

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة فرحات عباس - سطيف
Université Ferhat Abbas - Sétif
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكتروتقنية
Département d'Electrotechnique

THESE

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat en sciences

Option : Commande Electrique

Par

KESSAL ABDELHALIM

Thème

CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE A L'ENTREE D'UN CONVERTISSEUR AC/DC

Soutenue le :26/04/2012 devant la commission d'examen composée de :

Président	Pr. GHERBI Ahmed	Université Ferhat Abbas Sétif
Directeur de thèse	Pr. MOSTEFAI Mohammed	Université Ferhat Abbas Sétif
Co-directeur de thèse	Pr. RAHMANI Lazhar	Université Ferhat Abbas Sétif
Examineur	Pr. LABAR Hocine	Université de Annaba
Examineur	Pr. REKIOUA Toufik	Université de Bejaia
Examineur	Dr. OMEIRI Amar	Université de Annaba

Avant propos.

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Automatique (*LAS*) de l'Université de Sétif, Algérie, et le Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*) de l'Université de Poitiers, France.

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.

Tout d'abord, je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur ***Ahmed GHERBI***, Professeur à l'Université de Sétif, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs ***Hocine LABAR***, Professeur à l'Université de Annaba, Algérie, ***Toufik REKIOUA***, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie, et ***Amar OMEIRI***, Maître de Conférence à l'Université de Annaba, Algérie pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je tiens également à remercier très chaleureusement mes directeurs de thèse :

Monsieur ***Mohammed MOSTEFAI*** et ***Lazhar RAHMANI*** Professeurs à l'Université de Sétif, pour leur encadrement, leur suivi permanent et leurs précieux conseils.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*), Professeur ***Gérard CHAMPENOIS***, et au Professeur ***Jean-Paul GAUBERT***, pour l'accueil chaleureux et pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein du laboratoire *LAI*.

Publications .& Conférences

Publications:

- “Power Factor Correction based on Fuzzy Logic Controller with Fixed Switching Frequency”; Electronics and Electrical Engineering. – Kaunas: Technologija-Lituania, 2012. – No. 2(118). – P. 67–72,
- "Analysis and design of an isolated single-phase power factor corrector with a fast regulation", Electric Power Systems Research 81 (2011) page:1825– 1831 doi:10.1016/j.epsr.2011.05.012,
- "Hysteresis-Band Current Control of PFC with Constant Switching Frequency" International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 6, N. 1 January-February 2011 page: 179-185).
- “Power Factor Corrector with a Fast Regulation and Constant Switching Frequency”, Arabian Journal for Science and Engineering, Springer, November 2012. N° 37-7/8.
- “Experimental Design of a Fuzzy Controller for Improving Power Factor of Boost Rectifier”, International journal of electronics, Taylor & Francis (Acceptée et Prévüe en 2012).

Conférences

- “Fuzzy Logic Controller for Power Factor Correction“, 2èmes Journées Internationales d’Electrotechnique, de Maintenance et de Compatibilité Electromagnétique. ICIEM 2010 du 25 au 27 Mai 2010.Oran
- “Power Factor Corrector with a Fast Regulation and Constant Switching Frequency“. 6th International Conference on Electrical Engineering Batna 11- 13 Octobre 2010.
- “Power Factor Correction with constant switching frequency” . International Conference on Electrical Engineering, Electronics and Automatic'10, Bejaia, 2 & 3 November 2010
- “Fuzzy Logic Controller for Boost Rectifier with a Fast Regulation and Constant Switching Frequency”. 3rd International Conference on Computer Modeling and Simulation. ICCMS 2011. January 7 - 9, 2011, Mumbai, India.

Table des Matières

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : La Pollution Harmonique due aux Convertisseurs Statiques

1.1 Introduction.....	6
1.2 Qualité de l'énergie électrique	7
1.3 Problématique des harmoniques	7
1.4 Origine des harmoniques.....	8
1.5 Sources harmoniques identifiables	8
1.6 Sources harmoniques non identifiables.....	9
1.7 Caractérisation des harmoniques	9
1.7.1 Conséquences néfastes des harmoniques	11
1.8 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle	12
1.9 Normes et réglementations	15
1.10 Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie	17
1.10.1 Solutions traditionnelles de dépollution	17
1.10.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance	19
1.10.2.1 Filtres actifs	19
1.10.2.2 Filtres actifs hybrides	21
1.10.2.3 Les alimentations sans interruption.....	22
1.10.2.4 Les FACTS.....	23
1.10.2.5 Prélèvement sinusoïdal.....	25
1.10.2.5.1 Correction du facteur de puissance PFC	25
1.10.2.5.2 Redresseurs à injection de courant.....	26
1.10.2.5.3 Redresseurs à MLI	27
1.11 Conclusion	28

Chapitre 2 : Commande Conventiennelle par Régulateur PI d'un Correcteur du Facteur de Puissance D'un Redresseur En Pont Monophasé

2.1 Introduction.....	31
-----------------------	----

2.2 Redresseur en pont monophasé	32
2.3 Correcteur du facteur de puissance	33
2.3.1 Modélisation du circuit de puissance	34
2.3.2 Analyse statique du Correcteur du facteur de puissance	35
2.4 Dimensionnement des éléments passifs	37
2.4.1 Dimensionnement de l'inductance L.....	38
2.4.2 Dimensionnement du condensateur C.....	38
2.5 Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	39
2.6 Boucle de régulation du courant d'entrée	41
2.7 Description du banc d'essai expérimental.....	41
2.7.1 Modèle de la commande et interfaces d'acquisition	42
2.8 Résultats de simulation et expérimentaux.....	43
2.8.1 Réponse à une référence constante de la tension du bus continu	44
2.8.2 Variation de la référence de V_o^*	46
2.8.3 Variation de la charge	47
2.9 Conclusion.....	48

Chapitre 3 : Commande en Courant par hystérésis Du Correcteur du Facteur de puissance

3.1 Introduction	50
3.2 Contrôle par hystérésis des courants prélevés	50
3.3 Structure du contrôle en courant par hystérésis.....	51
3.4 Boucle de régulation de la tension de bus continu.....	52
3.5 Boucle de régulation du courant d'entrée	53
3.6 Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle	53
3.6.1 Contrôle à bande d'hystérésis fixe.....	53
3.6.2 Contrôle à bande d'hystérésis sinusoidale	54
3.7 Analyse des caractéristiques de la commande.....	54
3.8 Contrôle en courant par hystérésis à fréquence de commutation constante	56
3.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	57
3.9.1 Hystérésis à bande fixe.....	57
3.9.2 Hystérésis à bande sinusoidale	58
3.9.3 Hystérésis à bande variable	60
3.10 Conclusion.....	62

Chapitre 4 : Commande par Logique Floue du Correcteur du Facteur de Puissance

4.1 Introduction.....	64
4.2 Logique floue et contrôleur flou	65
4.2.1 Concepts fondamentaux de la logique floue	66
4.2.1.1 Variables linguistiques et les ensembles flous	66
4.2.1.2 Fonctions d'appartenance	68
4.2.1.3 Opérateurs sur les sous-ensembles flous.....	69
4.2.2 Raisonnement en logique floue	71
4.2.3 Inférences floues	73
4.2.4 Structure d'un système de commande floue	74
4.3 Synthèse du contrôleur flou du bus continu	77
4.3.1 Structure du contrôleur flou proposé	79
4.3.2 Mise en œuvre pratique du contrôleur flou	82
4.4 Résultats de simulation et expérimentaux.....	83
4.4.1 Réponse à une référence constante de la tension du bus continu.....	83
4.4.2 Variation de la référence de V_o^*	84
4.4.3 Variation de la charge	85
4.5 Conclusion	85

Chapitre 5 : Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

5.1 Introduction.....	88
5.2 Commande par modes glissants : concepts de base	88
5.2.1 Synthèse de la surface de glissement.....	90
5.2.2 Synthèse de la loi de commande.....	91
5.3 Formalisation mathématique et commande équivalentel.....	93
5.3.1 Commande nominale	94
5.3.2 Commande équivalente	95
5.4 Le phénomène de Chattering.....	96
5.4.1 Remplacement de la foncyion sign par une fonction continue.....	97
5.4.1.1 La fonction saturation.....	98
5.4.1.2 La fonction sign+saturation	98

5.4.1.3 La loi d'interpolation de puissance	99
5.4.1.4 La fonction pseudo-sign	99
5.4.1.5 La fonction arc tangente	99
5.4.1.5 La fonction tangente hyperbolique	100
5.5 Application correcteur de facteur de puissance boost	100
5.6 Résultats de simulation et expérimentaux.....	104
5.6.1 Réponse à une référence constante de la tension de sortie.....	104
5.6.2 Variation de la référence de V_o^*	106
5.6.3 Variation de la charge	108
5.7 Etude comparative.....	109
5.8 Conclusion	110
Conclusion Générale.....	111

Références Bibliographiques

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

e_a, e_b, e_c	Tensions simples du réseau
v_a, v_b, v_c	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur
i_a, i_b, i_c	Courants débités par le réseau
v_o, i_o	Tension et courant du bus continu
v_L	Tension aux bornes de l'inductance de couplage
v_s	Tension de la source
v_H	Tension aux bornes de l'interrupteur
V_{sm}	Amplitude de la tension de la source
v_{in}	Tension redressée
$\underline{v}(k)$	Valeur moyenne de v
i_{ref}	Courant de référence
i_L	Courant d'entrée
i_o	Courant de charge
I_{refDC}	Amplitude de la composante continue du courant de référence
I_{refAC}	Amplitude de la composante alternative du courant de référence
f_{sw}	Fréquence de commutation
T_{sw}	Période de commutation
f_{cv}	Fréquence de coupure de la boucle de tension
f_{ci}	Fréquence de coupure de la boucle de courant
L	Inductance de couplage
C	Capacité du condensateur du bus continu
R	Résistance de la charge
x	Variable d'état
β	Largeur de la bande d'hystérésis
I_1, I_h	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h
V_1, V_h	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h
α_1, α_h	Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h
W	Energie électrique
S	Puissance apparente
P	Puissance active
q	Puissance réactive
P^*, q^*	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta P, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
θ	Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire
θ_i	Secteur numéro i
ω	Pulsation fondamentale du réseau
Z_{cc1}, Z_{cch}	Impédance de court-circuit à la fréquence fondamentale et du rang h
ΔI	Largeur de la bande à hystérésis
FA	Fonction d'appartenance du sous-ensemble flou A
\bar{A}	Complément du sous-ensemble flou A
$\mu_A(x)$	Degré d'appartenance de x au sous-ensemble A

Listes des Symboles et Acronymes

$\min(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Minimum des deux degrés d'appartenance
$\max(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Maximum des deux degrés d'appartenance
$hgt(A)$	Hauteur du sous-ensemble flou A
$supp(A)$	Support du sous-ensemble flou A
$noy(A)$	Noyau du sous-ensemble flou A
$\alpha\text{-cut}(A)$	Coupe de niveau α du sous-ensemble flou A
u	Sortie du contrôleur flou
ε	Ecart de réglage
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage
f_s	Fréquence d'échantillonnage
T_s	Période d'échantillonnage
ΔT	Largeur du créneau centré pour le redresseur monophasé
$S(v_o)$	Surface de glissement
$u_{\acute{e}q}$	Commande équivalente
u_{att}	Commande attractive

Acronymes :

<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>HCC</i>	Hysteresis Current Control
<i>VSC</i>	Voltage Source Converter
<i>AC/DC</i>	Conversion alternative continue
<i>FACTS</i>	Flexible Alternating Current Transmission Systems
<i>SVC</i>	Static Var Compensator
<i>STATCOM</i>	Static Synchronous Compensator
<i>TCSC</i>	Thyristor Controlled Series Capacitor
<i>UPFC</i>	Unified Power Flow Controller
<i>PFC</i>	Power Factor Correction
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion
<i>SVM</i>	Space-Vector Modulation
<i>FP</i>	Facteur de Puissance
<i>HVDC</i>	High Voltage Direct Current
<i>MT</i>	Moyenne Tension
<i>BT</i>	Basse Tension
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>UPF</i>	Unit Power Factor
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
<i>PI</i>	Regulateur Proportionnel intégral
<i>SMC</i>	Sliding Mode Controller
<i>FBH</i>	Fixed band Hysteresis
<i>SBH</i>	Sinoidal band Hysteresis
<i>VBH</i>	Variable band Hysteresis

Introduction Générale :

La qualité de l'énergie est un concept assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, celle de l'onde de tension et la qualité des courants. L'amélioration de la qualité de l'énergie sur les réseaux de distribution électrique, devient de nos jours, un enjeu important tant pour les gestionnaires des réseaux que pour les exploitants de l'énergie électrique. En exploitation normale, la qualité de l'électricité se réduit principalement à la qualité de l'onde de tension délivrée. Lorsque cette tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont : les creux de tension de courtes ou longues durées, le flicker, la surtension, le déséquilibre ou les harmoniques. En revanche, la qualité des courants reflète la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. Habituellement, la qualité de l'onde de tension fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. Les principaux paramètres caractérisant une tension triphasée sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs. Tout phénomène physique affectant un ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme perturbation.

La présence des harmoniques dans le réseau électrique, appelée également pollution harmonique, est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie, plus particulièrement la déformation ou la distorsion de l'onde de tension. Cette distorsion résulte de la superposition, sur l'onde de tension fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. Ce phénomène est souvent la cause d'une mauvaise exploitation de l'énergie électrique et risque d'endommager les appareils électriques connectés aux réseaux. Les conséquences néfastes les plus connues de la pollution harmonique se résument dans la destruction de condensateurs, le déclenchement intempestif de protections électriques, les phénomènes de résonance avec les éléments composants le réseau, l'échauffement du conducteur de neutre des transformateurs ainsi que l'usure qui est due à l'échauffement des équipements soumis aux harmoniques.

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples la dépollution de réseaux électriques, l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio...). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une

tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, la plage de fonctionnement serait la plus large possible sans entraîner l'apparition de phénomènes subharmoniques ou chaotiques. Pour cela, il faudrait être en mesure d'abord d'identifier, grâce à une modélisation adéquate, ces phénomènes indésirables. Ensuite, il est nécessaire d'optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques.

De plus, la pollution harmonique du réseau de distribution de l'énergie électrique constitue actuellement un problème majeur surtout en industrie. La présence de ce phénomène gênant est due principalement aux charges non linéaires. En effet, les charges non linéaires dans les secteurs industriels et domestiques, créant des courants non sinusoïdaux et/ou déphasés par rapport à la tension, engendrent des pollutions harmoniques, une augmentation de la valeur du courant efficace, une accélération du vieillissement de certains matériels. Ces charges non linéaires ou polluantes, sont principalement les convertisseurs statiques d'électronique de puissance tels que les redresseurs à diodes ou thyristors, les gradateurs, le matériel informatique via leur alimentation, les lampes fluorescentes,.....etc.

D'autre part, l'utilisation croissante dans le secteur industriel de systèmes alimentés électroniquement et pilotables, motivée par l'amélioration de leurs performances, a conduit à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques est en constante progression. Le fonctionnement en régime de commutation des composants semi-conducteurs constituant ces convertisseurs est la raison pour laquelle leur comportement vis-à-vis de la source d'alimentation est non linéaire. En effet, ils prélèvent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ce qui pose de sérieux problèmes aux réseaux électriques. Les convertisseurs statiques sont devenus alors les sources d'harmoniques les plus importantes sur le réseau. Le redresseur non contrôlé à diodes et contrôlé à thyristors représente le convertisseur statique le plus polluant et très répandu aussi bien dans l'industrie que dans l'appareillage domestique [1], [2], [3], [4], [98], [103]. Il peut introduire sous certaines conditions d'opération un taux de distorsion harmonique ($THDi$) de courant supérieur à 30%. Pour cette raison, certaines normes internationales adaptées récemment, telles qu'IEEE Standard 519, CEI 61000 et EN 50160, imposent des limites aux THD des courants et tensions au sein du réseau d'alimentation (5% pour les courants et 3% pour les tensions).

Devant cet état de fait, et afin de limiter le taux de perturbation harmonique provoquée par les systèmes d'électronique de puissance connectés au réseau, il est apparu nécessaire de développer des dispositifs curatifs tel que le filtrage actif d'une part et d'autre part de concevoir des actions préventives comme les convertisseurs non polluants, dotés d'un dispositif de commande rendant le

courant prélevé sur le réseau le plus sinusoïdal possible. Dans ce contexte et depuis une dizaine d'années, des convertisseurs statiques non polluants à facteur de puissance élevé ont commencé à apparaître sur le marché concernant surtout la conversion AC/DC. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs conventionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC se distinguent par leur structure et par la manière de gérer les courants absorbés. Ils peuvent être divisés en trois classes : redresseur à diodes avec correcteur de facteur de puissance (PFC), redresseur à injection de courant et redresseur à MLI de tension ou de courant. Parmi ces structures les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur de tension à MLI. Il est caractérisé par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation.

Concernant la commande des convertisseurs statiques, plusieurs approches ont été développées dans la littérature [66-69]. Avec le bon dimensionnement des éléments du convertisseur, la commande par rétroaction a été largement adoptée dans l'industrie pour sa simplicité et son faible coût [103]. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ce type de contrôleurs est l'apparition de certains phénomènes non linéaires qui rendent l'analyse du comportement du système complexe et altèrent les performances de régulation. Pour résoudre ce problème, d'autres lois de commandes peuvent être utilisées pour avoir de meilleures performances, comme le PID [107], le mode glissant [99], ou d'autres techniques basées sur la fonction de Lyapunov ou sur le principe de la passivité. Cependant, ces stratégies de commande nécessitent la connaissance complète ou partielle du modèle et ne permettent de maintenir les performances de régulation que dans le cas de petites variations des valeurs nominales des éléments du système. Dans le cas de grandes variations, la commande par logique floue peut être une alternative. L'exploitation des connaissances linguistiques, émanant de l'expert humain, décrivant le comportement du système ou la stratégie de commande lui permet d'assurer de meilleures performances et d'accorder de la flexibilité lors de la conception [95].

Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail de thèse sont organisés en cinq chapitres :

Le premier chapitre débute avec les notions sur la qualité de l'énergie électrique et les différentes perturbations pouvant l'affecter. La problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences néfastes sur le réseau et sur les récepteurs, est ensuite présentée. La perturbation harmonique produite par les redresseurs à diodes et les normes et réglementations, en termes de pollution harmonique, en vigueur sont également exposées dans ce chapitre. Il se termine par les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de dépollution harmonique.

Le second chapitre propose un bref rappel sur le correcteur de facteur de puissance. Ensuite, une étude théorique détaillée est développée à propos de la structure et du principe de

fonctionnement, des différents modes d'opération, de la modélisation et du choix des éléments passifs associés au redresseur. Après avoir évoqué l'état de l'art de la commande, nous traitons le contrôle des courants absorbés par le redresseur par le biais des régulateurs PI. Nous proposons également dans ce cadre le réglage de la tension du bus continu grâce à un contrôleur classique PI. A cet effet, la structure du contrôleur est décrite, simulée et implémentée en temps réel sur le prototype expérimental. Nous clôturons ce chapitre par une description du banc d'essai pratique et avec des résultats expérimentaux.

Dans le chapitre trois, nous présentons le contrôle du courant absorbé par contrôleur à hystérésis. Dans ce contexte, notre contribution porte sur l'élaboration d'une loi de commande plus performante, dont l'objet est de maintenir la fréquence de commutation de l'interrupteur à une valeur constante. D'autres structures de la commande par hystérésis sont également abordées dans ce chapitre.

Nous nous intéressons dans le quatrième chapitre au réglage de la tension de bus continu par un contrôleur flou. A cet effet, une structure du contrôleur flou est décrite, simulée et implémentée en temps réel sur le prototype expérimental.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré au control du PFC par modes glissants. Il présente les deux composants de base d'une telle commande: la surface de glissement et la loi de commande forçant le système à l'atteindre en temps fini et à y rester. Par la même occasion, les méthodes de synthèse classiques sont abordées. Les résultats obtenus en simulation et en pratique sont exposés. Le chapitre est clôturé par une étude comparative entre les techniques appliquées.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent ce mémoire.

Chapitre 1

La Pollution Harmonique due aux Convertisseurs Statiques

1.1 Introduction

Le développement croissant des applications de l'électronique de puissance conduit, dans certains secteurs industriels, à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques est en constante progression. Ces convertisseurs statiques apportent une plus grande souplesse et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Ils sont principalement destinés à la conversion et au traitement de l'énergie électrique entre une source (réseau électrique, générateurs synchrone ou asynchrone, batterie, renouvelable, ...) et une charge (charge passive, machines alternatives, réseau de bord, ...). Le traitement consiste en une modification des caractéristiques électriques liées à la forme d'onde de la source d'énergie électrique, dans l'objectif de l'adapter aux spécifications de la charge. En tenant compte des niveaux de puissance traités, cette modification doit être réalisée avec le meilleur rendement possible [1].

Un convertisseur statique est constitué d'un ensemble d'éléments passifs réactifs qui ne consomment pas de puissance active (inductances, condensateurs), utilisés comme moyens de filtrage ou de stockage intermédiaire d'énergie, et de composants semi-conducteurs utilisés comme interrupteurs de puissance pour gérer le transfert d'énergie. Le fonctionnement en régime de commutation de ces interrupteurs est la raison pour laquelle les convertisseurs statiques se comportent vis-à-vis de la source d'alimentation comme des charges non linéaires. Même si la topologie du convertisseur est généralement invariable, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs provoquent un comportement à impédance variable par rapport à la source d'alimentation. Ainsi, les convertisseurs statiques absorbent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ce qui pose de nombreux problèmes aux réseaux électriques [1].

Partant de ce fonctionnement en commutation, on peut identifier deux sortes de perturbations provoquées par les convertisseurs statiques :

- la première catégorie comprend les émissions d'ondes électromagnétiques. L'amplitude du phénomène est directement liée au mode de commutation des interrupteurs, au câblage, et à la qualité de blindage ;
- la seconde catégorie comprend les perturbations électriques (en courant et en tension) conduites par les lignes d'alimentation dont l'origine se trouve dans le comportement non linéaire de ces dispositifs. Elles peuvent être classées, suivant la fréquence, en deux familles :
 - perturbations conduites haute fréquence (supérieure à 2 kHz) qui peuvent être atténuées par les lignes de distribution ;
 - perturbations conduites basse fréquence (inférieure à 2 kHz) dont les différentes techniques de contrôle tentent de les minimiser.

L'objet de ce premier chapitre est d'analyser, dans un premier temps, l'influence des perturbations et des courants harmoniques dans le réseau électrique surtout celles produites par les redresseurs classiques à commutation naturelle. Nous présentons également dans cette partie les normes et les réglementations

adoptées dans ce domaine. Dans un second temps, nous étudierons les différentes solutions traditionnelles et avancées permettant l'atténuation des effets les plus néfastes [2].

1.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [4].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes,
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période [5].

Dans ce qui suit nous nous restreindrons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique.

1.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [3].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [2].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (points de division des courants) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [3].

1.4 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [5]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [4]. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.

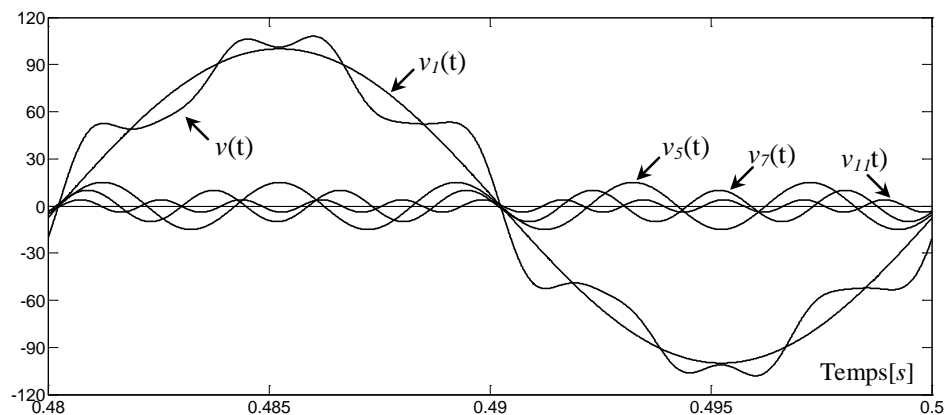


Figure 1.1 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, comme on le montrera ultérieurement, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires. Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

1.5 Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cycloconvertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur

d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [5].

1.6 Sources harmoniques non identifiables :

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [5]. A titre d'exemple, la figure 1.2 ci-dessous montre l'allure du courant absorbé par un ordinateur. Il est de forme impulsionnelle et riche en harmoniques et possède un taux de distorsion inadmissible.

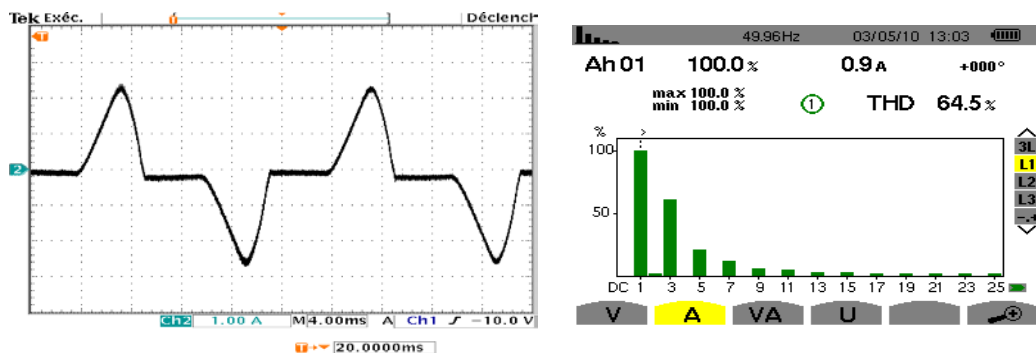


Figure 1.2 Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.

