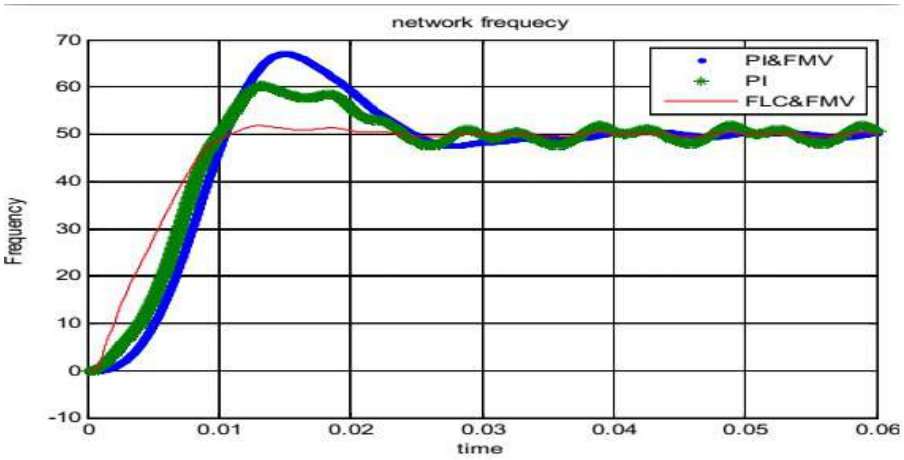


FIGURE 3.16 – Fréquence estimée.

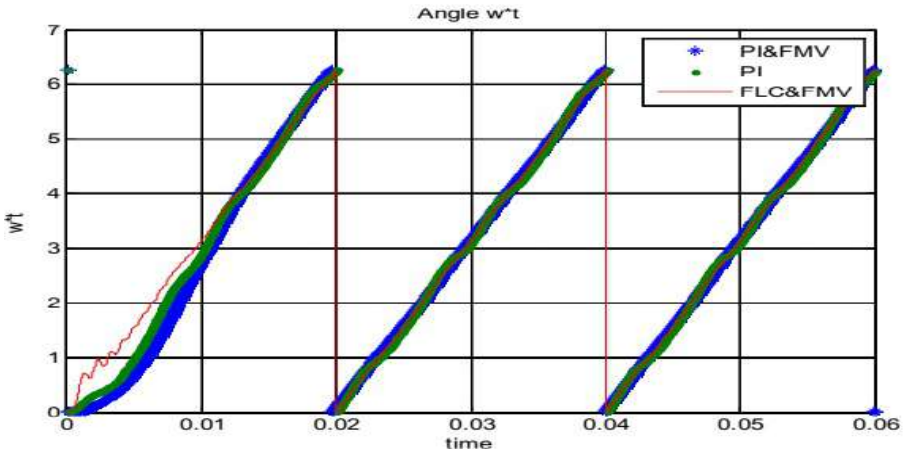


FIGURE 3.17 – Phase instantané du réseau électrique.

cée basée sur un filtre à logique floue et multi-variable est développée et vérifiée. Le problème du suivi de la phase de ligne instantanée dans des conditions de source non équilibrées et déformées est traité. Une solution alternative basée sur la logique floue et le contrôle de filtre multi variable est proposée pour résoudre le principal inconvénient

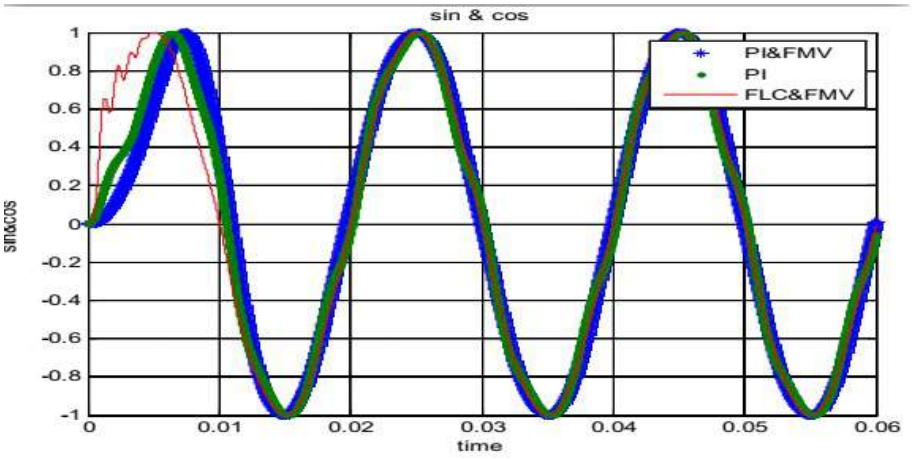


FIGURE 3.18 – La fondamentale estimé par trois PLL : courbe verte (PI : PLL conventionnelle), courbe bleue (PI & FMV : PLL classique avec filtre multi-variable), courbe rouge (FLC & FMV).

TABLE 3.4 – Table comparative des entre les trois PLL.

Technique	PI	PI_{FMV}	FLC_{FMV}
Temps de response	Lent	Lent	Rapide

de la configuration PLL conventionnelle. Les résultats de la simulation démontrent que ces modifications offrent des meilleures performances que la PLL conventionnelle.

3.6 Commande du correcteur de facteur de puissance

Le schéma du circuit de puissance du redresseur monophasé AC-DC associé à son correcteur du facteur de puissance avec son circuit de commande est montré dans la figure 3.19.

3.6.1 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de contrôle de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante en contrôlant le processus de charge et de décharge du condensateur. Les causes de la variation sont essentiellement les pertes dans les commutateurs du convertisseur (en commutation et en conduction), dans l'inductance et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude de référence du courant pris pour contrôler le flux de puissance active entre le réseau et le bus continu[64-65,76-77,93].Finalement, il est prévu de compenser toute interférence du côté de l'onduleur

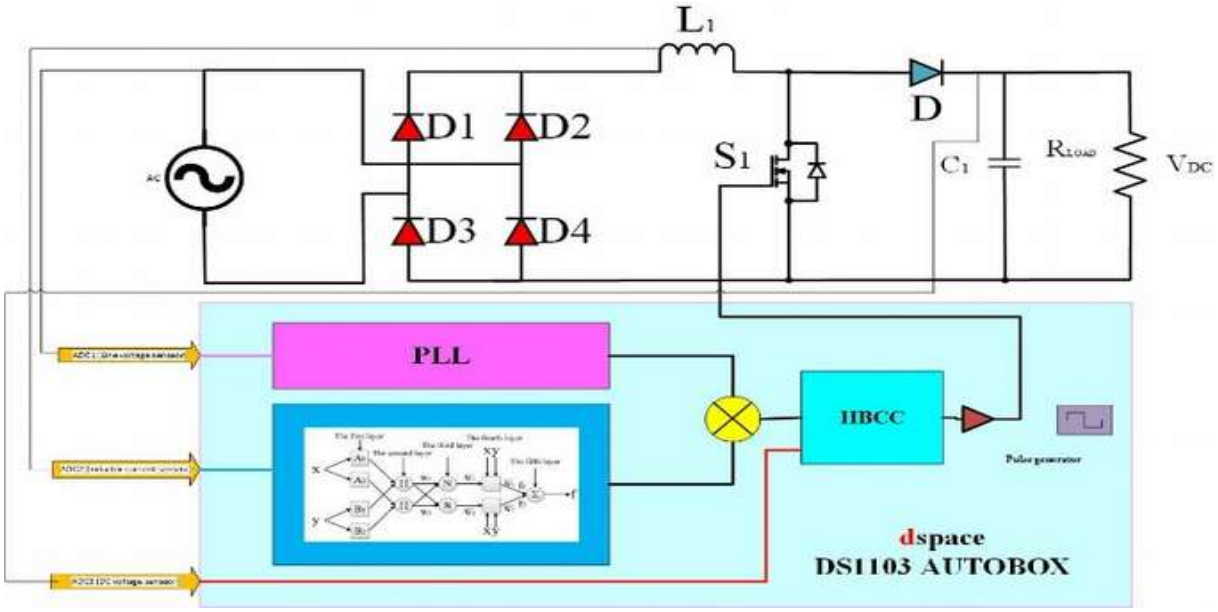


FIGURE 3.19 – Le schéma fonctionnelle du PFC

et du côté de la charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a pour entrée la tension de référence v_o^* et la tension mesurée v_o comme le montre la figure 3.19. Les composants du convertisseur DC-DC sont considérés comme idéaux. Dans cette hypothèse, la puissance instantanée totale sera indépendante de la puissance instantanée du convertisseur. Et en supposant que :

$$i_L \cong i_{ref} \tag{3.21}$$

Avec :

$$P(1-\cos(2wt)) = v_o i_D = v_o(\frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R}) \tag{3.22}$$

Il est certain que l'ondulation de la tension de sortie à 50 Hz n'est pas du tout intéressante pour le calcul du contrôleur de tension dont la bande passante sera très faible (quelques hertz), pour satisfaire à la forme de contrainte du courant i_L. Nous pouvons le faire si nous considérons que l'équation 3.22 établie pour la puissance instantanée peut être réduite à celle de la puissance moyenne[71-77]. La différence essentielle concernera la disparition de l'ondulation à 50 Hz de cette tension, ondulation due à la fluctuation de puissance. L'action du contrôleur sera de maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie et non la valeur instantanée, l'équation 3.22 Devient :

$$\frac{V_{sm} I_{ref-dc}}{2} \cong C\frac{dv_{odc}^2}{dt} + \frac{v_{odc}^2}{R} \tag{3.23}$$

L'indication dc est utilisée pour rappeler que seule cette valeur moyenne de v_o est ex-

primée dans cette équation. Comme on peut le voir dans l'équation 3.23, la régulation de v_{odc} est rendue possible par une action sur l'amplitude de I_{refM}. Pour calculer les paramètres du contrôleur, l'équation ci-dessus est non linéaire et est donc linéarisée autour du point de fonctionnement défini par (v_{odc} et I_{ref-dc}). La fonction de transfert Tf du système est obtenue par :

$$v_o(s) = \frac{\delta v_{odc}}{\delta I_{ref-dc}} = \frac{V_{sm}^2}{4v_{odc}} \frac{R}{1+RCs} = \frac{k_s}{1+tau_s s} = \frac{21.78}{1+0.2844s} \tag{3.24}$$

3.6.1.1 Commande par régulateur PI

Comme le montre la figure 3.20, la tension de bus continu dc vo est détectée et comparée à une valeur de référence v_{oref}. L'erreur obtenue est utilisée comme entrée pour le contrôleur PI, la sortie du contrôleur multipliée par la valeur absolue de ($\sin wt$) obtenu à partir d'un étage PLL avec détection de la tension d'entrée est la commande de courant de référence instantanée I_{ref}. Le contrôleurs de boucle de tension est généralement

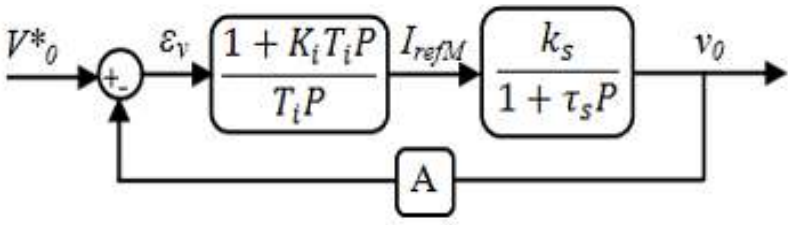


FIGURE 3.20 – La boucle de régulation du Vdc du PFC.

un retard de premier ordre donné par les paramètres suivants :

$$K_{pi} = \frac{RC}{T_{pi=0.821}}, T_{pi} = \frac{BRV_{sm}}{8\pi(f_{cv})v_{odc}} = 0.17 \tag{3.25}$$

Où :

- B : l'atténuation de la tension de sortie mesurée B = 5
- f_{cv} : fréquence de croisement en boucle fermée de tension f_{CV} = 45Hz.

3.6.1.2 Commande par logique floue

La logique floue est l'un des algorithmes d'intelligence artificielle les plus utilisés, elle est basée sur l'expérience humaine pour prendre des décisions. La logique floue est

TABLE 3.5 – Paramètres du APFC.

Paramètres	Valeur
Tension réseau (Vs)	55V
Tension de référence	85V
L'atténuation de la tension de sortie	5%
Résistance de charge	40 :60 Ω
Capacitance de sortie	2350μF
Inductance du booste	7mH
Période d'échantillonnage(Ts)	$2e_{-5}s$

maintenant appliquée dans plusieurs applications telles que la commande des et machines électriques, les convertisseurs de l'électroniques de puissance, la correction du facteur de puissance et le filtrage actif des harmoniques [64,77]. La logique floue présente de nombreux avantages tels que la conception rapide et ne nécessite pas de modèle mathématique dans les applications de contrôle. La logique floue a une grande capacité à fonctionner sous des signaux imprécis et bruyants, ainsi qu'une grande robustesse contre la non-linéarité et la variation des paramètres [69-70]. La structure d'un contrôleur flou comprend essentiellement trois modules [66,93] qui sont : Fuzzification, système d'inférence flou et la defuzzification. Pour contrôler le bus continu du PFC, le vecteur d'entrée peut avoir une composante qui est l'erreur de la tension V_dc et sa variation $(, e\Delta e)$. L'ajout de la variation d'erreur Δe en tant que deuxième entrée du contrôleur flou est toujours préférable pour une bonne prédiction du comportement du système, car cela améliore les performances du PFC et permet une meilleure dynamique. Le schéma de principe les sous ensemble flou utilisé sont donnés aux figures 3.21 et 3.22. Les bases de règles du contrôleur flou proposé sont présentées au tableau 3.6.

TABLE 3.6 – Règles floue utilisé.

Entrées	$Erreur$		
$dErr/dt$	NG	EZ	PG
NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG

La figure 3.22 montre le schéma fonctionnel du boucle de commande par logique floue proposé pour l' APFC. La tension de bus continu $v0$ est mise à l'échelle et comparée à une valeur de référence $v0_{ref}$. L'erreur obtenue $e(k) = v_{oref}(k) - v_o(k)$ et sa variation incrémentale $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ au $kième$ instant d'échantillonnage sont utilisées comme entrées du contrôleur flou. La sortie est l'amplitude de variation du

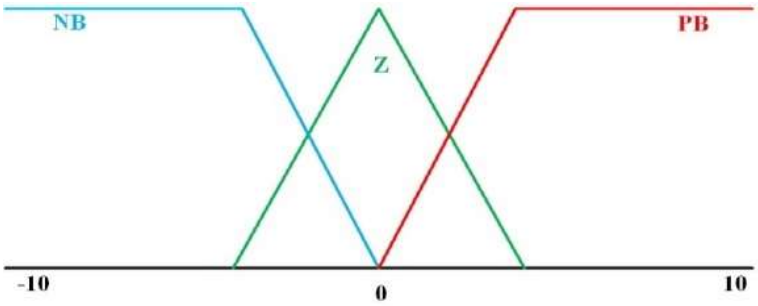


FIGURE 3.21 – Sous ensemble flou utilisé.

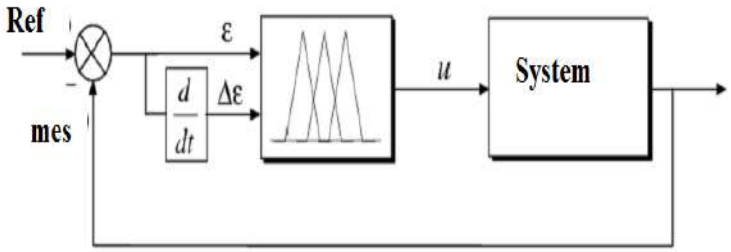


FIGURE 3.22 – La boucle de régulation flou du Vdc du l'APFC.

courant de référence ΔI^*. La tension du bus continu est contrôlée en ajustant la valeur du courant de référence I^* ,où G_e et G_{de} sont des constantes permettant de normaliser l'erreur et le changement d'erreur.

3.6.1.3 Commande par réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones sont de plus en plus utilisés dans de nombreux domaines, tels que la classification, la reconnaissance de formes, l'identification et le contrôle de processus. Le choix du réseau de neurones dépend de l'application mais aussi de la puissance du processeur sur lequel l'algorithme de commande est mise en oeuvre[66]. Le regulateur par les réseaux de neurones artificiels est utilisé pour le contrôleur proposé est présenté aux figure 3.23 et figure 3.24. Il implique une couche d'entrée,

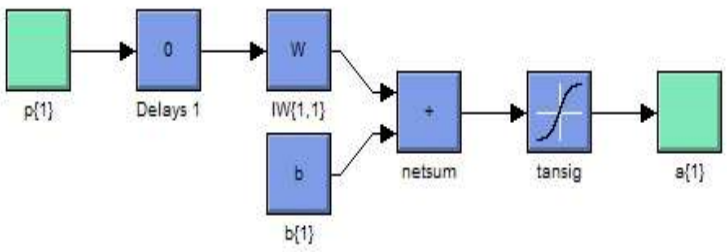


FIGURE 3.23 – Architecture de la première couche.

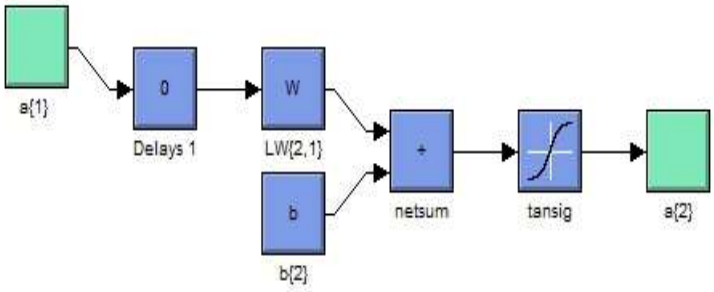


FIGURE 3.24 – Architecture de la deuxième couche.

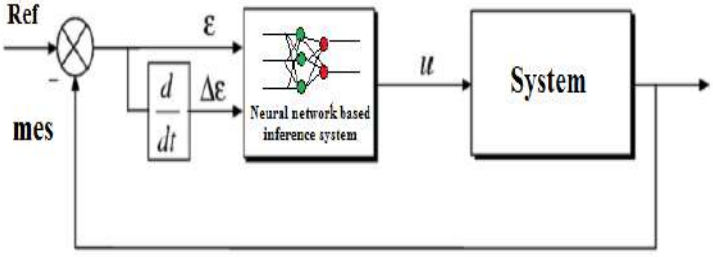


FIGURE 3.25 – La boucle de régulation par réseaux de neurones du V_dc.

une couche cachée et une couche de sortie. L'algorithme d'apprentissage par la rétro-propagation est utilisé pour adapter les poids et les biais des couches. La figure 3.25 montre le schéma synoptique de commande hybride neural-flou proposé pour le PFC. Ainsi, pour mettre en œuvre une commande en boucle fermée d'un PFC, la tension du bus continu entre le condensateur est mesurée puis comparée à une valeur de référence. L'erreur obtenue $e(k) = v_{dcref} = (k) - v_{dc}(k)$ et sa dérivation numérique $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ au $kème$ échantillon de temps sont les entrées du contrôleur et la sortie est ΔI^*. La tension du condensateur est maintenue constante en ajustant l'amplitude du courant de référence (I^*). Matlab est utilisé pour former le réseaux de neurones artificiels. Le nombre d'itérations dépend des erreurs et de l'architecture du réseau [80-81]. Premièrement, les poids sont initialisés de manière aléatoire. Ensuite, l'apprentissage commence à ajuster les poids aux rendements requis. Une fois l'entraînement terminé avec des performances acceptables, le réseau de neurones remplace le système d'inférence du contrôleur de logique floue.

3.6.1.4 Commande par réseau de neurone floue adaptatif (ANFIS)

Le modèle ANFIS est l'un des modèles de l'intelligence artificielle les plus utilisés qui combine les avantages des réseaux de neurones artificiels et de la théorie de la logique floue [4,81]. Le couplage entre la logique floue et les réseaux neuronaux permet la construction de contrôleurs flous neuronaux plus robustes que d'autres contrôleurs

utilisant uniquement la logique floue ou les réseaux neuronaux. Le contrôleur ANFIS a un avantage majeur tel que d'être basé sur un modèle de boîte noire et ne nécessitant aucune information sur la modélisation mathématique du système à contrôler [4,81]. Pour améliorer le PFC monophasé, le contrôleur ANFIS a été utilisé en boucle de tension pour contrôler la tension de charge du condensateur à sa valeur de tension de référence avec une réduction de la distorsion du courant de ligne d'entrée et un facteur de puissance proche de l'unité. Les performances de la forme d'onde du courant (THD) et du facteur de puissance dépendent fortement du régulateur de la boucle du tension, car elles sont utilisées pour générer le courant de référence [81]. Dans cet thèse, une amélioration a été introduite dans la boucle de tension. Le contrôleur de tension à base du logique floue a été remplacé par un contrôleur basé sur ANFIS pour améliorer les performances, réduire l'ondulation dans sortie du contrôleur (courant de référence) et permettre un contrôle précis. Tout d'abord, un contrôleur à logique floue est utilisé et ses données d'entrée-sortie sont stockées et utilisées ultérieurement pour entraîner le régulateur de tension ANFIS. Le schéma de principe des boucles de contrôle du PFC est présenté par la figure 3.19 (contrôleur de tension ANFIS, PLL, HBCC).

Le contrôleur ANFIS est utilisé pour maintenir la tension entre le condensateur afin d'obtenir une valeur définie précise et pour générer le signal de courant de référence interne en multipliant sa sortie par la valeur absolue du signal sinus de l'unité synchronisée sur le réseau par une boucle à verrouillage de phase (PLL) [4]. Où la première entrée de ce contrôleur est l'erreur de tension continue (e) et la deuxième entrée dans le changement d'erreur de tension (Δe) et avec une seule sortie qui est la variation du signal de commande.