1.7 Caractérisation des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*THD*) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soi que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [2].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

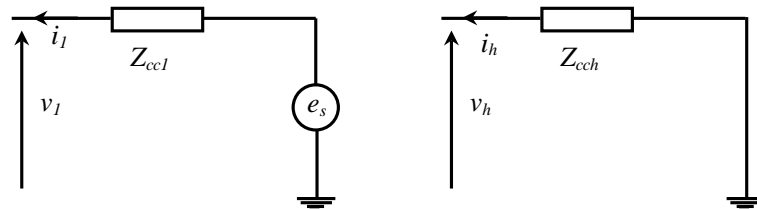
$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (1.1)$$

Avec : I_1, I_h : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 α_1, α_h : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 ω : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux de distorsion harmonique de ce courant s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (1.2)$$

Pour étudier la déformation de la tension du réseau provoquée par le prélèvement de courants distordus, nous représentons la source d'énergie par une f.é.m. (e_s) à la fréquence fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme le montre la figure 1.3.



(a) : pour la fréquence fondamentale (b) : pour l'harmonique de rang h

Figure 1.3 Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.

Sur ces schémas, les impédances représentent :

Z_{cc1} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence fondamentale,

Z_{cch} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence du rang h .

La tension au point de raccordement, $v(t)$, est composée de la somme ci-dessous :

$$v(t) = v_1(t) + \sum_{h=2}^n v_h(t) \quad (1.3)$$

Avec :

$$v_1(t) = e(t) - |Z_{cc1}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1 + \phi_{cc1}) \quad (1.4)$$

$$v_h(t) = -|Z_{cch}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(h\omega t + \alpha_h + \phi_{cch})$$

Où :

$|Z_{cc1}|, |Z_{cch}|$ représente le module de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

ϕ_{cc1}, ϕ_{cch} représente l'argument de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

De l'équation (1.3), on constate que la tension du réseau n'est plus sinusoïdale et est déformée par les courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit. Pour la rendre sinusoïdale deux solutions sont possibles : modification de l'impédance du réseau ou annuler les harmoniques de courant [2].

Le taux de distorsion harmonique en tension est un paramètre qui sert à évaluer la déformation de la tension et s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \quad (1.5)$$

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante "D". Dans le cas d'un réseau équilibré à m phases,

la puissance apparente S , la puissance active P et la puissance réactive q sont données par les relations suivantes :

$$S = m \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} = m \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (1.6)$$

$$P = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (1.7)$$

$$q = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad (1.8)$$

A son tour la puissance déformante caractérisant la contribution des harmoniques est définie par la formule suivante :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (1.9)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime comme suit :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2}} \quad (1.10)$$

On constate que le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques.

Dans le cas d'un système triphasé alimentant une charge non linéaire équilibrée (cas du redresseur à diodes), les fondamentaux des courants absorbés composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que les tensions du réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire (ils sont en phase), l'harmonique 5 est un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à celle du réseau), l'harmonique 7 un système direct,.....etc.

1.7.1 Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordés à un réseau pollué, soient très diversifiés, on distingue deux sortes d'effets possibles :

- **les effets quasi-instantanés** : concernent certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation,...etc. La présence des harmoniques sur le réseau provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur crête de l'onde ;

- **les effets à terme** : se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires et l'augmentation du niveau sonore. Il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique, tels que les :

➤ **alternateurs** : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liées à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé. Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines ;

➤ **câbles électriques** : pertes Joule supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques homopolaires et corrosion des câbles en aluminium sous l'effet de la circulation de courants harmoniques pairs associés à une composante continue [2]. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes ;

➤ **transformateurs** : ils sont les constituants les plus directement affectés par les courants harmoniques. Ces derniers produisent des pertes additionnelles dans les enroulements. Ces pertes ne sont pas seulement dues à l'effet Joule pelliculaire, mais aussi à des courants induits dans les bobinages, le noyau et les pièces métalliques par les composantes à hautes fréquences des champs de fuite [6] ;

➤ **moteurs à courant alternatif** : la déformation de la forme d'onde de la tension du réseau, due à l'interaction entre les courants harmoniques et l'impédance équivalente du réseau, influe sur le fonctionnement des machines électriques à courant alternatif en général et sur celui des moteurs asynchrones en particulier (pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements et pulsation du couple) [5] ;

➤ **condensateurs** : ils sont aussi très affectés par les courants harmoniques. Les condensateurs branchés en parallèle sur les réseaux pour la compensation de la puissance réactive (correction du facteur de puissance) ont des impédances d'autant plus faibles que la fréquence est élevée. Les courants harmoniques se superposent au courant fondamental et causent des pertes supplémentaires qui peuvent excéder la capacité thermique des condensateurs et réduire considérablement leur durée de vie. De plus, des phénomènes de résonance peuvent survenir et soumettre les condensateurs à des surtensions, lesquelles sont susceptibles de les dégrader, voire de perforer leur isolation [4] ;

➤ **équipements à base d'électronique de puissance** : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension qui peut créer des faux passages par zéro (perte de synchronisation) ;

➤ **ordinateurs** : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension du réseau ;

➤ **réseaux de télécommunication** : génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [2].

1.8 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de

l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandues sur le réseau [4]. Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non linéaire la plus usitée. Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes :

- variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu ;
- circuit d'excitation des alternateurs ;
- chargeurs de batterie ;
- liaison à courant continu (HVDC) ;
- alimentation des systèmes informatiques et audio visuels ;
- dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Nous distinguons deux structures de redresseurs :

1. **ponts de diodes** : 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) ;
2. **ponts de thyristors** : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continue en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

La figure 1.4 représente le montage du pont redresseur triphasé à diodes. Celui du pont à thyristors est obtenu par substitution des diodes par des thyristors. Une inductance de couplage est souvent placée à l'entrée du redresseur pour limiter les courants de courts-circuits entre phases pendant les commutations des semi-conducteurs dus aux phénomènes d'empiétement.

Avec : e_a, e_b, e_c : tensions du réseau, i_a, i_b, i_c : courants absorbés par le pont ;

v_{dc}, I_{dc} : tension et courant du bus continu ;

L_s, r_s : inductance et résistance de la ligne ;

C : capacité de sortie permettant de filtrer la tension continue de sortie.

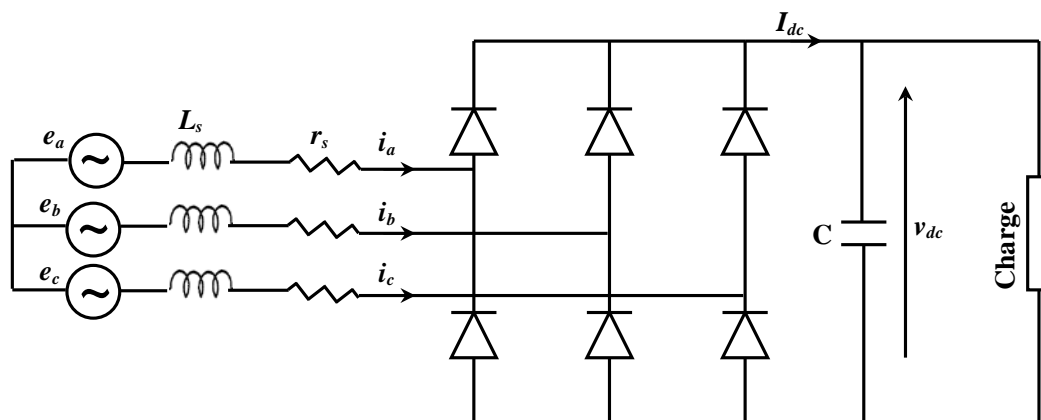


Figure 1.4 Pont redresseur triphasé à diodes.

La figure 1.5.a illustre les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes, obtenues par simulation, avec insertion d'une inductance de couplage ($L=19.5$ mH). La figure 1.5.b représente le spectre associé où apparaît la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant ($THD_i= 20.26\%$).

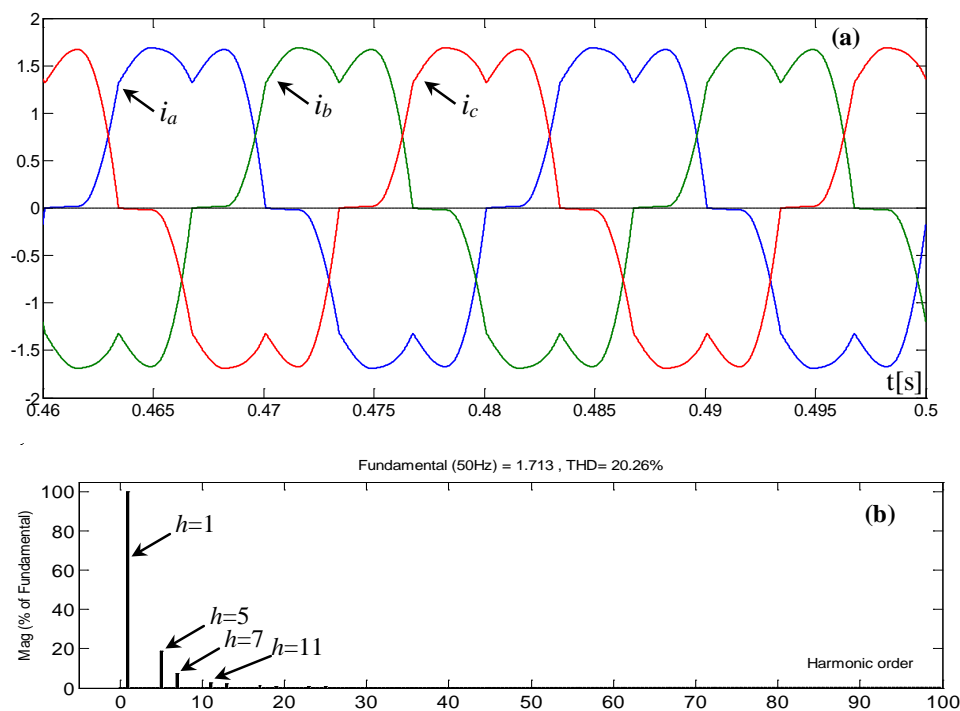


Figure 1.5 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.

Les résultats expérimentaux sont illustrés sur les figures ci-après. Les courants de la figure 1.6 correspondent au fonctionnement sans inductance de couplage. La figure 1.7 représente les courants obtenus lors de l'insertion d'une inductance de couplage ($L=19.5$ mH), ainsi que le spectre et le diagramme vectoriel des fondamentaux des courants absorbés et des tensions du réseau. On constate que les courants possèdent un taux de distorsion élevé ($THD_i=18.8\%$) et que leurs termes fondamentaux sont déphasés par rapport aux tensions d'un angle de 23° , ce qui signifie que le pont redresseur consomme de la puissance réactive à la fréquence fondamentale.

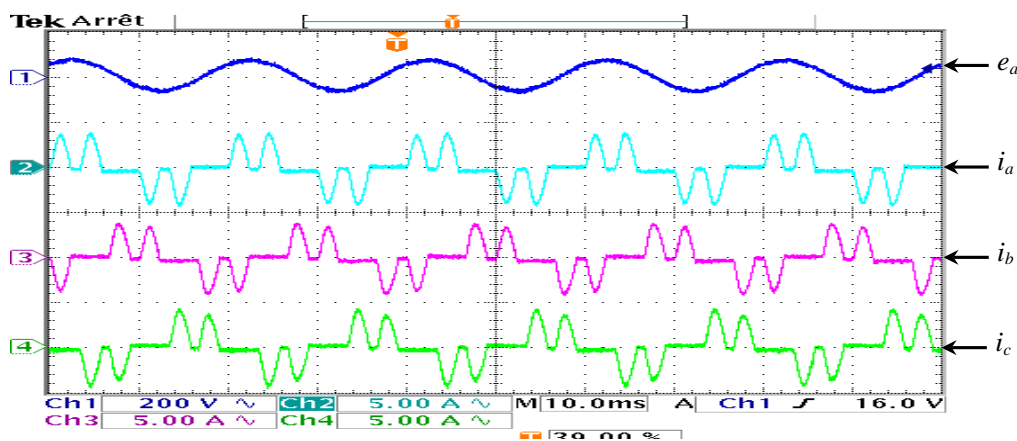


Figure 1.6 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes connecté directement au réseau.

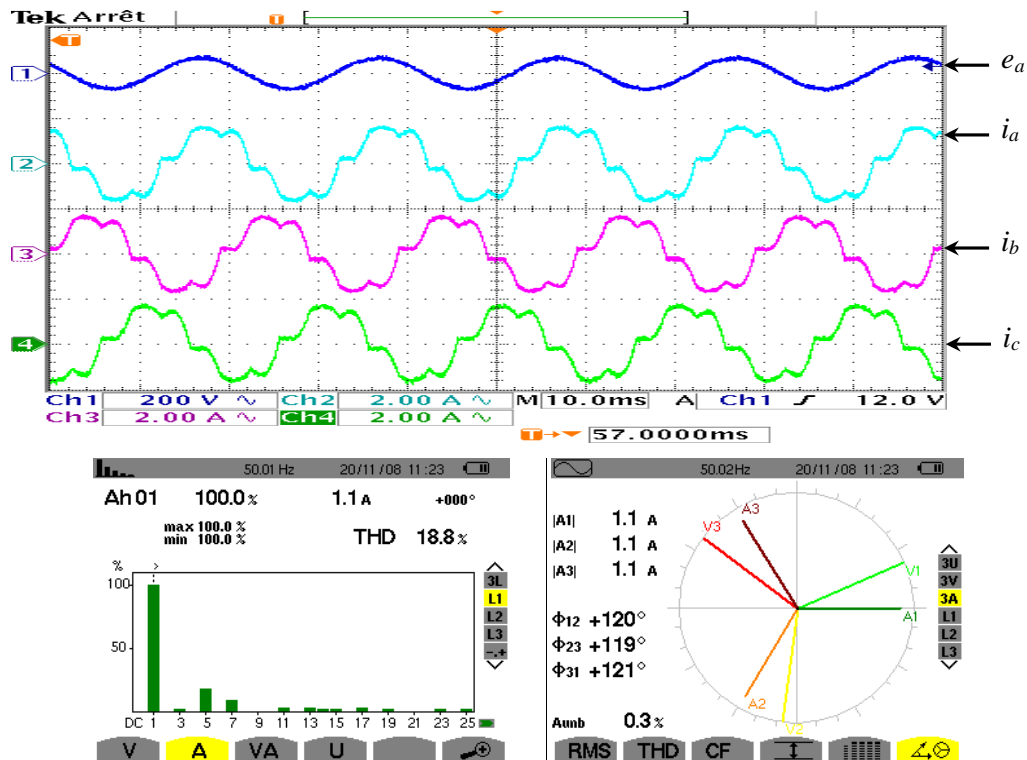


Figure 1.7 Forme d'ondes des courants absorbés, spectre fréquentiel et diagramme vectoriel pour le pont redresseur à diodes avec inductance de couplage.

1.9 Normes et réglementations

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau et en même temps éviter la modification des caractéristiques de ce dernier, les distributeurs d'énergie électrique ont été amenés à émettre des recommandations. Ces recommandations concernent les exigences au point de raccordement de l'utilisateur sur le réseau électrique. Un exemple de ces recommandations (les plus anciennes) stipule que chaque utilisateur pris séparément, doit, à son point de raccordement, respecter les limites de perturbations en tension suivantes [2] :

- harmoniques pairs : $V_h/V_I < 0.6\%$
- harmoniques impairs : $V_h/V_I < 1\%$
- taux de distorsion harmonique en tension : $THD < 1.6\%$

Au-delà de ces valeurs, il est nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou bien dans certains cas extrêmes augmenter la puissance de court-circuit du réseau. Ces limites sont destinées à minimiser le risque de voir le réseau d'alimentation général atteindre un taux de distorsion harmonique en tension supérieur à 5%.

D'autre part, pour assurer la compatibilité entre les installations sensibles alimentées par le réseau, il faut imposer des limites d'émission et donner des niveaux d'immunité suffisants. Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (*MT* ou *BT*), définies par la norme Européenne *EN 50160*, précisent les tolérances qui doivent être garanties pour la tension et la fréquence

ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrées. Le tableau 1.1 suivant précise les valeurs adoptées [7].

Tableau 1.1 : Limites de perturbations définies par *EN 50160*

Amplitude de la tension	<ul style="list-style-type: none"> Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage $V_n \pm 10\%$
Variations rapides de la tension	<ul style="list-style-type: none"> De 5% à 10% de V_n (4 à 6% en moyenne tension)
Creux de tension	<ul style="list-style-type: none"> Profondeur : entre 10% à 99% de V_n Durée : entre 10 ms et 1 minute Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an
Coupures brèves	<ul style="list-style-type: none"> Durée : jusqu'à 3 minutes Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an
Coupures longues	<ul style="list-style-type: none"> Durée : supérieure à 3 minutes Nombre : entre 10 et 50 par an
Fréquence	<ul style="list-style-type: none"> 50 Hz \pm 1% pendant 95% d'une semaine 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine

Afin de concilier distributeurs et consommateurs, des normes ont été dictées. Le tableau 1.2 résume les principales normes concernant la qualité d'énergie et la tension dans les systèmes électriques.

Tableau 1.2 : Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique

Thèmes	Normes
Classification de la qualité d'énergie	CEI 61000-2-5 :1995 CEI 61000-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Creux /Surtension/Interruption	CEI 61009-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Harmoniques	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 61000-2-2 CEI 61000-3-2 CEI 61000-4-7 :1991 IEEE 519 :1992
Flicker de tension	CEI 61000-4-15 :1997
Transitoires	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 816 :1984 IEEE 1159 :1995 IEEE C62.41 :1991

Le tableau 1.3, repris de la norme *CEI 61000-2-2*, présente les caractéristiques et le niveau de compatibilité pour les harmoniques au point de raccordement du client pour un réseau satisfaisant la norme *CEI 1000-2-4* [8].

Tableau 1.3 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension

(Norme *CEI 61000-2-2*)

Rangs impairs non multiples de 3		Rangs impairs multiples de 3		Rangs pairs	
Rang	Tension harm. (%)	Rang	Tension harm. (%)	Rang	Tension harm. (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0.2+1.3*25/h				

1.10 Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie

Afin de diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux :

1. du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution ;
2. du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

1.10.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans les points suivants :

- inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- inductance de lissage des courants ;
- confinement des harmoniques ;
- l'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques [12, 13] ;
- augmentation de l'indice de modulation ;
- filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs [14].

Vue leur importance pratique, nous nous limiterons dans ce qui suit à détailler uniquement les filtres passifs.

• Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.). L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure 1.8 [9].

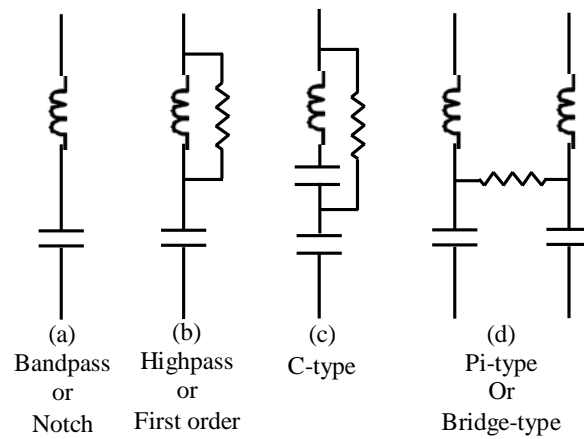


Figure 1.8 Différents types de filtres harmoniques passifs.

Le filtre harmonique passe-bande illustré sur la figure 1.8 (a) est le plus simple et est largement appliqué. Son avantage est l'impédance presque nulle à la fréquence d'accord, conduisant à un filtre presque parfait à cette fréquence. Un inconvénient est la possibilité d'occasionner une résonance avec l'impédance du réseau pour les fréquences en dessous de sa fréquence de coupure et en d'autres termes d'amplifier d'autres composantes harmoniques [4].

La figure 1.8 (b) montre le filtre harmonique passe-haut qui peut être un compromis entre filtrer une fréquence bien ciblée et atténuer les harmoniques des fréquences supérieures. Ce filtre est généralement ajusté aux 7^{ème} ou 11^{ème} rangs harmoniques.

Le filtre harmonique de type C, illustré sur la figure 1.8 (c), a des caractéristiques similaires au filtre harmonique passe-haut, avec l'avantage que la résistance ne consomme pas de puissance à la fréquence fondamentale du réseau. Il est souvent employé dans les applications de four à arc où il existe des inters harmoniques [9, 10].

La figure 1.8 (d) illustre le filtre harmonique de type Pi qui est essentiellement composé de deux filtres passe-bande avec une résistance connectée au point médian. L'intérêt principal de ce filtre est sa bonne caractéristique de filtrage aux deux fréquences de résonance.

Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés sur une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe-haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme illustré sur la figure 1.9 [10, 15].

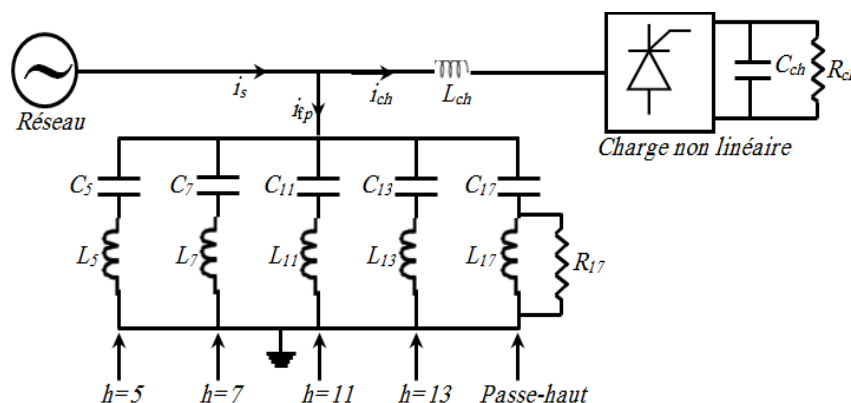


Figure 1.9 Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors.

La fonction de transfert de cette combinaison de filtres est donnée ci-après :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_5} s}{s^2 + \frac{1}{C_5 L_5}} + \frac{\frac{1}{L_7} s}{s^2 + \frac{1}{C_7 L_7}} + \frac{\frac{1}{L_{11}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{11} L_{11}}} + \frac{\frac{1}{L_{13}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{13} L_{13}}} + \frac{\frac{1}{R_{17}} s^2 + \frac{1}{L_{17}} s}{s^2 + \frac{1}{R_{17} C_{17}} s + \frac{1}{L_{17}}}$$

Malgré l'efficacité, le pouvoir de corriger le facteur de puissance, la simplicité et le coût, cette configuration de filtres passifs pose tout de même certains problèmes :

- le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source, cette dernière est d'ailleurs susceptible d'engendrer des résonances ;
- le filtre passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires présentent sur le même réseau et entraîner dans cette hypothèse une surcharge ;
- toute modification du réseau (restructurations, nouveaux clients, ...), par changement de la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance) ;
- les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dérive de la fréquence au fur et à mesure que les composants vieillissent.

Cette solution est donc d'une efficacité moyenne, elle offre très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité [11]. Pour toutes ces limitations une attention particulière a été portée aux solutions basées sur l'électronique de puissance.

1.10.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les *IGBT*, *IGCT*, *GTO* et *MOSFET*, ainsi que la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [4]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- les filtres actifs: parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures ;
- les alimentations sans interruption ;
- les dispositifs *FACTS* ;
- les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

1.10.2.1 Filtres actifs

Les principes de base des filtres actifs (compensation active) pour les harmoniques perturbateurs ont été proposés autour de la décennie de 1970 [16-19]. Depuis, beaucoup de recherches ont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [10], [20], [23].

Un filtre actif de puissance se compose d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (*MLI/PWM*), connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, et d'un bus continu. Ce

convertisseur *PWM* constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) ou *VSC* (*Voltage Source Converter*) utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus *DC* et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu. Dans ce cas, ce type de convertisseur prend la dénomination d'onduleur de courant [5], [12], [21-22].

La structure utilisant l'onduleur de tension est préférée pour les facilités qu'elle apporte en termes de circuits de commande et de fiabilité. En plus, cette structure reste relativement moins coûteuse, les pertes sont inférieures et elle peut être utilisée aisément dans des structures multiniveaux ou multicellulaires [23]. Cette topologie est assimilable à une source de courant au point de raccordement ; lorsqu'elle est connectée en parallèle elle élimine directement les perturbations en courants harmoniques en injectant sur le réseau des courants en opposition de phase et de même amplitude par rapport aux perturbations existantes. En plus, ce type de filtre actif est en mesure de compenser non seulement la pollution harmonique en courant mais aussi la puissance réactive et les déséquilibres en tension et en courant.

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [3, 4] :

- il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau ;
- il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante ;
- il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté ;
- le risque de résonance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif) ;
- la compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables ;
- le volume physique du filtre est plus réduit.

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients :

- leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie ;
- l'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration ;
- les pertes sont légèrement plus élevées.

En fonction de leur mode de connexion au réseau, les filtres actifs sont dissociés en deux familles : les filtres actifs parallèle et série.