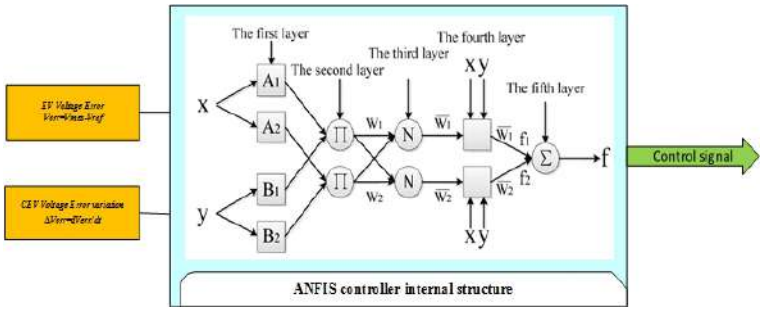


FIGURE 3.26 – Structure d'un contrôleur ANFIS.

3.7 Boucle de régulation du courant

le courant de référence est obtenu par la multiplication de la valleur absolu de la sortie sinusoïdale unitaire du PLL avec la sortie du regulateur du tension continue.

3.7.0.1 Régulateur à bande d'hystérésis

Le régulateur à bande d'hystérésis, également appelé contrôle tout ou rien, est l'un des contrôleurs les plus utilisés dans le domaine de l'automation. Il s'agit d'un contrôle non linéaire qui utilise l'erreur entre le signal de référence et le signal produit par le capteur ou le calcul. L'erreur est comparée à un contour appelé bande d'hystérésis. Une fois que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, une impulsion de commande est envoyée pour rester le signal mesuré dans la bande. Il a plusieurs avantages. Telles que la simplicité de la mise en oeuvre illustrée dans le schéma de principe de la figure 3.27, ainsi que la robustesse et l'insensibilité à la non-linéarité, mais d'autre part, les commutations se déplaçant librement dans la bande d'hystérésis, le spectre des hautes fréquences dû à la commutation les fréquences ne peuvent pas être correctement contrôlées. Malgré tous ces inconvénients, le contrôleur de bande d'hystérésis est l'une des méthodes les plus appropriées pour différentes applications dans la génération de boucle de courant et d'impulsions d'électronique de puissance, telles que les filtres actifs, le convertisseur DC / DC et les redresseur commandé [4,64-65]. Les temps de commutation du HBCC sont déterminés selon l'équation (3.26).

$$\begin{cases} I_{sa}(t) - I^*_{sa}(t) \geq Bande & \text{Interrupteur = OFF} \\ I_{sa}(t) - I^*_{sa}(t) \leq Bande & \text{Interrupteur = ON} \end{cases} \tag{3.26}$$

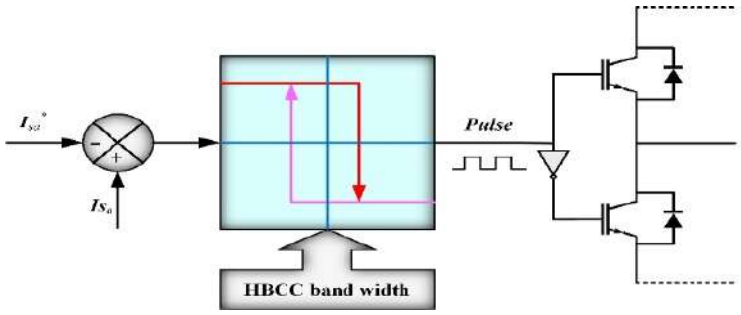


FIGURE 3.27 – Structure du contrôleur bande d'hystérésis.

Le principal inconvénient de cette technique est que la fréquence de commutation est très irrégulière et incontrôlable, ce qui crée un spectre harmonique large et très perturbé.

3.8 Description du banc d'essai expérimental

Dans le cadre d'une thématique de recherche appliquée ,le travail présenté dans cette thèse a été réalisé dans le Laboratoire de Recherche en Génie Électrique et Automatique (LREA) de l'université de Médéa, une plateforme expérimentale d'un convertisseur IGBT multifonctions de 40KVA a été réalisé au sein afin de valider différents types et méthodes de commandes implémentées sous forme numérique. Dans cette section, nous allons détailler les différentes parties constituant le banc d'essais : puissance, instrumentation et commandes spécifiques.[4,66-68]

3.8.1 Structure générale du banc d'essais

Le circuit de puissance du banc d'essai expérimental est illustré à la figure 3.28 ,il est basé sur le contrôleur DSPACE ds1103 AUTOBOX afin d'exécuter les algorithmes de contrôle proposé. Nous avons choisi de mettre en place une carte Dspace 1103 AUTOBOX afin d'offrir une meilleur robustesse[66-67]. Ainsi la mise en place d'une telle carte d'acquisition et de commande permettrait de résoudre les soucis liés à la complexité des algorithmes . De plus, le contrôleur est entièrement programmable à partir de l'environnement Matlab/Simulink en utilisant des libraires spécifiques. L'entreprise Dspace fournit également un logiciel d'interface graphique ControlDesk pour commander et superviser le système en temps réel.

Composants du banc d'essai :

1. un ordinateur portable avec environnement de control-desk,
2. dSPACE 1103 Auto-box,
3. transformateur Variac,
4. oscilloscope avec une fonction d'analyse de puissance,
5. la pince ampérométriques Chauvin Arnoux de F407,
6. inductances,
7. capteurs de tension et de courant a effet d'hall,
8. charge résistive de (40 & 200 ohm)
9. onduleur de tension (VSI) et redresseur triphasé à diodes.

3.8.2 Circuit de puissance du convertisseur statique

La figure 3.28 représente la configuration électrique de la structure de puissance (la partie de puissance de la plateforme expérimentale). Le convertisseur statique a caractéristiques suivantes :

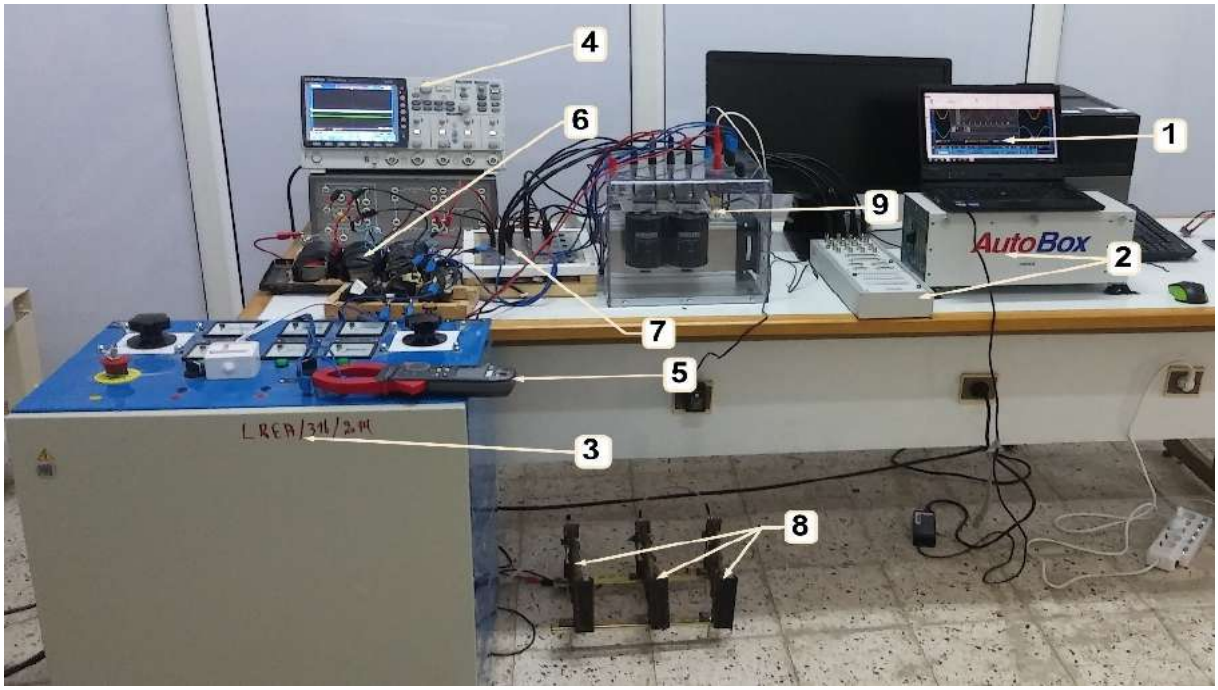


FIGURE 3.28 – Banc d'essai expérimental

- Convertisseur IGBT multifonctions.
- Coffret transparent permettant la visualisation de chaque pièce.
- Protection IP2x pour minimiser les risques pour la sécurité.
- Connecteurs externes de type banane / BNC , verrouillage des IGBT + isolation galvanique de l'utilisateur.
- Dissipateur thermique à air forcé Applications typiques.
- Une architecture peut simuler presque toutes les applications industrielles existantes : Onduleur triphasé + Redresseur monophasé ou triphasé + Hacheur Buck ou Booste.

3.8.2.1 Le redresseur SKD 51/14

Il s'agit d'un module de puissance isolé à redressement par diode triphasé. Il ne doit pas être utilisé pour un réseau supérieur à 440 V_{AC}. Ce redresseur peut également être utilisé en configuration monophasée, en laissant une branche du redresseur déconnectée.

3.8.2.2 Les modules IGBT SKM 100 GB 123 D

Chacun de ces modules est en tête-bêche et est constitué de 2 IGBT avec une diode anti-parallèle, connectés en série, dont le point milieu est situé à la borne 1. Le col-

lecteur d'IGBT supérieur est situé à la borne 3 et l'émetteur d'IGBT inférieur à borne 2. Les IGBT sont forcés par un signal 15V entre la grille (bornes 4 - 6) et l'émetteur associé (porte 5 - 7) et forcés par un ordre de –15 V sur les mêmes terminaux. Ces tensions de signal de commande sont délivrées par le SKHI 23/12 R, coeur du driver, par l'intermédiaire d'une résistance de grille supplémentaire de 30 Ohms. Ces résistances sont soudées sur la carte des pilotes. Le but de cette résistance est de limiter le courant de charge de la grille et par conséquent, les surtensions collecteur-émetteur correspondant à l'inductance parasite. Inversement, une résistance de grille plus élevée augmente les pertes de commutation. La valeur choisie est toujours un compromis entre la protection de l'IGBT et les pertes admissibles. De plus, le choix de cette valeur aura une influence significative sur le spectre dV / dt, ce qui aura une influence réelle sur les caractéristiques de CEM du convertisseur. Le choix d'une résistance de porte est d'une importance cruciale.

3.8.2.3 Carte driver SKHI 23/12 R

Le Driver est essentiel car il contrôle l'IGBT, sa protection ainsi que celle du système et de l'utilisateur. Son but est :

- Amplifier le signal logique ON/OFF et délivrer un courant de pointe élevé (quelques ampères) lors du basculement de l'état on vers l'état off. La suppression du bruit du signal d'entrée est nécessaire pour des performances fiables. Ce courant est délivré par les résistances de grille (Ron et Roff), fixées par l'utilisateur, qui déterminent la réponse dynamique de l'IGBT.
- Surveillance des erreurs : sous-tension d'alimentation, court-circuit. Un court-circuit est détecté en surveillant Vce, la chute de tension entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT. À mesure que le courant augmente, le Vce (sat) (= à l'état passant) augmente. Les deux paramètres (Rce, Cce) définissent les valeurs et les délais pour la comparaison d'une référence interne avec la valeur surveillée de Vce (sat). Après détection de l'erreur, le pilote devrait avoir la réponse appropriée, à savoir éteindre l'IGBT.
- Interfacer et isoler le circuit primaire du secondaire directement connecté à la puissance élevée. Il empêche la tension élevée du côté secondaire d'affecter le côté primaire, ce qui serait dangereux, tout en permettant au signal de commande d'être transmis entre les deux parties. C'est une question de sécurité et de fiabilité.

Caractéristiques du driver SKHI 23/12 R sont :

- SKHI 23/12 gère tous les IGBT SEMIKRON avec VCES jusqu'à 1200 V (surveillance VCE réglée en usine pour 1200 V-IGBT),

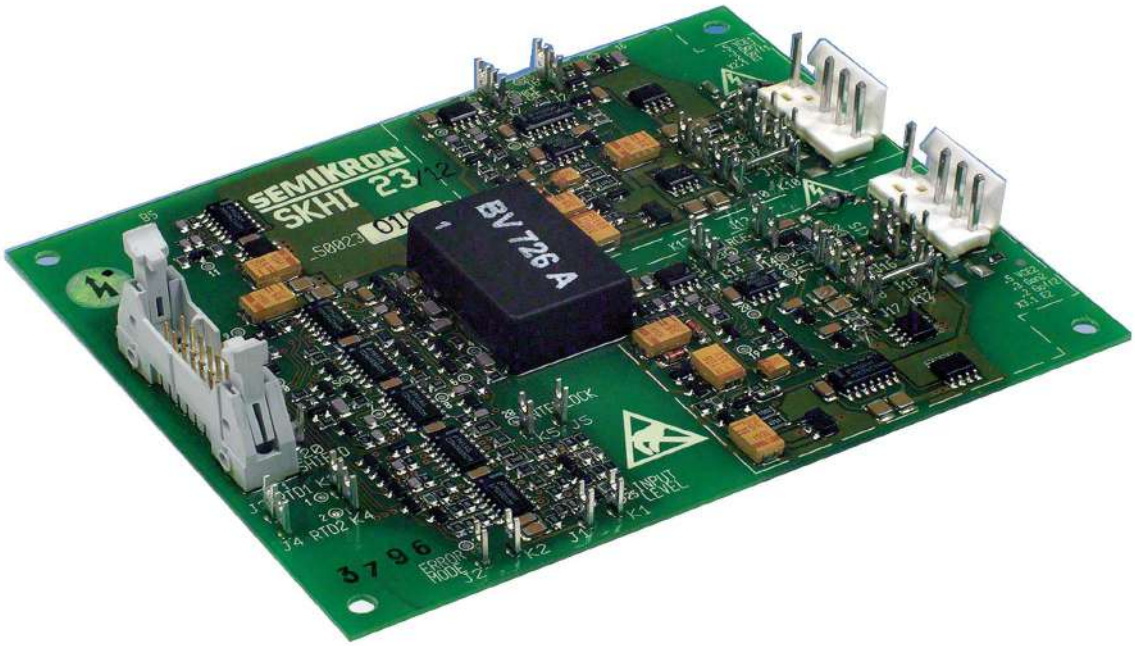


FIGURE 3.29 – Carte driver SKHI 23/12 R

- Double circuit de commande pour les IGBT de moyenne puissance , également en tant que deux pilotes individuels indépendants,
- Tampons d'entrée compatibles CMOS / TTL (HCMOS),
- Protection contre les courts-circuits par VCE monitoring,
- Protection contre les court-circuit des IGBT,
- Isolement dû aux transformateurs (pas d'optocoupleurs),
- Surveillance de sous-tension d'alimentation (<13 V),
- Mémoire d'erreur / signal de sortie (logique LOW ou HIGH),
- Verrouillage IGBT haut / bas,
- Alimentation interne isolée.

3.8.3 interfaces d'acquisition

l est à noter que toutes les stratégies de commande développées dans le cadre de cette thèse et pour un régime équilibré, ne nécessitent que cinq capteurs au maximum pour le filtre actif (deux pour les courants de source, deux pour les tensions de source et un capteur pour la tension du bus continu Cela représente un gain relativement à d'autres techniques qui nécessitent au moins deux capteurs de plus.) et trois capteurs pour le PFC (un capteur de courant de bobine, un pour la tension de source et un

capteur pour la tension du bus continu). Les capteurs de courants et de tension sont indispensables pour les algorithmes de commandes du PFC et du filtre et constituent l'interface avec la partie puissance. La mesure des courants et des tensions est effectuée à l'aide de capteurs à effet Hall.

3.8.3.1 Mesure des courants

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type LA 25P, de la société LEM, fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche avec un rapport de transformation de 1/1000. Ils possèdent une bande passante à -1dB comprise entre 0Hz et 200kHz et un dI dt / correctement suivi meilleur que > 200 A/ s .Le courant est converti en une tension par une simple résistance de précision(Rm) dont la valeur ne dépend que du seuil de tension que l'on désire obtenir.

3.8.3.2 Mesure des tensions (Vs , Vdc)

Pour concevoir des capteurs de tension précis, possédant une large bande passante, de faibles perturbations et insensibles aux champs magnétiques environnants, le coût s'avère élevé. Hors, les bruits secondaires dûs à la qualité de l'instrumentation ont un impact direct sur la commande et plus précisément dans le cas de la tension du bus continu. Par conséquent, la solution retenue pour la mesure des tensions est le capteur LEM LV25P . Il est caractérisé par une très grande bande passante : DC à 250KHz ,une précision excellente , une tension maximale d'entrée de 1200 DC. Le courant de sortie est converti en une tension par une simple résistance de précision(Rm).

3.8.4 Structure matérielle du DS1103

La dSPACE est un contrôleur temps réel, puissant et robuste pour le prototypage de lois de commande .Le DS1103 est polyvalent dans le prototypage rapide de contrôles.Elle est équipée d'un PowerPC 750GX d'une fréquence de 1 GHz et d'une mémoire de 128 MB. Vous pouvez monter la carte dans un PC ou une boîte d'extension dSPACE pour tester vos fonctions de contrôle dans un laboratoire ou directement dans le véhicule. Sa puissance de traitement et ses E / S rapides sont essentielles pour les applications impliquant de nombreux actionneurs et capteurs. Utilisée avec l'interface RTI (Real-Time Interface), la carte contrôleur est entièrement programmable à partir de l'environnement

de diagramme Simulink®. Vous pouvez configurer toutes les E / S graphiquement en faisant glisser des blocs RTI. C'est un moyen rapide et facile d'implémenter vos fonctions de contrôle sur la carte dSPACE.

3.8.4.1 Domaines d'application

La carte contrôleur est conçue pour répondre aux exigences du prototypage moderne à contrôle rapide et convient parfaitement aux applications telles que :

- Contrôle du moteur à induction et convertisseurs statiques.
- Robotique.
- Systèmes de positionnement et moteurs pas à pas.
- Contrôle actif des vibrations.
- Prototypage rapide de commande pour les contrôleurs automobiles

3.8.4.2 Interfaces complètes

Le nombre inégalé d'interfaces d'E / S fait du DS1103 une carte contrôleur polyvalente pour de nombreuses applications. Il fournit un grand choix d'interfaces, notamment des canaux d'E / S 50 bits, 36 canaux A/N et 8 canaux D/A. Pour des tâches d'E/S supplémentaires, une unité de contrôleur DSP construite autour du DSP TM320F240 de Texas Instruments est utilisée comme sous-système.

3.8.4.3 Enregistrement et sortie des valeurs d'E / S

Le contrôle des systèmes électriques nécessite un enregistrement et une sortie précis des valeurs d'E / S. Il est possible de synchroniser les canaux A / D et les canaux N / A, ainsi que la position de l'interface du codeur incrémental, avec une interfaces graphiques pour la commande en temps réel du système géré par le contrôleur dSPACE. En effet l'interface développée nous permet à la fois d'envoyer des consignes directement au système et de visualiser les différentes grandeurs mesurées et tout cela en temps réel.
La carte dSpace DS1103 est incluse dans une boîte d'extension appelée AutoBox. L'AutoBox (Figure 3.30) est dédié à l'utilisation en voiture. La tension d'alimentation de l'AutoBox est de 24 V. L'AutoBox comprend une option de démarrage automatique. Cette option permet d'amorcer l'application à partir d'une carte CF (Compact-flash) sans ordinateur réel. En outre, l'interface série (UART) est pilotée par une boucle à verrouillage de phase pour permettre une sélection absolument précise du débit en bauds.



FIGURE 3.30 – Dspace 1103 Autobox.

3.8.4.4 Présentation de dSPACE ControlDesk

ControlDesk est un logiciel d'instrumentation et d'expérimentation qui nous permet lors de ce projet de développer des interfaces graphiques pour gerer le système contrôlé en temps réel.Le modèle entier généré par matlab simulink peut être exporté dans le fichier .sdf qui est ensuite chargé dans l'AutoBox avec la carte contrôleur dSpace 1103 PPC. Cela peut être fait pour tester le modèle en laboratoire, lorsque le fichier .sdf est chargé sur une carte mémoire flash compacte qui est branchée à la périphérie du contrôleur dSpace. À des fins de test, une interface graphique de base a été créée dans l'environnement Controll-Desk, qui affiche uniquement les données calculées par le modèle.

3.9 Résultats expérimentaux

Pour montrer l'efficacité du PFC avec les déférentes techniques de commande, une implémentation en temps réel a été réalisée à l'aide de MATLAB et dspace ds1103 .Le solutionner Runge – Kutta 4 a été utilisé pour discrétiser ces contrôleurs pour une application en temps réel.
En appliquant un contrôle de courant de source par hystérésis à bande fixe, pour les différents tests effectués, on a utilisé une bande fixe (bande= ±0.1A).
Le circuit de puissance du conditionneur de correcteur de facteur de puissance actif monophasé a été conçu avec les spécifications décrites dans le tableau 3.7.

TABLE 3.7 – Paramètre du banc d'essai.

Paramètres	Valeur
Tension réseau (Vs)	55V
Tension de référence	85V
Résistance de charge	40 : 60 Ω
Capacitance de sortie	2350 μF
Inductance du booste	10 mH
Période d'échantillonnage(Ts)	$2e^{-5}s$

3.9.1 Résultat du régulateur PI

3.9.1.1 Régime permanent

Les figures 3.31 et 3.32 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension et l'analyse du spectre harmonique du première phase obtenus pour V_O^*=85V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=3.6%).L'erreur statique de la tension du bus continu est ($\cong 2V$).

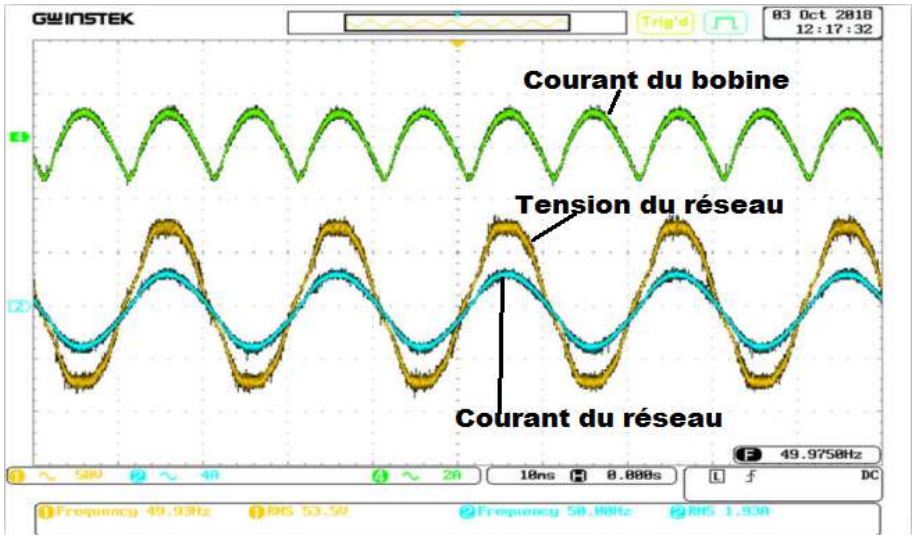


FIGURE 3.31 – Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé)

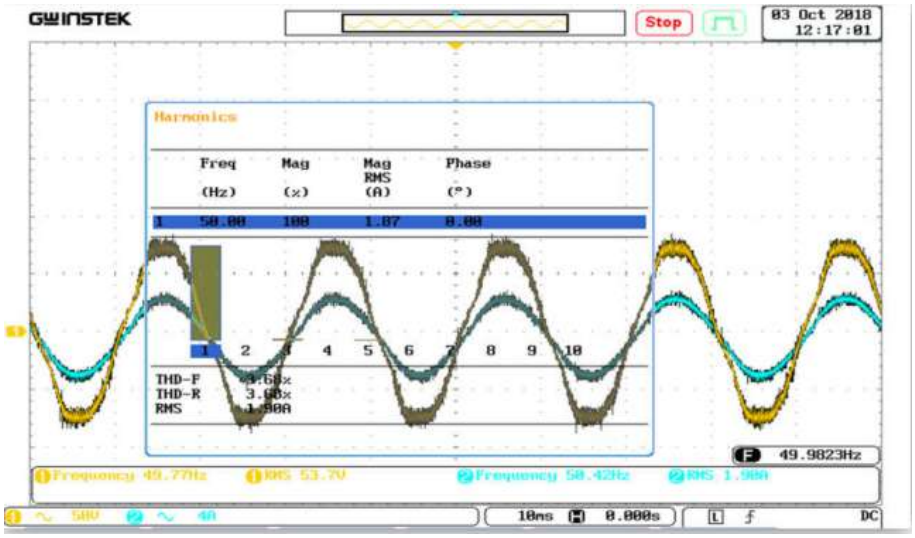


FIGURE 3.32 – Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée.

3.9.1.2 Régime transitoire

Dans ce test expérimental, la valeur de la charge est augmentée (de 40 à 60 Ω).Ce test est effectué pour vérifier la robustesse du contrôleur PI dans le cas du régime transitoire et dans le de variation des paramètres de la charge. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure 3.33 ci-après. Il est à noter que les paramètres du régulateur PI ont était choisi par la méthode d'essai erreur. Les résultats obtenus en régime transitoire, montrent que le régulateur PI corrige la trajectoire de la tension V_O rapidement, le temps d'établissement de la tension du bus continu pour l'augmentation de la charge est 0.2s, tout en garantissant une bonne stabilité et précision, sans avoir des oscillations au niveau V_O^*.

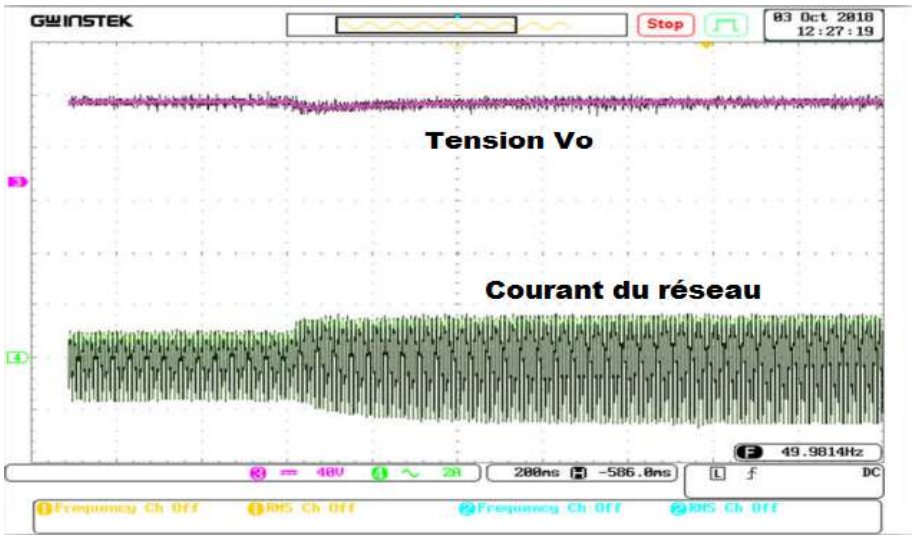


FIGURE 3.33 – Variation de charge.

3.9.2 Résultat du régulateur Flou

3.9.2.1 Régime permanent

Les figures 3.34 à 3.36 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension , l'analyse du spectre harmonique et l'analyse des puissances du source d'alimentation obtenus pour V_O^*=85V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=2.47%) et le facteur de puissance est égual à 0.97.L'erreur statique de la tension du bus continu est ($\cong 0.5V$).

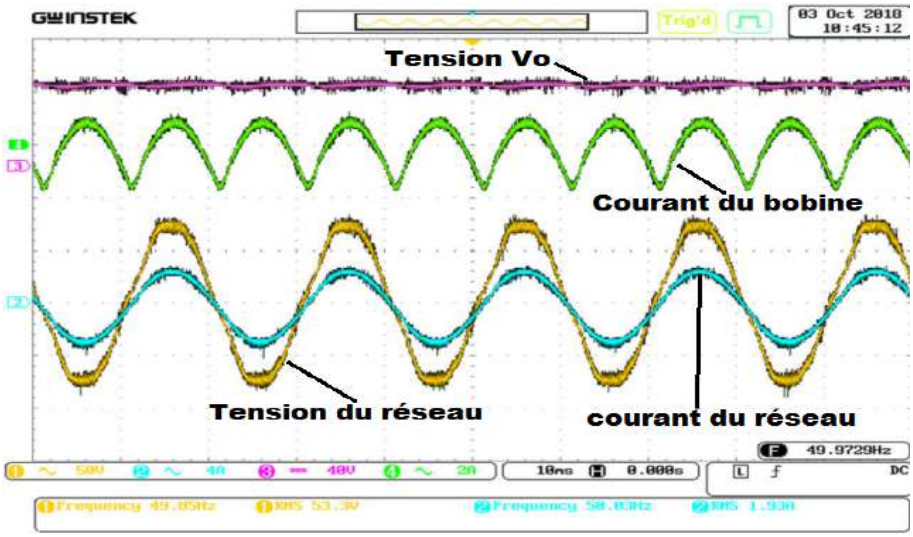


FIGURE 3.34 – Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé)

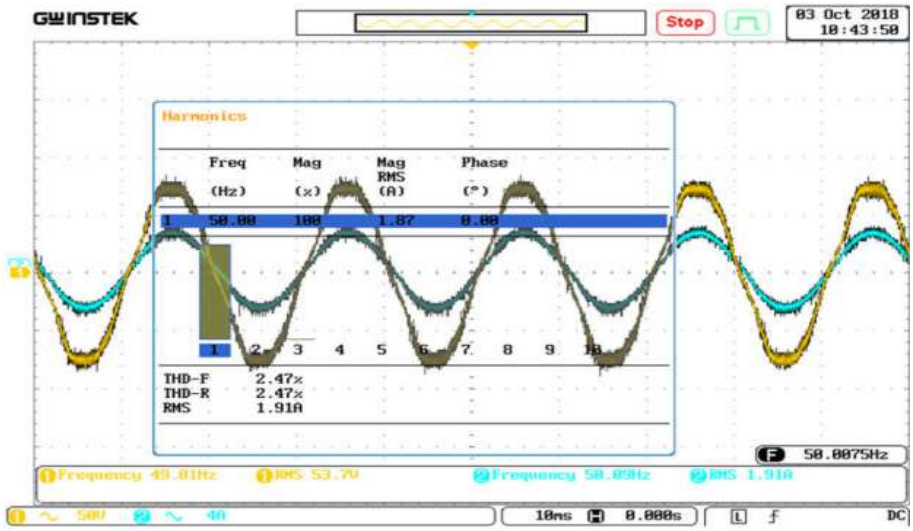


FIGURE 3.35 – Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée.

3.9.2.2 Régime transitoire

Dans ce test expérimental, la valeur de la charge est augmentée (de 40 à 60 Ω) .Ce test est effectué pour vérifier la robustesse du contrôleur flou dans le cas du régime transitoire et dans le de variation des paramètres de la charge. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure 3.37 ci-après.Les résultats obtenus en régime transitoire, montrent que le contrôleur flou est plus performant par rapport au régulateur PI. Il corrige la trajectoire de la tension V_O en un temps très court, tout en garantissant une bonne stabilité et précision.

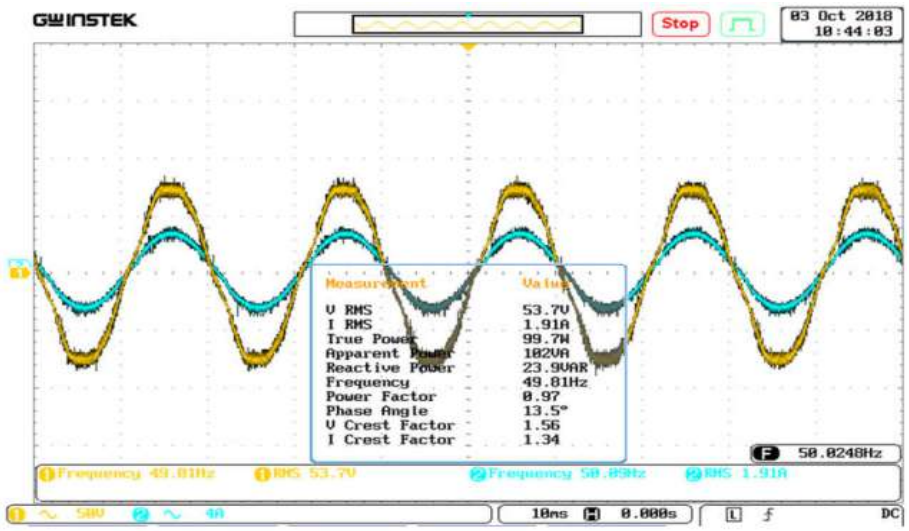


FIGURE 3.36 – Analyse PQ et facteur de puissance du PFC

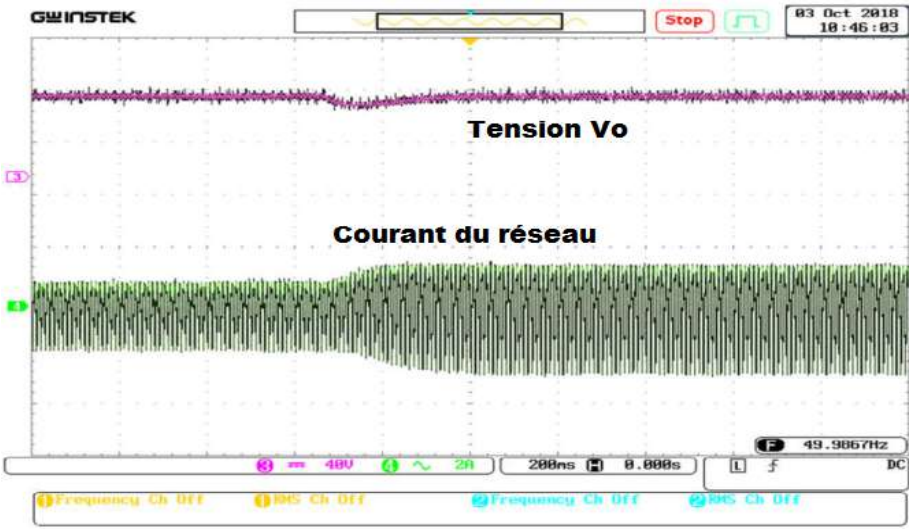


FIGURE 3.37 – Variation de charge.

3.9.3 Résultat du régulateur neuronal

3.9.3.1 Régime permanent

Les figures 3.38 à 3.40 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension, l'analyse du spectre harmonique et l'analyse des puissances du première phase obtenus pour V_O^*=85V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=2.35%) et le facteur de puissance est égual à 0.98.

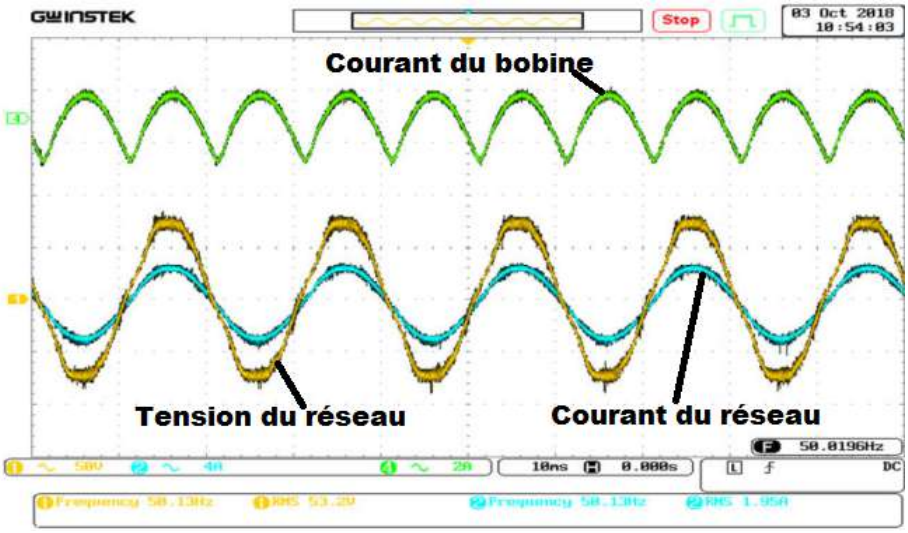


FIGURE 3.38 – Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé)

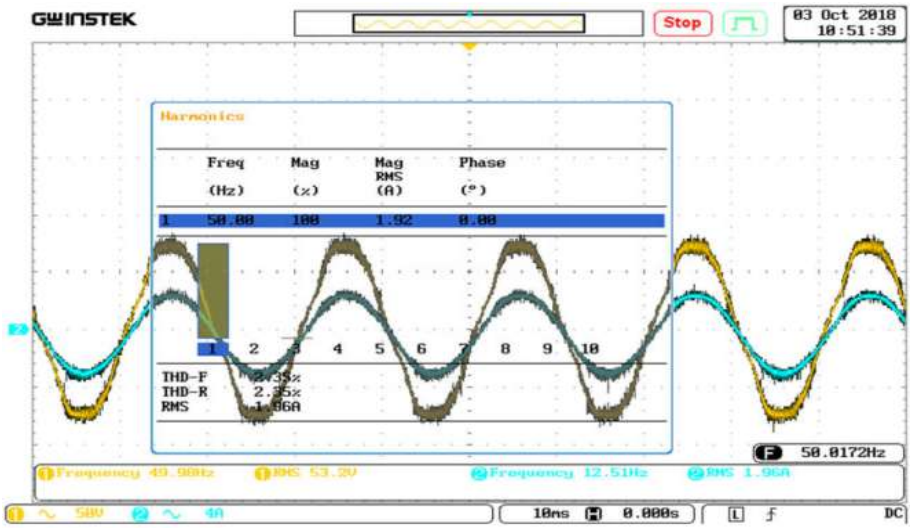


FIGURE 3.39 – Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée.

3.9.3.2 Régime transitoire

Dans ce test expérimental, la valeur de la charge est augmentée (de 40 à 60 Ω) .Ce test est effectué pour vérifier la robustesse du contrôleur flou dans le cas du régime transitoire et dans le de variation des paramètres de la charge. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure 3.41 ci-après.Les résultats obtenus en régime transitoire, montrent que le contrôleur flou est plus performant par rapport au régulateur PI. Il corrige la trajectoire de la tension V_O en un temps très court, tout en garantissant une bonne stabilité et précision.

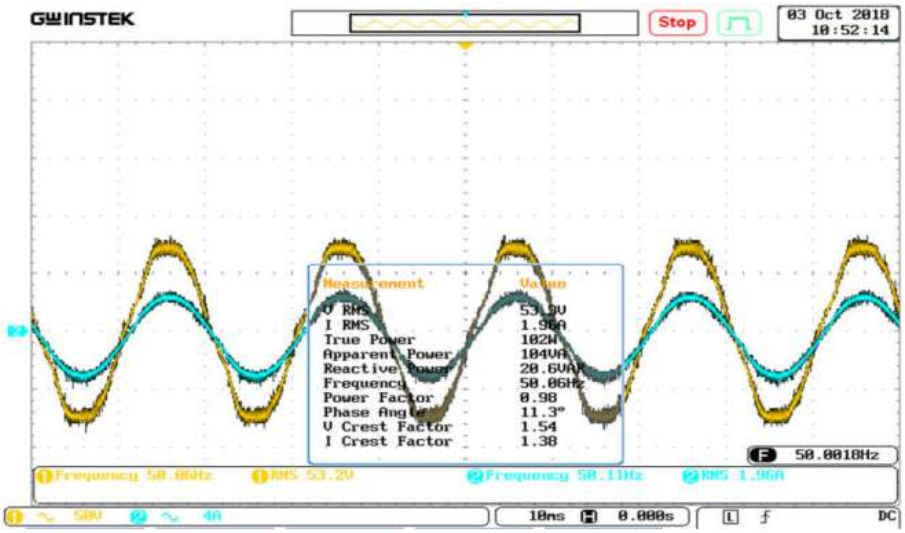


FIGURE 3.40 – Analyse PQ et facteur de puissance du PFC

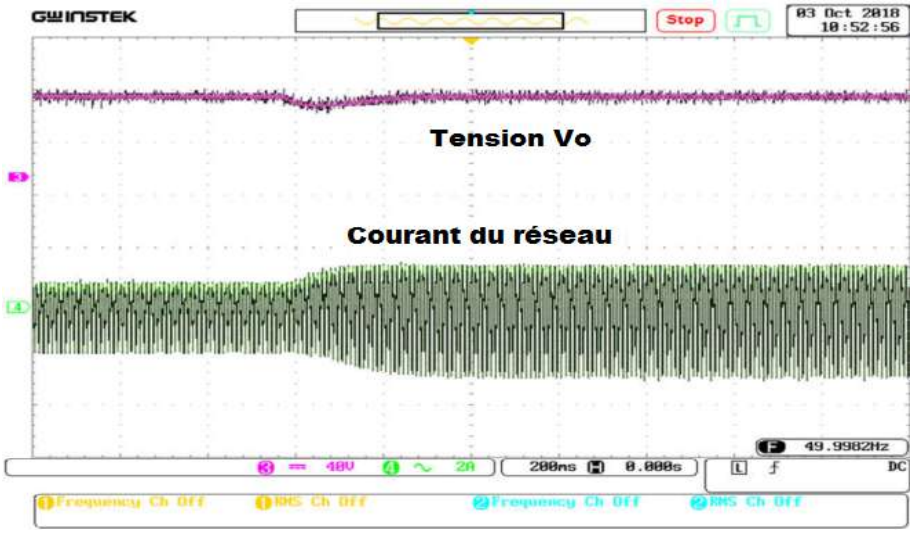


FIGURE 3.41 – Variation de charge.

3.9.4 Résultat du régulateur ANFIS

3.9.4.1 Régime permanent

Les résultats en régime permanent sont illustrés sur les figures 3.42 ,3.43 et 3.44 . Nous constatons le réglage appréciable de la tension V_O à sa valeur de référence, le courant absorbé est aussi très proche d'une forme d'onde sinusoïdale et possède un taux de distorsion de faible valeur (THDi=2.26%). Le facteur de puissance et très proche à l'unité 0.98, l'erreur de la tension de sortie est comprise entre ±0.2V autour de la valeur fixe de la tension de consigne. Concernant l'erreur au niveau du courant d'entrée, elle est comprise entre ±0.1A autour de la valeur maximale du courant de référence.

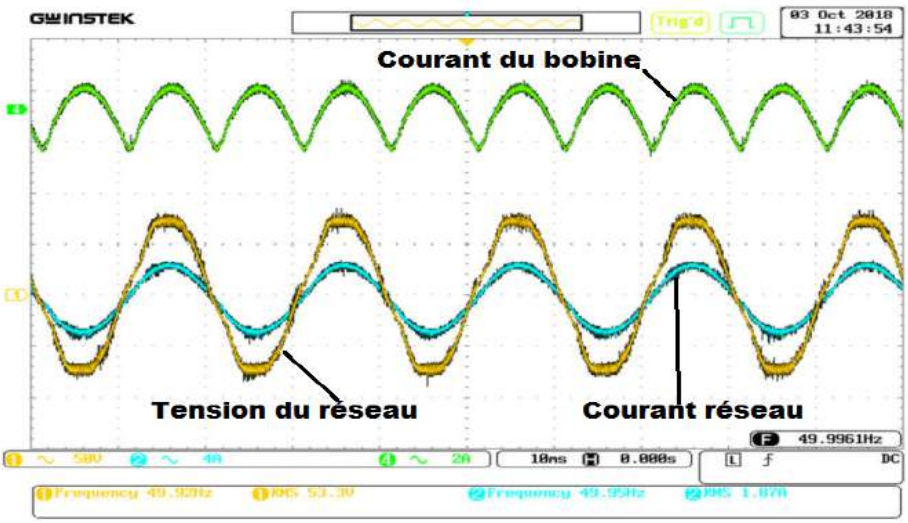


FIGURE 3.42 – Formes d'ondes du PFC monophasé (Tension réseau, courant absorbé et courant redressé)

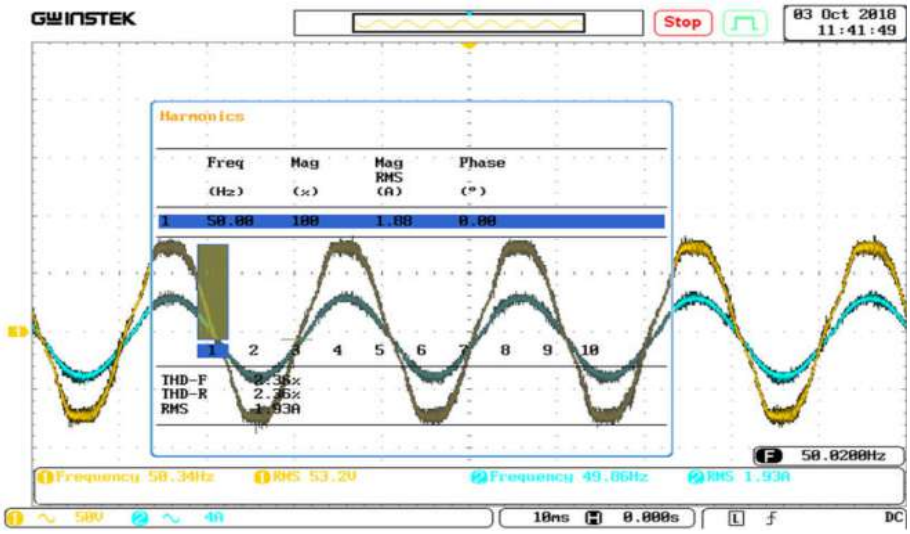


FIGURE 3.43 – Analyse du spectre harmonique du courant d'entrée.