1. Filtre actif parallèle-FAP

Le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt, présenté sur la figure 1.10 permet, avec une commande appropriée, de neutraliser les courants harmoniques des charges polluantes et de compenser les déséquilibres et les courants réactifs.

Généralement, une analyse préalable de la charge permet d'identifier les perturbations et de les compenser au niveau du réseau via le filtre actif parallèle. Le courant résultant côté réseau est de forme sinusoïdale, voire en phase avec la tension au point de raccordement dans le cas d'une compensation d'harmoniques et du fondamental réactif [7].

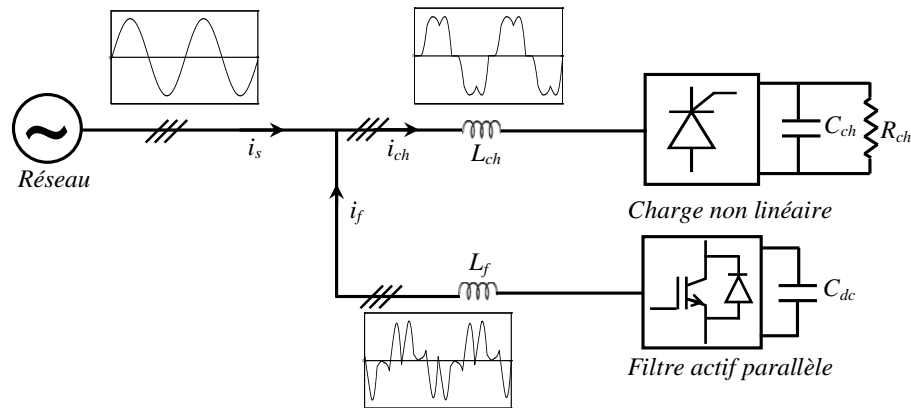


Figure 1.10 Topologie du filtre actif parallèle de puissance.

2. Filtre actif série-FAS

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmoniques) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire de remonter vers la source [28, 29]. Dans ce cas, il se comporte comme une impédance élevée aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [24,25]. Les perturbations de tension dans le système sont atténuées en injectant la différence entre la tension désirée et la tension réelle comme le montre la figure 1.11. L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [26, 27].

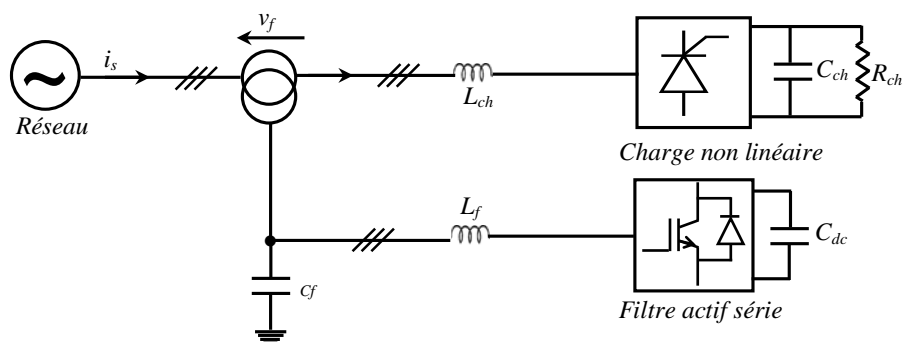


Figure 1.11 Topologie du filtre actif série de puissance.

1.10.2.2 Filtres actifs hybrides

Les filtres actifs hybrides se scindent en deux grandes familles qui résultent de combinaisons soit de filtres actifs soit d'associations de filtres actifs et passifs. Dans le premier cas, c'est l'association des

filtres actifs types, à savoir parallèle et série. Ainsi, l'objectif visé est le non pollution d'un réseau par une charge perturbatrice et simultanément le bon fonctionnement d'une charge ou d'un réseau sensible dans un environnement pollué. Le traitement s'effectue donc à deux niveaux par rapport à un point considéré ; dépollution par un filtre actif parallèle en aval et par un filtre actif série en amont. La deuxième famille combine la mise en œuvre simultanée de filtres passifs accordés et actifs. Les filtres passifs éliminent généralement les harmoniques en basses fréquences et peuvent fournir aussi de l'énergie réactive, cette solution entraîne une réduction du dimensionnement du filtre actif qui n'est affecté qu'au traitement des autres perturbations. De plus, ces topologies améliorent l'efficacité des filtres passifs. Les combinaisons de ces structures hybrides sont nombreuses, nous pouvons citer les associations les plus usitées :

- 1- mise en parallèle d'un filtre actif shunt et d'un (de) filtre(s) passif(s) connecté(s) en dérivation avec la (les) charge(s) polluante(s) ;
- 2- filtre actif série avec un (des) filtre(s) passif(s) en parallèle(s) ;
- 3- filtres passifs résonnants en série avec un filtre actif (Fig. 1.11) qui constitue les configurations les plus récentes [35].

Pour le cas numéro 1, le plus souvent le filtre passif est formé par deux filtres réglés aux fréquences des harmoniques 5 et 7 et un filtre passe-haut accordé autour de la fréquence de l'harmonique 11. Le filtre actif permet dans ce cas d'éviter des résonances entre les éléments passifs et le réseau [10]. Depuis 1990 [34], de nombreux travaux de recherches ont été conduits sur les filtres actifs hybrides [36-41]. La raison essentielle réside dans l'attractivité de ces associations par la réduction du coût du filtre actif mais aussi par la faisabilité pour des applications de fortes puissances [10, 20].

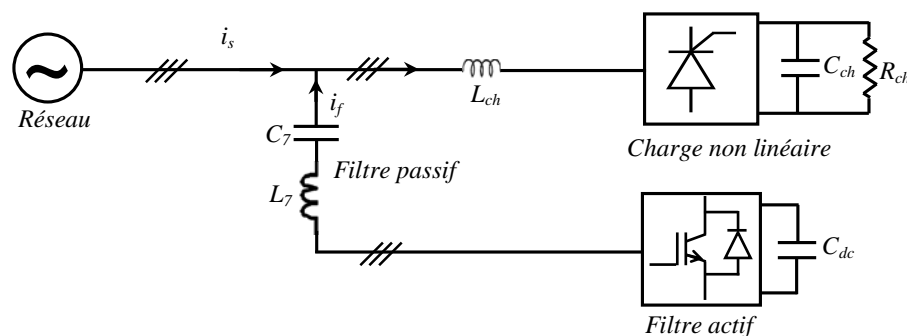


Figure 1.12 Topologie du filtre actif hybride.

1.10.2.3 Les alimentations sans interruption (UPS)

Les alimentations sans interruption ont été développées au début des années 60 pour protéger les grands centres informatiques. Depuis, elles se sont généralisées et sont devenues des dispositifs à usage quasi systématiques. Une alimentation sans interruption ou de secours est destinée à faire face aux perturbations affectant la tension du réseau (creux, variations de fréquence, coupures). Son principe est de produire un système de tensions alternatives purement sinusoïdales assurant la continuité de l'alimentation des charges critiques, dont la performance est en outre garantie par une batterie intégrée [7].

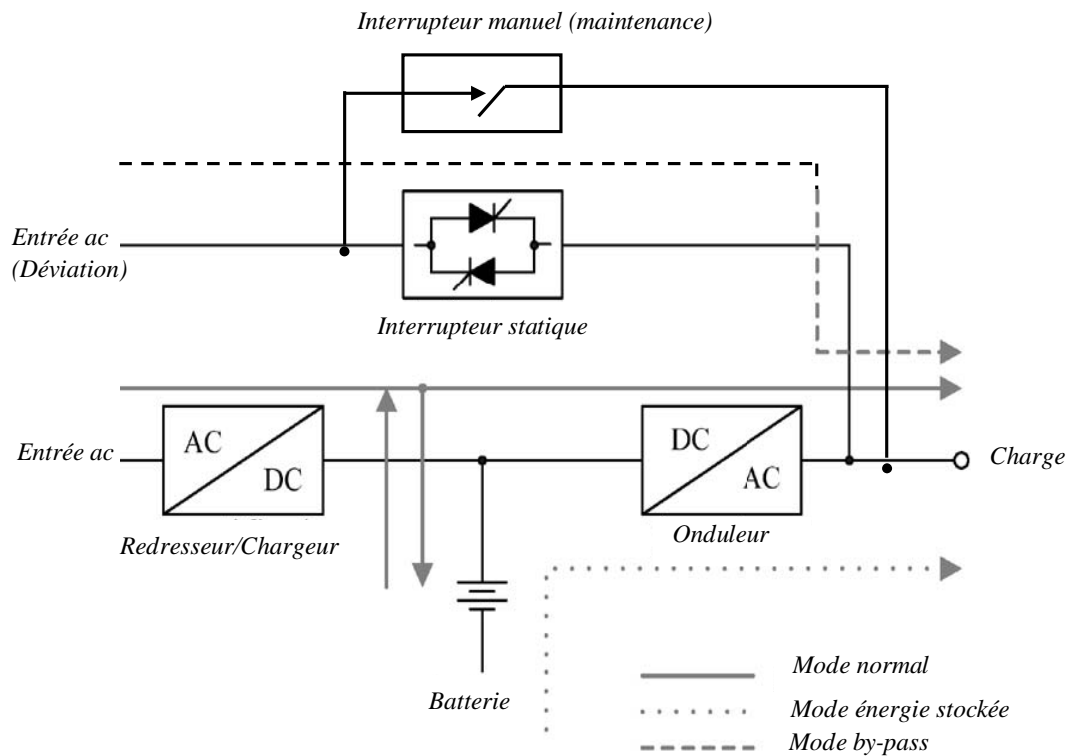


Figure 1.13 Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération.

Une alimentation sans interruption est constituée principalement par deux convertisseurs :

1. un onduleur de tension destiné à produire un système de tensions alternatives de forme sinusoïdale pour suppléer le réseau si nécessaire.
2. un redresseur à diodes connecté au réseau alternatif pour alimenter le bus continu de l'onduleur et pour charger une batterie d'accumulateurs.

De nombreuses topologies et stratégies de commande ont été proposées dans la littérature concernant les alimentations sans interruption [37-44]. La figure 1.13 représente l'une de ces topologies ainsi que les différents modes d'opérations possibles.

1.10.2.4 Les FACTS

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles, terme traduit de l'anglais « *Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS)* », peuvent contribuer à faire face aux problèmes rencontrés dans l'exploitation des réseaux électriques. Le concept *FACTS*, introduit en 1986 par l'*Electric Power Research Institute (EPRI)*, regroupe l'ensemble des dispositifs basés sur l'électronique de puissance qui permettent d'améliorer l'exploitation d'un réseau électrique [45]. Son développement est étroitement lié aux progrès réalisés dans le domaine des composants semi-conducteurs de puissance et plus particulièrement des éléments commandables tels que le thyristor et le thyristor *GTO*. Des études et des réalisations pratiques ont mis en évidence l'énorme potentiel des dispositifs *FACTS* [46-47]. Plusieurs types de *FACTS*, avec des architectures et des technologies différentes, ont été développés. Parmi eux, les plus connus sont le *SVC (Static Var Compensator)*, le *STATCOM (Static Synchronous Compensator)*, le

TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor) et l'*UPFC (Unified Power Flow Controller)*. Les figures 1.14 et 1.15 décrivent les schémas de principe de ces structures. Chacune d'elle possède ses propres caractéristiques et peut être utilisée pour répondre à des besoins bien précis.

Dans un réseau électrique, les *FACTS* permettent de remplir des fonctions tant en régimes stationnaires qu'en régimes transitoires. Ils agissent généralement en absorbant ou en fournissant de la puissance réactive, en contrôlant l'impédance des lignes ou en modifiant les angles des tensions [48]. Les dispositifs *FACTS* sont utilisés principalement dans les contextes suivants :

- limitation des variations de la tension à une valeur assignée en un point du réseau et ce quelles que soient les variations de la charge ;
- augmentation de la réserve de stabilité transitoire ;
- atténuation des oscillations de puissance ;
- contrôle des transits de puissance sur les lignes et liaisons afin de réduire les surcharges.

Le mode de connexion au réseau est une caractéristique essentielle qui détermine en grande partie le mode d'action d'un dispositif *FACTS*. On distingue ainsi les classes suivantes [49] :

1. les dispositifs *FACTS* shunt (parallèle) ;
2. les dispositifs *FACTS* série ;
3. les dispositifs *FACTS* combinés série-parallèle.

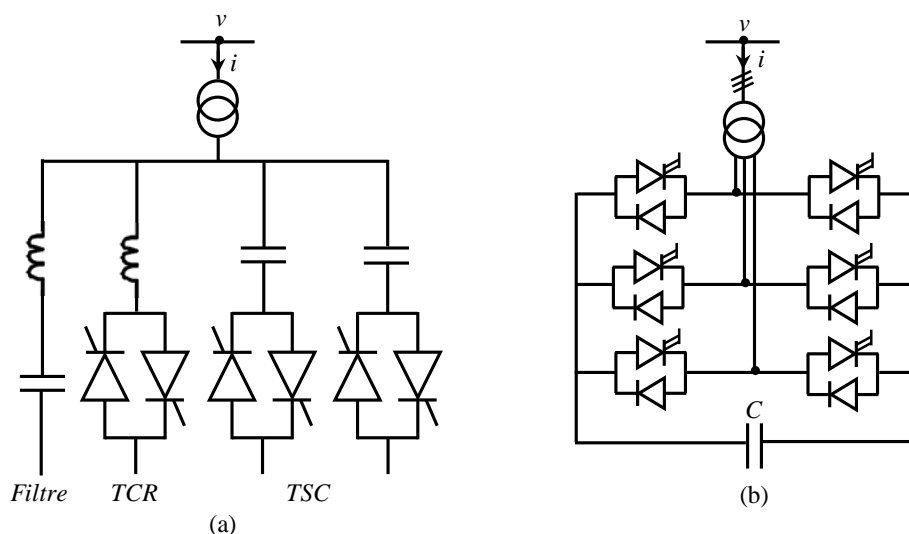


Figure 1.14 Structure de dispositifs *FACTS* shunt : (a) *SVC*, (b) *STATCOM*.

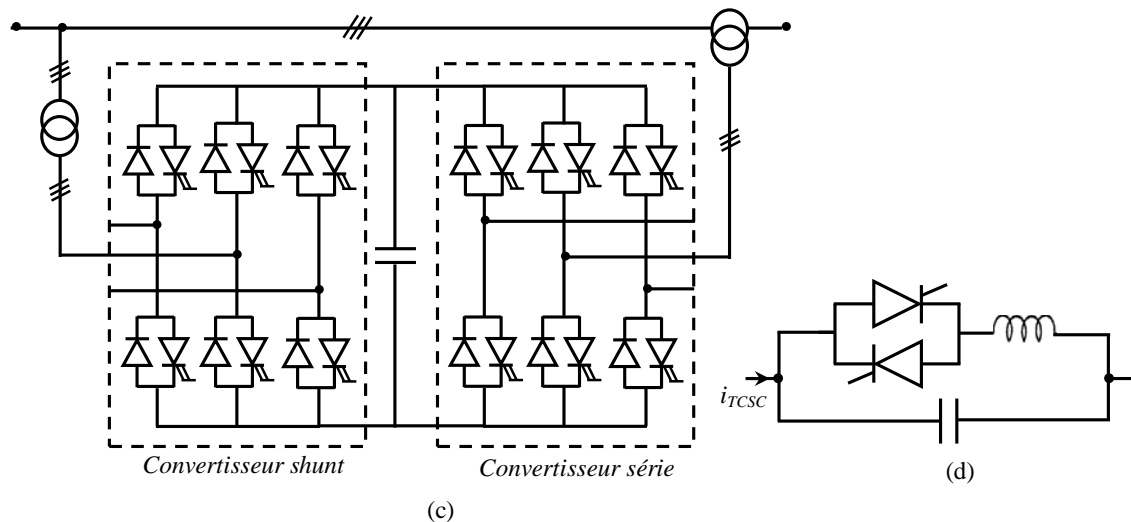


Figure 1.15 Structure de dispositifs FACTS série et combiné : (a) UPFC, (b) TCSC.

1.10.2.5 Prélèvement sinusoïdal

L'accroissement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques de type redresseur a connu un essor important aussi bien sur le plan industriel que domestique. C'est ainsi que le réseau de distribution *BT* est le siège de perturbations importantes que le distributeur a du mal à enrayer. Sans précautions particulières ces convertisseurs sont polluants et absorbent des courants harmoniques qui ne sont pas sans effets sur l'onde de tension délivrée. Devant ce constat, il apparaît important de développer sur le plan industriel des dispositifs de filtrage actif au niveau curatif et une démarche préventive afin de concevoir des alimentations non polluantes, c'est-à-dire dotées d'une structure et d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé le plus sinusoïdal possible [50].

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion *AC/DC*, différente de la version classique, où le courant peut être contrôlé. Dans ce contexte, trois structures ont été développées et présentées dans la littérature, dont deux structures incluent une inductance pour pouvoir contrôler le courant absorbé :

- la première utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC* (Power Factor Correction) ;
- la deuxième structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) ;
- la troisième structure est basée sur l'injection de courant dans le réseau. Elle est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution.

1.10.2.5.1 Correction du facteur de puissance (PFC)

La structure de base du convertisseur *AC/DC* avec correction du facteur de puissance ainsi que son principe de commande sont illustrés sur la figure 1.16. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de

correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance à double commande (*TB*, *IGBT*, *MOSFET*) et une diode de puissance. Cet ensemble est mis en parallèle avec le condensateur du bus continu. Le convertisseur *AC/DC* ainsi obtenu constitue une structure élévatrice et non réversible, mettant en jeu un seul interrupteur commandable.

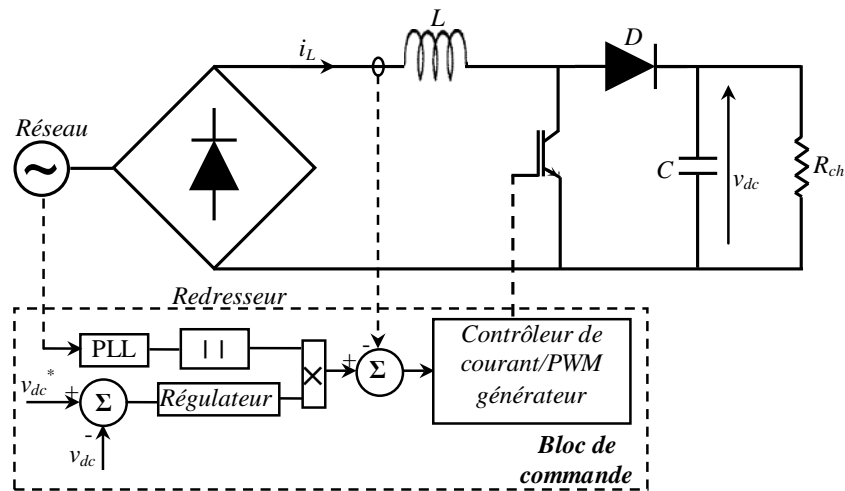


Figure 1.16 Structure et principe de commande d'un convertisseur *AC/DC* avec *PFC*.

Diverses stratégies de commande ayant toutes un objectif commun : la mise en forme des courants prélevés sur le réseau, ont été proposées pour cette structure [51-58]. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance. L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, tandis que la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une *PLL* synchronisée avec le réseau d'alimentation. Cette solution garantit l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau.

Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé. Dans le cas d'un réseau triphasé, un seul interrupteur doit contrôler les trois courants absorbés. Ceci rend la commande très complexe et beaucoup moins performante. Pour cette configuration, on privilégie plutôt l'utilisation du redresseur à injection de courant ou redresseur à *MLI*.

1.10.2.5.2 Redresseurs à injection de courant

Les redresseurs triphasés à injection de courant sont apparus au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs *AC/DC* déjà présents. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.17. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [59-65].

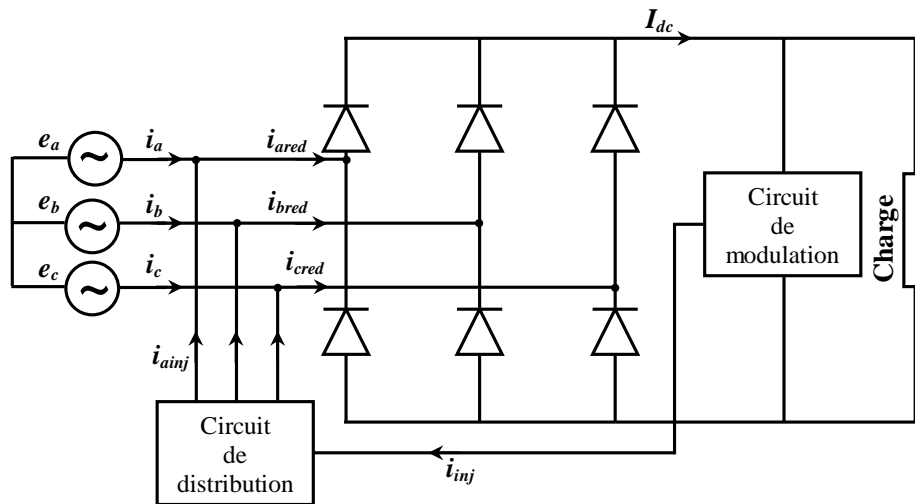


Figure 1.17 Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

1.10.2.5.3 Redresseurs à MLI

Les redresseurs à *MLI* sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande *MLI*, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs à *MLI* :

- redresseur à *MLI* de courant ;
- redresseur à *MLI* de tension.

1. Redresseur à *MLI* de courant

La topologie du redresseur à *MLI* de courant est illustrée sur la figure 1.18. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques *MLI* conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [2]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre *LC* du côté alternatif [68-73].

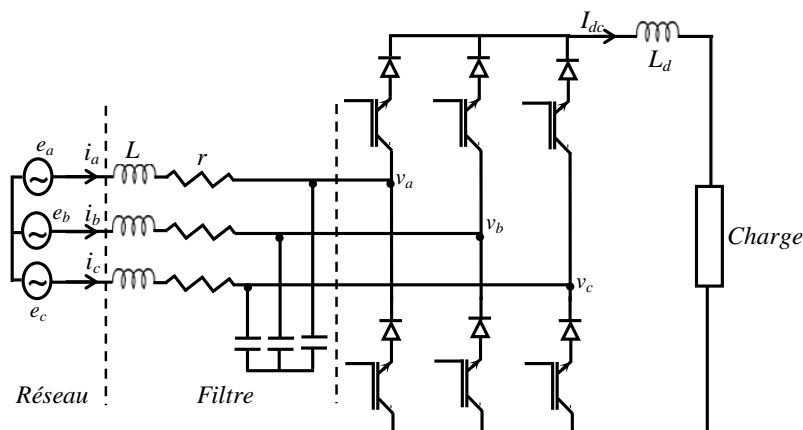


Figure 1.18 Topologie d'un redresseur à *MLI* triphasé de courant.

2. Redresseur à MLI de tension :

Le redresseur à *MLI* de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure 1.19. Chaque interrupteur est constitué d'un *IGBT* (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [66]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à *MLI* permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [67].

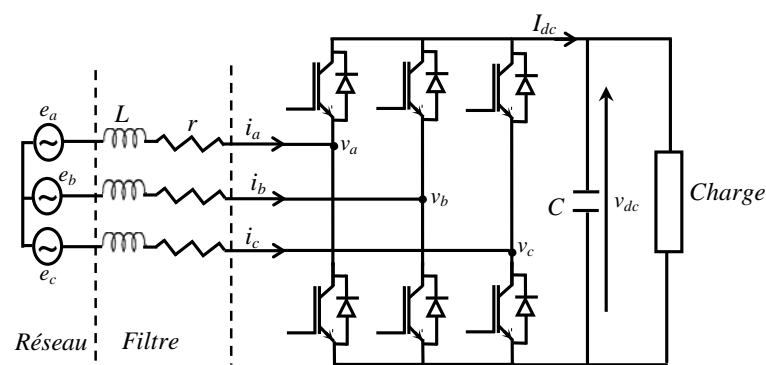


Figure 1.19 Topologie d'un redresseur à *MLI* triphasé de tension.

Parmi les moyens de dépollution harmonique présentés précédemment, plus particulièrement les convertisseurs à prélèvement de courant sinusoïdal, on s'intéressera dans la suite de ce travail uniquement à la structure du redresseur à *MLI* de tension. Elle constitue donc notre topologie support pour développer et implanter des stratégies de commande permettant le prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, que la

dépollution harmonique et l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau. Partant du réseau de transport et des liaisons d'interconnexion, les dispositifs *FACTS* permettent de compenser les creux et les fluctuations de tension en plus de la compensation de la puissance réactive. Au niveau du réseau de distribution, les différentes structures de filtres actifs assurent une bonne compensation harmonique des courants et de la puissance réactive. Pour les consommateurs, utilisation des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal, ou dits aussi propres, représentent un moyen très efficace pour réduire le taux de pollution due à l'injection de courants harmoniques dans le réseau.