3.9.4.2 Régime transitoire

Dans ce test, la charge connectée est augmentée avec une valeur de 40 à 60 Ω pour une référence constante de VO*=160V. La figure 3.45 représente les résultats du variation de charge obtenus avec régulateur ANFIS. Les résultats obtenus dans ce mode de régime transitoire, montrent que le régulateur ANFIS assure une correction appréciable de la trajectoire de la tension V_O avec un temps de réponse autour de 150 ms, tout en garantissant une bonne stabilité et précision, ainsi qu'il permet d'obtenir un taux de distorsion très faible durant toutes les phases de fonctionnement.

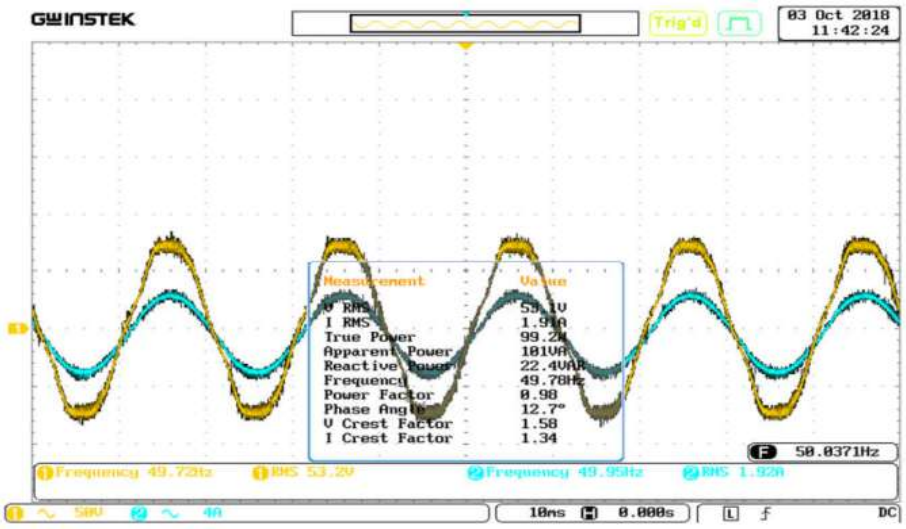


FIGURE 3.44 – Analyse PQ et facteur de puissance du PFC

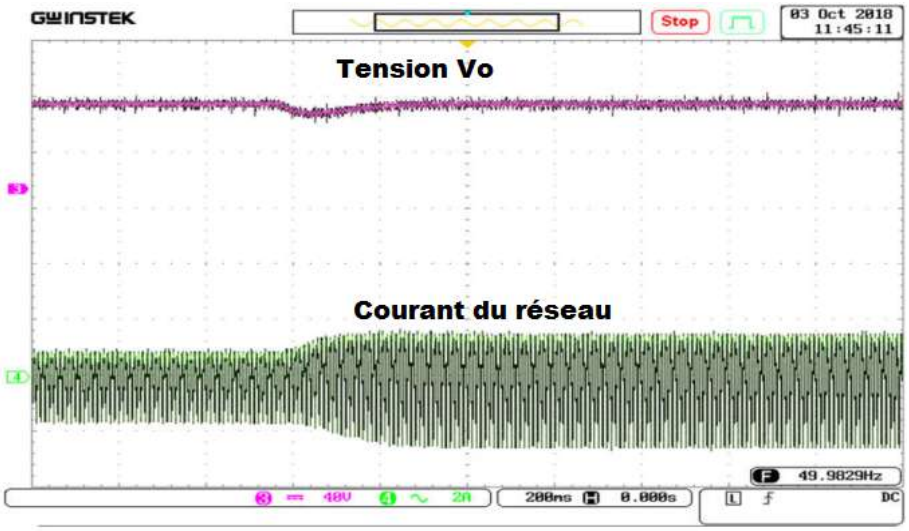


FIGURE 3.45 – Variation de charge.

3.9.5 Discussion compétitive

L'objectif de cette étude est de montrer l'apport de chacun des régulateurs présentés tout au long du chapitre pour la commande du correcteur du facteur de puissance. Les critères pris en compte dans l'évaluation des performances des régulateurs installés au niveau de la boucle de tension, sont le taux de distorsion du courant absorbé. ''THDi", le facteur de puissance, le temps de réponse et le temps de conception. Pour cela le tableau 3.7 présente les différentes valeurs prise par mesures réelles :

Il est remarquable que régulateur ANFIS offre une excellente précision et une très bonne réponse en cas de perturbation et un très bon THD, par contre le régulateur PI présente une réponse lente par rapport aux autres régulateurs. Concernant le ré-

TABLE 3.8 – Table comparative entre les déférentes commande.

	THD	Facteur de puissance	Temps de réponse	Temps de conception
PD2 Mono-PH	44%	0.8	—	—
PI	3.68%	0.97	160ms	Grand
Flou	2.47%	0.97	150ms	Petit
ANN	2.35%	0.98	150ms	Moyen
ANFIS	2.26	0.98	150ms	Moyen

gulateur flou, il est caractérisé par des valeurs optimales, car il assure un THD et un facteur de puissance améliorés que ceux du PI, et en même temps des écarts proches à ceux d'un régulateur ANFIS et neuronal. Le remplacement du régulateur floue par un régulateur neuronal a un grand avantage, le THDi a été amélioré à 2.35% et le facteur de puissance augmente à 0.98. A Cause la grande valeur du condensateur du PFC (2350 µF), tous les techniques de commande ont le même temps de repense égale à 150ms. Les résultats démontrent que les commande a base des réseaux de neurones ou ANFIS améliore les performances du correcteur de facteur de puissance due au puissance des réseaux de neurones de traiter et adapter avec les signaux bruités.

3.10 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de présenter les déférentes types des commandes intelligentes appliqué sur la boucle de régulation tension du bus continu d'un correcteur du facteur de puissance monophasé. Il commence par une description du principe de fonctionnement du circuit globale et des différents modes de fonctionnement de l'hacheur DC-DC élévateur. Ensuite, une mise en équations d'état du PFC et dimensionnement des différents éléments. Avant de présenter les résultats expérimentaux, le banc d'essai pratique réalisé au laboratoire est brièvement décrit. Ces résultats montrent les performances de la commande par régulateurs intelligents appliqué au PFC. En effet, il assure un faible THD et un facteur de puissance élevé, une action régulatrice très rapide et précise en cas de variation d'amplitude tension de réseau et une correction rapide et stable de sa trajectoire dans le cas d'une variation brutale de la charge. Finalement , le quatrième chapitre est une initialisation et aplication à la commande du filtre actif parallèle du puissance.

//

4 Initialisation et Application à la commande du filtre actif parallèle (SAPF)

4.1 Introduction

Le filtre parallèle active de puissance ou le compensateur shunt est utilisé contre la distorsion harmonique de courant générée par les charges non linéaires. Nous nous intéresserons en premier lieu à présenter la structure générale d'un filtre actif parallèle à trois bras ainsi que son circuit de commande, de sorte que les points ci-dessous seront mis en relief ; spacing

- L'identification des courants perturbés .
- La régulation du tension continue.
- Le contrôle du courant de filtre actif parallèle.

Presque les théories proposées dans la littérature pour contrôler le filtre active de puissance parallèle sont basées sur des algorithmes d'extraction actifs et réactifs [10-15,66,93-97], ces techniques contiennent un calcul compliqué et un grand nombre de capteur de courant, ce qui nécessite un puissant calculateur. Problèmes, dans ce chapitre, un contrôle de courant indirect (IDCC) a été utilisé pour le SAPF. Le courant de référence est calculé directement par la multiplication de la tension continue du condensateur et de la forme d'onde de la tension sinusoïdale unitaire, sans aucune détection du courant de charge [66,112,115]. De nombreux contrôleurs ont été proposés dans la littérature pour obtenir un contrôle robuste du SAPF, tels que le contrôle PI [94], le contrôleur de tension de liaison cc à logique floue [93-94,116], le contrôle de mode glissant [105,117], les réseaux de neurones [66,118] , contrôle prédictif et autres [120-121].

En raison du comportement non linéaire du filtre de puissance actif parallèle connecté au réseau électrique, une modélisation mathématique basée sur un contrôle classique échoue souvent à obtenir des performances satisfaisantes. Par conséquent, la nécessité d'un contrôle robuste qui ne nécessite aucun modèle paramétrique est une nécessité. La logique floue est un contrôle robuste basé directement sur les expériences humaines. Il combine la flexibilité et la rapidité de conception [66,93-94,116], mais il a encore une difficulté majeure qui est l'implémentation en temps réel. Une implémentation pratique de la logique floue nécessite une plate-forme de calcul puissante, ce qui augmente le coût.

4.2 Modélisation du filtre actif parallèle de puissance

Le filtre de puissance actif de puissance parallèle , qui n'est pas plus qu'un onduleur de tension à trois bras connecté en parallèle au réseau, comme représenté sur la figure 4.1, est généralement commandé en tant que générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais avec une phase opposée [66,115-119,]. Par conséquent, le courant côté réseau sera sinusoïdal. Ainsi, l'objectif du filtre de puissance actif parallèle est d'empêcher les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs) produits par les charges non linéaires de circuler à travers l'impédance du réseau situé en amont du point de connexion (PCC) du filtre de actif . [66,113,114]. Cette structure est plus répandue que l'architecture série en raison des multiples modes de compensation qu'elle offre : spacing

- Compensation des courants harmoniques.
- Compensation de la puissance réactive.
- Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive.

Le système illustré à la figure 4.1 est une source de courant alternatif triphasé V_s comportant un inducteur L_s, alimentant une charge non linéaire constituée d'un redresseur à pont de diodes complet alimentant une charge inductive. La charge non linéaire supporte des courants d'ordre bas qui présentent des harmoniques élevés ($5^{\text{ème}}$, $7^{\text{ème}}$, $11^{\text{ème}}$, $13^{\text{ème}}$, etc.). Le filtre actif contient un onduleur de tension ayant des inductances (L_f, R_f) à l'entrée et un condensateur C à la sortie. Il est connecté en parallèle à la charge afin de compenser la composante harmonique des courants $[i_{l123}] = [i_{l1} i_{Ll2} i_{l3}]$, permettant ainsi à la source de fournir des courants quasi-sinusoïdaux i_{s123}. Les tensions au point de connexion du filtre actif sont v_{s123}.

Les courants dans les trois phases à l'entrée du filtre sont i_{f123}, et les tensions entre les entrées du convertisseur et le point M sont v_{123m} . Les tensions v_{dc}et v_{mn}représentent

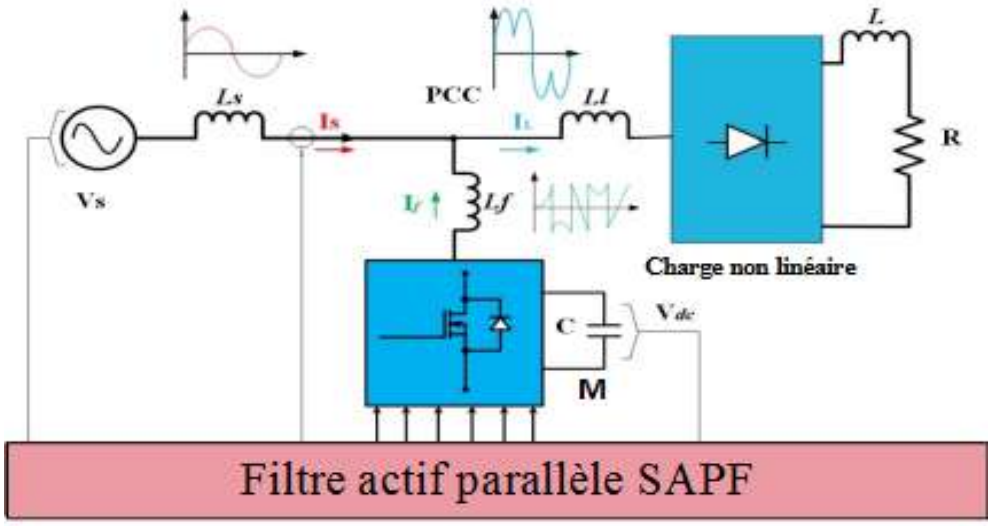


FIGURE 4.1 – Filtre actif parallèle triphasé.

les tension respectivement aux bornes du condensateur C et entre le point M et le point neutre N de la source. Le filtre actif parallèle sera modélisé dans le cadre de référence (abc). Le modèle obtenu sera ensuite transformé en référentiel tournant (dq) en appliquant les matrices de transformation directement aux systèmes triphasés.

4.2.1 Modélisation du filtre actif parallèle dans un cadre abc

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les tensions et les courants pour chaque phase au point de couplage commun PCC, nous obtenons les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} v_1 = L_f \frac{di_1}{dt} + R_f i_1 + v_{1m} + v_{mn} \\ v_2 = L_f \frac{di_2}{dt} + R_f i_2 + v_{2m} + v_{mn} \\ v_3 = L_f \frac{di_3}{dt} + R_f i_3 + v_{3m} + v_{mn} \end{cases} \tag{4.1}$$

En sommant les trois équations de (4.1) en supposant que les tensions d'alimentation triphasées sont équilibrées et en prenant en compte l'absence de séquence zéro dans les courants d'un système à trois fils, on obtient :

$$v_{mn} = -\frac{1}{3} \sum_{m=1}^{3} v_{mn} \tag{4.2}$$

La fonction de commutation C_k du k_th bras du convertisseur est définie comme suit :

$$C_k = \begin{cases} 1, & \text{if } S_k \text{ is On and } S_k' \text{ is Off} \\ 0, & \text{if } S_k \text{ is Off and } S_k' \text{ is On} \end{cases} \tag{4.3}$$

Ainsi on peut écrire $v_{km} = C_k v_{dc}$ ce qui permet de déduire

$$v_{mn} = -\frac{1}{3}\sum_m C_m v_{dc} \tag{4.4}$$

L'équation différentielle régissant la phase k devient :

$$v_k = L_f \frac{di_k}{dt} + R_f i_k + C_k v_{dc} - \frac{1}{3}\sum_{m=1}^{3} C_m v_{dc} \tag{4.5}$$

ou

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_k - \frac{1}{L_f}(C_k - \frac{1}{3}\sum_{m=1}^{3} C_m) v_{dc} + \frac{v_k}{L_f} \tag{4.6}$$

Pour $k = 1, 2, 3$. Sachant qu'il existe huit états de fonctionnement possibles pour le filtre actif, nous pouvons définir la fonction de commutation d'état d_{nk} comme étant :

$$d_{nk} = (C_k - \frac{1}{3}\sum_{m=1}^{3} C_m)_n \tag{4.7}$$

La valeur de d_{nk} dépend de l'état de commutation n (n = 0, 1,. . . , 7) du convertisseur et de la phase k. En d'autres termes, dnk dépend simultanément des fonctions de commutation des trois branches du filtre actif. Cela démontre l'interaction entre les trois phases. Le tableau 4.1 donne les valeurs de d_{nk} en fonction de l'état de commutation et pour chaque phase du système. De plus, sur la base de l'équation (4.7) et pour les huit états possibles du filtre actif, la conversion de la matrice $[C_k]$ en $[d_{nk}]$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

Il convient de noter que le rang de la matrice $[d_{nk}]$ de transformation dans (4.8) est égal à 2 et que le système n'a pas de composante zéro.

De plus, du côté continu du filtre actif, la relation suivante est vérifiée :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} \tag{4.9}$$

TABLE 4.1 – Valeur de d_{nk} en fonction de l'état de commutation n et de la phase k.

n	$[C_1C_2C_3]$	d_{nk}		
		k=1	k=2	k=3
0	[0 0 0]	0	0	0
1	[1 0 0]	2/3	-1/3	-1/3
2	[1 1 0]	1/3	1/3	-2/3
3	[0 1 0]	-1/3	2/3	-1/3
4	[0 1 1]	-2/3	1/3	1/3
5	[0 0 1]	-1/3	-1/3	2/3
6	[1 0 1]	1/3	-2/3	1/3
7	[1 1 1]	0	0	0

La loi de Kirchhoff sur les courants donne :

$$i_{dc} = C_1 i_1 + C_2 i_2 + C_3 i_3 \tag{4.10}$$

et on peut facilement vérifier que :

$$\sum_{m=1}^{3} d_{nm} i_m = \sum_{m=1}^{3} c_m i_m \tag{4.11}$$

Cela permet d'obtenir l'équation suivante :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^{3} d_{nm} i_m \tag{4.12}$$

De plus, en a l'absence de séquence zéro dans les fonctions Courants alternatifs, on obtient l'équation différentielle suivante du côté CC :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(2d_{n1} + d_{n2})i_1 + \frac{1}{C}(d_{n1} + 2d_{n2})i_2 \tag{4.13}$$

Par conséquent, le modèle complet du filtre actif dans le référentiel "abc" est réalisé en utilisant la relation (4.6) pour les phases 1 et 2 et la relation (4.13) :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_1}{dt} = -R_f i_1 - d_{n1} v_{dc} + v_1 \\ L_f \frac{di_2}{dt} = -R_f i_2 - d_{n2} v_{dc} + v_2 \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (2d_{n1} + d_{n2})i_1 + (d_{n1} + 2d_{n2})i_2 \end{cases} \tag{4.14}$$

Il convient de noter que ce modèle est non linéaire et varie dans le temps et que la représentation de l'espace d'états du modèle est minimale. Cependant, les composants

fondamentaux à l'état d'équilibre sont sinusoïdaux. Par conséquent, afin de faciliter le contrôle, le modèle peut être transformé en un cadre orthogonal synchrone tournant à la fréquence fondamentale de l'alimentation (w). En utilisant cette transformation variant dans le temps, la composante de séquence positive à la fréquence fondamentale devient constante.

4.2.2 Conversion de modèle dans le plant de référence « dq »

$$C_{123}^{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos\theta & -\sin\theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

La conversion inverse est alors obtenue à partir de la matrice transposée de C_{123}^{dq0}.
où :

$$C_{dq0}^{123} = (C_{123}^{dq0})^{-1} = (C_{123}^{dq0})^T$$

La troisième équation du modèle (4.14) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}[d_{n123}]^T[i_{123}]$$

En appliquant la transformation de coordonnées, on obtient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(C_{123}^{dq0}[d_{ndq0}])^T(C_{123}^{dq0}[i_{dq0}]) = \frac{d_{nd}i_d}{C} + \frac{d_{nq}i_q}{C} + \frac{d_{n0}i_0}{C}$$

et sachant que$d_{n0} = 0$ et $i_0 = 0$ on obtient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C} + \frac{d_{nq}i_q}{C} \tag{4.16}$$

La matrice de transformation simplifiée du repère stationnaire « abc » en repère « dq » devient :

$$C_{dq}^{12} = \sqrt{2} \begin{cases} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta) \end{cases} \tag{4.17}$$

et la matrice de transformation inverse :

$$C_{12}^{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{cases} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \tag{4.18}$$

De cette manière, le modèle de cadre stationnaire avec des variables d'état telles que $(i_1, i2, v_{dc})$ sera transformé en un modèle synchrone avec des variables telles que (i_d, iq, v_{dc}) et la relation entre les deux groupes de variables sera :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_{dc} \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

Les deux premières équations du modèle de cadre stationnaire décrit par (4.14) peuvent être présentées sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt}[i_{12}] = -\frac{R_f}{dt}[L_f] + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{12}] - \frac{1}{L_f}[d_{n12}]v_{dc} + \frac{1}{L_f}[v_{12}] \tag{4.20}$$

où : $[i_{12}] = [i_1, i_2]^T \quad [d_{n12}] = [d_{n1}, d_{n2}]^T$ et $[v_{12}] = [v_1, v_2]^T$ sont les deux premiers composants de la trame stationnaire triphasée « abc ». Cela implique :

$$\frac{d}{dt}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} C_{12}^{dq}[i_{dq}] - \frac{1}{L_f} C_{12}^{dq}[d_{ndq}]v_{dc} + \frac{1}{L_f} C_{12}^{dq}[v_{dq}] \tag{4.21}$$

où : $[i_{d<}] = [i_d, i_q]^T \quad [d_{ndq}] = [d_{nd}, d_{nq}]^T$ et $[v_{dq}] = [v_d, v_q]^T$ sont les vecteurs de la trame synchrone « dq ». Application de la propriété de différenciation :

$$\frac{d}{dt}[C_{12}^{dq}[i_{dq}]] = C_{12}^{dq}\frac{d}{dt}[i_{dq}] + (\frac{d}{dt}C_{12}^{dq})[i_{dq}] \tag{4.22}$$

Nous pouvons écrire :

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = (-(C_{12}^{dq})^{-1}(\frac{d}{dt}C_{12}^{dq}) - \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix})[i_{dq}] - \frac{1}{L_f}[d_{ndq}]v_{dc} + \frac{1}{L_f}v_{dc} \tag{4.23}$$

Ceci peut être vérifié que :

$$(C_{12}^{dq})^{-1}(\frac{d}{dt}C_{12}^{dq}) = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -w\cos(\pi/6) \\ w\cos(\pi/6) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

La relation suivante peut être dérivée :

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -w \\ w & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} [i_{dq}] - \frac{1}{L_f}[d_{ndq}]v_{dc} + \frac{1}{L_f}[v_{dq}] \tag{4.25}$$

En conclusion, la représentation du modèle dans le cadre « dq » s'obtient comme

suit :

$$\begin{pmatrix} L_f \frac{di_d}{dt} = -R_f i_d + L_f w i_q - v_{dc} d_{nd} + V_d \\ L_f \frac{di_q}{dt} = -R_f i_{dq} + L_f w i_d - v_{dc} d_{nq} + V_q \\ C \frac{v_{dc}}{dt} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \end{pmatrix} \tag{4.26}$$

Ce modèle est non linéaire pour la raison des termes de multiplication entre les variables d'état (i_d, i_q, v_{dc}) et les entrées (d_{nd}, d_{nq}). Cependant, ce modèle est invariant dans le temps pendant un état de commutation donné. De plus, le concept fondamental du filtre actif nécessite que les trois variables d'état soient contrôlées indépendamment. Par conséquent, id et iq doivent suivre un courant de référence variable extrait des courants de charge non linéaires.

De plus, la tension du bus continu vdc doit être contrôlée de sorte qu'elle soit maintenue à une valeur fixe afin de conserver les performances de compensation du filtre actif pendant les variations dynamiques. Cependant, le modèle n'a que deux entrées indépendantes. Par conséquent, une stratégie de contrôle basée sur le découplage de la boucle de suivi de courant et de la boucle de régulation de tension continue est utilisée. De cette manière, le filtre actif peut compenser les courants alternatifs et la tension du bus continu indépendamment l'un de l'autre. Cependant, les résultats dans l'un ou l'autre des sous-systèmes découplés auraient une réponse dynamique beaucoup plus lente que l'autre. Afin d'obtenir une réponse dynamique rapide de compensation d'harmoniques, une structure d'une boucle de poursuite de courant rapide interne et d'une boucle de régulation de tension continue lente externe est mise en oeuvre.

4.3 Commande indirect du filtre actif de puissance

Les performances et le coût du filtre actif parallèle dépendent fortement de la méthode d'extraction du courant polluant [66,112,115]. Le contrôle indirect du courant de source est une technique de contrôle pour le SAPF, il présente des avantages majeurs tels qu'un algorithme de contrôle moins compliqué et un nombre réduit de capteurs [112,11]. Le principe du contrôle indirect est donné à la Figure 4.2. Il est décrit comme suit : la tension continue aux bornes du filtre actif parallèle est mesurée et comparée à sa référence. L'erreur obtenue sert d'entrée pour le régulateur de tension, à sa sortie, l'amplitude maximale du courant de référence de la source I^*_{sm} est estimée. Ce courant I^*_{sm} régule la puissance demandée par la charge et les pertes dans le filtre de puissance active [66]. Les courants de référence instantanés de la source ($i^*_{sa}, i^*_{sb}, i^*_{sc}$) sont évalués en multipliant le courant de référence maximum I^*_s par les trois vecteurs unitaires (V1, V2, V3) de la tension source après passage d'une PLL au filtrage leur l'extraction du

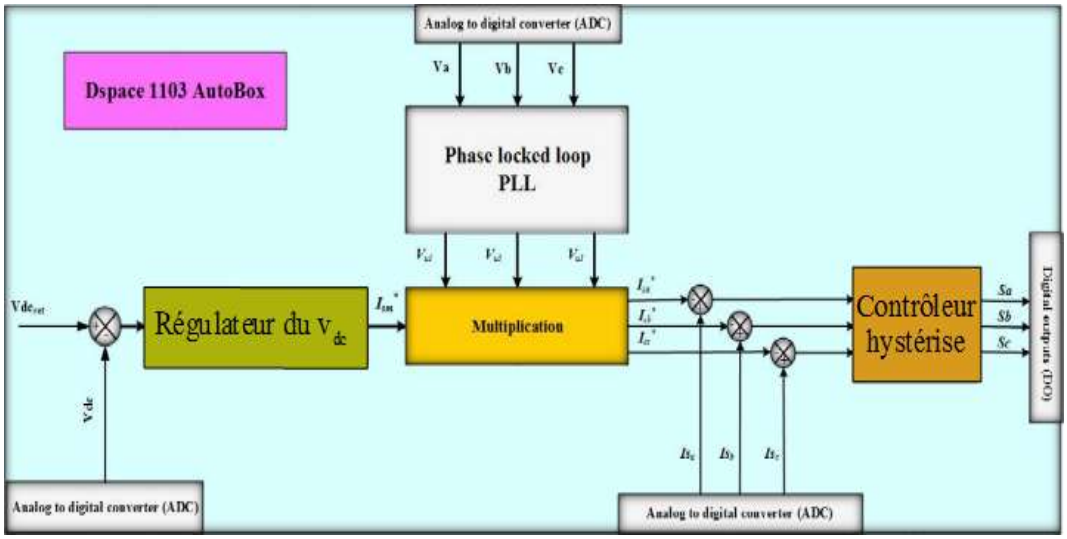


FIGURE 4.2 – commande indirecte du filtre actif parallèle.

courant de référence avec la technique de contrôle du courant indirect est détaillée dans la Figure 4.2, la tension du réseau et le courant absorbé par la charge non linéaire sont donnés par :

$$V_{sa} = V_m \sin(wt) \tag{4.27}$$

$$I_{La} = \sum_{h-1}^{\infty} I_{h_{max}} \sin(hwt - \phi_h) = I_{max} \sin(wt - \phi_1) + \sum_{h-2}^{\infty} I_{h_{max}} \sin(hwt - \phi_h) \tag{4.28}$$

Où : V_{max} est l'amplitude de la tension du réseau ; Imax est l'amplitude du courant de charge fondamental ; I_{h_max} est l'amplitude du h ème rang de courant harmonique ; $\Phi_h =$ angle de phase du nième courant harmonique. La méthode de calcul du courant de référence peut être résumée dans les étapes suivantes ci-dessous : La composante fondamentale du courant de charge peut être décomposée en deux termes, un courant actif et un courant réactif donnés respectivement par les équations (4.29) et (4.30).

$$I_{La_{active}} = I_{max} \sin(wt) \cos(\phi_1) \tag{4.29}$$

$$I_{La_{reactive}} = I_{max} \cos(wt) \sin(\phi_1) \tag{4.30}$$

(4.31), (4.32) et (4.33) donnent la puissance instantanée du charge monophasée.

$$P_{Load} = V_{sa}(t) I_{La}(t) \tag{4.31}$$

$$P_{Load} = V_m I_{max} \sin^2(wt)\cos(\Phi_1) + V_m I_{max} \sin(wt)\cos(wt)\sin(\Phi_1) + V_m \sin(wt) \quad (4.32)$$

$$P_{Load} = P_A(t) + P_R(t) + P_H(t) \quad (4.33)$$

La puissance absorbée par la charge peut être divisée en trois termes, une puissance active PA, une puissance réactive PR et une puissance harmonique PH. Le filtre actif doit compenser l'énergie réactive totale et les harmoniques, et par conséquent, le courant en amont du point de connexion commun sera sinusoïdal et en phase avec la tension de source. La puissance absorbée en amont du PCC est donnée par (4.34) :

$$P_{absorbed} = P_A(t) = V_m I_{max} \sin^2(wt)\cos(\Phi_1) = V_{sa}(t) I_{sa}(t) \quad (4.34)$$

(4.35) Exprime la première courant de référence de phase :

$$I_{sa}(t) = \frac{P_A(t)}{V_{sa}(t)} = I_{max}\cos(\Phi_1)\sin(wt) = I^*_{sm}\sin(wt) \quad (4.35)$$

Après calcule le courant de référence de source, une soustraction entre celle-ci et le courant de source mesurée pour estimer le courant de filtre comme indiqué dans (4.36).

$$I_{fa}(t) = I_{sa}(t) - I^*_{sa}(t) \quad (4.36)$$

i_f représente les harmoniques et les termes réactifs du courant de la source, qui doivent être éliminés par le contrôleur de boucle de régulation du courant.

4.4 Boucle de régulation du courant

Parmi les diverses stratégies de contrôle de courant à MLI pour les filtre actif de puissance , le contrôleur de courant d'hystérésis (HCC) est une méthode simple, robuste et à bande passante élevée utilisée pour générer les modèles de commutation pour l'onduleur de tension, le principal inconvénient étant sa fréquence de commutation variable [64-66,114]. Le HCC maintient le courant de compensation dans la bande d'hystérésis souhaitée (HB). La HB affecte directement la fréquence de commutation, une valeur inférieure de HB donne moins d'ondulation mais une fréquence de commutation moyenne plus élevée et et vice versa.

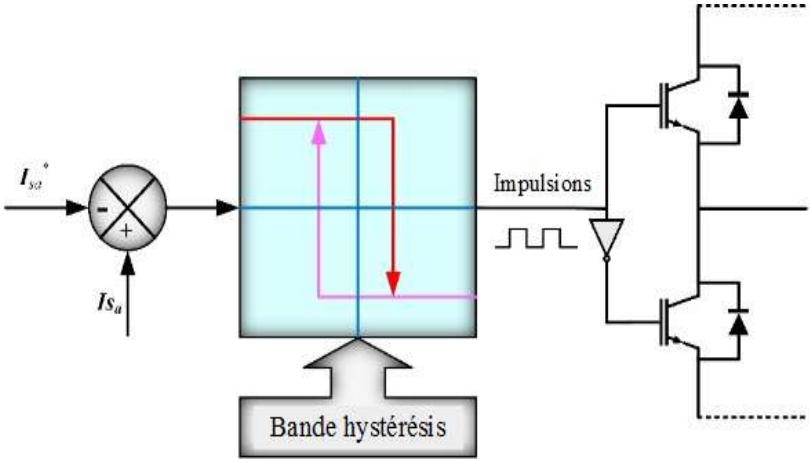


FIGURE 4.3 – Contrôleur hystérésis.

4.5 Contrôleur de tension Vdc

Le contrôleur de tension continue est mis en œuvre comme illustré à la figure 4.4, la valeur de référence Vdc est réglée sur 400V. Pour un fonctionnement correct, la tension de référence doit être supérieure à au moins deux fois la valeur de la tension réseau [108].

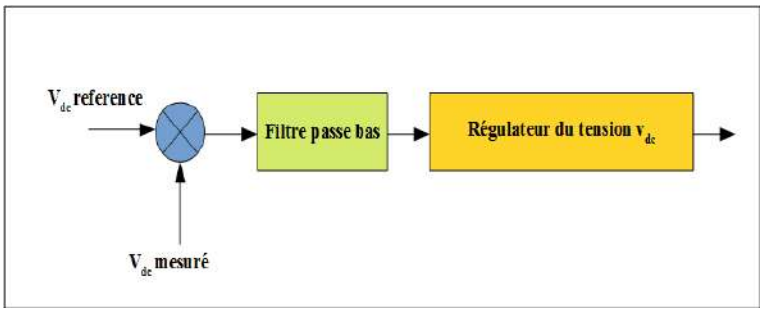


FIGURE 4.4 – Boucle de régulation Vdc.

4.5.1 commande par régulateur PI

Les paramètres du contrôleur PI sont déterminés par une approche d'essai et d'erreur et sont Kp = 1 et Ki = 0,1. Le signal de retour a des oscillations et, par conséquent, la sortie du contrôleur PI a des oscillations. Un filtre passe-bas est installé avant le contrôleur PI avec une fréquence de coupure de 25 Hz pour réduire les oscillations dans le signal d'entrée au contrôleur.

4.5.2 commande par régulateurs a base de l'intelligence artificiel

Après l'essai avec le régulateur PI,ce dernier a été remplacé par des régulateurs à base de réseaux neuronale, floue et neurone-flou afin de tester la robustesse de ces technique de commande.

4.6 Réactance de ligne

Les réacteurs de ligne peuvent aider à l'atténuation des harmoniques à haute fréquence en étant placé devant par exemple un entraînement à fréquence variable. D'après l'équation 4.37, la réactance des réacteurs de ligne est proportionnelle à la fréquence, f.

$$X_L = 2\pi f L \tag{4.37}$$

Aux fins d'atténuation des harmoniques, on ne règle généralement pas plus de 5%

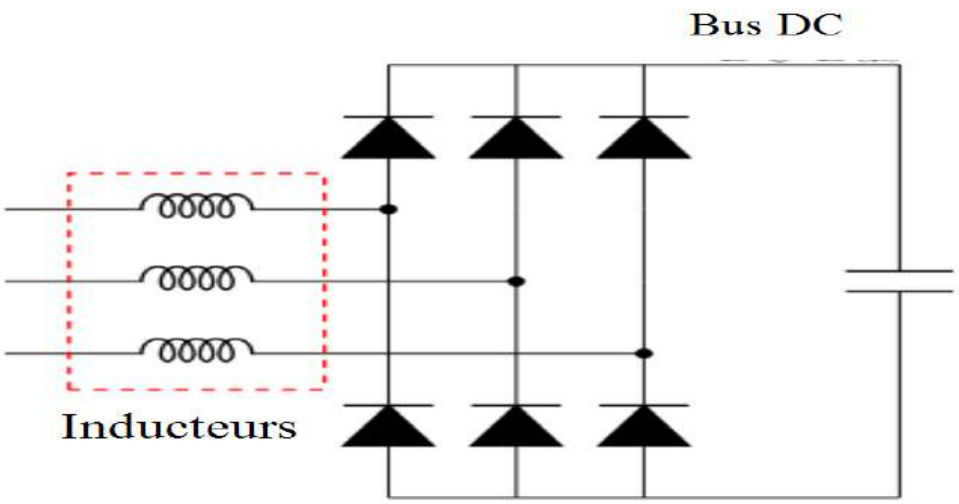


FIGURE 4.5 – Reactance de ligne à l'entrée d'un redresseur triphasé.

d'impédance à l'entrée du variateur. En ajoutant 5% d'impédance, le THD actuel peut être réduit d'environ 30 à 40%, au lieu de 70 à 100% [112, 114].

4.7 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle

En premier lieu, nous allons voir les caractéristiques de la charge non linéaire utilisée du banc d'essais. Les constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation

du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple) ; La figure 4.6 illustre les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes, obtenues par le banc d'éssai, avec insertion d'une inductance de couplage (L=1.5 mH). La figure 4.7 représente le spectre associé où apparait la prédominance des harmoniques de rang 5 et 7 l'importance de la distorsion harmonique en courant (THDi= 26%).le facteur de puissance est faible (0.85).

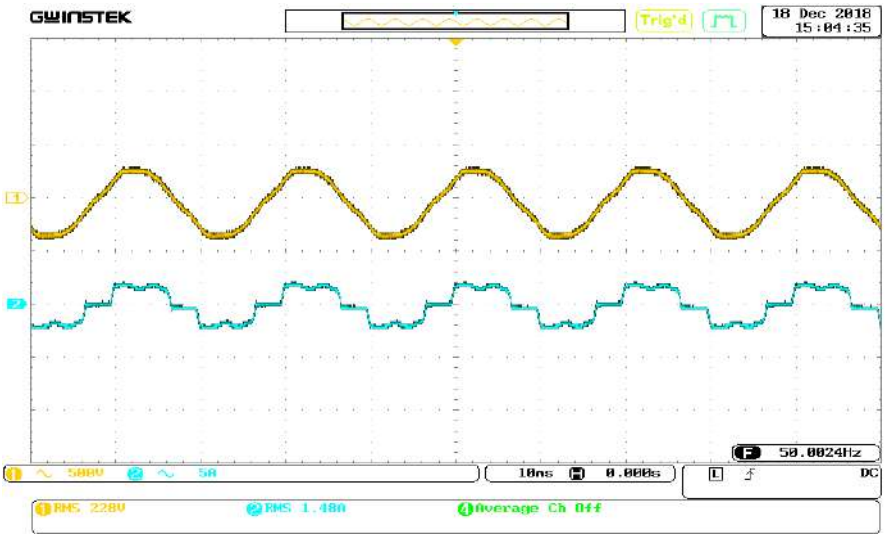


FIGURE 4.6 – Courants absorbés par le pont redresseur à diodes connecté au réseau.

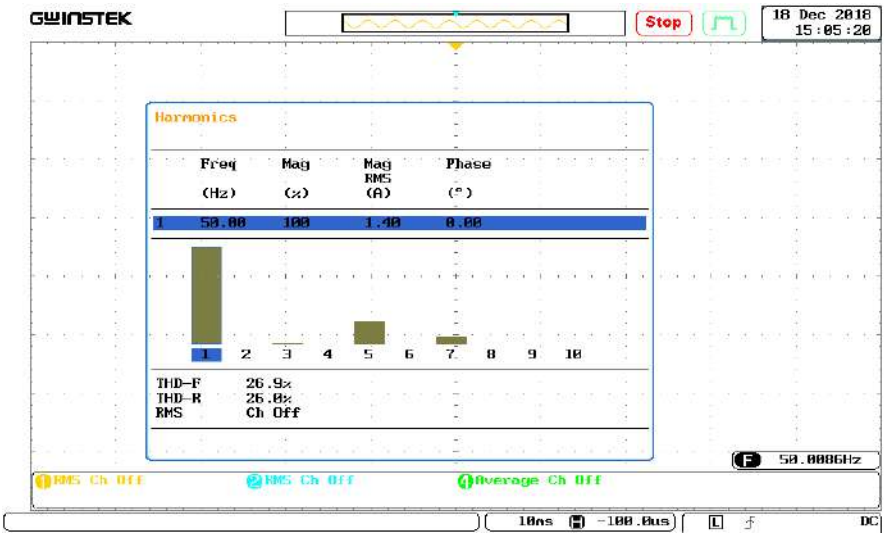


FIGURE 4.7 – spectre du courant d'entrée de redresseur.

4.8 Résultats expérimentaux

D'abord, le régime permanent est évalué en termes de régulation de la tension de sortie, taux de distorsion d'harmoniques (THD), et facteur de puissance (PF).Après, le régime transitoire est évalué pour la réponse de la tension de sortie en appliquant des variations au niveau de la charge qui sont prévus dans des applications pratiques de ce circuit. Toutes les données présentées ont été relevées à 50 kHz utilisant l'interface utilisateurs de control desk pour le dSPACE1103.

Tous les signaux sont bruyants et perturbés à cause de l'interférence électromagnétique généré par les commutations du filtre actif et l'impédance du réseau électrique.

TABLE 4.2 – Paramètre du banc d'essai du filtrage actif.

Paramètres	Valeur
Tension réseau (Vs simple)	110V
Tension de référence	400V
Résistance de charge	200 : 160 Ω
Capacitance de filtre	2350 μF
Inductance du couplage	10 mH
Inductance du redresseur	1.5 mH
Période d'échantillonnage(Ts)	$2e^{-5}s$

Dans le premier cas,les performances du filtre actif avec les différents types de contrôle ont été évaluées en régime permanent, où le comportement de la tension du bus continue, la distorsion de courant de ligne (THD) et le facteur de puissance ont été acquis. Ensuite, dans le second cas, les performances (le temps de réponse de la tension continue sous variation de la charge) ont été évaluées dans le régime transitoire. Les changements de charge ont été affectés par la connexion ou la déconnexion de charges parallèles de 200 Ω ou 160 Ω.

4.8.1 Résultat du régulation proportionnelle intégrale (PI)

4.8.1.1 Performance régime permanent

Les figures 4.8 et 4.9 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension ,courant du filtre et l'analyse du spectre harmonique du première phase obtenus pour V_d^*c=400V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=2.66%).L'erreur statique de la tension du bus continu est ($\cong 1V$).

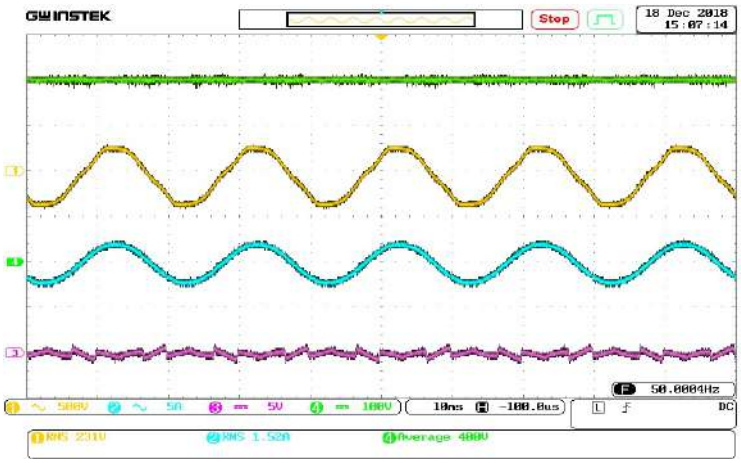


FIGURE 4.8 – Tension du bus continu,courant du filtre, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V.