Nous avons retenu également que le prélèvement sinusoïdal peut se faire de trois manières : par correction du facteur de puissance d'un pont redresseur à diodes, en insérant un étage de correction à base d'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage ; par injection de courant au réseau ou par une nouvelle structure du redresseur à commutation dure commandé en *MLI*. La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude théorique et expérimentale des redresseurs à *MLI*, plus particulièrement de structure tension, dont le but est de concevoir un convertisseur *AC/DC* commandé en *MLI* non polluant, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Chapitre 2

**Commande Conventiennelle par Régulateur PI d'un
Correcteur du Facteur de Puissance D'un Redresseur
en Pont Monophasé**

2.1 Introduction

Les redresseurs monophasés commandés à absorption sinus assurent le redressement d'une tension réseau monophasée à une tension DC réglable tout en formant le courant d'entrée pour être sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau [74]. Souvent, le CFP agit comme un pré-régulateur à un convertisseur DC-DC qui peut être utilisé pour assurer la régulation supplémentaire et l'isolation ohmique [75-76]. En raison des standards de l'IEC 1000-3-2 [77] comme les standards de la norme EN61000-3-2 en Europe et de la formulation de l'IEEE 519 [78] aux Etats-Unis. Ces circuits de plus en plus sont utilisés au niveau des entrées des équipements électroniques. Parmi les multiples topologies possibles [75], le CFP élévateur montré dans la figure 2.3 est le plus utilisé. Les objectifs de la commande sont: de faire suivre le courant dans l'inductance le courant de référence de forme d'onde sinusoïdale redressée (ainsi, le courant d'entrée est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau), de régler la valeur moyenne de la tension de sortie à sa valeur de référence et d'obtenir une réponse rapide aux variations de la charge [79], [80].

Communément, un contrôleur linéaire est conçu en utilisant un modèle à petits signaux qui est obtenu par la linéarisation au tour d'un point de fonctionnement [79]. Le système fournit une performance acceptable. Cependant, le contrôleur a un inconvénient inhérent au troisième harmonique dans le courant d'entrée. Ceci, se produit car le signal de courant de référence est le produit d'une amplification d'erreurs de la tension de sortie (qui contient une composante deuxième-harmonique) et la forme d'onde unitaire de la tension d'entrée. Ainsi, le gain de la boucle de tension à 100hz détermine effectivement le niveau du troisième harmonique à prévoir dans le courant de référence [81]. Plusieurs circuits intégrés commerciaux incorporent les composants analogiques nécessaires pour mettre en application le régime de commande linéaire du CFP. Récemment, il y a eu un intérêt significatif pour les dispositifs numériques disponibles dans le marché pour leur application au CFP; l'implémentation numérique de loi de commande linéaire utilisant les microcontrôleurs commerciaux et les DSPs a été effectuée. Comme le temps de calcul des microcontrôleurs commercialisés est sensiblement haut, une version discrète de la conception analogique conventionnelle ne peut être directement mise en application sans modification significative de la conception de la boucle d'asservissement de la tension. Pour améliorer la réponse dynamique du convertisseur aux variations de la charge, un filtre de 100hz est inséré dans la boucle de régulation de la tension. Le filtre réduit l'ondulation à 100 HZ (pour annuler l'ondulation de la tension de sortie) à l'entrée du multiplicateur. Ainsi, la largeur de la bande passante de la boucle de tension peut être augmentée, ce qui mène à une réponse transitoire plus rapide, sans pénaliser la troisième harmonique apparu en régime permanent. Pour une réponse dynamique plus rapide, la commande encourant est utilisée à la place de la commande en tension. Les deux commandes en courant, la commande en courant moyen et en amplitude sont largement utilisés [82]. La principale différence entre les deux méthodes est que, dans la première, le courant mesuré de l'inductance est exprimé par sa valeur moyenne et filtré par un circuit associé [83], tandis que dans la deuxième; seulement l'amplitude du courant de l'inductance est mesurée et utilisée dans

la boucle de courant [84], [85]. Bien que, le bruit dans la commande en courant moyen puisse être supprimé, l'architecture du système avec la commande en courant moyen est compliquée. Par conséquent, la commande en courant avec l'amplitude est employée, et un contrôleur PI optimal conçu à l'aide d'un modèle à petits signaux est utilisé pour les raisons suivantes : avoir une réponse dynamique rapide, simplicité de la structure, et la facilité de la réalisation.

2.2 Redresseur en Pont Monophasé :

La figure 2.1 représente une solution généralement utilisée pour la conversion monophasée AC-DC. Elle est au sujet d'un pont redresseur à quatre diodes alimentant une charge RC . La figure 2.2 représente les formes d'ondes de simulation de la tension du bus continu, du courant d'entrée redressé, du courant d'entrée et de son spectre et la tension d'entrée. On remarque sur la figure que le courant d'entrée est trop distordu dû aux grandes intervalles de conduction nuls avec un $THD=69,77\%$.

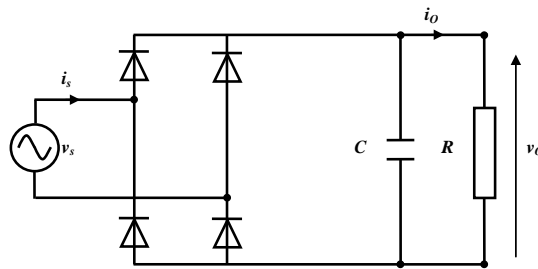


Figure 2.1 Redresseur monophasé en pont à 4 diodes.

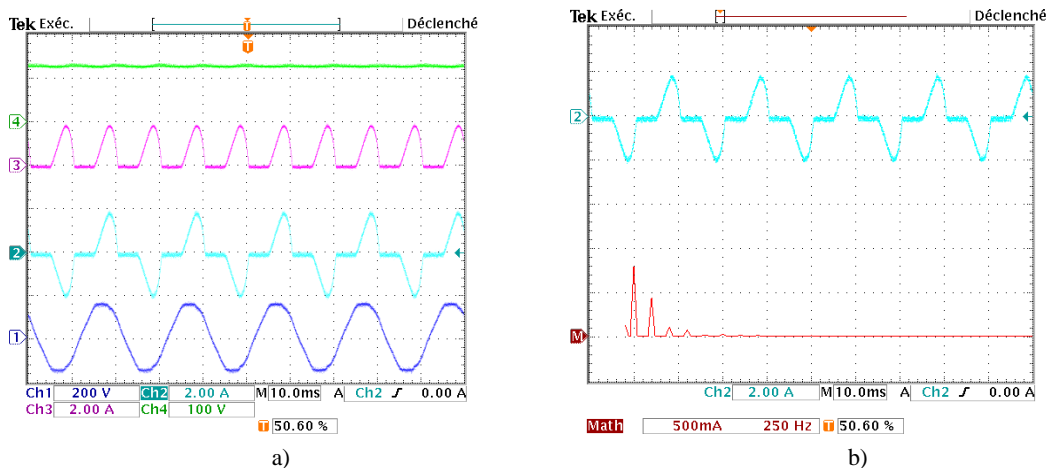


Figure 2.2 Formes d'ondes des différents signaux pour un redresseur monophasé :

a) Tension de source, courant redressé, courant d'entrée, et tension de sortie ($R=212 \Omega$, $C=940 \mu F$, $V_{SM}=150 V$).

b) Courant d'entrée et son spectre

On observe sur la figure 2.2 une déformation de l'onde du courant d'entrée, donc, le facteur de puissance à l'entrée est variable et de faible valeur dans certains cas en raison de la distorsion harmonique augmentée au niveau du courant d'entrée.

Pour limiter les effets sinistres des perturbations de BF, la norme CEI 61000-3-2 régit l'harmonique du courant absorbé par le réseau pour des courants ne dépassant pas 16A par phase dans la topologie monophasé. Par conséquent, il est nécessaire de mettre au point des solutions laissant réduire les perturbations de BF du redresseur monophasé AC-DC. Ces solutions, regroupées sous le nom de (compensation de phase ou CFP), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus possible sinusoïdal avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension d'entrée.

2.3 Correcteur du 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 2.3.a et son schéma fonctionnel dans la figure 2.4.

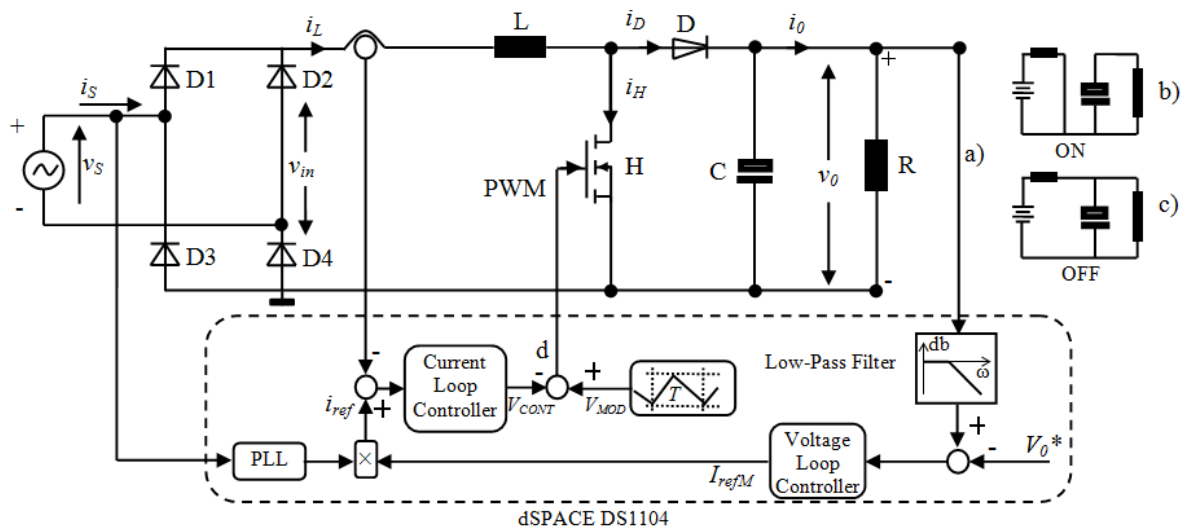


Figure 2.3 Redresseur AC-DC associé au CFP avec le circuit de commande.

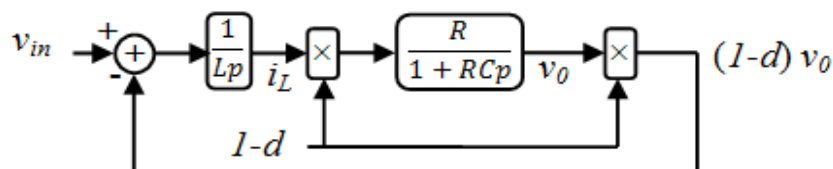


Figure 2.4 Schéma fonctionnel du circuit global.

2.3.1 Modélisation du circuit de puissance

Le circuit de puissance est celui d'un redresseur monophasé en pont associé à son correcteur de puissance. Quand le commutateur H est fermé ($d=1$, figure 2.3.b), le courant dans l'inductance s'accumule, et l'énergie est stockée sous forme de champ magnétique dans l'inductance, tandis que la diode D est polarisée en inverse, et donc, le condensateur fournit la puissance à la charge. C'est la première phase de fonctionnement. Quand le commutateur H est ouvert ($d=0$, figure 2.3.c), le circuit de puissance change de mode, et l'énergie stockée dans l'inductance, ainsi que l'énergie venant de la source AC, sont pompées aux circuits de sortie (combinaison: condensateur-charge). C'est la deuxième phase de fonctionnement. La présentation dans l'espace d'état du circuit de puissance associé à sa commande en mode de conduction continu est donnée par le système d'équations (2.1) après l'analyse du circuit de la figure 2.3.a. Les dynamiques de la tension de sortie et du courant dans l'inductance sont régies par le système d'équations à structure variable (2.1).

$$\begin{cases} \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C} [(1-d)i_L - (1/R)v_0] \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_{in} - (1-d)v_0] \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec d : état logique du commutateur.

Afin d'obtenir un courant d'entrée sinusoïdal et en phase avec la tension d'entrée, l'unité de commande devrait agir de telle manière que v_{in} considère la charge comme résistance égale au rapport de v_{in}/i_L . Ceci est réalisé en comparant le courant réel traversant l'inductance à un courant de référence, son amplitude est déterminée par le régulateur de la tension du bus continu.

Puisque la fréquence de coupure du filtre de sortie est très basse, on peut montrer que la tension de sortie est commandée seulement par la valeur moyenne du rapport cyclique du commutateur H dans le demi-cycle de la tension d'entrée:

$$V_0 = \frac{V_{in,ave}}{1-\alpha} = \frac{2}{\pi} V_{SM} \frac{1}{1-\alpha} \quad (2.2)$$

Où

$V_{in,ave}$: Valeur moyenne de la tension redressée,

V_{SM} : Valeur maximale de la tension d'entrée sinusoïdale.

2.3.2 Analyse statique du correcteur du facteur de puissance

$$P = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} |v_S(t)| |i_0(t)| dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} |V_{SM} \sin \omega t| |I_{refDC} \sin \omega t| dt = \frac{V_{SM} I_{refDC}}{2} \quad (2.3)$$

La commande en courant impose la puissance moyenne $(V_{SM} * I_{SM})/2$ transmise à la charge par le correcteur du facteur de puissance. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension v_o d'évoluer selon la charge R dans le rapport v_o^2/R . En général, les utilisateurs demandent des générateurs de tension. Il s'en suit la nécessité d'une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations pour maintenir v_o . La figure 2.3.a illustre la boucle de la tension v_o dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courant de référence avec une contrainte de forme sinusoïdale.

Dans le cas réel, l'amplitude du courant d'entrée n'est pas constante et est donnée par:

$$i_S(t) = \frac{V_{SM} \sin(\omega t) \cdot i_{ref}(t)}{K_S} \quad (2.4)$$

Où $i_{ref}(t)$ est le courant de référence délivré par le régulateur de tension du bus continu sans le filtre.

La figure 2.5 présente un filtre passe-bas utilisé dans la boucle de régulation de la tension du bus continu pour éliminer son ondulation de 100Hz.

Admettant la boucle de régulation du courant d'entrée idéale, donc, le courant de référence peut être approximé comme suit: $I_{ref}(t) = I_{refDC}$.

I_{refDC} est la valeur crête du courant de référence du courant d'entrée en présence du filtre.

En remplaçant $I_{ref}(t) = I_{refDC}$ dans l'équation (2.4) le courant d'entrée est donné par:

$$i_S(t) = \frac{V_{SM} \sin(\omega t) \cdot i_{refDC}}{K_S} \quad (2.5)$$

Le CFP a un rendement très élevé (environ 95%), ainsi :

$$v_S(t) i_S(t) = V_{0DC} i_0(t) \quad (2.6)$$

D'ailleurs, le condensateur C de sortie est choisi assez grand pour maintenir la tension du bus continu à sa composante continue V_{0DC} , ainsi

$$i_0(t) = \frac{V_{SM}^2 I_{refDC}}{2K_S V_{0DC}} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (2.7)$$

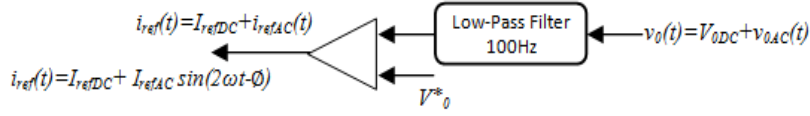


Figure 2.5 Boucle de tension du bus continu en présence du filtre.

Selon la figure 2.5 et l'équation (2.7), le courant de sortie a une composante continue et un harmonique de fréquence 2ω . Une ondulation de la tension du bus continu est transmise dans la boucle de régulation de la tension du bus continu. Pour cette raison, un filtre passe-bas est nécessaire afin d'éliminer cette ondulation et maintenir le courant d'entrée sinusoïdal, comme l'illustre l'équation (2.5). Cependant, le filtre passe-bas diminue la largeur de la bande de rétroaction de la tension de sortie, entraînant une mauvaise réponse dynamique de la tension de sortie. L'objectif principal dans notre cas est d'améliorer la qualité du courant d'entrée au détriment de la réponse dynamique de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

L'ondulation de la tension de sortie est de fréquence double de celle de la tension d'entrée et est transférée dans la boucle de contre-réaction de la tension de sortie. L'amplitude du courant de référence n'est pas constante (figure 2.5) et donnée par l'équation suivante,

$$i_{ref}(t) = I_{refDC} + I_{refAC} \sin(2\omega t - \phi) \quad (2.8)$$

Où,

I_{refAC} : amplitude de l'harmonique de i_{ref} .

ϕ : le retard de phase.

En remplaçant l'expression de $i_{ref}(t)$ dans de (2.4), on obtient :

$$i_S(t) = \frac{V_{SM}}{K_S} \left[I_{refDC} \sin(\omega t) + \frac{I_{refAC}}{2} \cos(\omega t - \phi) - \frac{I_{refAC}}{2} \cos(3\omega t - \phi) \right] \quad (2.9)$$

Donc, le courant d'entrée n'est pas sinusoïdal. L'harmonique de fréquence 2ω de $i_{ref}(t)$ est transformée en un harmonique de fréquence 2ω du courant d'entrée. En outre, la distorsion du courant d'entrée est définie par les caractéristiques (I_{refAC} et ϕ) de l'ondulation de la boucle de contre-réaction de la tension du bus continu. Substituant (2.9) dans (2.6) et supposant un condensateur de sortie assez grand pour maintenir la tension du bus continu constante, le courant de sortie est donné par:

$$i_0(t) = I_0 + i_{02}(t) + i_{04}(t) \quad (2.10)$$

D'ailleurs, K_S peut être calculé en utilisant la puissance moyenne traitée par le pré-régulateur de CFP à partir de I_o dans l'équation (2.10)

$$P = \frac{V_{SM}^2}{2K_S} \left(I_{refDC} + \frac{I_{refAC}}{2} \sin\phi \right) \quad (2.11)$$

D'où,

$$K_S = \frac{V_{SM}^2}{2P} \left(I_{refDC} + \frac{I_{refAC}}{2} \sin\phi \right) \quad (2.12)$$

Si on assume que I_{refAC} et le retard ϕ sont nuls, et remplaçant P obtenu de l'équation (2.3) dans (2.12), les expressions de P et K_S deviennent:

$$P = (V_{SM} I_{refDC}) / 2,$$

$$K_S = V_{SM}$$

Paramètres du circuit de puissance et de commande du CFP

Le circuit de puissance et de commande sont conçus pour répondre aux caractéristiques du tableau 2.1 :

Tableau 2.1 : Paramètres du circuit de puissance et de commande du CFP.

puissance de sortie P_o	$P_o=132W$
Tension du bus continu V_o	$V_o=160V$
Ondulation de la tension de sortie	<2%
Tension d'entrée	$V_{S\,eff}=110V$ (RMS)
Ondulation du courant d'entrée	$\leq 5\%$
Fréquence de commutation	$f_{sw}=20kHz$
Résistance de charge	$R=212\Omega$
Inductance de couplage	$L=22.5mH$
Condensateur de filtrage	$C=940\mu F$

2.4 Dimensionnement des éléments passifs

L'efficacité, la taille et les performances du CFP dépendent de plusieurs paramètres, en l'occurrence le choix des éléments passifs de filtrage qui lui sont associés, à savoir l'inductance de couplage L et le condensateur du bus continu C . Ces deux éléments jouent un rôle crucial, en régime permanent et en régime transitoire, pour obtenir un bon amortissement des oscillations des courants prélevés sur le réseau et une tension du bus continu avec une ondulation résiduelle limitée.

2.4.1 Dimensionnement de l'inductance L

Le courant dans l'inductance est commandé par deux tensions; l'une est la tension d'entrée sinusoïdale redressée, et l'autre est la tension à travers le commutateur H , variant entre zéro et v_o , dus à la commutation, et qui contribue à l'ondulation de la tension aux bornes du commutateur. En d'autres termes, on peut dire que l'ondulation du courant est produite par une onde de tension d'amplitude $v_o/2$ et d'une fréquence égale à la fréquence de commutation. Pour considérer le cas le plus défavorable de l'ondulation, le rapport cyclique du commutateur est réglé à 50% pour cette analyse. Fondé sur les hypothèses précédentes, la tension de sortie v_o , la fréquence de commutation f_{sw} , la valeur d'inductance L et la valeur efficace de la composante fondamentale de l'ondulation du courant I_{1r} pour un rapport cyclique de 50%, sont reliées par l'équation suivante :

$$\left(\frac{V_0}{2}\right)\left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}}\right) = (2\pi f_{sw} L)I_{1r} \quad (2.13)$$

Notez que le terme $\left(\frac{V_0}{2}\right)\left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}}\right)$ est la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension aux bornes du commutateur pour un rapport cyclique de 50%. En outre, la composante fondamentale de l'ondulation du courant représente plus de 99% de la totalité du RMS du courant produit par l'ondulation de tension d'onde carré.

La quantité maximale de l'ondulation autorisée du courant dans l'inductance est de 5%; donc, $I_{1r}=0.05I_L$ (où I_L est le RMS de la composante à 100Hz du courant d'inductance). Par conséquent

$$L = \left(\frac{1}{\sqrt{2}\pi^2 0.05}\right)\left(\frac{V_0}{f_{sw} I_L}\right) = (1.437)\left(\frac{V_0}{f_{sw} I_L}\right) \quad (2.14)$$

En tenant compte des données du cahier des charges (tableau 2.1) et de l'équation partir de (2.14), l'inductance L prend la valeur de 6.59mH. Il est très clair que pour ramener L aux petites valeurs il faut augmenter la fréquence de commutation f_{sw} , le CFP de type élévateur tend à diminuer son poids et sa taille volumique.

2.4.2 Dimensionnement du condensateur C

Pour trouver la valeur de C à une ondulation désirée de la tension de sortie, nous notons que la combinaison de condensateur-résistance à la sortie du convertisseur agit en tant que filtre passe-bas pour le courant traversant la diode du hacheur élévateur. Considérant, seulement ses composantes continue et fondamentale. Par conséquent,

$$i_0(t) \cong K_0(1 - \cos 2\omega t) \quad (2.15)$$

En comparant (2.5) et (2.15) et pour une boucle de tension idéale ($K_S = V_{SM}$), K_0 est :

$$K_0 = \frac{V_{SM}^2 I_{refDC}}{2K_S V_{ODC}} = \frac{V_{SM} I_{refDC}}{2V_{ODC}} \quad (2.16)$$

Le gain du filtre pour la composante continue du courant i_o est R , et pour la composante alternative est:

$$|G_{ac}| = \frac{R}{((2RC\omega)^2 + 1)^{1/2}} \quad (2.17)$$

Donc :

$$\tau_{ond} = 2 \frac{|G_{ac}|}{G_{dc}} = \frac{2}{((2RC\omega)^2 + 1)^{1/2}} \quad (2.18)$$

D'où

$$C = \frac{(4 - \tau_{ond}^2)^{1/2}}{2\tau_{ond} R\omega} \quad (2.19)$$

Afin d'obtenir une ondulation de la tension du bus continu inférieur à 2% et tenant compte des paramètres du tableau 2.1 et l'équation (2.19), la valeur du condensateur C est de 940 μ F.

2.5 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Les composants du convertisseur (*Hacheur élévateur*) (transistor et diode) sont considérés idéals, la puissance instantanée qu'ils absorbent est nul; avec cette hypothèse une balance de puissance est indépendante de la présence du convertisseur *DC-DC*,

Où,

$$P(1 - \cos 2\omega t) = v_o i_D = v_o \left(C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R} \right) \quad (2.20)$$

Supposant $i_L \approx i_{ref}$; Pour satisfaire la contrainte de forme de i_L , il est certain que l'ondulation de 100Hz de la tension du bus continu n'affecte pas le calcul du correcteur de tension dont la bande passante est très faible. Nous considérons donc que l'équation (2.20) peut être réduite à celle de la puissance moyenne. La principale différence concerne la disparition des ondulations à 100Hz de la tension, ondulations dues à la puissance de fluctuation. L'action du correcteur est de maintenir la tension moyenne du bus continu et non pas la valeur instantanée, l'équation (2.20) devient:

$$\frac{V_{SM} I_{refDC}}{2} \cong C \frac{dV_{ODC}^2}{dt} + \frac{V_{ODC}^2}{R} \quad (2.21)$$

L'indice *DC* est employé pour rappeler que seulement la valeur moyenne de v_o est exprimée dans cette équation. Comme est montré dans (2.21), la régulation de V_{oDC} est rendue possible par action sur l'amplitude de I_{refDC} . Pour calculer les paramètres du régulateur, nous pouvons linéariser l'équation (2.21) autour d'un point de fonctionnement défini par (V_{ODCC} et I_{refDCC}).

La fonction de transfert du premier ordre $T_V(s)$ du système est obtenue:

$$T_V(s) = \frac{\delta V_{ODC}}{\delta I_{refDC}} = \frac{V_{SM}}{4V_{ODCC}} \frac{R}{1 + RCs} \quad (2.22)$$

Le calcul du correcteur *PI* est déterminé de façon classique par compensation du pôle dominant et l'imposition d'une dynamique en boucle fermée, Nous pouvons déduire les deux paramètres du correcteur PI comme suit:

$$\begin{cases} T_{PI} = \frac{BRV_{SM}}{8\pi(f_{CV})V_{ODCC}} \\ k_{PI} = \frac{RC}{2T_{PI}} \end{cases} \quad (2.23)$$

B : l'atténuation de la tension mesurée du bus continu,

f_{CV} : fréquence de coupure de la boucle fermée de la tension du bus continu.

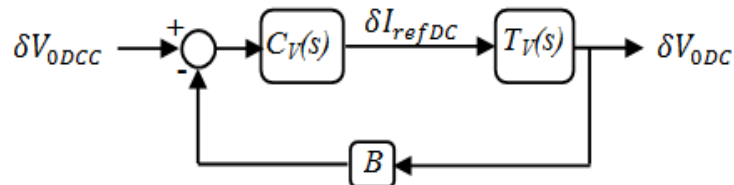


Figure 2.6 Représentation fonctionnelle de la boucle fermée de la tension du bus continu.