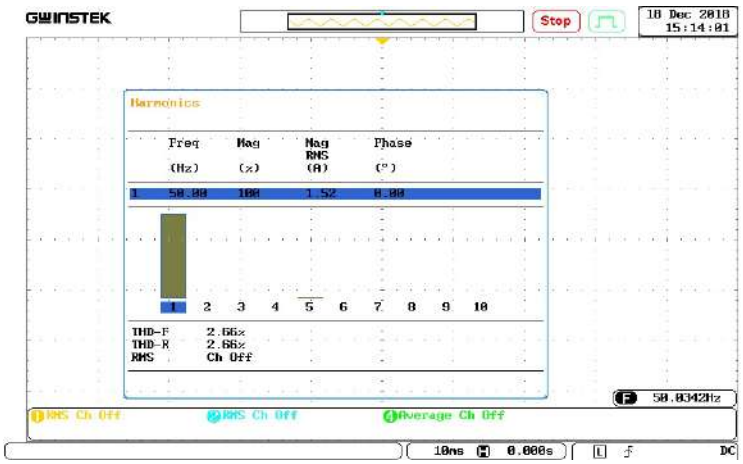
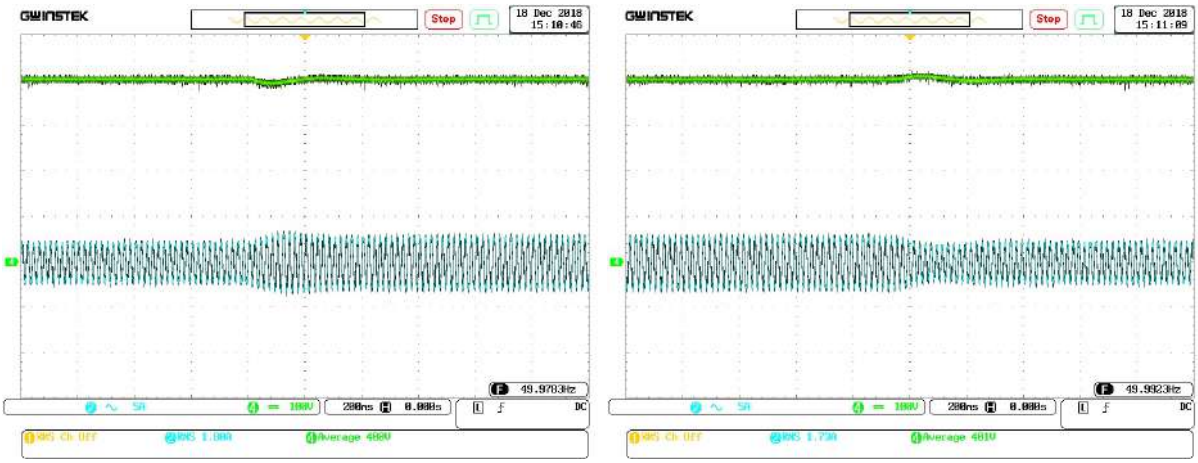


FIGURE 4.9 – spectre du courant d'entrée.

4.8.1.2 Performances face aux variations de la charge non linéaire

Les figures 4.10a et 4.10b illustre les résultats obtenus pour une compensation des harmoniques avec une variation de charge.La resistance globale Rch passe alors de la valeur 200 Ω à 160 Ω. Ce changement de charge permet de faire varier d'une manière signiflcative les amplitudes de l'ensemble des harmoniques. Les résultats obtenus en démontrent la rapidité et l'efficacité de la technique de commande par regulateur PI face aux variations de la charge non linéaire.

Résultat du régulateur Flou



(a) Augmentation de charge. (b) Diminution de charge.

FIGURE 4.10 – Répence avec variation de charge.

4.8.1.3 Performance régime permanent

Les figures 4.11 à 4.13 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension ,courant du filtre, l'analyse du spectre harmonique et l'analyse des puissances du première phase obtenus pour V_O^*=400V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=2.47%) et le facteur de puissance est égal à 0.99.L'erreur statique de la tension du bus continu est ($\cong 0.5V$).

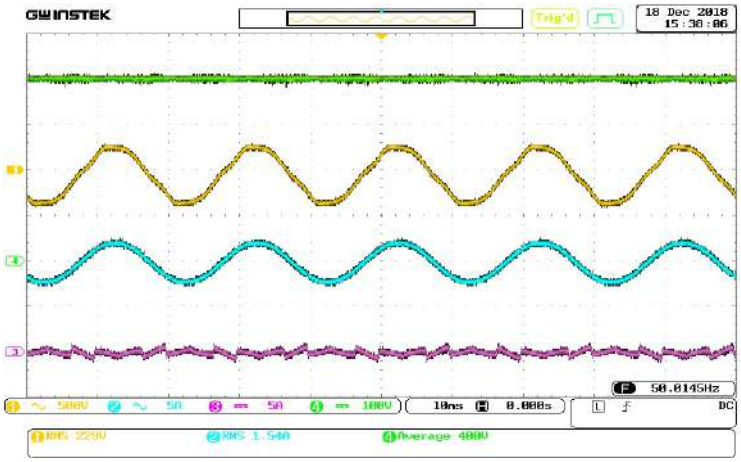


FIGURE 4.11 – Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour $V_{ref} = 400V$.

4.8.1.4 Performances face aux variations de la charge non linéaire

Dans ce test expérimental, la valeur du charge est variée (de 200 à 160 Ω) .Ce test est effectué pour vérifier la robustesse du contrôleur flou dans le cas du régime transitoire

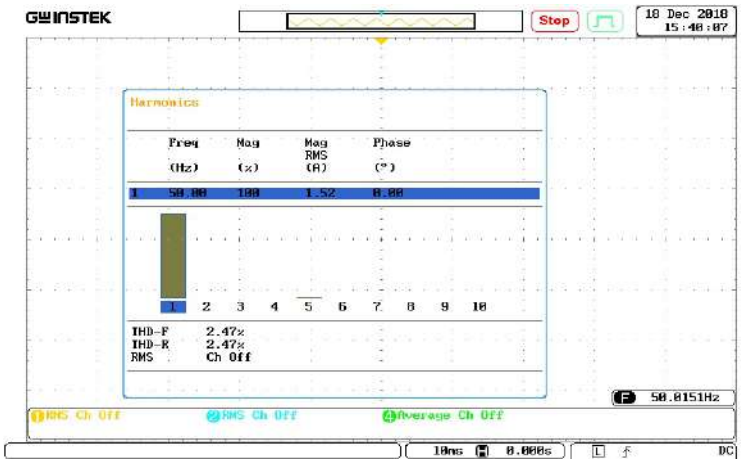


FIGURE 4.12 – Spectre du courant d'entrée.

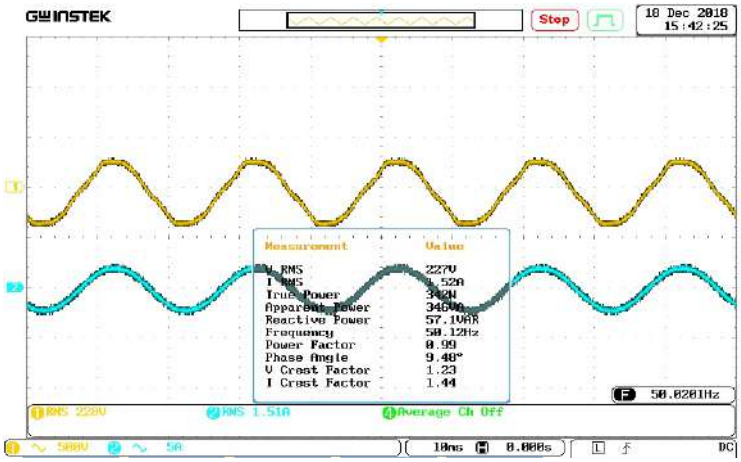


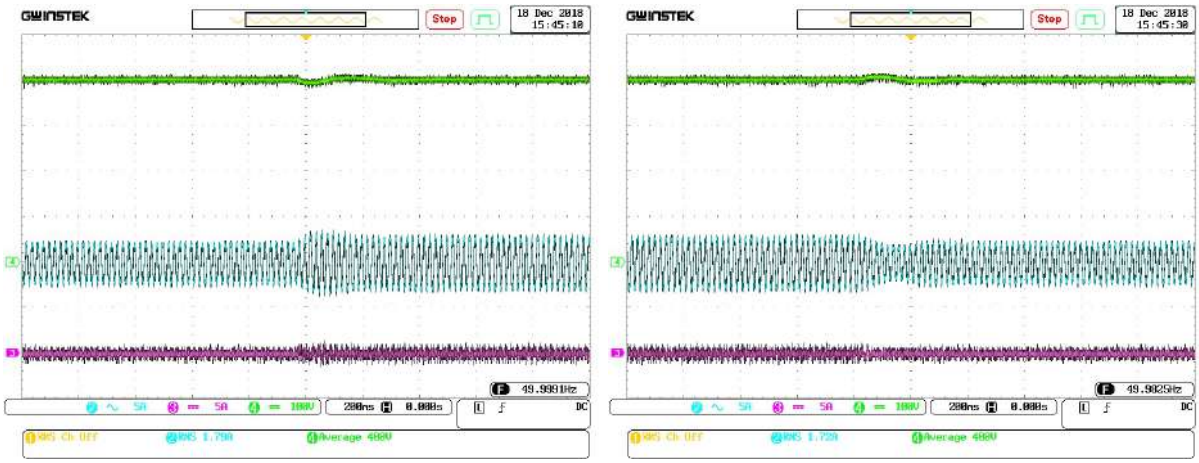
FIGURE 4.13 – Analyse de puissance.

et dans le de variation des paramètres de la charge. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures 4.14a et 4.14b ci-après.Les résultats obtenus en régime transitoire, montrent que le contrôleur flou est plus performant par rapport au régulateur PI. Il corrige la trajectoire de la tension V_O en un temps très court, tout en garantissant une bonne stabilité et précision.

Résultat du régulateur neuronal

4.8.1.5 Performance régime permanent

Les figures 4.15 à 4.17 représentent respectivement, les résultats expérimentaux des forme d'onde des courants,tension,courant du filtre, l'analyse du spectre harmonique et l'analyse des puissances du première phase obtenus pour V_O^*=400V. Le courant d'entrée a une forme quasi sinusoïdal avec un faible taux de distorsion (THDi=2.35%)



(a) Augmentation de charge. (b) Diminution de charge.

FIGURE 4.14 – Répence avec variation de charge.

et le facteur de puissance est égal à 0.99.

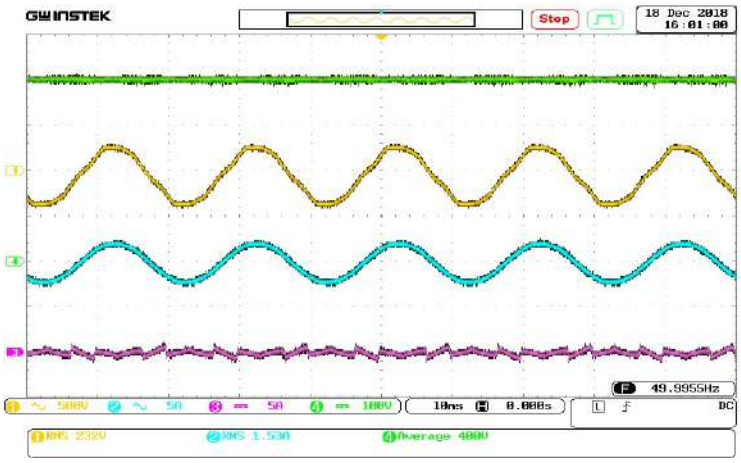


FIGURE 4.15 – Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V.

4.8.1.6 Performances face aux variations de la charge non linéaire

Les performances de la méthode proposée lors d'une variation de charge sont illustrées à la figure 4.18. Dans ce cas, le courant de charge est augmenté de 20% . Comme on peut le constater, le courant de source reste sinusoïdal ; son régime permanent est atteint après une période (après la variation de la charge)

Résultat du régulateur ANFIS

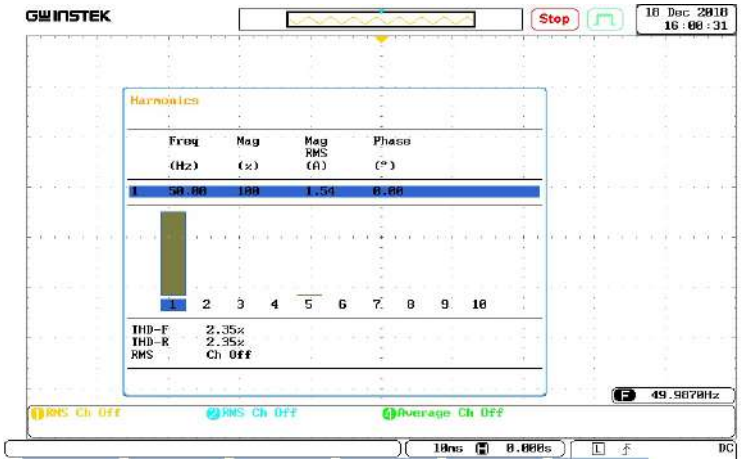


FIGURE 4.16 – spectre du courant d'entrée.

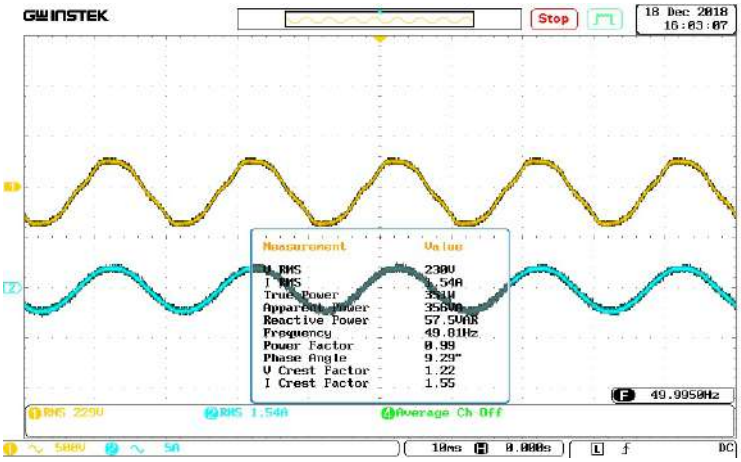
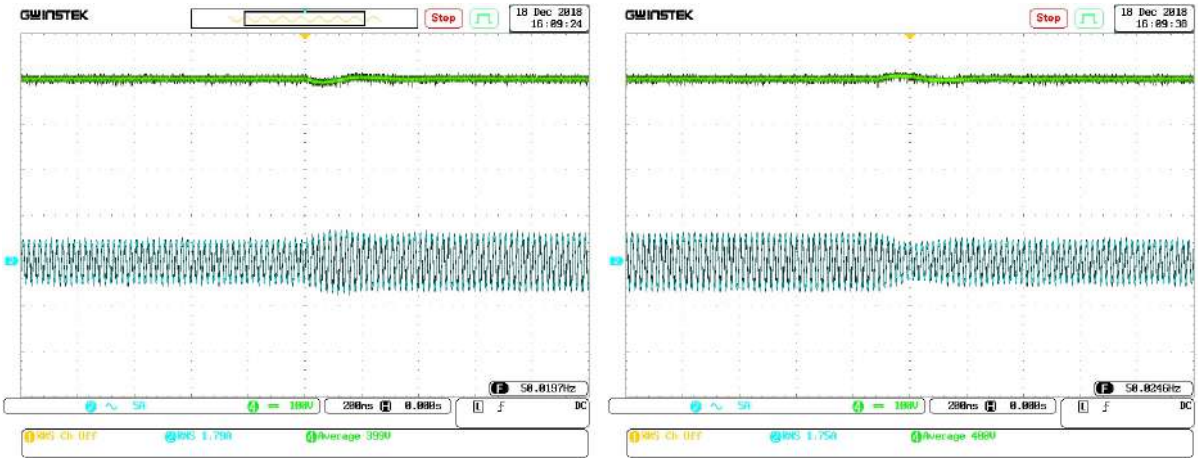


FIGURE 4.17 – analyse de puissance.



(a) Augmentation de charge. (b) Diminution de charge.

FIGURE 4.18 – Répence avec variation de charge.

4.8.1.7 Performance régime permanent

Les résultats en régime permanent sont illustrés sur les figures 4.19 ,4.20 rt **??** . Nous constatons le réglage appréciable de la tension V_{dc} à sa valeur de référence (400V), le courant absorbé est aussi très proche d'une forme d'onde sinusoïdale et possède un taux de distorsion de faible valeur (THDi=2.29%). Le facteur de puissance et très proche à l'unité 0.99, l'erreur de la tension au bornes du condensateur est comprise entre ±0.5V autour de la valeur fixe de la tension de consigne. Concernant l'erreur au niveau du courant du filtre, elle est comprise entre ±0.1A autour de la bande d'hystéries.

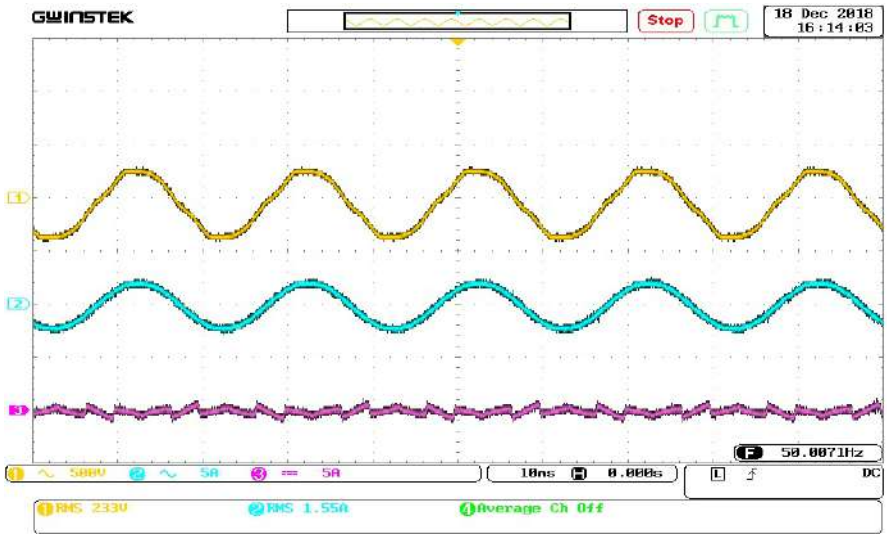


FIGURE 4.19 – Tension du bus continu, courant d'entrée et tension du réseau pour Vref=400V.

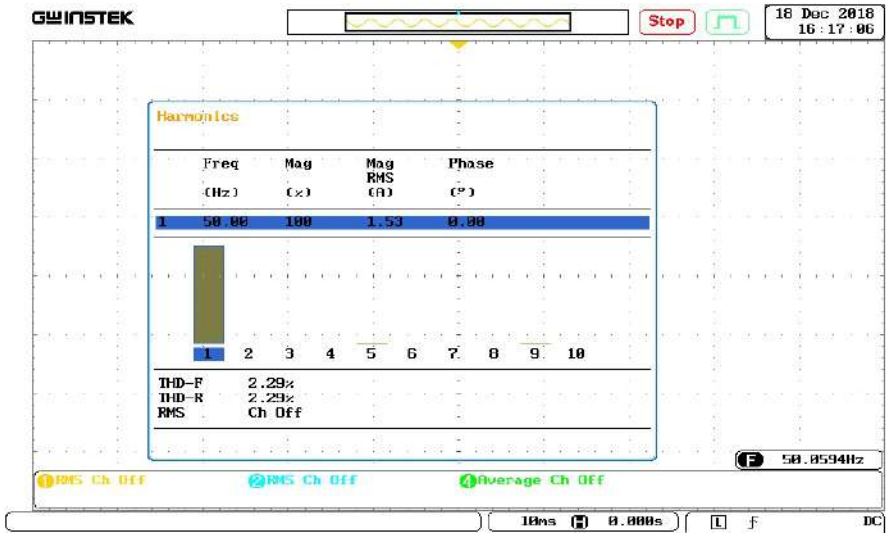


FIGURE 4.20 – spectre du courant d'entrée.

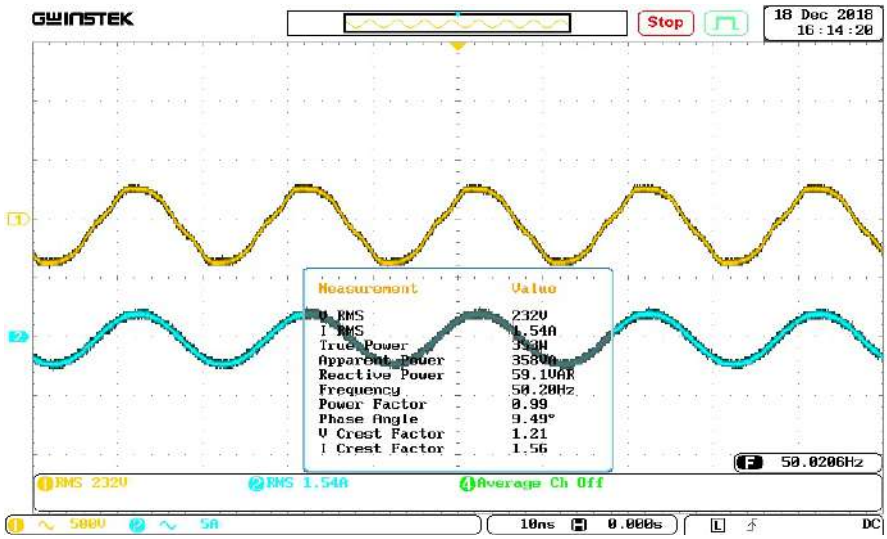
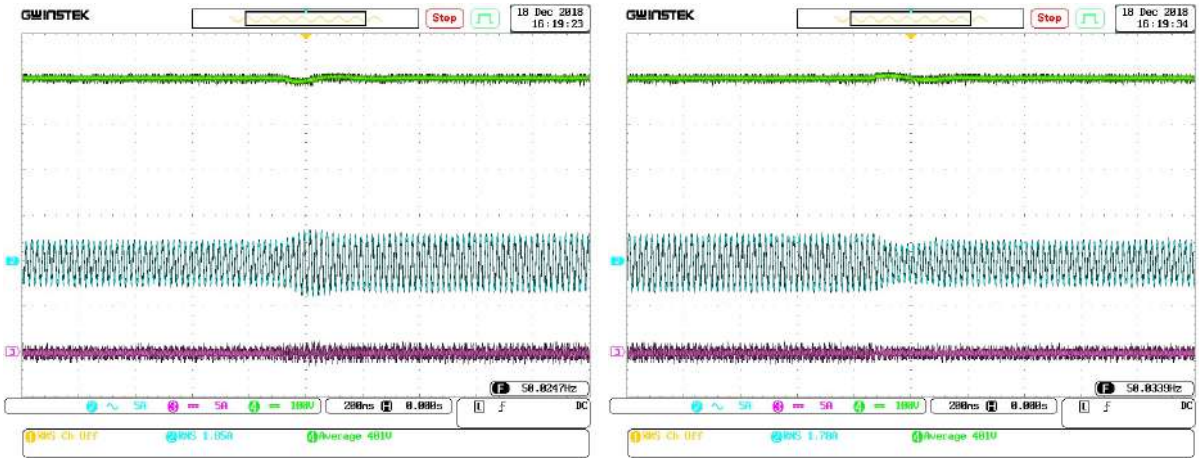


FIGURE 4.21 – analyse de puissance.