Le Pôle et le Gain sont choisis pour obtenir un gain suffisant de marge de phase ($\approx 45^\circ$) et une bande passante dans la gamme de 5 à 20Hz. La bande passante est maintenue très basse, puisque le gain du compensateur à 100Hz détermine l'harmonique de fréquence 3ω à prévoir dans le courant d'entrée. Puisque la boucle externe a un gain continu fini, la référence de tension est pré-compensée pour éviter une erreur statique de la tension pour le fonctionnement nominal.

2.6 Boucle de régulation du courant d'entrée

Le CFP élévateur de la figure 2.3 est irréversible, il est essentiel que le déphasage entre i_L et v_{in} soit négligeable. En structure de régulation en cascade, cette condition est satisfaisante si la boucle de courant a un suivi parfait. La tension redressée v_{in} ne contient pas d'harmonique significatif au-dessus de 1kHz. Par conséquent, un choix approprié devrait être possible avec une fréquence de coupure de la boucle de courant, $f_{CI}=5-10\text{kHz}$. Cependant, en raison de la nature non linéaire de l'équation (2.2), un contrôleur linéaire ne peut pas être employé sans que le courant de l'inductance i_L soit distordu [10]. La distorsion peut être évitée si, dans la boucle fermée, la dynamique dans l'espace d'état du courant moyen d'entrée est considérablement linéaire. Ceci peut être réalisé par l'utilisation d'un régulateur non linéaire approprié conçu selon les méthodes formelles de linéarisation de la rétroaction [11]. Dans ce cas, la forme correcte du contrôleur pour la linéarisation de la rétroaction peut être trouvée par inspection:

Supposant que la tension de sortie v_o est constante, l'équation (2.2) devient

$$1 - d = \frac{1}{V_o} \left[\frac{2}{L\pi} V_{SM} - C_I(s)(i_{ref} - i_L) \right] \quad (2.24)$$

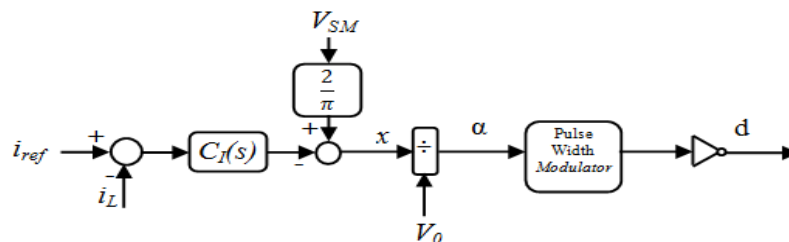


Figure 2.7 Régulateur de la boucle de courant d'entrée.

Un schéma fonctionnel du régulateur est représenté dans la figure 2.7. La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant est $C_I(s).T_I(s)$, d'où la fonction de transfert T_I est défini par :

$$T_I(s) = \frac{1}{sL} \quad (2.25)$$

Le compensateur $C_I(s)$ est conçu pour obtenir une marge de phase acceptable et une bande passante de l'ordre de 10kHz.

2.7 Description du banc d'essai expérimental

Le prototype expérimental a été établi autour dSPACE1104, qui accueille le processeur de PowerPC 603e, dans le laboratoire d'automatique et informatique industrielle LAII-ESIP France, pour

examiner la caractéristique de fonctionnement de la commande proposée pour le CFP. Bien que le PowerPC et ses circuits associés pour l'acquisition de données puissent courir jusqu'à 1MHz, l'algorithme de commande peut être exécuté à 20kHz pour des raisons des retards de calcul et de communication. Le solveur de Runge-Kutta de quatrième-ordre a été choisi pour discrétiser le contrôleur pour l'exécution en temps réel. Des capteurs de courant à effet-Hall de type LEM (PR30) et des capteurs de tension de type HAMEG (HZ64) ont été utilisés pour détecter le courant d'inductance, la tension de ligne, et la tension de bus continu de sortie, respectivement. Un analyseur de réseaux électriques (Chauvin Arnoux) est utilisé, ainsi que des multimètres numériques sont également utilisés pour mesurer la tension du bus continu et la valeur efficace de la tension du réseau et le courant d'entrée.



Figure 2.8-a La carte & le panneau de contrôle DSPACE1104.

2.7.1 Modèle de la commande et interfaces d'acquisition

Le modèle du circuit de commande est implanté sur le logiciel Simulink/Matlab[®], en utilisant les bibliothèques mathématiques et Power Sim. Le modèle nécessite 3 entrées (1/ Signal analogique de la tension d'entrée (réseau), 2/ Signal analogique du courant d'entrée (soit redressé ou non, en cas du courant non redressé, on ajoute le module de la valeur absolue dans le modèle, 3/ Signal analogique de la tension du bus continu). Les gains utilisés pour réduire les valeurs mesurées seront compensés à l'intérieur du modèle. Uniquement, une seule sortie numérique (logique) est nécessaire pour délivrer la commande (PWM) résultante.

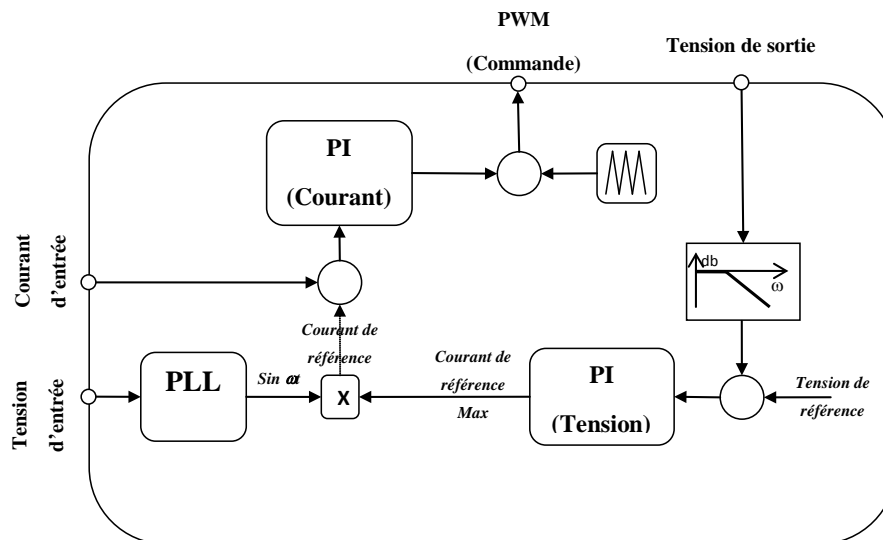


Figure 2.8-b Modèle de la commande implémentée sur Simulink / DSPACE1104.

Le modèle utilisé est celui exploiter pour la simulation, il suffit de garder la partie commande et de la faire reliée avec le circuit de puissance à travers l'interface DS1104 ; les mesures (tension d'entrée, tension du bus continu et courant d'entrée) sont transmises comme étant des entrées, et le signal de commande obtenue est délivré comme sortie. Le modèle de la commande utilisé contient : Un filtre passe-bas lié à l'entrée de la du bus continu, un régulateur PI qui reçoit l'erreur résultante du soustracteur (Tension de référence– Tension mesurée), la sortie du PI est multipliée par le signal sinus obtenu par le module PLL qui reçoit la mesure de la tension d'entrée, le résultat de la multiplication (Courant de référence) et le signal mesuré du courant d'entrée sont appliqués à un soustracteur qui injecte la valeur obtenue au régulateur PI (de courant). Pour générer le signal PWM, on utilise une comparaison avec une porteuse triangulaire d'une fréquence 20kHz. Le signal de commande est booléen, il sera convertit à la tension de commande nécessaire à l'IGBT (12V-15V).

2.8 Résultats de simulation et expérimentaux :

Une simulation complète et une étude expérimentale en temps réel ont été effectuées pour extraire les performances de la commande proposée (PI-PI). Ces résultats ont été relevés en régime permanent et en régime transitoire. Les paramètres du circuit de puissance et de commande sont indiqués dans le tableau 2.1.

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 20 kHz utilisant l'interface utilisateurs de control desk pour le dSPACE1104.

2.8.1 Réponse à une référence constante de la tension du bus continu :

Les figures 2.9, 2.10.a, b représentent, respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus pour une tension de référence $V_o^*=160V$, ces résultats sont similaires et valident la commande développée. Le courant absorbé possède un faible taux de distorsion ($THD_i=2.97\%$ (simulation), $THD_i=2.5\%$ (Expérimental)), le facteur de puissance est très proche à l'unité 0.997 et l'erreur statique de la tension de sortie est autour de 1V.

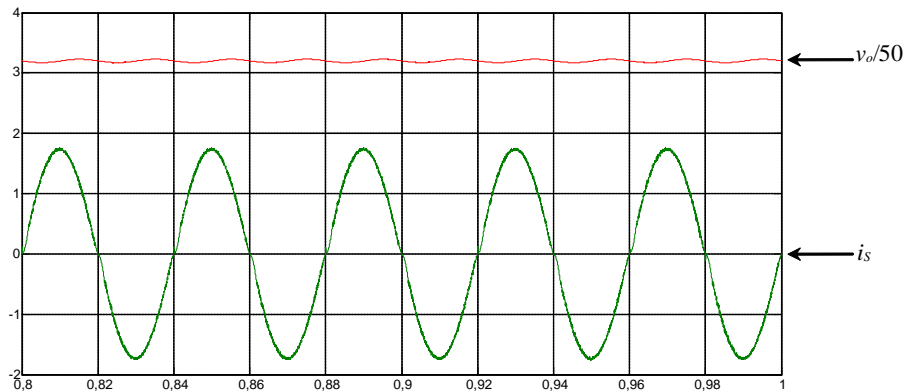
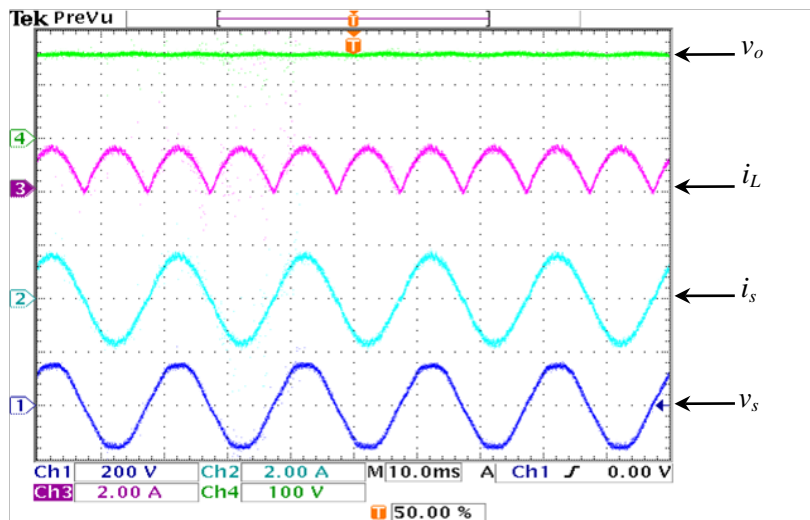
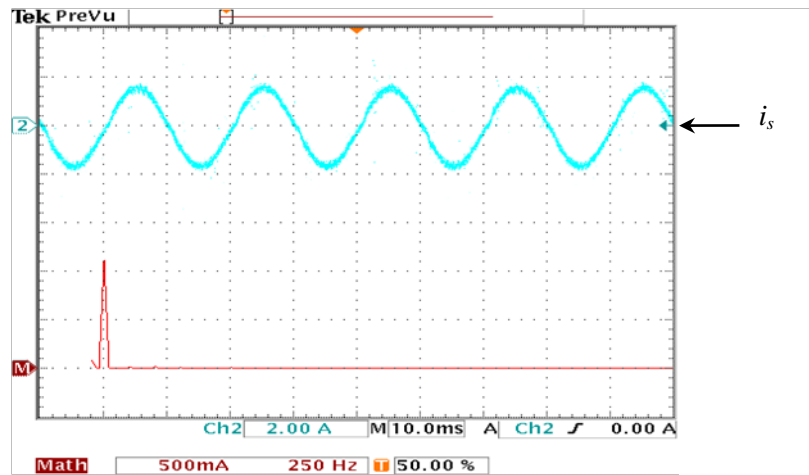


Figure 2.9 Tension du bus continu et le courant d'entrée pour $V_o^*=160V$ (simulation).



a) Tension du bus continu, courant d'entrée redressé, courant d'entrée et tension du réseau pour $V_o^*=160V$



b) Courant d'entrée et son spectre pour $V_o^* = 160V$.

Figure 2.10 Formes d'ondes du CFP après compensation(Expérimental).

Les figures 2.11 et 2.12, obtenues par l'analyseur de l'énergie montrent la qualité des grandeurs mesurées ; les THD à l'entrée sont de très faibles valeurs (3.3% pour la tension et 2.5% pour le courant), le diagramme de Fresnel donne un déphasage nul entre la tension d'alimentation et le courant absorbé, concernant le spectre du courant il présente une composante fondamentale dominante de 100% et le reste des harmoniques à des valeurs négligeables. Le bilan des puissances montre une faible valeur de l'énergie réactive de 0.3VAR.

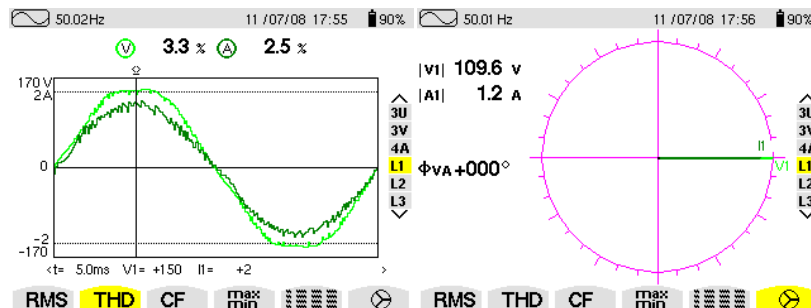


Figure 2.11 Déphasage des signaux à l'entrée du redresseur.

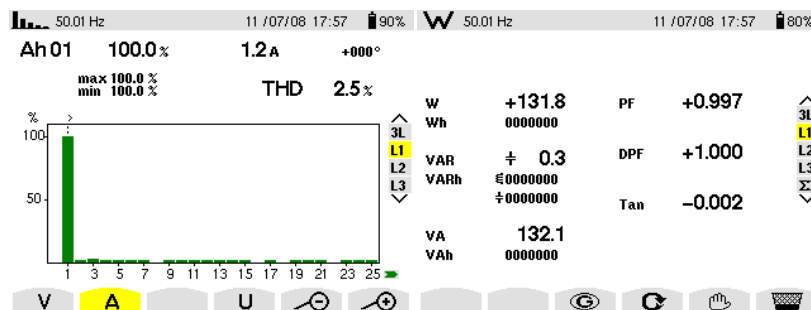


Figure 2.12 Spectre du courant d'entrée et bilan de puissance.

2.8.2 Variation de la référence de V_o^* :

La référence de la tension du bus continu a subi une variation de ± 32 V (de 160V à 192V, puis de 192V à 160V). Ce test est effectué pour un réglage classique à base d'un régulateur *PI*, comme indiqué précédemment. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures 2.13 et 2.14 ci-après. Il est à noter que le régulateur proposé possède une bonne réponse.

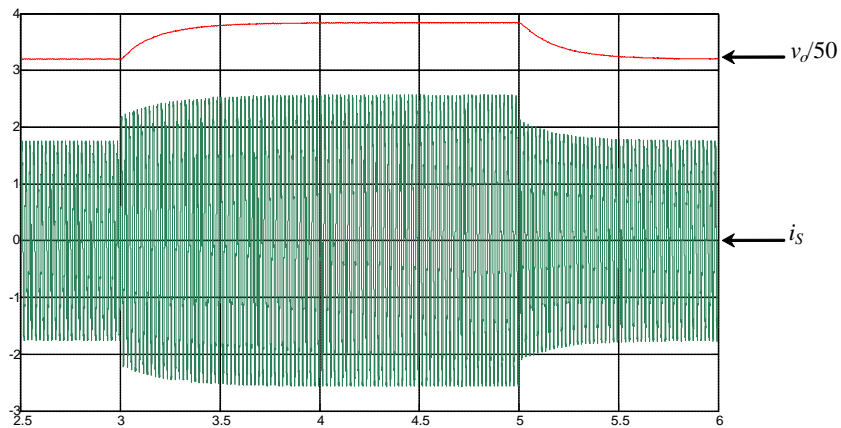


Figure 2.13 Réponse à une augmentation et diminution de V_o^* (160V/192V/160V).

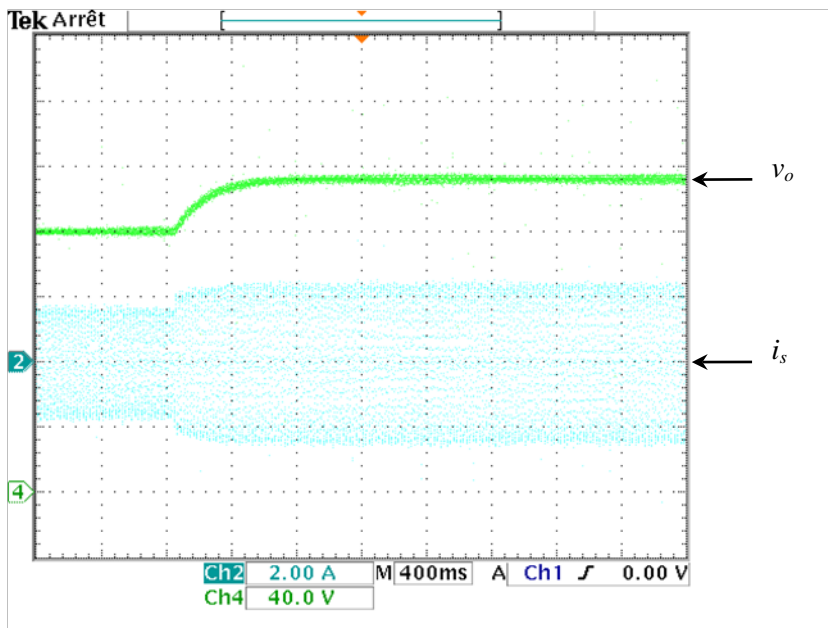


Figure 2.14 Réponse à une augmentation de V_o^* (160V/192V).

Le tableau 2.2, représente les temps d'établissement de la tension du bus continu ; pour les deux cas il est autour de 800ms ; l'amplitude du courant de référence garde le même écart (0.7A) soit pour l'augmentation ou pour la diminution de la référence.

Tableau 2.2 : Temps d'établissement et écarts de I_{ref} .

V_o^*	ΔV_o	Δt	ΔI_{ref}	Δt
160V/192V	32	0.8	0.7	0.8
192V/160V	32	0.8	0.7	0.8

2.8.3 Variation de la charge :

Le but de ce test est d'examiner le comportement du CFP vis-à-vis la variation brusque de la charge. Pour cela, la charge est augmentée puis diminuée par insertion (élimination) d'une charge supplémentaire en série d'une valeur de 100Ω (de 212Ω à 312Ω puis à 212Ω) pour une référence constante de $V_o^*=160V$. L'amplitude actuelle de la référence du courant est limitée à $3.5A$. Les figures 2.15 et 2.16 représentent les résultats obtenus avec régulateur PI . Le courant absorbé varie proportionnellement avec le changement de la charge, tandis que la tension continue est maintenue à sa référence après un très court temps d'établissement.

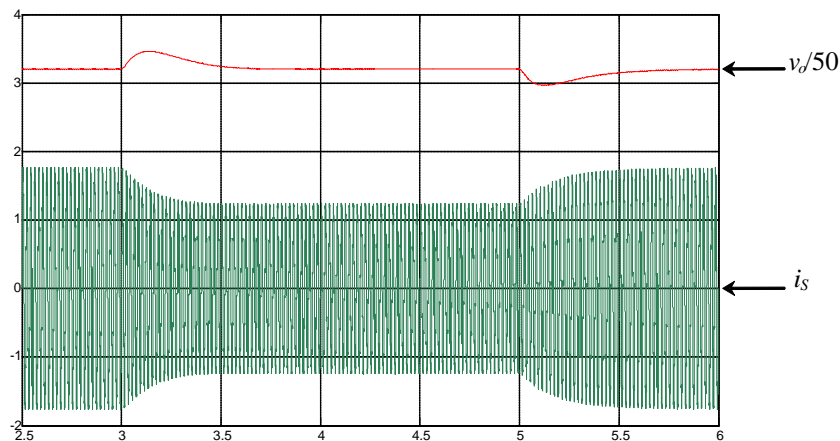


Figure 2.15 Réponse à une variation de la charge R (212Ω / 312Ω / 212Ω) (Simulation).

Tableau 2.3 : Temps d'établissement et écarts de V_o et I_{ref} .

Load	ΔV_o	Δt	ΔI_{ref}	Δt
$212\Omega/312\Omega$	12.8	0.7	0.52	0.5
$312\Omega/212\Omega$	12.8	0.7	0.52	0.5

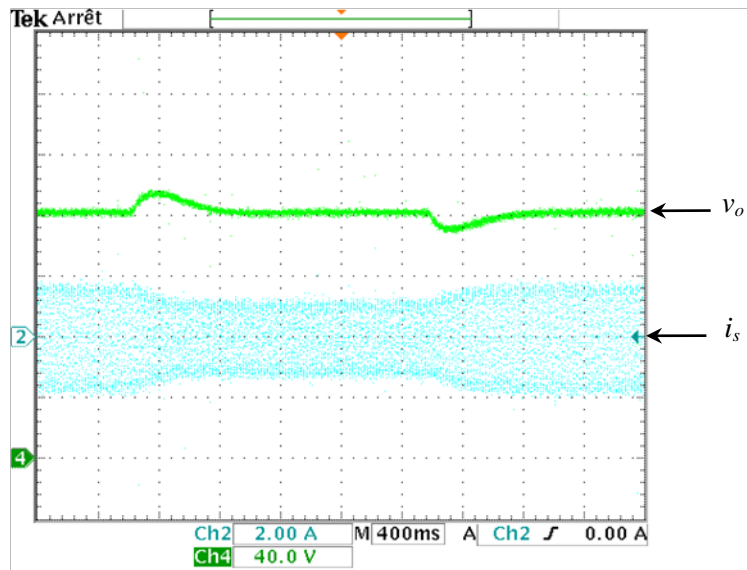


Figure 2.16 Réponse à une variation de la charge R (212 Ω /312 Ω /212 Ω) (Expérimental).

Les résultats obtenus en régime transitoire, montrent que le régulateur PI corrige la trajectoire de la tension v_o rapidement, le temps d'établissement pour l'augmentation et la diminution de la charge de la tension du bus continu est 0.7s, tout en garantissant une bonne stabilité et précision, sans avoir des oscillations au niveau; ainsi qu'il permet d'obtenir un très bon facteur de puissance (0.997) et une faible valeur de THD_i (2.6%). L'erreur statique de la tension du bus continu est ($\approx 1V$).

2.9 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de présenter la commande par des régulateurs linéaires de type PI de la tension du bus continu et du courant absorbé par un redresseur en pont monophasé d'un correcteur du facteur de puissance. Il commence par une description du principe de fonctionnement du circuit globale et des différents modes de fonctionnement du hacheur DC-DC élévateur. Ensuite, une mise en équations d'état du CFP.

Le principe de commande en courant par régulateurs PI est présenté dans ce chapitre ainsi que son application à la commande du CFP, pour maintenir le courant sinusoïdal et en phase avec la tension du secteur et la tension du bus continu constante. Ce type de commande est simple, robuste et facile à implanter, mais l'inconvénient majeur réside dans la difficulté de dimensionner le régulateur. Les résultats de simulations et expérimentaux obtenus montrent les performances précitées de ce type de commande.

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 PI appliqué au CFP. En effet, il assure une action régulatrice très rapide et précise en cas de variation de la référence

de la tension du bus continu et une correction rapide et stable de sa trajectoire dans le cas d'une variation brutale de la charge.

Chapitre 3

**Commande en Courant par hystérésis du
Du Correcteur du Facteur de puissance**

3.1 Introduction

Les surfaces typiques de commutation pour les convertisseurs statiques sont du premier ordre, tel que les méthodes de contrôle des modes glissants et d'hystérésis [8], [25]-[32]. Bien que ces méthodes fournissent une bonne réponse et stabilité, elles montrent les contraintes suivantes :

1. Les paramètres de contrôle, tels que la pente de la surface de commutation dans le contrôle des modes glissants, ne peuvent pas être obtenus aisément à partir des valeurs composantes dans l'étape de puissance. Ils sont habituellement conçus en considérant les comportements particuliers du convertisseur, tels que les régimes transitoires de démarrage ou les comportements en régime permanent.
2. Il exige plusieurs actions de commutation avant l'établissement du régime permanent après une perturbation de grand-signal. Quelques stratégies de conception sont optimisées pour une représentation transitoire particulière, telle que le processus de démarrage avec un cycle de commutation [25]. Cependant, leurs paramètres de contrôle ne peuvent pas assurer les représentations similaires pour d'autres types de perturbations de grand-signal.
3. Une bande d'hystérésis est habituellement nécessaire pour déterminer la fonction de commutation ainsi que la fréquence de commutation. Cependant, la largeur de la bande d'hystérésis est pratiquement très petite et difficile à contrôler.
4. La fréquence de commutation dépend des conditions de fonctionnement du convertisseur, telles que les amplitudes des tensions continues et des tensions du réseau. Ceci pourrait augmenter les pertes de commutation des interrupteurs et des pertes au niveau du filtre de sortie [36]. Ainsi, quelques méthodes, comme la méthode d'hystérésis à bande variable [37-41], a été proposée pour régler la fréquence de commutation. Cependant, elles ne maintiennent pas le comportement dynamique rapide du contrôle d'hystérésis, car le processus de régulation de fréquence est habituellement lent.