4.8.1.8 Performances face aux variations de la charge non linéaire

A partir du point de fonctionnement nominal du système , une variation brusque de la charge est opérée tel que : Is=1.5A vers Is=2A, et V_{dcref} =400 V. Les résultats expérimentaux obtenus confirment et prouvent que les deux régulateurs arrivent à rejeter la perturbation provoquée sur le bus continu suite à une augmentation du courant de la charge d'une manière identique d'une part et d'autre part engendrent des courants de références (I_s^*) correspondants au courant de charge imposé (Figure 4.22).



(a) Augmentation de charge. (b) Diminution de charge.

FIGURE 4.22 – Répence avec variation de charge.

TABLE 4.3 – Table comparative entre les déférentes commande.

	THD	Facteur de puissance	Temps de réponse	Temps de conception
PD3 3-PH	29%	0.8	—	—
PI	2.66%	0.97	120ms	Grand
Flou	2.47%	0.98	100ms	Petit
ANN	2.35%	0.99	100ms	Moyen
ANFIS	2.26	0.99	90ms	Moyen

4.8.2 Discussion compétitive

L'objectif de cette étude est de montrer l'apport de chacun des régulateurs présentés tout au long du chapitre pour la commande du filtre actif de puissance. Les critères pris en compte dans l'évaluation des performances des régulateurs installés au niveau de la boucle de tension, sont le taux de distorsion du courant de réseau. ''THDi", le facteur de puissance, le temps de réponse et le temps de conception. Pour cela le tableau 4.3 présente les différentes valeurs prise par mesures réelles :

Il est remarquable que le régulateur ANFIS offre une excellente précision et une très bonne réponse en cas de perturbation et un très bon THDi, par contre le régulateur PI présente une réponse lente par rapport aux autres régulateurs. Concernant le régulateur flou, il est caractérisé par des valeurs optimales, car il assure un THD et un facteur de puissance améliorés que ceux du PI, et en même temps des écarts proches à ceux d'un régulateur ANFIS et neuronal. Le remplacement du régulateur floue par un régulateur neuronal a un grand avantage, le THDi a été amélioré à 2.35% et le facteur de puissance augmente à 0.99. A Cause la grande valeur du condensateur du SAPF (2350 µF), tous les techniques de commande ont le même temps de repense proche à 100ms. Les résultats démontrent que les commande a base des réseaux de neurones et ANFIS améliore les performances du filtre actif de puissance due au puissance des réseaux de neurones de traiter et adapter avec les signaux bruités. Tous les tests prouvent que le contrôleur hybride (floue-neuronale) proposé donne de très bons résultats parce qu'ils combinent entre les avantages des réseaux de neurones dans le rejet du bruit et le concept rapide de la logique floue. Ainsi, ces résultats montrent que tant le banc d'essais comme les structures de contrôle avancées avec une topologie NPC et une modulation classique pour l'application au filtrage actif fonctionnent correctement.

4.9 Conclusion

Dans cet quatrième chapitre nous avons pu valider expérimentalement les différents algorithmes de commande appliqués au filtre actif parallèle dans le cas d'un fonctionnement permanent, de régimes transitoires lors de variation du niveau de la charge. L'analyse spectrale des signaux de courant et tension issus du régime permanent confirme que les techniques de commande intelligentes améliorent la qualité des signaux de courant avec un taux de distorsion global THDi %=2.29% et des tensions avec un taux de distorsion global THDv% =5% . Dans le cas des puissances active et réactive nous avons constaté que leurs signaux suivaient leurs références avec un minimum d'erreur. De plus, grâce à l'analyse des résultats des transitoires, la commande ANFIS assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse pour des changements du niveau de la charge prouvé en pratique.

Conclusion Générale

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'actions curatives afin d'améliorer la qualité de l'énergie et de compenser la pollution harmonique, la puissance réactive, plus particulièrement celui du redresseur. Elle est consacrée à la réduction de l'injection de courants harmoniques dans le réseau, caractérisant les ponts redresseurs à diodes largement exploités dans les secteurs industriels et domestiques. La plupart des équipements électroniques sont alimentés par le secteur 50 Hz et plus de 50% de cette puissance est traitée par un convertisseur de puissance. Généralement, les convertisseurs de puissance utilisent un redresseur à diode suivi d'un condensateur pour convertir la tension alternative en tension continue. Étant donné que ces convertisseurs absorbent l'énergie de la ligne alternative uniquement lorsque la tension de la ligne est supérieure à la tension du bus Vdc, le courant de la ligne d'entrée contient de riches harmoniques qui polluent le système d'alimentation et perturbent les autres équipements électriques. Ces convertisseurs ont généralement un faible facteur de puissance. Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau d'alimentation, il est apparu nécessaire de développer dans le domaine industriel et sur le plan domestique des dispositifs curatifs tels que les filtres actifs d'une part et d'autre part de concevoir des convertisseurs statiques non polluants dans un cadre préventif. Notre premier choix s'est porté sur le redresseur AC /DC associé un convertisseur DC-DC comme dispositif d'amélioration de la forme d'onde du courant et de facteur de puissance à l'entrée des convertisseurs statiques, dont une étude détaillée dans cette thèse lui a été consacrée. Après une modélisation de la structure du PFC, une synthèse sur l'estimation des paramètres le constituant, tel que l'inductance L, les valeurs de la capacité de stockage Cdc et de les puissance des semi-conducteur de puissance ainsi que la modélisation des pertes de convertisseur. Les études de la littérature affirment que le PFC représentent une solution efficace pour la compensation des harmoniques produits par un redresseur monophasé. Dans cette perspective, cette thèse a été allouée à l'étude de différentes stratégies utilisées pour le contrôle de PFC. La performance du correcteur de puissance active dépend non seulement du choix de son circuit de puissance, mais également de la stratégie de commande utilisée. A ce propos, une piste de travail concerne l'amélioration du PLL par un filtre multi-variable

et la logique floue. Une P.L.L. multi-variable et un régulateur de type floue ont été synthétisés et leur stabilité et robustesse ont été confirmées avant d'être introduites dans les stratégies de commande développées. L'application de la technique PI en boucle tension du PFC a effectivement mis en évidence les performances souhaitées d'une commande à fréquence de commutation variable. Classiquement, le régulateur proportionnel intégral et dérivé (PID) est le plus utilisé pour contrôler les convertisseurs de puissance. Mais toutefois, si ce système présente une variation dans le temps, les contrôleurs PID ne parviennent pas à obtenir des performances satisfaisantes. Les taux de distorsion du courant et le facteur de puissance sont dans les norme du comité internationale. Apres d'application du contrôleur classique, une commande par logique floue a été évalué, le taux d'harmonique et le facteur de puissance sont amélioré comparé au commande conventionnelle. Avec les dernières techniques de commande développée dans cette thèse, nommée contrôle par réseau de neurones (ANN.) et commande par réseau neurone floue (ANFIS), les taux de distorsion du courant et du facteur de puissance sont améliorés comparé aux techniques précédentes. L'intégration de la puissance de la logique floue aux capacités d'apprentissage des réseaux de neurones constitue un système de contrôle très efficace.

Ensuite,Notre deuxième choix s'est porté sur le filtre actif parallèle de puissance comme dispositif de dépollution des harmoniques du courant issu d'une charge non linéaire représentée par un pont PD3 et alimentant une charge de type R-L, dont une étude détaillée dans cette thèse lui a été consacrée. Après une modélisation de la structure du SAPF, la techniques de commande indirect du courant de linge a étés détaillée,cette permet d'assurer une identification des courant harmoniques avec un nombre minimale des capteur de courant et tension et un calcule simple.

Dans ce contexte, nous avons élaboré lors de nos recherches des stratégies de commande du SAPF, visant toutes un objectif commun, l'absorption de courant sinusoïdal. Elles se différencient par la nature des grandeurs commandées en deux catégories : spacing

- La régulation de la tension continue au borne du SAPF par différents types de régulateurs ;
- Le contrôle par hystérésis du courant de filtre ;

La première pas dans ce travail consiste à contrôler la tension continue au bornes du SAPF et le courant du filtre à l'aide des régulateurs PI avec un contrôle par hystérésis au niveau de boucle de courant. Les correcteur PI sont robustes, rapide mais ils nécessitent une série de calcul pour le dimensionnement d'une part, et la variations des paramètres du banc d'essai, d'autre part.

Par la suite, nous avons avons remplacé le régulateur PI par un contrôleur floue

,neuronale et ANFIS successivement en gardant le regulateur hystérésis au niveau de boucle de courant pour différentes stratégies. La validation expérimentale a démontré l'efficacité de ces approches basée sur l'intelligence artificielle. Le courant prélevé est quasi sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau avec un facteur de puissance unitaire. Il est remarquable que le controlleur ANFIS offre une excellente précision et une très bonne réponse en cas de perturbation et un très bon THDi, par contre le régulateur PI présente une réponse lente par rapport aux autres régulateurs. Les résultats démontrent que les commande a base des réseaux de neurones et ANFIS améliore les performances du filtre actif de puissance due au puissance des réseaux de neurones de traiter et adapter avec les signaux bruités. Tous les tests prouvent que le contrôleur hybride (floue-neuronale) proposé donne de très bons résultats parce qu'ils combinent entre les avantages des réseaux de neurones dans le rejet du bruit et le concept rapide de la logique floue.

En conclusion, l'utilisation des techniques nouvelles de commandes dites avancées permettent d'avoir un très bon contrôle des filtre actif de puissance de puissances. En effet,l'amélioration de la qualité du courant prélevé sur le réseau est nettement visible pour les différentes approches développées, en les comparants avec les techniques précédentes.

Finalement, pour la poursuite de ce travail, des perspectives apparaissent dans le cadre de la correction du facteur de puissance et au filtrage actif , les trois thématiques suivantes nous semblent les plus prometteuses : Au niveau de la topologie du PFC, changer l'architecture par l'utilisation d'un redresseur MLI monophasé. La mise en place d'un filtre EMC pour minimiser les interférences électromagnétiques généré par le convertisseur DC-DC. Au niveau de la commande, amélioré la boucle de régulation du courant par un control PWM ou une commande hystérésis a bande variable (Fréquence de commutation fixe).

Au niveau de la topologie du filtre actif parallèle ,conduire une étude en utilisant la nouvelle structure du filtre actif hybride qui possède des avantages intéressants par rapport au filtre actif parallèle pur étudié dans cette thèse.

Au niveau de la topologie du charge polluante ,remplacer le redresseur à diode et la charge RL avec des charges plus compliqués telle que les charges à puissance constante et les charges à courant constant.

Au niveau de la topologie du charge polluante ,remplacer la dspace 1103 qui possède une limitation au période d'échantillonnage avec une FPGA,Ce qui nous permettent d'appliquer des algorithmes plus complexes.

Réferences bibliographiques

Bibliographie

[1] Sanjib Ganguly. Impact of unified power-quality conditioner allocation on line loading, losses, and voltage stability of radial distribution systems. *IEEE transactions on power delivery*, 29(4) :1859–1867, 2014.

[2] A Senthilkumar and P Ajay-D-Vimal Raj. Anfis and mras-pi controllers based adaptive-upqc for power quality enhancement application. *Electric Power Systems Research*, 126 :1–11, 2015.

[3] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad, and Ambrish Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE transactions on industrial electronics*, 46(5) :960–971, 1999.

[4] Abderrahmen Benyamina, Samir Moulahoum, Ilhami Colak, and Ramazan Bayindir. Design and real time implementation of adaptive neural-fuzzy inference system controller based unity single phase power factor converter. *Electric Power Systems Research*, 152 :357–366, 2017.

[5] Juan Ramón Rodriguez-Rodrıguez, Edgar L Moreno-Goytia, Vicente Venegas-Rebollar, David Campos-Gaona, Ramon A Felix, and Luis E Ugalde-Caballero. Current-sensorless control of an spwm h-bridge-based pfc rectifier designed considering voltage sag condition. *Electric Power Systems Research*, 130 :181–191, 2016.

[6] José R Rodríguez, Juan W Dixon, José R Espinoza, Jorge Pontt, and Pablo Lezana. Pwm regenerative rectifiers : State of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(1) :5–22, 2005.

[7] Anthony Siebert, Anders Troedson, and Stephan Ebner. Ac to dc power conversion now and in the future. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(4) :934–940, 2002.

[8] Mariusz Malinowski, Marek Jasinski, and Marian P Kazmierkowski. Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2) :447–454, 2004.

[9] Amar Bouafassa, Lazhar Rahmani, and Saad Mekhilef. Design and real time im-

plementation of single phase boost power factor correction converter. *ISA transactions*, 55 :267–274, 2015.

[10] Ewald Fuchs and Mohammad AS Masoum. *Power quality in power systems and electrical machines*. Academic press, 2011.

[11] IEEE Power and Energy Society. *Electromagnetic compatibility (EMC)–Testing and measurement techniques–Flickermeter–Functional and design specifications*. IEEE Standarts, 2011.

[12] Jos Arrillaga, Bruce C Smith, Neville R Watson, and Alan R Wood. *Power system harmonic analysis*. John Wiley & Sons, 1997.

[13] Jos Arrillaga, Jos Arrillaga, Nancy Ralph Watson, Neville R Watson, and S Chen. *Power system quality assessment*. Wiley-Blackwell, 2000.

[14] Math HJ Bollen. Understanding power quality problems. In *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press, 2000.

[15] Roger C Dugan, Mark F McGranaghan, and H Wayne Beaty. Electrical power systems quality. *New York*, 1996.

[16] Fuchs, EF Fuchs HA and Fuchs, H and Masoum, M. Power quality of electric machines and power systems. *Proceedings of the Eighth IASTED International Conference*, 608 :274, 2008.

[17] Gerald T Heydt. *Electric power quality*. Stars in a circle publications West Lafayette, IN, 1991.

[18] Carlo Masetti. Revision of european standard en 50160 on power quality : Reasons and solutions. In *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power-ICHQP 2010*, pages 1–7. IEEE, 2010.

[19] A Edris. Facts technology development : an update. *IEEE Power engineering review*, 20(3) :4–9, 2000.

[20] IEEE Power and Energy Society. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. *IEEE Standarts*, 2019.

[21] Nicholas Zagrodnik. IEEE Guide for Identifying and Improving Voltage Quality in Power Systems. *IEEE Standarts*, 2018.

[22] C Benachaiba and B Ferdi. Amelioration de la qualité d'énergie à l'aide de l'upqc. *Acta Electrotehnic*, 51(o1) :171–176, 2010.

[23] JC De Oliveira. Practical proposals to reduce harmonic currents in electrical power systems. In *38th Midwest Symposium on Circuits and Systems. Proceedings*, volume 2, pages 1094–1097. IEEE, 1995.

[24] Christopher K Duffey and Ray P Stratford. Update of harmonic standard ieee-519 : Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(6) :1025–1034, 1989.

[25] Ali Emadi, Abdolhosein Nasiri, and Stoyan B Bekiarov. *Uninterruptible power supplies and active filters*. CRC press, 2017.

[26] EF Fuchs and R Fei. A new computer-aided method for the efficiency measurement of low-loss transformers and inductors under nonsinusoidal operation. *IEEE transactions on power delivery*, 11(1) :292–304, 1996.

[27] EWALD F FUCHS. Membership and activities in professional institutions. *Trans. on Power Apparatus and Systems*, 89(7) :1546–1554, 1970.

[28] JF Fuller, EF Fuchs, and DJ Roesler. Influence of harmonics on power distribution system protection. *IEEE transactions on Power Delivery*, 3(2) :549–557, 1988.

[29] Farhad Nozari and Hasmukh S Patel. Power electronics in electric utilities : Hvdc power transmission systems. *Proceedings of the IEEE*, 76(4) :495–506, 1988.

[30] Mohsen Shafiee Khoor. *Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*. PhD thesis, Nantes, 2006.

[31] Moinuddin K Syed and BV Sanker Ram. Instantaneous power theory based active power filter : A matlab/simulink approach. *Journal of Theoretical & Applied Information Technology*, 4(6), 2008.

[32] Jiansheng Huang and Zhuhan Jiang. Power quality assessment of different load categories. *Energy Procedia*, 141 :345–351, 2017.

[33] LA Zadeh. Fuzzy setz. inform. and control. vol. 8, pp. 338-353. 1965.

[34] Ebrahim H Mamdani and Sedrak Assilian. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International journal of man-machine studies*, 7(1) :1–13, 1975.

[35] Mohammed Kh Al-Nussairi, Ramazan Bayindir, and Eklas Hossain. Fuzzy logic controller for dc-dc buck converter with constant power load. In *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 1175–1179. IEEE, 2017.

[36] R Balasubramanian, R Sankaran, and S Palani. Simulation and performance evaluation of shunt hybrid power filter using fuzzy logic based non-linear control for power quality improvement. *Sādhanā*, 42(9) :1443–1452, 2017.

[37] Gnanavadivel Jothimani, Senthil Kumar Natarajan, and Yogalakshmi Palanichamy. Fuzzy controller based power quality improvement in three level converter with multiloop interleaved control for marine ac/dc applications. 2017.

[38] Carlos Robles Algarín, Jesús Callejas Cabarcas, and Aura Polo Llanos. Low-cost fuzzy logic control for greenhouse environments with web monitoring. *Electronics*, 6(4) :71, 2017.

[39] Ahmad Ilyas Roose, Samer Yahya, and Hussain Al-Rizzo. Fuzzy-logic control of an inverted pendulum on a cart. *Computers & Electrical Engineering*, 61 :31–47, 2017.

[40] Shiqing Tang, Yize Sun, Yujie Chen, Yiman Zhao, Yunhu Yang, and Warren Szeto. An enhanced mppt method combining fractional-order and fuzzy logic control. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 7(2) :640–650, 2017.

[41] Christoph Norbert Bergmeir, José Manuel Benítez Sánchez, et al. Neural networks in r using the stuttgart neural network simulator : Rsnns. American Statistical Association, 2012.

[42] Howard B Demuth, Mark H Beale, Orlando De Jess, and Martin T Hagan. *Neural network design*. Martin Hagan, 2014.

[43] Yoshiyasu Takefuji. *Neural network parallel computing*, volume 164. Springer Science & Business Media, 2012.

[44] Shifei Ding, Chunyang Su, and Junzhao Yu. An optimizing bp neural network algorithm based on genetic algorithm. *Artificial intelligence review*, 36(2) :153–162, 2011.

[45] RC Eberhart and RW Dobbins. Neural network pc tools : A practical guide. academic. *San Diego*, 1990.

[46] Song Han, Jeff Pool, John Tran, and William J Dally. Learning both weights and connections for efficient neural networks. *arXiv preprint arXiv :1506.02626*, 2015.

[47] Wojciech Zaremba, Ilya Sutskever, and Oriol Vinyals. Recurrent neural network regularization. *arXiv preprint arXiv :1409.2329*, 2014.

[48] Shoeb Hussain and Mohammad Abid Bazaz. Anfis implementation on a three phase vector controlled induction motor with efficiency optimisation. In *2014 International Conference on Circuits, Systems, Communication and Information Technology Applications (CSCITA)*, pages 391–396. IEEE, 2014.

[49] Behrouz Ahmadi-Nedushan. Prediction of elastic modulus of normal and high strength concrete using anfis and optimal nonlinear regression models. *Construction and Building Materials*, 36 :665–673, 2012.

[50] Erdal Kılıç, Şaban Yılmaz, Hasan Rıza Özçalık, and Sami Şit. A comparative analysis of flc and anfis controller for vector controlled induction motor drive. In *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, pages 102–106. IEEE, 2015.

[51] Ravinder Kumar and Hari Om Bansal. Real-time implementation of adaptive pv-integrated sapf to enhance power quality. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 29(5) :e12004, 2019.

[52] Sakuntala Mahapatra, Raju Daniel, Deep Narayan Dey, and Santanu Kumar Nayak. Induction motor control using pso-anfis. *Procedia Computer Science*, 48 :753–768, 2015.

[53] Mahmood Moghadasian, Seyed Mohammad Shakouhi, and Seyed Saeid Moosavi. Induction motor fault diagnosis using anfis based on vibration signal spectrum analysis. In *2017 3rd International Conference on Frontiers of Signal Processing (ICFSP)*, pages 105–108. IEEE, 2017.

[54] Menshawy A Mohamed, Al-Attar Ali Mohamed, Mohamed Abdel-Nasser, Essam EM Mohamed, and MA Moustafa Hassan. Induction motor broken rotor bar faults diagnosis using anfis-based dwt. *International Journal of Modelling and Simulation*, 41(3) :220–233, 2021.

[55] A Najah, A El-Shafie, Othman A Karim, and Amr H El-Shafie. Performance of anfis versus mlp-nn dissolved oxygen prediction models in water quality monitoring. *Environmental Science and Pollution Research*, 21(3) :1658–1670, 2014.

[56] Ali A Najah, Ahmed El-Shafie, Othman A Karim, and Othman Jaafar. Water quality prediction model utilizing integrated wavelet-anfis model with cross-validation. *Neural Computing and Applications*, 21(5) :833–841, 2012.

[57] Mashallah Rezakazemi, Amir Dashti, Morteza Asghari, and Saeed Shirazian. H2-selective mixed matrix membranes modeling using anfis, pso-anfis, ga-anfis. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(22) :15211–15225, 2017.

[58] Siniša Sremac, Ilija Tanackov, Miloš Kopić, and Dunja Radović. Anfis model for determining the economic order quantity. *Decision Making : Applications in Management and Engineering*, 1(2) :81–92, 2018.

[59] Mirko Stojčić. Application of anfis model in road traffic and transportation : a literature review from 1993 to 2018. *Operational Research in Engineering Sciences : Theory and Applications*, 1(1) :40–61, 2018.

[60] Tatjana Vasileva-Stojanovska, Marina Vasileva, Toni Malinovski, and Vladimir Trajkovik. An anfis model of quality of experience prediction in education. *Applied Soft Computing*, 34 :129–138, 2015.