On propose un contrôle de courant par hystérésis à fréquence de commutation constante. Il maintient l'avantage du contrôle par hystérésis ayant la réponse dynamique rapide et aborde l'inconvénient du contrôle standard d'hystérésis ayant la fréquence de commutation variable. D'importance particulière, aucune largeur de bande d'hystérésis n'est nécessaire. Les principes de fonctionnement de la technique proposée et de la dérivation mathématique des fonctions de commutation seront détaillés.

3.2 Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hysteresis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure 3.1 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à

l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [86].

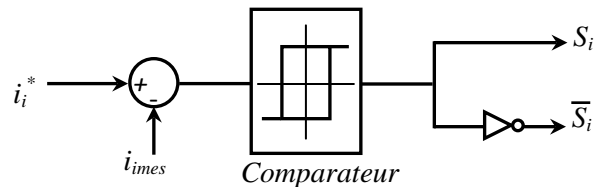


Figure 3.1 Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs [87]. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure 3.2, où ΔI est la largeur de la bande hystérésis:

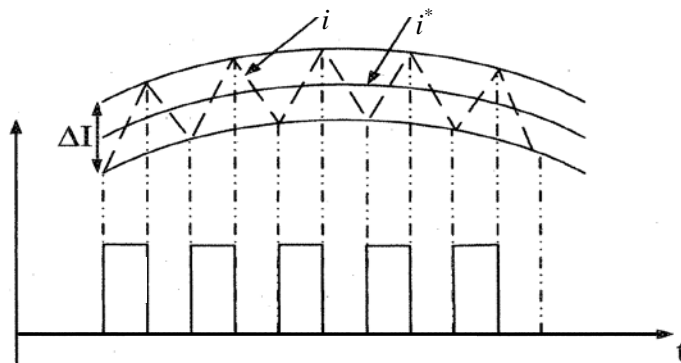


Figure 3.2 Principe de génération des ordres de commande.

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels. Plusieurs travaux présentent des commandes par hystérésis améliorées, [88-90], ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations successives ou de travailler à fréquence de commutation constante.

3.3 Structure de contrôle en courant par hystérésis

La structure globale de contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur est présentée sur la figure 3.3. Le courant à l'entrée du pont est contrôlé à l'aide d'un

comparateur à hystérésis. Le comparateur détermine les ordres de commande de l'interrupteur du hacheur élévateur associé au pont. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante :

$$\begin{cases} i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S = 0 \\ i^* - i = -\frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S = 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

La référence du courant contrôlé est de forme d'onde sinusoïdale, obtenue par la multiplication du signal sinusoïdal unitaires délivrés par le module PLL et la sortie du régulateur (PI, Floue, Sliding ...) de la tension du bus continu (amplitude). La PLL (Phase Locked Loop ou boucle de verrouillage de phase) est utilisée pour extraire la phase de la composante fondamentale directe de la tension du réseau. Différentes structures de PLLs ont été proposées dans la littérature.

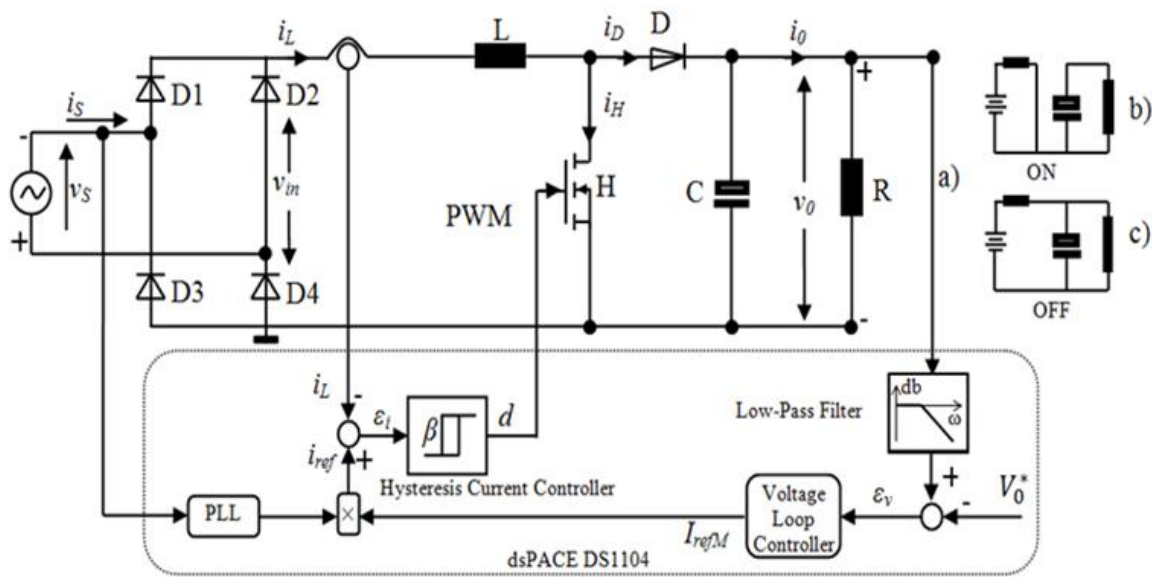


Figure 3.3 Structure de contrôle par hystérésis du courant absorbé par CFP.

3.4 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans l'inductance de couplage 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 prélevé pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence V_o^* et la tension mesurée v_o comme présenté sur la figure 3.3 ($\epsilon_v = V_o^* - v_o$).

3.5 Boucle de régulation du courant d'entrée

Le CFP analysé ici a une boucle de retour de tel sorte que le mode de commutation est déterminé par la comparaison entre le courant réel et le courant sinusoïdal de référence fourni par le contrôleur de la boucle de tension, selon deux manières. Dans la première, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis fixe (Fixed Band Hysteresis FBH), tandis que dans la deuxième manière oscille dans une bande d'hystérésis sinusoïdale (Sinusoïdale Band Hysteresis SBH), suivant les indications de la figure 3.4. Dans une troisième manière, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis variable (Variable Band Hysteresis VBH), le but de cette dernière est de maintenir la fréquence de commutation constante en agissant sur la largeur de l'enveloppe d'hystérésis.

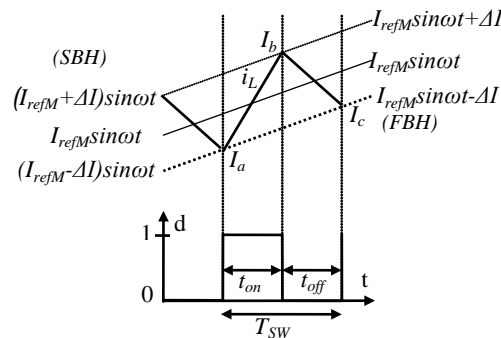


Figure 3.4 Fréquence de commutation.

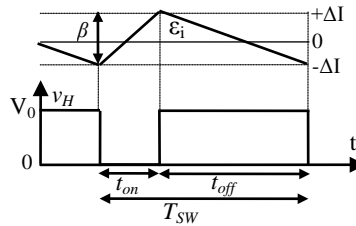


Figure 3.5 Erreur de courant et tension d'interrupteur.

3.6 Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle

3.6.1 Contrôle à bande d'hystérésis fixe

Pour ce mode de contrôle, et puisque la référence est une onde sinusoïdale les limites de la bande d'hystérésis sont figées autour d'une période de la composante fondamentale, donc, il s'agit de deux ondes sinusoïdales décalées par rapport à la référence (la distance β entre les deux limites est maintenu fixe toute au long de la période de sinus). L'algorithme est désigné par les équations suivantes :

Limite supérieure :

$$\text{Upper band } (i_{upper}) = I_{refM} \sin \omega t + \Delta I = I_{refM} \sin \omega t + \beta/2$$

Limite inférieure:

$$\text{Lower band } (i_{lower}) = I_{refM} \sin \omega t - \Delta I = I_{refM} \sin \omega t - \beta/2$$

D'où $\beta = 2\Delta I$: la largeur de la bande d'hystérésis.

Si $i_L > i_{upper}$, $d=0$ Alors, $v_H = V_0$

Si $i_L < i_{lower}$, $d=1$ Alors, $v_H = 0$

3.6.2 Contrôle à bande d'hystérésis sinusoïdale

Pour ce mode de contrôle, les limites de la bande d'hystérésis varient sinusoïdalement autour de la période de la composante fondamentale. L'algorithme est désigné par les équations suivantes :

Limite supérieure :

$$\text{Upper band } (i_{upper}) = (I_{refM} + \Delta I) \sin\omega t = (I_{refM} + \beta/2) \sin\omega t$$

Limite inférieure :

$$\text{Lower band } (i_{lower}) = (I_{refM} - \Delta I) \sin\omega t = (I_{refM} - \beta/2) \sin\omega t$$

D'où $\beta = 2\Delta I$: la largeur de la bande d'hystérésis.

Si $i_L > i_{upper}$, $d=0$ Alors, $v_H = V_0$

Si $i_L < i_{lower}$, $d=1$ Alors, $v_H = 0$

3.7 Analyse des caractéristiques de la commande

Pour étudier les caractéristiques de contrôle d'un CFP, la variation de la fréquence de commutation maximale en fonction de la valeur de l'inductance L et de la largeur de la bande d'hystérésis ΔI pour les techniques FBH et SBH est évaluée comme montré sur la figure 3.6. A partir de la figure 3.4 et la figure 3.5, en considérant la tension de sortie v_o constante sur une période de commutation, nous pouvons écrire:

$$t_{on} = \frac{L}{v_{in}} (I_b - I_a), t_{off} = \frac{L}{v_{in} - V_0} (I_c - I_b) \quad (3.2)$$

La fréquence de commutation sera :

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{SW}} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (3.3)$$

La tension aux bornes de l'interrupteur v_H est donnée la l'équation :

$$v_{in} - L \frac{di_L}{dt} = v_H \quad (3.4)$$

Pour un fonctionnement idéal du PFC, nous pouvons assumer le courant i_L a une référence sinusoïdale redressée i_{ref} , l'équation (3.4) devient :

$$v_{in} - L \frac{di_{ref}}{dt} = v_H^* \quad (3.5)$$

A partir de (3.4) et (3.5), on obtient :

$$L \frac{d\varepsilon_i}{dt} = v_H - v_H^* \quad (3.6)$$

D'où : $\varepsilon_i = i_{ref} - i_L$: l'erreur du courant dans la bande d'hystérésis,

v_H^* : La tension de référence de l'interrupteur pour le cas d'un fonctionnement idéal du CFP.

A partir de l'équation (3.6), si on considère la quantité $v_H - v_H^*$ constante durant la période de commutation, puis l'erreur de courant $\varepsilon_i(t)$ varie selon la forme triangulaire suivant les indications de la figure 3.5, t_{on} et t_{off} obtenus dans l'équation (3.2), peuvent être déterminés d'une autre manière en utilisant la figure 3.4 et l'équation (3.6) :

$$t_{on} = \frac{L\beta}{v_H^*}, t_{off} = \frac{L\beta}{V_0 - v_H^*} \quad (3.7)$$

$$f_{sw} = \frac{v_H^*(V_0 - v_H^*)}{L\beta V_0} \quad (3.8)$$

Selon les équations (3.5) et (3.7), la fréquence de commutation sera représentée par l'équation suivante :

$$f_{sw} = \frac{(V_{SM} |\sin(\omega t)| - L\omega I_{refM} |\cos(\omega t)|)(V_0 - V_{SM} |\sin(\omega t)| + L\omega I_{refM} |\cos(\omega t)|)}{LV_0\beta} \quad (3.9)$$

Avec :

$$v_{in} = V_{SM} |\sin(\omega t)|$$

$$i_{ref} = I_{refM} |\sin(\omega t)|$$

La valeur maximale de la fréquence de commutation (MSF : Maximal Switching Frequency) est obtenue par la dérivée de l'équation (3.9),

$$\frac{df_{sw}}{d\omega t} = 0$$

La Figure 3.6 montre la variation de la fréquence de commutation en fonction de l'inductance et de la largeur de la bande d'hystérésis.

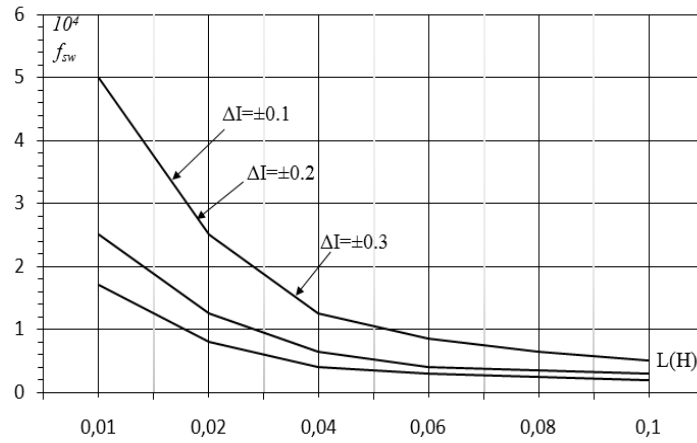


Figure 3.6 Variation de la fréquence de commutation en fonction de L et Δi .

L'ensemble des courbes $(f_{sw})_{MAX}=f(L)$ pour les Δi , nous informe de la valeur de l'inductance L à choisir afin de limiter la fréquence de commutation à une valeur compatible. Pour une valeur de l'inductance de $0.1H$, la fréquence de commutation maximale est de $5kHz$. Une simulation plus réaliste avec $L=0.0225H$ et une fréquence de commutation maximale de $20kHz$ permettrait ainsi des variations plus rapides du courant de l'inductance i_L autour de son courant de référence i_{ref} . En outre, nous notons que le MSF avec une bande sinusoïdale est plus élevé que celui d'une bande fixe au-dessus d'une gamme complète d'inductance L . Pour la même valeur de $L=0.0225H$ le MSF est de $25kHz$.

3.8 Contrôle en courant par hystérésis à fréquence de commutation constante

De l'équation (3.9), si la largeur de la bande β est constante et le temps varie, la fréquence de commutation f_{sw} varie aussi. Pour obtenir une fréquence de commutation constante, les limites de la bande d'hystérésis doivent être variées dynamiquement en imposant la fréquence de commutation désirée selon l'équation suivante :

$$\beta = \frac{(V_{SM}|\sin(\omega t)| - L\omega I_{refM}|\cos(\omega t)|)(V_0 - V_{SM}|\sin(\omega t)| + L\omega I_{refM}|\cos(\omega t)|)}{LV_0 f_{swd}} \quad (3.10)$$

Où, f_{swd} : la fréquence de commutation désirée.

Le modèle désigné pour cette commande est le même de celle à bande fixe, il suffit de remplacer la valeur constante de la bande par β pour dimensionner l'enveloppe du courant d'entrée.

L'équation (3.10) présente une loi très simple pour une fréquence de commutation constante permettant l'amélioration des caractéristiques de contrôle du courant par hystérésis en termes de pertes de commutation, bruit audible et problèmes liés à la compatibilité électromagnétiques EME.

3.9 Résultats de simulation et expérimentaux

3.9.1 Hystérésis à bande Fixe :

Les figures 3.7, 3.8 et 3.9 montrent respectivement les résultats de simulation, en appliquant un contrôle de courant de source par hystérésis à bande fixe, pour les différents tests effectués, on a utilisé une bande fixe ($\Delta I = \pm 0.1A$).

L'allure du courant de source est forcée à suivre l'itinéraire sinusoïdal avec une tolérance de $\pm 0.1A$. Le facteur de puissance en simulation présente une valeur améliorée et proche à l'unité $FP=0.99$.

L'analyse spectrale présente un THD de 3.98%, l'erreur de courant varie triangulairement dans la bande d'hystérésis sans aucun dépassement, la fréquence de commutation est variable, entre 1kHz et 8kHz (elle dépend de la valeur de l'inductance et de la trajectoire sinusoïdale).

La série des figures 3.10 présente les résultats extraits par l'analyseur. Le facteur de puissance mesuré est de 0.995 et la puissance réactive 2.1VAR. Les THD concernant le courant et la tension d'entrée sont respectivement de 2.6% et 3.2%. Le diagramme de Fresnel montre un déphasage de 1° entre la tension du réseau et le courant d'entrée, ce déphasage est produit pour la raison que la nature de la bande permet au courant de circuler librement sans obligation de passer par le zéro, pour cela, plus que la bande est étroite plus que le déphasage est négligeable, mais dans ce cas, la fréquence de commutation sera plus importante ce qui provoque une augmentation des pertes par commutations et par conséquent une diminution du facteur de puissance.

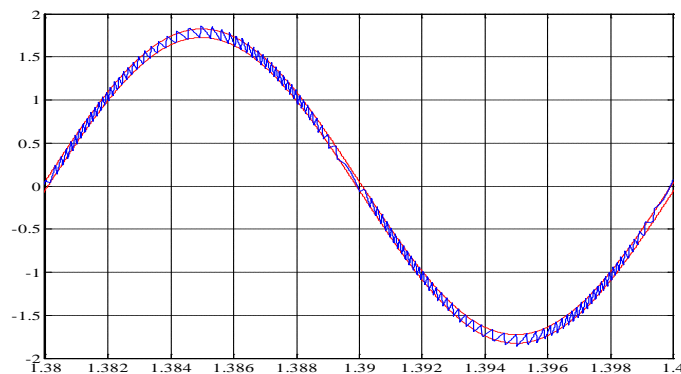


Figure 3.7 Forme d'onde du courant de source (Bande fixe).

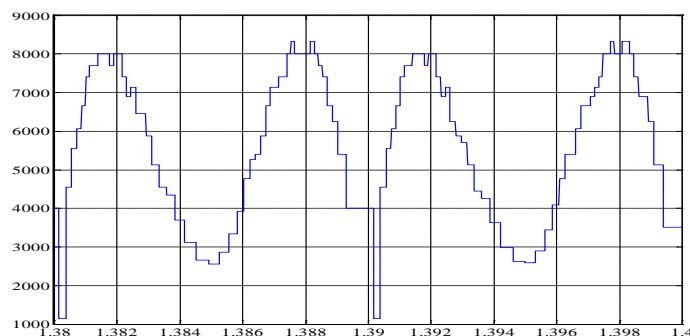


Figure 3.8 Fréquence de commutation (Bande fixe).

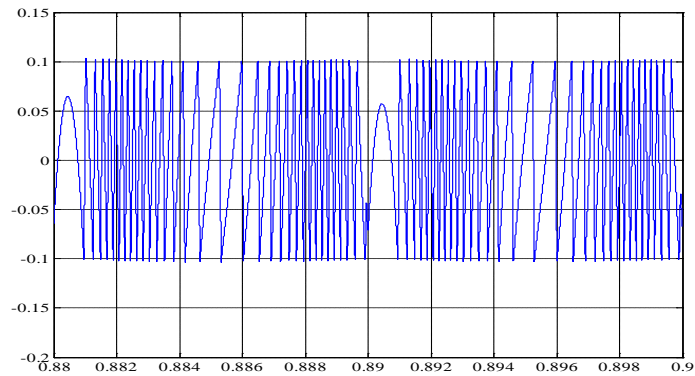
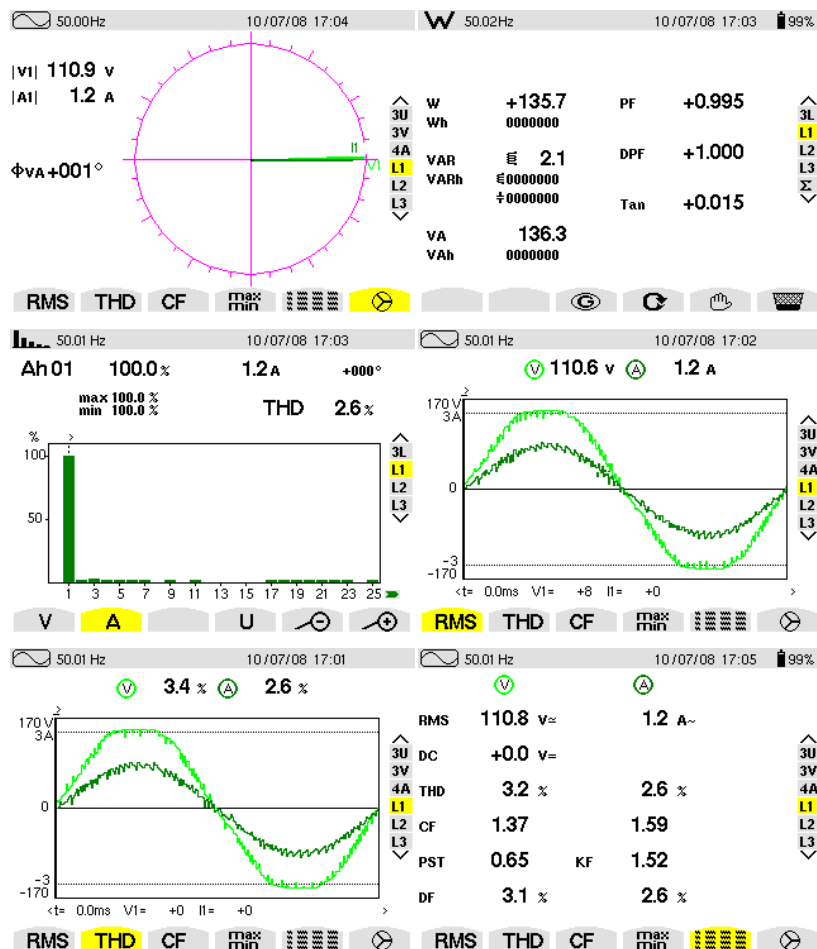


Figure 3.9 Erreur du courant d'entrée (Bande fixe).



Figures 3.10 Résultats expérimentaux (Bande fixe).

3.9.2 Hystérésis à bande Sinusoïdale:

Les figures 3.11, 3.12 et 3.13 montrent respectivement les résultats de simulation, en appliquant un contrôle de courant de source par hystérésis à bande sinusoïdale, pour les différents tests effectués, on a utilisé une bande où ses limites sont des fonctions sinusoïdales en phase avec la référence et pour des amplitudes multipliées par (± 0.1) , donc $(\Delta I = \pm 0.1 \sin \omega t)(A)$.

L'analyse spectrale présente un THD de 3.17%, l'erreur de courant varie triangulairement dans une enveloppe sinusoïdale sans aucun dépassement. A cause de l'annulation de la bande d'hystérésis à chaque passage par zéro du courant de référence, La fréquence de commutation subit brusquement une augmentation considérable, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette technique, car il provoque une augmentation au niveau des pertes en commutation.

La série des figures 3.14 présente les résultats expérimentaux extraits par l'analyseur. Le facteur de puissance mesuré est de 0.997 et la puissance réactive est de 2.8VAR. Les THD concernant le courant et la tension d'entrée sont respectivement de 2.4% et 3.1%. Le diagramme de Fresnel montre un déphasage de 1° entre la tension du réseau et le courant d'entrée.

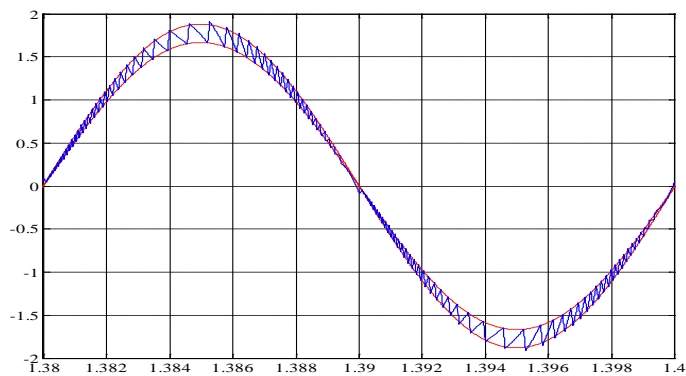


Figure 3.11 Forme d'onde du courant de source (Bande sinusoïdale).

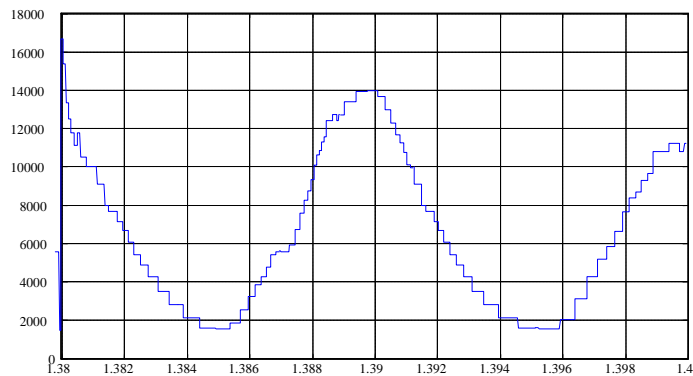


Figure 3.12 Fréquence de commutation (Bande sinusoïdale).

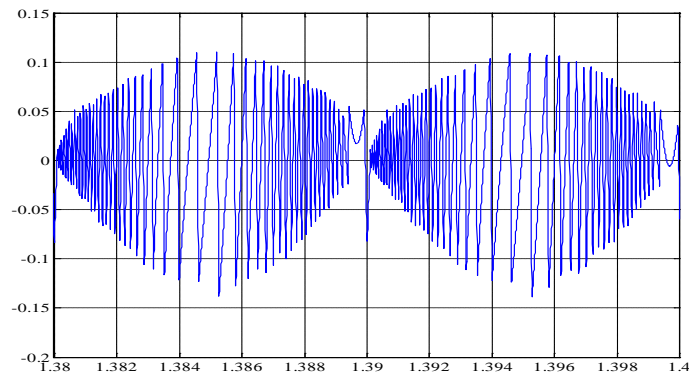
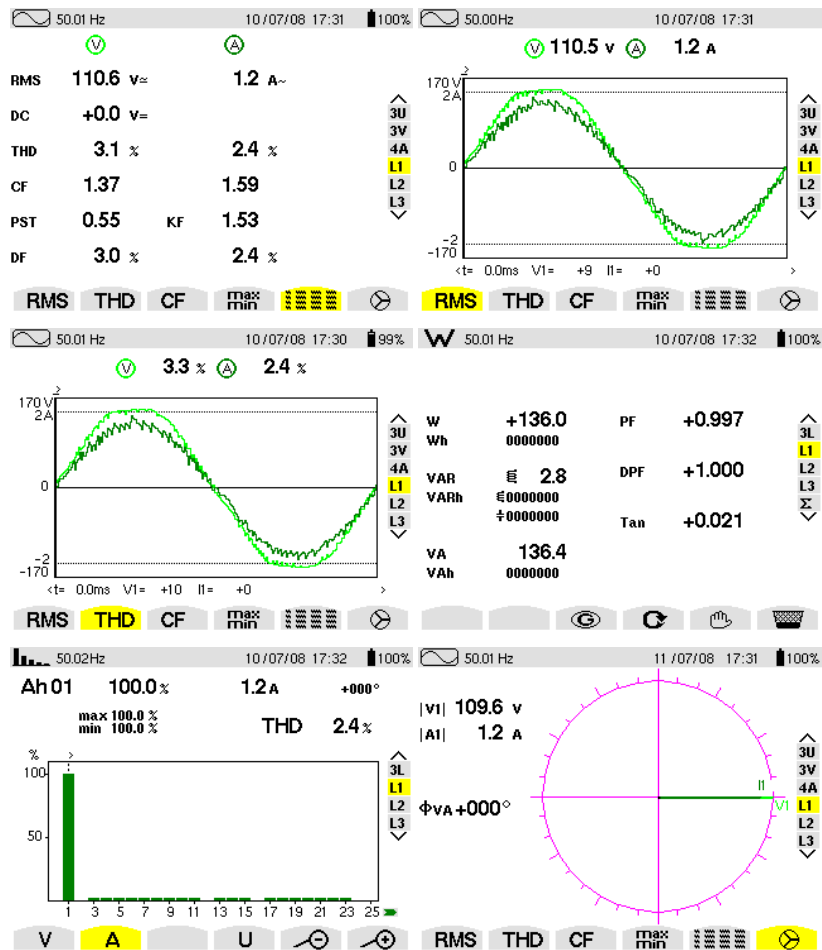


Figure 3.13 Erreur du courant d'entrée (Bande sinusoïdale).



Figures 3.14 Résultats expérimentaux (Bande sinusoïdale).

3.9.3 Hystérésis à bande Variable (Fréquence constante):

Pour ce test, sur la base de l'équation (3.10), un module de calcul de la bande souhaitée est intégré dans le modèle, il estime à chaque instant la largeur nécessaire pour satisfaire la fréquence de commutation imposée ; ce qui permet d'avoir un enveloppe irrégulier.

Les tests en simulation sont présentés sur les figures 3.15, 3.16 et 3.17, le THD du courant d'entrée obtenu est de 2.01%, l'erreur du courant varie entre deux enveloppes sinusoïdales ayant un maximum de 0.045A. La fréquence de commutation est de 19.8kHz à 20kHz, la figure montre l'allure de cette fréquence qui est autour de la valeur désirée.

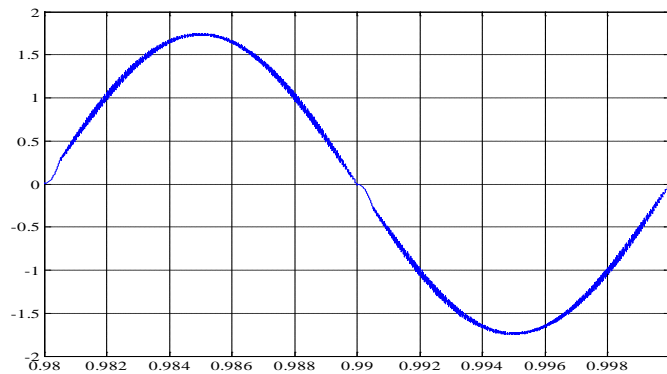


Figure 3.15 Forme d'onde du courant de source (Bande variable).

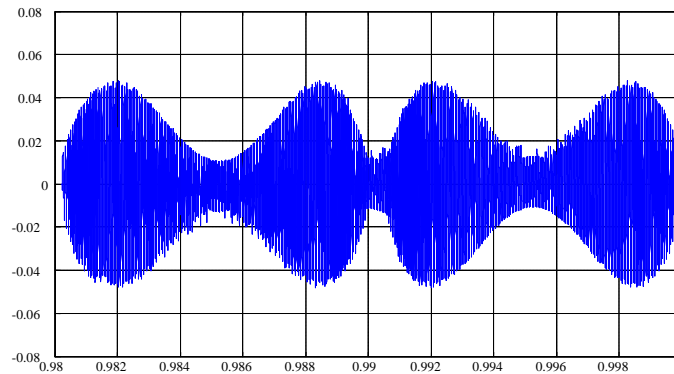


Figure 3.16 erreur du courant d'entrée (Bande variable).

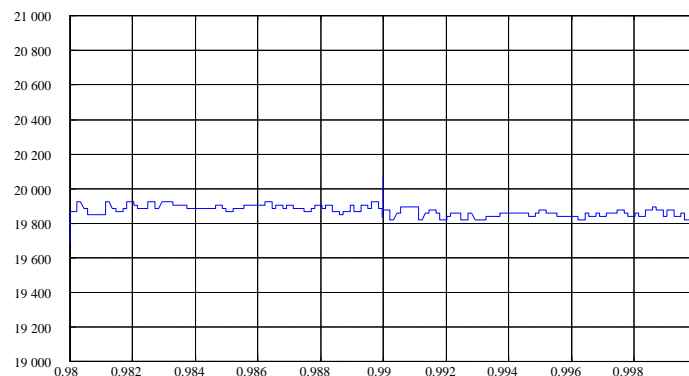
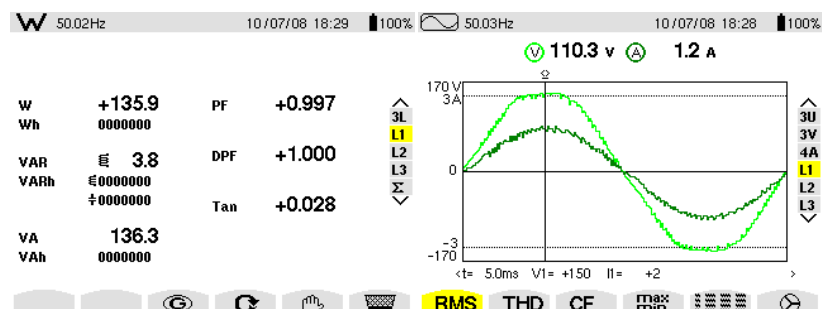


Figure 3.17 Fréquence de commutation (Bande variable).

La série des figures présente les résultats expérimentaux extraits par l'analyseur. Le facteur de puissance mesuré est toujours de 0.997 et la puissance réactive est de 3.8VAR. Les THD concernant le courant et la tension d'entrée sont respectivement de 3.2% et 2.9%. Le diagramme de Fresnel montre un déphasage très léger de 2° entre la tension du réseau et le courant d'entrée, cette fuite de déphasage est due à la bande d'hystérésis qui n'arrive pas à forcer le passage du courant par zéro. L'avantage d'un tel contrôleur est la maîtrise de la fréquence de commutation de l'interrupteur, ce qui diminue les pertes dues à la commutation, mais d'un autre coté il permet d'avoir un courant déphasé de quelque degré par rapport à la tension de réseau.



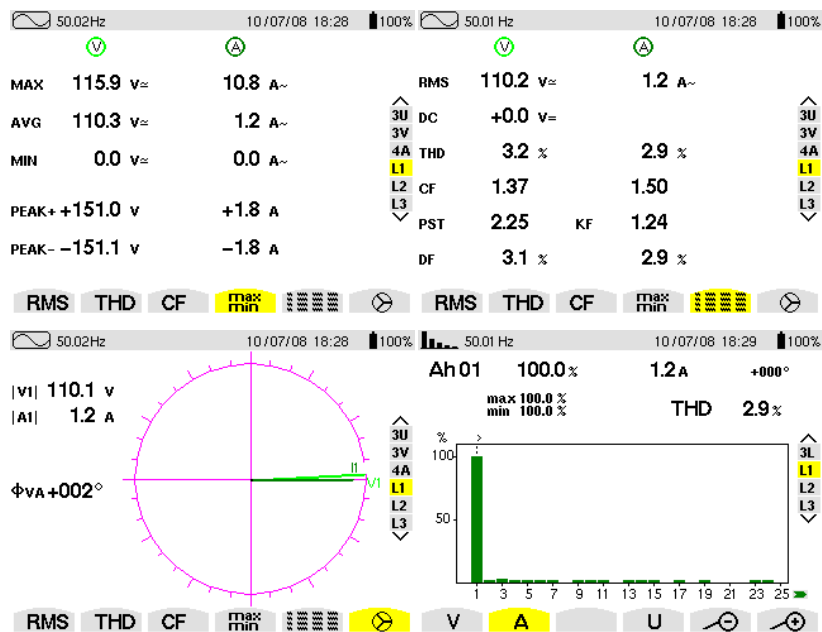


Figure 3.18 : Résultats expérimentaux (Bande variable).

3.10 Conclusion

L'objet de ce chapitre est de présenter le contrôle par hystérésis du courant absorbé par le correcteur du facteur de puissance. Il débute par une description du principe de fonctionnement de la commande par hystérésis du courant absorbé. Ensuite, un bref rappel été exposé concernant les différentes boucles de commande existantes au niveau du circuit proposé.

Le principe de contrôle du courant par hystérésis est présenté dans ce chapitre ainsi que ses applications à la commande du CFP, pour le prélèvement du courant sinusoïdal. Ce type de commande est simple, robuste et facile à implanter. Son inconvénient majeur est la variation de la fréquence de commutation. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus montrent les performances précitées de ce type de contrôle.

Afin de mieux adapter la technique de commande par hystérésis, différentes modification ont été proposées pour ce but, en commençant par l'hystérésis à bande fixe puis l'hystérésis à bande sinusoïdale est finalement la solution de l'hystérésis à bande variable ou bien à fréquence de commutation fixe.

Les résultats montrent les performances de contrôle par hystérésis appliqué au CFP. Le test de l'hystérésis à bande sinusoïdale montre une amélioration de la qualité du courant d'entrée et un réglage plus performant de l'amplitude du fondamental de celui-ci par rapport à l'hystérésis à bande fixe. En contre partie, l'augmentation brusque de la fréquence de commutation lors du passage par zéro de courant de référence entraînant des pertes considérables dans les composants de puissance. Le test de la loi de commande à bande variable nous a montré l'efficacité du système en termes de fonctionnement à fréquence de commutation constante.

Chapitre 4

**Commande par Logique Floue du
Correcteur du Facteur de Puissance**

4.1 Introduction

Contrairement à l'automatique linéaire, l'automatique non linéaire ne dispose pas de solutions universelles ni pour l'analyse des systèmes ni pour la conception de leurs contrôleurs. L'analyse et la commande de ces systèmes ne sont pas, toujours, des tâches faciles. La plupart des travaux dans la littérature proposent des approches qui sont, généralement, limitées à des formes bien particulières de systèmes [91], [92], [93], [94]. De plus, les performances assurées sont, souvent, au prix de la complexité du schéma de commande et du développement théorique utilisé.

La plupart des approches de commande non linéaires exigent la disponibilité d'un modèle mathématique du système. Les performances assurées seront directement liées à l'exactitude du modèle utilisé. Pour résoudre ces problèmes, l'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Parmi ces approches, on trouve la commande par logique floue qui permet la commande des systèmes dont on dispose d'informations linguistiques qui peuvent porter aussi bien sur le modèle que sur la commande [95-96]. Les incertitudes ainsi que les non-linéarités négligées lors de la modélisation mathématique du processus peuvent être aussi compensées par les contrôleurs flous [97-98]. Ces contrôleurs ont connu beaucoup de succès et devenus un sujet dominant dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents [99-105].

L'utilisation des contrôleurs flous pour la commande des convertisseurs statiques permet d'avoir de meilleures performances et de compenser les non-linéarités négligées ainsi que les différentes contraintes imposées sur la modélisation du processus. En effet, comme montré dans [97], la résistance interne du condensateur, peut influencer sur la stabilité du système en utilisant un PID classique, alors que l'effet de celle-ci peut être compensé par un contrôleur flou. Dans le souci d'améliorer les performances du contrôleur flou, une étude comparative, avec le PID classique proposé dans [97], a été présentée dans [98]. Une autre étude comparative entre trois contrôleurs d'un convertisseur buck, a montré l'avantage d'un contrôleur flou par rapport au proportionnel intégral classique (PI) [100]. Dans le même contexte, il a été montré dans [106] qu'un contrôleur flou assure de meilleures performances qu'un PI classique dans le cas de la variation du point de fonctionnement. Dans [102], les auteurs présentent un contrôleur PID classique dont les paramètres sont déduits à partir du modèle linéaire simplifié du convertisseur. Afin de compenser les non linéarités négligées lors de la modélisation, un système flou est introduit pour ajuster le gain de sortie du contrôleur PID.

Un contrôleur flou peut avoir plusieurs structures, parmi lesquelles ceux qui sont similaires aux contrôleurs classiques. L'analogie existant entre les deux structures permet d'exploiter le support théorique des approches classiques, et de trouver des méthodes, plus ou moins, systématiques pour la conception du contrôleur flou et le réglage de ses paramètres. En effet, l'analogie avec le PID classique

peut être utilisée pour la synthèse du contrôleur flou [107], [104]. La technique du plan de phase a été utilisée dans [99] pour la conception d'une base de règles robuste de plusieurs structures du contrôleur flou. En exploitant la robustesse de la commande à structure variable, il a été prouvé dans [108], qu'avec un choix judicieux de la base de règles, le contrôleur flou à deux entrées peut se comporter comme une commande par mode glissant et le critère de Lyapunov peut être utilisé pour l'analyse de stabilité du système. Cette idée a été étendue pour donner naissance à un PID flou à deux entrées avec un développement mathématique plus rigoureux et un raisonnement flou optimal [104].

4.2 Logique floue et contrôleur flou

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur *Lotfi A. Zadeh* [109] a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique [110-112]. Elle présente, en effet, l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique scientifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de la logique floue améliorent de façon globale aussi bien les performances que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [113].

L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet, la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable (convertisseurs statiques) [114].

Depuis la conception du premier contrôleur flou en 1974, par l'équipe du professeur *E. H. Mamdani* pour commander un moteur à vapeur [115], et la mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie pour le contrôle de fours à ciment réalisé au Danemark par *Smidth* (1980), les commandes reposant sur la notion de logique floue connaissent un succès grandissant dans des domaines multiples incluant l'univers du génie électrique. Elles apportent généralement une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques avec comme atout principal la possibilité d'être définies au moyen d'une description linguistique. Cette dernière assure une transcription relativement simple de l'expertise menée sur les systèmes commandés. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et souvent délicats à régler. La complexité des structures ou des méthodes requises pour obtenir des réglages performants est notamment l'une des raisons qui limitent encore le développement et l'utilisation des commandes à base de la logique floue dans le domaine industriel [113].

La logique floue suscite actuellement un vif intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs, des industriels et plus particulièrement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des méthodes de raisonnements naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, ou de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement

prises en charge par les humains. Cette attirance a été cristallisée par la production, souvent initiée par des entreprises japonaises, de produits compétitifs et avantageux utilisant le concept de "*commande floue*". Il existe, en effet, de nombreux exemples dans les applications industrielles grand public; nous pouvons citer à ce titre le contrôle flou du métro de Sendai, Japon (1987-1990) [116].

4.2.1 Concepts fondamentaux de la logique floue

Le principe de la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables utilisées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire) mais des variables linguistiques, proches du langage humain courant. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Ainsi, la théorie de la logique floue, fondée sur des aspects de la théorie des possibilités, fait intervenir des ensembles d'appartenances appelés "*ensembles flous*" caractérisant les différentes grandeurs du système à commander. Le raisonnement flou emploie un ensemble de règles floues établies par l'expert et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de décision.

Ainsi, les éléments de base de la logique floue sont les suivants:

- Les variables linguistiques et les ensembles flous;
- Les fonctions d'appartenance;
- Les opérateurs;
- Les inférences à plusieurs règles floues.

4.2.1.1 Variables linguistiques et les ensembles flous

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

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

Un sous-ensemble flou A de X (communément appelé univers de discours) est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à l'élément x , son degré d'appartenance au sous-ensemble A , compris entre 0 et 1. On note alors:

$$\mu: \begin{cases} X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (4.1)$$

Si on adopte la notation suivante, [117], pour représenter un sous-ensemble flou A , qui indiquera pour tout élément x de X son degré d'appartenance $\mu_A(x)$ au sous-ensemble A :

$$\begin{aligned}
 \text{si } X \text{ est fini} & \left\{ A = \sum_{x \in X} \mu_A(x)/x = \mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \dots \right. & (4.2) \\
 \text{si } X \text{ est infini} & \left\{ A = \int_X \mu_A(x)/x \right.
 \end{aligned}$$

Dans les deux expressions précédentes, le signe intégral et sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points x appartenant à X avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Nous rappelons dans cette partie quelques propriétés essentielles qui sont associées aux sous-ensembles flous.

- **Hauteur, $hgt(A)$** : On définit la hauteur d'un sous-ensemble A de X , par le plus fort degré d'appartenance d'un élément x à A :

$$hgt(A) = \sup_{x \in X} (\mu_A(x)) \quad (4.3)$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement $hgt(A)=1$.

- **Support, $supp(A)$** : Le support est défini comme l'ensemble des éléments de X appartenant au sous-ensemble A :

$$supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (4.4)$$

L'ensemble flou dont le support est *Singleton*, est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le singleton. Elle est définie par $\mu_A(x)=1$ si $x=x_0$ et 0 sinon.

- **Noyau, $noy(A)$** : Le noyau d'un sous-ensemble flou A de X est défini comme l'ensemble des éléments x de X appartenant à A avec un degré d'appartenance égal à 1:

$$noy(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (4.5)$$

La figure 4.1 illustre ces trois propriétés.

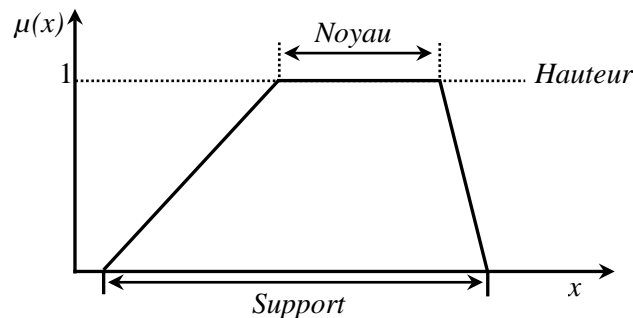


Figure 4.1 Propriétés des sous-ensembles flous.

- **Coupe de niveau, α -cut(A)**: pour toute valeur α de $[0,1]$, la coupe de niveau α d'un sous-ensemble flou A de X est définie par le sous-ensemble:

$$\alpha - cut(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (4.6)$$

- **Sous-ensemble flou convexe**: un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie:

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ si } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ alors } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \quad (4.7)$$

Pour l'application de la commande floue, on utilisera surtout des sous-ensembles flous convexes.

- **Partition floue** : on définit n_A sous-ensembles flous (A_i) de X . $(A_1, A_2, \dots, A_{n_A})$ est appelée une partition floue de X si la condition (4.8) est satisfaite:

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n_A} \mu_{A_i}(x) = 1 \quad (4.8)$$

4.2.1.2 Fonctions d'appartenance

On utilise le plus souvent, pour les fonctions d'appartenance, des formes triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes. Cependant, il existe d'autres formes possibles comme les formes *cloches*. Dans la référence bibliographique [118] les descriptions mathématiques de ces différentes fonctions sont décrites. Nous nous sommes intéressés dans ce travail aux deux formes les plus simples, triangulaires et trapézoïdales, qui sont composées des tronçons de droites. L'allure complète est définie par trois points $(A, B$ et $C)$ pour la forme triangulaire et par quatre points $(A, B, C$ et $D)$ pour la forme trapézoïdale, comme l'indique la figure 4.2.

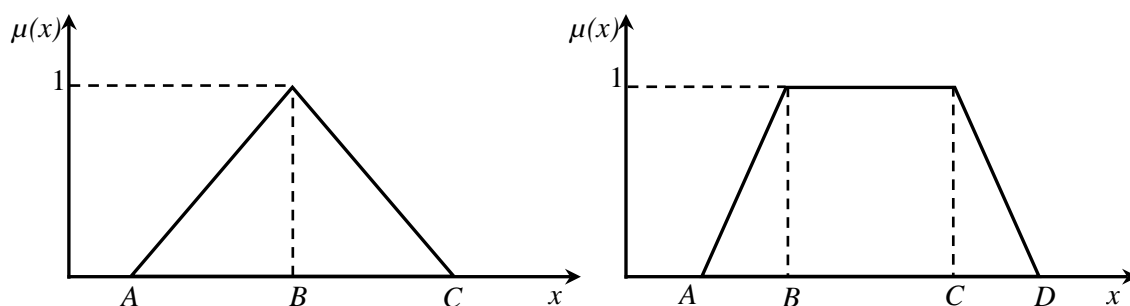


Figure 4.2 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Le degré d'appartenance à chacune des formes précédentes, est défini par les deux expressions suivantes :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A, B] \\ \frac{C-x}{C-B} & \text{si } x \in [B, C] \\ 0 & \text{sin } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme triangulaire} \quad (4.9)$$

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A, B] \\ 1 & \text{sin } x \in [B, C] \\ \frac{D-x}{D-C} & \text{si } x \in [C, D] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme trapézoïdale} \quad (4.10)$$

Il est alors possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la variable. Un évènement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou égal à "1" alors que la valeur sera inférieure à "1" en présence d'incertitude. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée.

L'univers de discours d'une variable donnée, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance (*FA*), comme illustré sur la figure 4.3 avec des fonctions d'appartenance triangulaire.

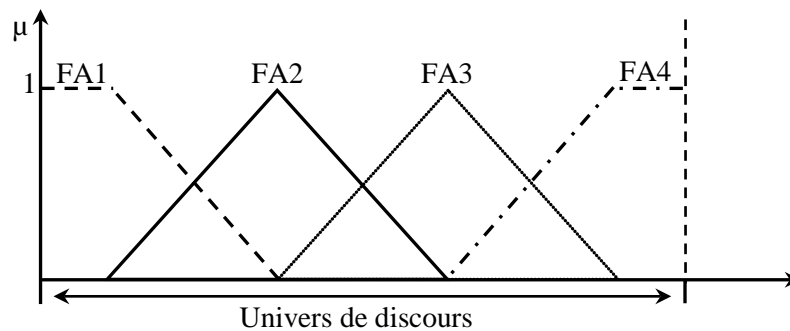


Figure 4.3 Exemple de répartition des fonctions d'appartenance.

Pour chaque valeur de la variable considérée, des degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous vont être définis. Notons que les fonctions d'appartenance se chevauchent et que ce chevauchement est tout à fait logique. En effet, le passage de la variable floue caractérisée par la fonction d'appartenance *FA2* à la variable floue caractérisée par *FA3* ne s'effectue pas brutalement, mais progressivement. Cette propriété est d'un grand intérêt pour la stabilité des systèmes commandés à base de la logique floue.

Pour une commande à base de la logique floue, la problématique sera donc de choisir le nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables. Cette notion peut s'appliquer à de nombreux problèmes et notamment à la commande floue pour générer des correcteurs de type *PID* non linéaire.

4.2.1.3 Opérateurs sur les sous-ensembles flous

Comme pour la théorie des ensembles classiques, on définit pour les sous-ensembles flous des opérateurs d'union, d'intersection et de compléments. Soient *A* et *B*, deux sous-ensembles flous de *X*. Ces deux sous-ensembles sont égaux, si en tout point *x* de *X* :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (4.11)$$

De plus, le sous-ensemble flou *A* est inclus dans le sous-ensemble flou *B* si:

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (4.12)$$

- **Intersection et union de sous-ensembles flous :**

L. A. Zadeh a proposé en 1965 [109] les opérateurs *min* et *max* pour respectivement l'intersection et l'union. Nous présentons d'abord ces deux opérateurs et nous donnerons par la suite les propriétés générales que doivent posséder ces opérateurs.