[61] Liang-Ying Wei. A hybrid anfis model based on empirical mode decomposition for stock time series forecasting. *Applied Soft Computing*, 42 :368–376, 2016.

[62] Zaher Mundher Yaseen, Isa Ebtehaj, Hossein Bonakdari, Ravinesh C Deo, Ali Danandeh Mehr, Wan Hanna Melini Wan Mohtar, Lamine Diop, Ahmed El-Shafie, and Vijay P Singh. Novel approach for streamflow forecasting using a hybrid anfis-ffa model. *Journal of Hydrology*, 554 :263–276, 2017.

[63] Ahmad Zamani, Mohammad Reza Sorbi, and Ali Akbar Safavi. Application of neural network and anfis model for earthquake occurrence in iran. *Earth Science Informatics*, 6(2) :71–85, 2013.

[64] Abderrahmen Benyamina and Samir Moulahoum. Real time implementation of unity power factor correction converter based on fuzzy logic. In *2016 International Smart Grid Workshop and Certificate Program (ISGWCP)*, pages 1–4. IEEE, 2016.

[65] Abderrahmen Benyamina and Samir Moulahoum. Fpga in the loop based single phase power factor correction. In *2019 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, pages 1–6. IEEE, 2019.

[66] Abderrahmen Benyamina, Samir Moulahoum, Ilhami Colak, and Ramazan Bayindir. Hybrid fuzzy logic-artificial neural network controller for shunt active power filter. In *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 837–844. IEEE, 2016.

[67] A Barrado, A Lazaro, J Pleite, R Vazquez, J Vazquez, and E Olias. Linear-nonlinear control (lnlc) for dc-dc buck converters : stability and transient response analysis. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04.*, volume 2, pages 1329–1335. IEEE, 2004.

[68] A Barrado, R Vazquez, A Lazaro, J Pleite, and E Olias. Fast transient response with combined linear-non-linear control applied to buck converters. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*, volume 4, pages 1587–1592. IEEE, 2002.

[69] Amar Bouafassa, Lazhar Rahmani, and Saad Mekhilef. Design and real time implementation of single phase boost power factor correction converter. *ISA transactions*, 55 :267–274, 2015.

[70] Henry SH Chung, Eugene PW Tam, and SYR Hui. Development of a fuzzy logic controller for boost rectifier with active power factor correction. In *30th Annual*

IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record.(Cat. No. 99CH36321), volume 1, pages 149–154. IEEE, 1999.

[71] Liping Guo, John Y Hung, and RM Nelms. Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and pid controller for a boost converter. *Electric Power Systems Research*, 81(1) :99–106, 2011.

[72] Mingzhi He and Jianping Xu. Digital predictive v2 control of switching dc-dc converters. In *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 116–120. IEEE, 2006.

[73] Mingzhi He and Jianping Xu. Nonlinear pid in digital controlled buck converters. In *APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 1461–1465. IEEE, 2007.

[74] Yungtaek Jang and Milan M Jovanović. Bridgeless high-power-factor buck converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(2) :602–611, 2010.

[75] Abdelhalim Kessal and Lazhar Rahmani. Ga-optimized parameters of sliding-mode controller based on both output voltage and input current with an application in the pfc of ac/dc converters. *IEEE transactions on power electronics*, 29(6) :3159–3165, 2013.

[76] Abdelhalim Kessal and Lazhar Rahmani. Analysis and design of sliding mode controller gains for boost power factor corrector. *ISA transactions*, 52(5) :638–643, 2013.

[77] Abdelhalim Kessal, Lazhar Rahmani, Jean-Paul Gaubert, and Mohammed Mostefai. Experimental design of a fuzzy controller for improving power factor of boost rectifier. *International Journal of Electronics*, 99(12) :1611–1621, 2012.

[78] Masashi Ochiai and Hirofumi Matsuo. An ac/dc converter with high power factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(2) :356–361, 2003.

[79] K Premkumar and BV Manikandan. Fuzzy pid supervised online anfis based speed controller for brushless dc motor. *Neurocomputing*, 157 :76–90, 2015.

[80] S Sagiroglu, I Colak, and RAMAZAN Bayindir. Power factor correction technique based on artificial neural networks. *Energy Conversion and Management*, 47(18-19) :3204–3215, 2006.

[81] D Buvana and R Jayashree. Anfis controller-based cascaded nonisolated bidirectional dc–dc converter. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 28(01) :1950001, 2019.

[82] R Vázquez, A Barrado, E Olías, and A Lázaro. Theoretical study and implementation of a high dynamic performance, high efficiency and low voltage hybrid power

supply. In *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, volume 3, pages 1517–1522. IEEE, 2001.

[83] Robert Valascho and Sam Abdel-Rahman. Digital pfc ccm boost converter. *Infineon Technologies, Application Note, Munich, Germany*, 2016.

[84] L Rossetto, G Spiazzi, and P Tenti. Control techniques for power factor correction converters. *Proc. of Power Electronics, Motion Control (PEMC)*, pages 1310–1318, 1994.

[85] Hai Au Huynh, Youngbong Han, Sanghyeok Park, Jisoo Hwang, Eunseok Song, and SoYoung Kim. Design and analysis of the dc–dc converter with a frequency hopping technique for emi reduction. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 8(4) :546–553, 2018.

[86] Piotr Musznicki, J-L Schanen, Bruno Allard, and Piotr J Chrzan. Accurate modeling of layout parasitic to forecast emi emitted from a dc-dc converter. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, volume 1, pages 278–283. IEEE, 2004.

[87] Majid Pahlevaninezhad, Djilali Hamza, and Praveen K Jain. An improved layout strategy for common-mode emi suppression applicable to high-frequency planar transformers in high-power dc/dc converters used for electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3) :1211–1228, 2013.

[88] Abderrahmen Benyamina, Samir Moulahoum, Hamza Houassine, and Nadir Kabache. Advanced pll with multivariable filter and fuzzy logic controller based shunt active power filter. In *2015 20th international conference on methods and models in automation and robotics (MMAR)*, pages 364–369. IEEE, 2015.

[89] Lícia Neto Arruda, S Magalhães Silva, et al. Pll structures for utility connected systems. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)*, volume 4, pages 2655–2660. IEEE, 2001.

[90] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1–6. IEEE, 2006.

[91] Pedro Rodríguez, Josep Pou, Joan Bergas, J Ignacio Candela, Rolando P Burgos, and Dushan Boroyevich. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2) :584–592, 2007.

[92] Roland E Best. *Phase-locked loops : design, simulation, and applications*. McGraw-Hill Education, 2007.

[93] Hamza Afghoul, Fateh Krim, Djamel Chikouche, and Antar Beddar. Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter. *ISA transactions*, 58 :614–621, 2015.

[94] P Karuppanan and Kamala Kanta Mahapatra. Pi and fuzzy logic controllers for shunt active power filter—a report. *ISA transactions*, 51(1) :163–169, 2012.

[95] Salem Rahmani, Abdelhamid Hamadi, Kamal Al-Haddad, and Louis A Dessaint. A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(5) :2152–2164, 2013.

[96] Mauricio Angulo, Domingo A Ruiz-Caballero, Jackson Lago, Marcelo Lobo Heldwein, and Samir Ahmad Mussa. Active power filter control strategy with implicit closed-loop current control and resonant controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7) :2721–2730, 2012.

[97] Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro, Thiago de Oliveira Alves Rocha, Raphaell Maciel de Sousa, Euzeli Cipriano dos Santos, and Antonio Marcus Nogueira Lima. A robust dc-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2) :803–813, 2014.

[98] Elango Sundaram and Manikandan Venugopal. On design and implementation of three phase three level shunt active power filter for harmonic reduction using synchronous reference frame theory. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 81 :40–47, 2016.

[99] Samir Moulahoum and Nadir Kabache. Behaviour analysis of self excited induction generator feeding linear and no linear loads. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 8(6) :1371–1379, 2013.

[100] Sabir Ouchen, Jean-Paul Gaubert, Heinrich Steinhart, and Achour Betka. Energy quality improvement of three-phase shunt active power filter under different voltage conditions based on predictive direct power control with disturbance rejection principle. *Mathematics and Computers in Simulation*, 158 :506–519, 2019.

[101] Wajahat Ullah Tareen, Saad Mekhilef, Mehdi Seyedmahmoudian, and Ben Horan. Active power filter (apf) for mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 70 :635–655, 2017.

[102] Hengyi Wang and Steven Liu. An optimal operation strategy for an active power filter using cascaded h-bridges in delta-connection. *Electric Power Systems Research*, 175 :105918, 2019.

[103] Tugce Demirdelen, RI Kayaalp, and M Tumay. Simulation modelling and analysis of modular cascaded multilevel converter based shunt hybrid active power filter for large scale photovoltaic system interconnection. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 71 :27–44, 2017.

[104] Ali Chebabhi, Mohammed Karim Fellah, Abdelhalim Kessal, and Mohamed F Benkhoris. A new balancing three level three dimensional space vector modulation strategy for three level neutral point clamped four leg inverter based shunt active power filter controlling by nonlinear back stepping controllers. *ISA transactions*, 63 :328–342, 2016.

[105] Murat Kale, Murat Karabacak, Wolfram Kruschel, Fuat Kilic, and Peter Zacharias. Chattering free robust control of lcl filter based shunt active power filter using adaptive second order sliding mode and resonant controllers. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 76 :174–184, 2016.

[106] Tzung-Lin Lee, Yen-Ching Wang, Jian-Cheng Li, and Josep M Guerrero. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2) :746–756, 2014.

[107] Leonardo B Garcia Campanhol, Sérgio A Oliveira da Silva, and Alessandro Goedtel. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. *IET Power Electronics*, 7(11) :2825–2836, 2014.

[108] A Chebabhi, MK Fellah, A Kessal, and MF Benkhoris. Comparative study of reference currents and dc bus voltage control for three-phase four-wire four-leg sapf to compensate harmonics and reactive power with 3d svm. *ISA transactions*, 57 :360–372, 2015.

[109] CK Sundarabalan and K Selvi. Pem fuel cell supported distribution static compensator for power quality enhancement in three-phase four-wire distribution system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 39(33) :19051–19066, 2014.

[110] Abdlfettah Boussaid, Ahmed Lokmane Nemmour, Lamri Louze, and Abdelmalek Khezzar. A novel strategy for shunt active filter control. *Electric Power Systems Research*, 123 :154–163, 2015.

[111] Partha P Biswas, Ponnuthurai N Suganthan, and Gehan AJ Amaratunga. Minimizing harmonic distortion in power system with optimal design of hybrid active power filter using differential evolution. *Applied Soft Computing*, 61 :486–496, 2017.

[112] R Mahanty. Indirect current controlled shunt active power filter for power quality

improvement. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 62 :441–449, 2014.

[113] Rutuja S Pawar, Snehal Panjabrao Gawande, Ravikiran N Nagpure, and Manoj Arun Waghmare. Modified instantaneous symmetrical component algorithm-based control for operating electric spring in active power filter mode. *IET Power Electronics*, 12(7) :1730–1741, 2019.

[114] Emre Durna. Adaptive fuzzy hysteresis band current control for reducing switching losses of hybrid active power filter. *IET Power Electronics*, 11(5) :937–944, 2018.

[115] Santanu Kumar Dash, Gayadhar Panda, Pravat Kumar Ray, and Sashank Sekhar Pujari. Realization of active power filter based on indirect current control algorithm using xilinx system generator for harmonic elimination. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 74 :420–428, 2016.

[116] S Saad and L Zellouma. Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power. *Electric Power Systems Research*, 79(10) :1337–1341, 2009.

[117] Minarti Mane and Mini K Namboothiripad. Current harmonics reduction using sliding mode control based shunt active power filter. In *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, pages 1–6. IEEE, 2016.

[118] J Jayachandran and R Murali Sachithanandam. Ann based controller for three phase four leg shunt active filter for power quality improvement. *Ain Shams Engineering Journal*, 7(1) :275–292, 2016.

[119] Ankita Arora and Alka Singh. Design and analysis of functional link artificial neural network controller for shunt compensation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 13(11) :2280–2289, 2019.

[120] Seung-Gi Jeong and Myung-Ho Woo. Dsp-based active power filter with predictive current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3) :329–336, 1997.

[121] Marcos B Ketzer, Cursino B Jacobina, and Antonio MN Lima. Shaping control strategies for active power filters. *IET Power Electronics*, 11(1) :175–181, 2017.

ANNEXES

CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES ET CONSIDÉRATIONS DE MONTAGE DE BASE

Introduction

Dans cette annexe, nous aborderons les étapes fondamentales de l'utilisation des capteur à effet Hall. Ils ont été utilisés dans les tests expérimentaux décrits dans les chapitres 3 et 4. Les transducteurs à effet Hall utilisés sont : spacing

- LEM® LA 25 P utilisé pour la détection de courant ;
- LEM® LV 25 P utilisé pour la détection de tension ;

Les schémas de montage suivants sont également décrits dans les principes de base. Les transducteurs à effet Hall susmentionnés ont été adaptés à tous les tests expérimentaux effectués. En fait, la valeur maximale des courants acquis a été de 10 A et la valeur de la tension maximale a été de 500V sur le bus continu des convertisseurs utilisés. Leurs caractéristiques sont disponibles sur la fiche technique du fabricant LEM (disponible sur le site Web LEM®). L'efficacité des algorithmes de commande dépend fortement sur la qualité du capteur utilisé.Les capteurs à effet hall offrent plusieurs avantages, qui sont : spacing

- Le circuit est léger et de petite taille.
- Pas de saturation.
- Une grande précisione.

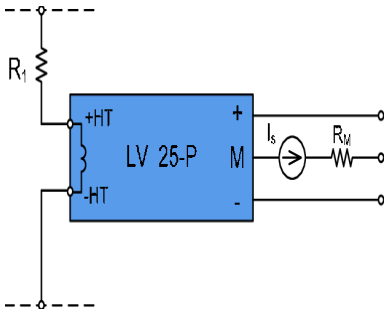
Capteurs de tension à effet Hall LV 25P

Le capteur choisi peut être utilisé pour détecter des tensions jusqu'à 500 V. La plage de la tension détectée dépend respectivement du choix du Rp primaire et des résistances de précision Rm secondaires. Ce capteur de tension pour qu'il puisse fonctionner doit être alimenté en (±12Vou±15V).

La tension de sortie est proportionnelle à la tension mesurée du côté primaire, les résistances ont été choisies en se référant toujours aux directives de la fiche technique. La résistance primaire de 40K est choisie afin de limiter le courant côté primaire à 14 mA DC , sur la base des spécifications de la fiche technique, et en choisissant une valeur de résistance Rm de 200Ω.



(a) Capteur LV25P



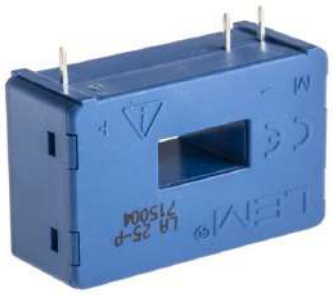
(b) Schéma de base du montage d'un capteur de tension LV25P

Capteur de tension

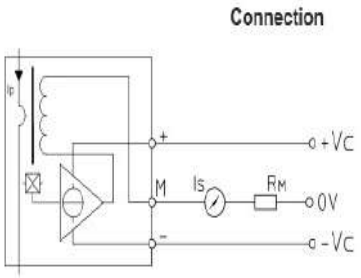
Capteur de courant à effet Hall LA 25P

Le Capteur choisi peut être utilisé pour acquérir des courants jusqu'à 25 A, le courant maximum acquis dépend dépend du nombre de tours du primaire. La tension de sortie est proportionnelle au courant détecté du côté primaire.

En montant une résistance de précision Rm du côté secondaire du capteur avec une valeur de 200 Ω, la constante instrumentale [Rapport de tension de sortie-courant d'entrée] est égale à 3.3226.



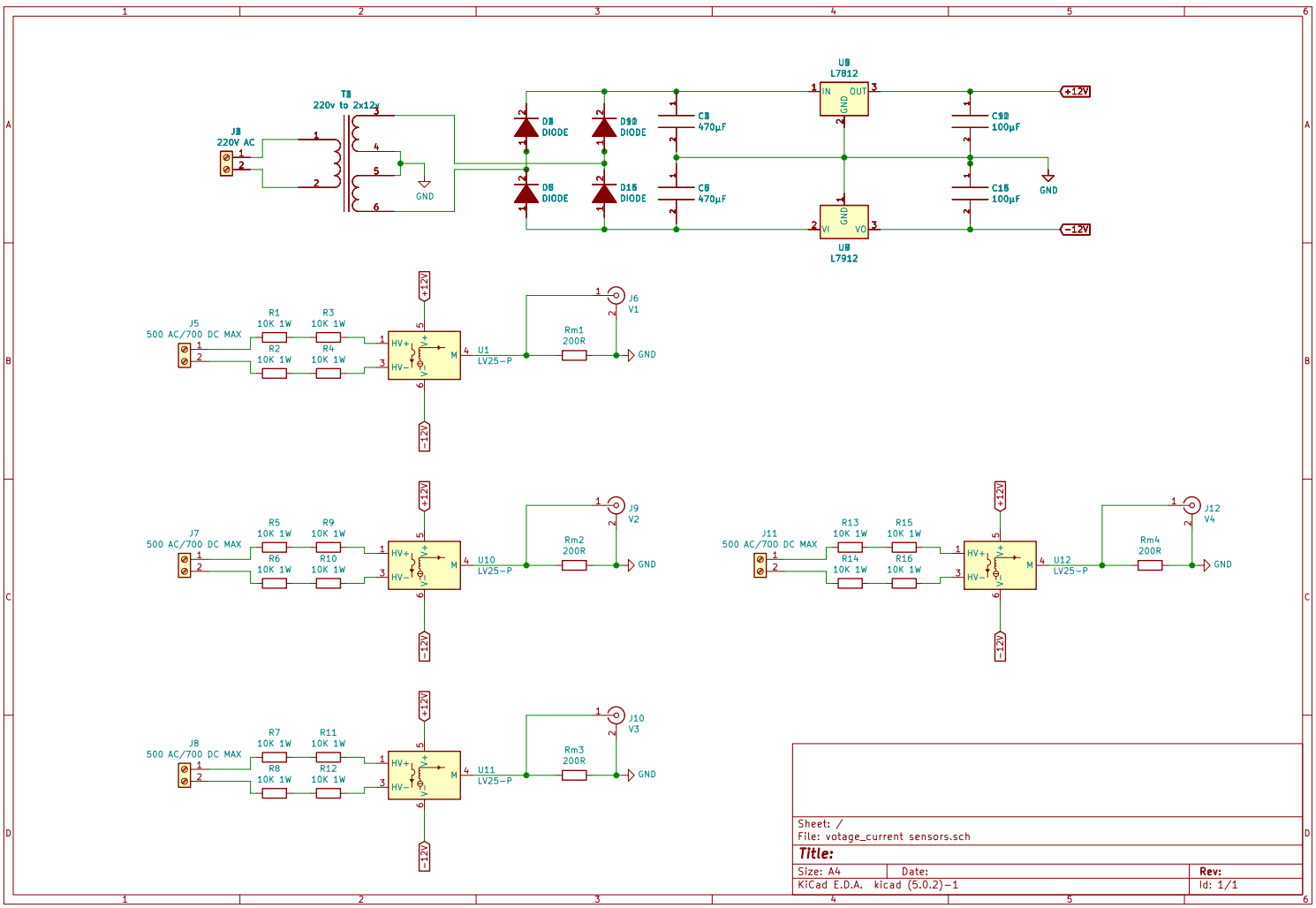
(a) Capteur LA 25-P



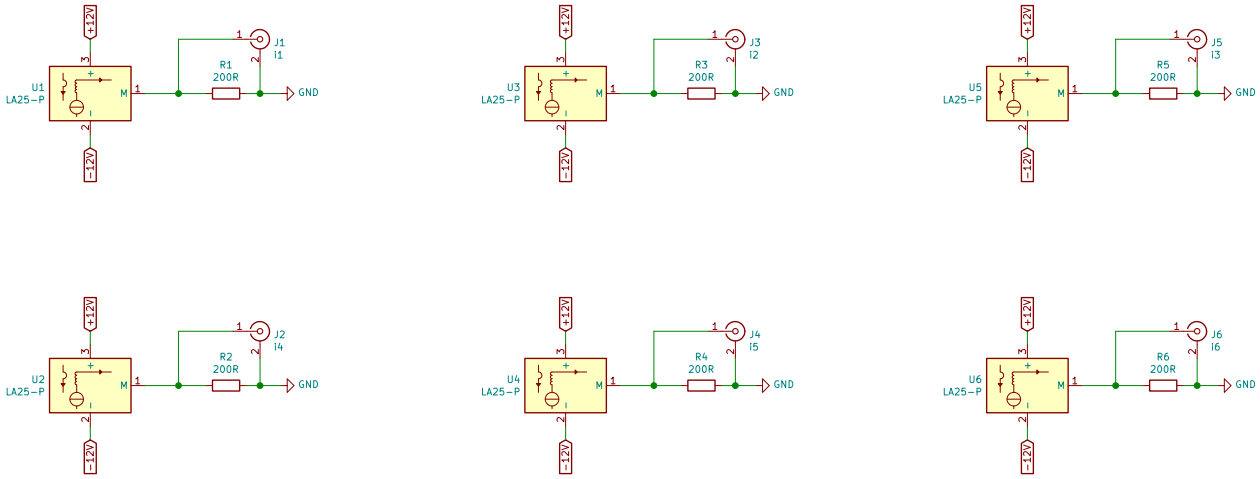
(b) Schéma de base du montage d'un capteur du courant LA25-P

Capteur du courant

Vous trouverez ci-après le schéma électrique détaillé de la carte d'acquisition courant tension.



Sheet: / File: votage_current sensors.sch		
Title:		
Size: A4	Date:	**Rev:**
KiCad E.D.A. kicad (5.0.2)-1		Id: 1/1



Sheet: /		
File: current sensor.sch		
Title:		
Size: A4	Date:	**Rev:**
KiCad E.D.A. eeschema (5.0.2)-1		Id: 1/1