L'union de deux sous-ensembles flous A et B s'écrit comme suit :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4.13)$$

L'intersection de A et B est définie par :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4.14)$$

Comme la théorie des ensembles classiques, à ces opérateurs sont associées les propriétés suivantes :

$$A \cap X = A, A \cup X = X$$

$$A \cap B = B \cap A, A \cup B = B \cup A \rightarrow \text{Commutativité}$$

$$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C, A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C \rightarrow \text{Associativité}$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C), A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \rightarrow \text{Distributivité}$$

- **Complément d'un sous-ensemble flou :**

Généralement le complément d'un sous-ensemble flou normalisé A de X , est donné par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.15)$$

Contrairement aux sous-ensembles classiques, le complément ne vérifie pas la propriété du tiers exclus ($A \cap \bar{A} = \emptyset$), ni la propriété de la non contradiction ($A \cup \bar{A} = X$), comme l'illustre la figure 4.4 pour les opérations *min* et *max*.

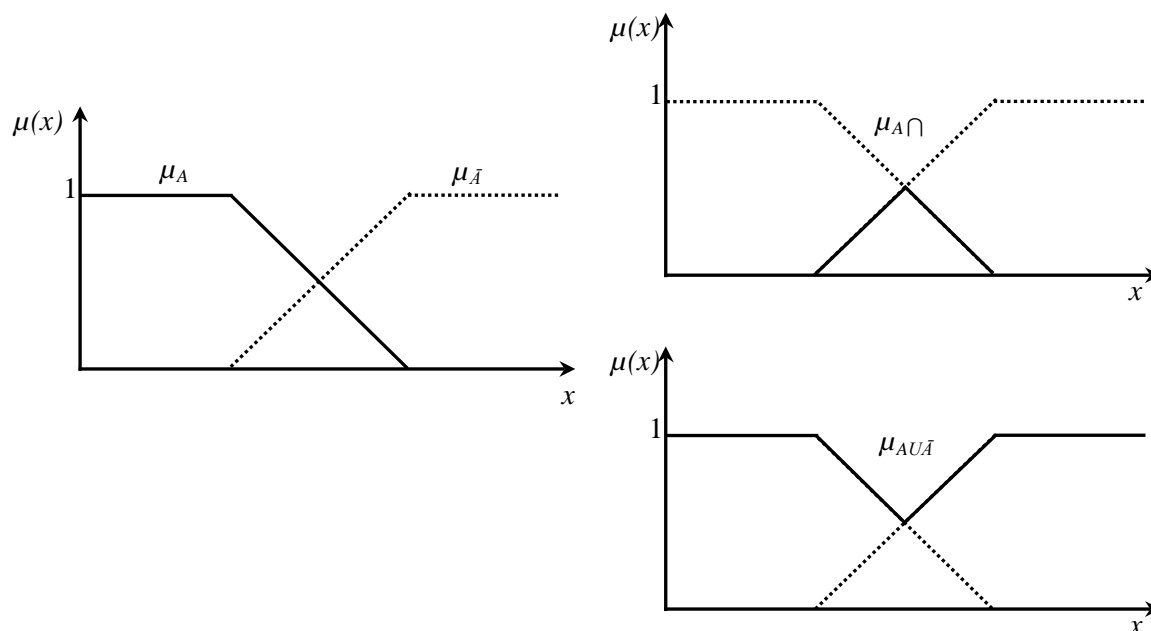


Figure 4.4 Union et intersection floue.

Remarque: il est à noter que le choix des opérateurs pour l'intersection, l'union et le complément n'est pas unique. L'utilisation de l'opérateur *min*, *max* et du complément à "1" peut être justifié par le fait que

ces opérateurs permettent de vérifier simplement une grande partie des propriétés issues de la logique classique. Les opérateurs pour l'intersection et l'union font respectivement partie de deux familles d'opérateurs, appelés les normes triangulaires (T-norme, notée T) et les Co-normes triangulaires (*T-conorme*, notée \perp).

Une norme triangulaire (T-norme) est une fonction $[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ qui vérifie $\forall a, b, c, d \in [0,1]$:

- $T(a, b) = T(b, a) \rightarrow$ Commutativité
- $T(a, T(b, c)) = T(T(a, b), c) \rightarrow$ Associativité
- $T(a, b) \leq T(c, d)$ si $a \leq c$ et $b \leq d \rightarrow$ Monotonie
- $T(a, 1) = a \rightarrow$ Élément neutre

Une T-norme est donc un opérateur d'intersection et il faut vérifier que l'opérateur *min* possède bien ces propriétés. Ainsi, pour définir l'intersection de deux sous-ensembles flous, il est possible d'utiliser n'importe quelle T-norme.

Une Co-norme triangulaire (T-Co-norme) doit de la même façon vérifier :

- $\perp(a, b) = \perp(b, a) \rightarrow$ Commutativité
- $\perp(a, \perp(b, c)) = \perp(\perp(a, b), c) \rightarrow$ Associativité
- $\perp(a, b) \leq \perp(c, d)$ si $a \leq c$ et $b \leq d \rightarrow$ Monotonie
- $\perp(a, 0) = a \rightarrow$ Élément neutre

Une T-Co-norme est un opérateur d'union et il faut vérifier que le *max* possède bien ces propriétés.

Les principales T-normes et T-Co-normes [113] sont données dans le tableau suivant.

Tableau 4.1 : T-norme et T-Conorme

T-norme	T-Co-norme	Complément	Nom
$\min(x, y)$	$\max(x, y)$	$1-x$	Zadeh
xy	$x+y-xy$	$1-x$	probabiliste
$\max(x+y-1, 0)$	$\min(x+y, 1)$	$1-x$	Lukasiewicz

4.2.2 Raisonnement en logique floue

Après l'exposé des notions de base de la logique floue et les différentes opérations sur les sous-ensembles flous, nous présentons les principes de raisonnement utilisables dans le cadre de cette logique en vue d'établir une commande floue. Le principe de raisonnement en logique floue est basé, comme en logique classique, sur une proposition et une implication. Une proposition floue s'exprime par "*x* est *A*" où *x* est une variable de *X* et *A* est un sous-ensemble flou de *X* auquel est associé une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Une implication floue s'exprime par "*si x est A alors y est B*".

Une règle floue s'exprime donc à l'aide d'une implication du type "*Si ... alors*" où les prémisses et les conclusions sont formées par des propositions floues. A partir de règles floues, nous décrivons les méthodes de déduction (inférence) classiquement utilisées.

• **Proposition floue :**

Une proposition floue élémentaire p est représentée par une expression comme :

$$p : "x \text{ est } A" \tag{4.16}$$

Où A est un sous-ensemble flou défini sur l'univers de discours de la variable X .

Il est possible de combiner des propositions floues élémentaires par des unions (ou), ou des intersections (et). Une proposition floue p , constituée par l'intersection de deux propositions floues élémentaires, s'exprime par :

$$p : "x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2" \tag{4.17}$$

Chaque proposition floue élémentaire peut être définie sur des univers différents. Ainsi, dans la proposition précédente, A_1 peut être défini sur X_1 et A_2 sur X_2 .

On définit de la même façon une proposition floue p par l'union de propositions élémentaires :

$$p : "x_1 \text{ est } A_1 \text{ ou } x_2 \text{ est } A_2" \tag{4.18}$$

Les opérateurs pour l'intersection et l'union sont alors respectivement une T-norme et une T-Co-norme. Ainsi la proposition (4.17) où A_1 et A_2 possèdent $\mu_{A_1}(x_1)$ et $\mu_{A_2}(x_2)$ comme fonction d'appartenance, est une relation floue ayant comme fonction d'appartenance $\mu_p(x_1, x_2)$ s'exprimant par :

$$\mu_p(x_1, x_2) = T(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)) \tag{4.19}$$

Où T représente une T-norme.

De la même façon, la proposition (3.18) aura pour fonction d'appartenance :

$$\mu_p(x_1, x_2) = \perp(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)) \tag{4.20}$$

Où \perp représente une T-conorme.

• **Implications floues :**

On considère une règle floue de la forme :

Si x est A **alors** y est B où : x est défini sur un univers X et y sur un univers Y .

$\underbrace{\hspace{2cm}}$ $\underbrace{\hspace{2cm}}$
Prémisse *conclusion*

Cette règle est constituée d'une prémisse " x est A " et d'une conclusion " y est B ", chaque prémisse et conclusion étant formées de propositions floues. On définit une implication floue associée à toute règle floue à partir des deux ensembles de références X et Y . La valeur de vérité de cette implication est définie par une relation floue entre X et Y ayant comme fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$. On a alors :

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{4.21}$$

L'opérateur $I(a,b)$ représente l'implication.

On considère maintenant une règle de type :

Si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 **alors** y est B (4.22)

$\underbrace{\hspace{4cm}}$ $\underbrace{\hspace{2cm}}$
Prémisse *conclusion*

On obtient alors la fonction d'appartenance associée à cette implication par :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = I(T(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)), \mu_B(y)) \quad (4.23)$$

Où T représente une T-norme et I l'opérateur d'implication.

Comme pour les opérations d'intersection, d'union et de complément, il n'existe pas une façon unique de généraliser l'implication de la logique classique. Nous présentons ici deux types d'implication, celle basée sur l'implication booléenne et celle basée sur l'intersection.

- **Implication floue basée sur l'implication booléenne classique :**

L'implication classique ($A \rightarrow B$) s'exprime par $(\neg a \cup b)$ où $\neg a$ représente la négation de a . On obtient par transposition à la logique floue :

$$I(a, b) = \perp(c(a), b) \quad (4.24)$$

Avec \perp une T-conorme et $c(a)$ l'opérateur de complément.

- **Implication floue basée sur une intersection (T-norme):**

Elle est donnée par la relation ci-après :

$$I(a, b) = T(a, b) \quad (4.25)$$

Où T représente une T-norme. Ce type d'implication est le plus utilisé en commande floue. On peut alors citer l'implication de *Mamdani* où $T = \min$ et l'implication de *Larsen* où $T = \text{produit}$. Néanmoins, les implications basées sur T-norme ne constituent pas une généralisation de l'implication classique mais sont suffisantes pour une utilisation dans le cadre de la commande floue.

En prenant la règle (4.22) associée à la fonction d'appartenance (4.23), on peut alors, en choisissant $T = \min$ pour l'intersection et l'implication, réécrire la fonction d'appartenance sous la forme :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = \min(\min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)), \mu_B(y)) \quad (4.26)$$

4.2.3 Inférences floues

Nous allons détailler dans cette section comment, à partir d'une règle du type "*Si ... alors*", il est possible d'effectuer une déduction. Ce mécanisme, appelé inférence, est bien connu en logique classique sous le nom *modus ponens* et *modus tollens*, selon le mode de déduction. Ces deux modes de déduction sont généralisés dans le cadre de la logique floue. Nous ne développons ici que la généralisation du *modus ponens* proposé par *L. A. Zadeh* et utilisée en commande floue.

Souvent la commande floue a recours à des règles de type :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2 \text{ alors } y \text{ est } B \quad (4.27)$$

Pour un problème d'asservissement, la variable x_1 représente l'erreur entre la référence et la mesure de la grandeur commandée et x_2 la variation de l'erreur. Pour une observation de x_1 est A_1' et x_2 est A_2' , la déduction peut s'écrire par:

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{(x_1, x_2) \in X_1 \times X_2} \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \mu_R(x_1, x_2, y)) \quad (4.28)$$

$$\text{Où } \mu_R(x_1, x_2, y) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \mu_B(y))$$

Dans le cas de la commande floue, l'observation, issue de capteurs ou estimateurs par exemple, donne des valeurs précises correspondant à des singletons pour μ_{A_1} et μ_{A_2} positionnées en (x_{10}, x_{20}) . L'équation (4.28) devient alors :

$$\mu_{B'}(y) = \min(\mu_{A_1}(x_{10}), \mu_{A_2}(x_{20}), \mu_B(y)) \quad (4.29)$$

Cette nouvelle formule peut encore se simplifier si pour le sous-ensemble B on prend un singleton $\{y_0\}$ avec $\mu_B(y_0)=1$ si $y=y_0$. Il vient alors :

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(y) &= \min(\mu_{A_1}(x_{10}), \mu_{A_2}(x_{20})) \quad \text{si } y = y_0 \\ \mu_{B'}(y) &= 0 \quad \text{si } y \neq y_0 \end{aligned} \quad (4.30)$$

- **Agrégation des résultats d'une base de règles :**

Dans le cas d'une base de règles (tableau), chacune des règles donne une caractérisation pour la sortie ou la variable de commande dans le cas de la commande floue. Il est donc nécessaire d'effectuer une synthèse de toutes ces règles pour parvenir à prendre une décision.

Soit r_k , la $k^{\text{ième}}$ règle d'une base de N_r règles s'exprime par :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } x_2 \text{ est } A_{2k} \text{ alors } y \text{ est } B_k \quad (4.31)$$

L'influence de chaque règle est caractérisée par une inférence et donne un sous-ensemble flou B_k ayant comme fonction d'appartenance $\mu_{B_k}(y)$. Pour obtenir une décision prenant en compte toutes les règles, la commande floue utilise généralement une T-conorme pour effectuer l'agrégation des résultats. Prenons le cas où $T=\max$, le résultat de l'agrégation des règles s'exprime alors comme une fonction d'appartenance $\mu_{B'}$, ayant la forme :

$$\mu_{B'} = \max_{k=1 \dots N_r} \mu_{B_k}(y) \quad (4.32)$$

4.2.4 Structure d'un système de commande floue

Après cette présentation des principes d'inférences appliqués aux sous-ensembles flous, nous allons préciser la structure d'un système de commande floue. La commande floue est l'application directe des règles d'inférences précédemment décrites dans le cadre de la commande de processus.

Généralement, un système de commande floue se décompose en trois étapes successives de calculs représentées sur la figure 4.5.

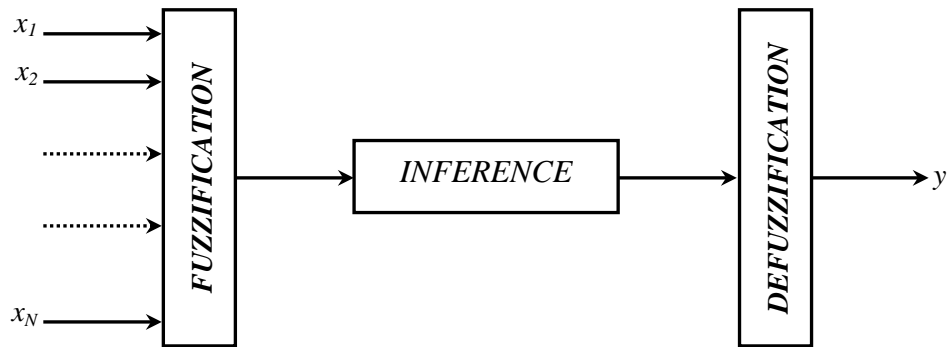


Figure 4.5 Différentes étapes de calcul d'une commande floue.

Nous allons maintenant effectuer une description de chacune de ces trois étapes.

- **Fuzzification :**

La fuzzification consiste à projeter une variable physique réelle sur des sous-ensembles flous répartis sur l'univers de discours caractérisant cette variable. Elle permet d'obtenir une mesure précise du degré d'appartenance de la variable réelle à chaque sous-ensemble flou. Prenons l'exemple d'une variable x définie sur X . A cette variable, trois sous-ensembles flous sont associés dans lesquels les fonctions d'appartenance notées $\mu_{A_1}(x)$, $\mu_{A_2}(x)$ et $\mu_{A_3}(x)$ sont définis sur X et représentés sur la figure 4.6.

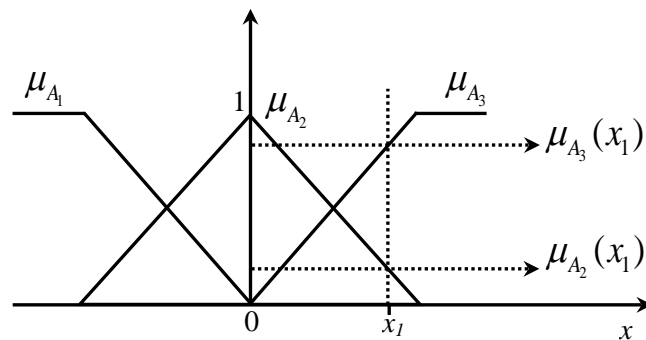


Figure 4.6 Fonctions d'appartenance de la variable x .

Pour une valeur de $x=x_1$, la fuzzification consiste à évaluer la valeur des fonctions d'appartenance pour le point x_1 , c'est-à-dire de donner au point x_1 un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou.

- **Défuzzification :**

Le résultat de l'agrégation des règles d'inférence s'exprime sous forme d'une fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$ décrite par l'équation (4.32). Cette quantité correspond à un sous-ensemble flou et ne représente pas une grandeur réelle. Néanmoins, en commande floue, les actionneurs commandés ne s'accommodent généralement pas avec ce type de grandeur. Il convient alors de la transformer en une valeur de commande précise réelle. C'est le but de la défuzzification. Comme pour toutes les opérations utilisées et utilisables en commande floue, cette étape de défuzzification peut être envisagée avec différentes méthodes. Là encore, nous ne donnerons pas une liste exhaustive de toutes ces méthodes, mais simplement les deux les plus utilisées.

1. Méthode du centre de gravité :

Le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle u . On obtient alors :

$$u = \frac{\int_Y \mu_{B'}(y) y dy}{\int_Y \mu_{B'}(y) dy} \tag{4.33}$$

Dans le cas d'un univers discret l'équation (3.33) s'écrit:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_{B'}(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_{B'}(y_q)} \tag{4.34}$$

Où N_q est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_{B'}(y)$.

2. Méthode du maximum :

C'est la valeur maximum de la fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$ qui correspond à la hauteur du sous-ensemble flou B' qui est retenue :

$$u = \max_{y \in Y} \mu_{B'}(y) = hgt(B') \tag{4.35}$$

Nous allons examiner dans ce qui suit les deux principaux types de contrôleurs flous, celui de *Mamdani* et celui de *Sugeno*.

❖ **Contrôleur de Mamdani :**

Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [119] et a la forme générale suivante pour N_x entrées :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } \dots \text{ et } x_{N_x} \text{ est } A_{N_x k} \text{ alors } y \text{ est } B_k \tag{4.36}$$

Un synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure 3.7.

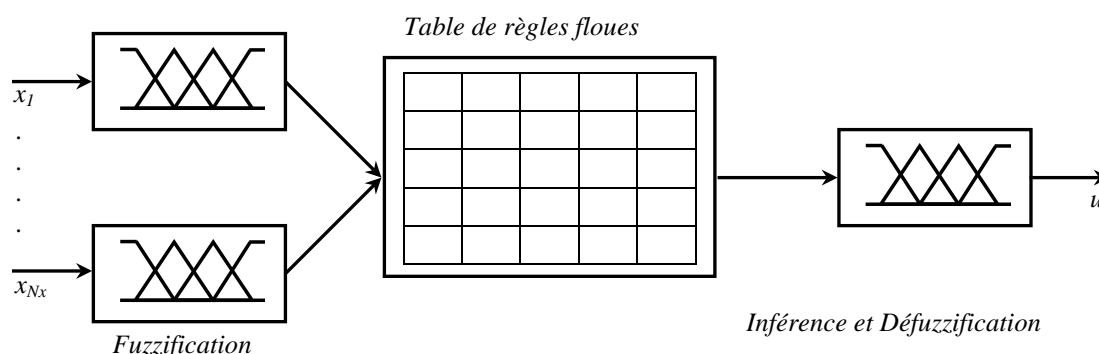


Figure 3.7 Contrôleur de Mamdani.

Souvent, la commande floue possède comme variables d'entrées l'écart, ε , entre la variable contrôlée et sa référence ainsi que sa variation $\Delta\varepsilon$. Ces deux entrées peuvent être comparées à celles d'un contrôleur de type *PD* discret. On se sert de l'opérateur "*min*" pour le "*et*" et l'implication, le "*max*" pour l'agrégation des règles. Le type d'inférence obtenu est connu sous le nom de "*min-max*".

❖ *Contrôleur de Sugeno :*

Un autre type de contrôleur, appelé contrôleur de *Sugeno*, a été introduit dans [120]. Ce type de contrôleur utilise une base de règles ayant comme conclusion une fonction linéaire ou non des entrées. On obtient pour la règle k , dans le cas linéaire, toujours avec N_x entrées :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } \dots \text{ et } x_{N_x} \text{ est } A_{N_x k} \text{ alors } y = b_{0k} + \sum_{i=1}^{N_x} b_{ik} x_i \quad (4.37)$$

Un synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure 4.8.

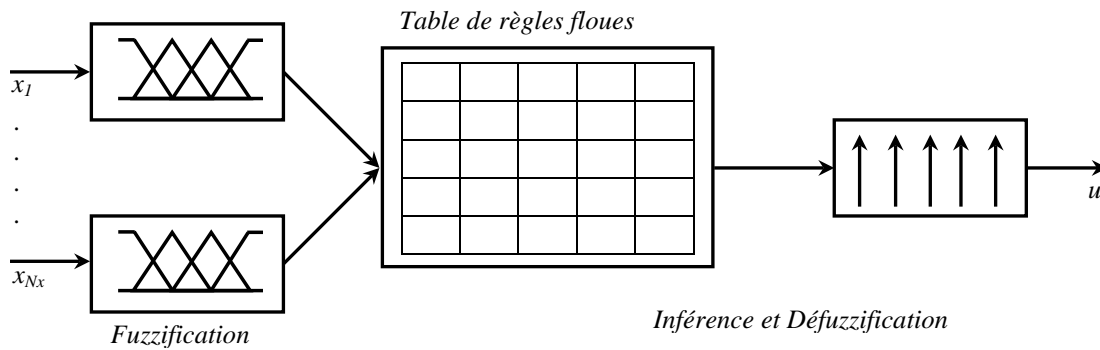


Figure 4.8 Contrôleur de *Sugeno*.

Une base de règles de *Sugeno* peut être interprétée comme un ensemble de contrôleurs ayant une action locale définie par la prémisse. Il est possible de simplifier ce type de contrôleur en prenant $b_{ik}=0$, on obtient alors comme conséquence une valeur numérique constante correspondant à un singleton positionné en $\{b_{0k}\}$. En appliquant la défuzzification pour ce type de contrôleur, alors la variable de sortie u est obtenue comme suit:

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{N_r} \beta_k \left(b_{0k} + \sum_{i=1}^{N_x} b_{ik} x_i \right)}{\sum_{k=1}^{N_r} \beta_k} \quad (4.38)$$

Cette commande peut être interprétée comme une somme pondérée de l'action de chaque règle.

4.3 Synthèse du contrôleur flou du bus continu

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux mérites de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer relativement simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques, l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. Il est ainsi possible de transformer le savoir de l'expert en règles simples que le contrôleur peut mettre en œuvre. Une facilité d'implantation des solutions pour des problèmes complexes est alors associée à une robustesse vis-à-vis des incertitudes et la possibilité d'intégration du savoir de l'expert. En 1974, *E. Mamdani* a introduit la commande floue pour la régulation de processus industriel. Dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au *Japon*, notamment grâce aux travaux de *M. Sugeno* pour se répandre ensuite dans le monde entier.

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

- Désignation des variables d'entrée et de sortie du contrôleur : Dans ce contexte, l'avantage principal du contrôle flou réside dans la possibilité d'utiliser toutes les informations disponibles et pas seulement l'écart de réglage, comme pour un régulateur classique *PI*.
- Choix des variables linguistiques (floues) : pour la classification des valeurs mesurées de chaque grandeur. Car, le contrôle flou est essentiellement basé sur la définition floue des variables d'entrée et de sortie. A cet effet, la définition de l'univers de discours et des ensembles flous associés à chaque variable est d'une grande importance.
- Détermination des fonctions d'appartenance : lorsque le choix des variables floues et la définition de l'intervalle, sur l'univers de discours, associé à chaque ensemble flou sont validés, les formes des différentes fonctions d'appartenance sont définies.
- Formulation des règles floues de contrôle. Elles sont souvent de la forme : " **$Six=A$ et $y=B$ Alors $z=C$** ". Elles expriment l'action de commande en fonction des variables d'entrée. Ces règles sont traduites par des opérations entre ensembles flous. Elles nécessitent alors d'être transformées en expressions codifiées.
- Implantation de la méthode d'inférence : cette étape nécessite l'exécution des tâches suivantes :
 1. Détermination des degrés d'appartenance de chaque entrée.
 2. Recherche des règles activées, par le biais de l'évaluation du degré d'appartenance de la prémisse. Si ce degré est nul, la règle en question ne fera pas partie dans la définition de l'action de commande.
 3. Attribution du degré d'appartenance de la prémisse à la conclusion. Ceci permet d'évaluer le degré de validité de la règle et détermine sa contribution à la commande. A la fin de cette étape, les degrés d'appartenance de la variable de sortie à tous les ensembles flous sont alors obtenus.
- Détermination de la commande (grandeur de sortie du contrôleur flou) par la procédure de défuzzification.

Les premières questions qui apparaissent lors de la conception d'un contrôleur flou, après avoir déterminé les entrées et la sortie, sont comment choisir le nombre, la forme, la répartition des fonctions d'appartenance pour chaque entrée et sortie, comment choisir les opérateurs ?

Dans notre travail, les différents choix effectués sont basés principalement sur la simplification de l'algorithme de régulation, car on dispose d'un temps très court pour le calcul de l'algorithme de régulation. Ainsi par exemple, nous avons préféré des fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales plutôt que gaussiennes afin d'éviter de calculer une exponentielle. Nous avons préféré de la même façon utiliser une partition floue des entrées, limitant ainsi le nombre maximum de règles actives simultanément à quatre.

4.3.1 Structure du contrôleur flou proposé

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par le pont redresseur monophasé, doté d'un régulateur flou de la tension du bus continu, est illustrée sur la figure 4.9 ci-dessous.

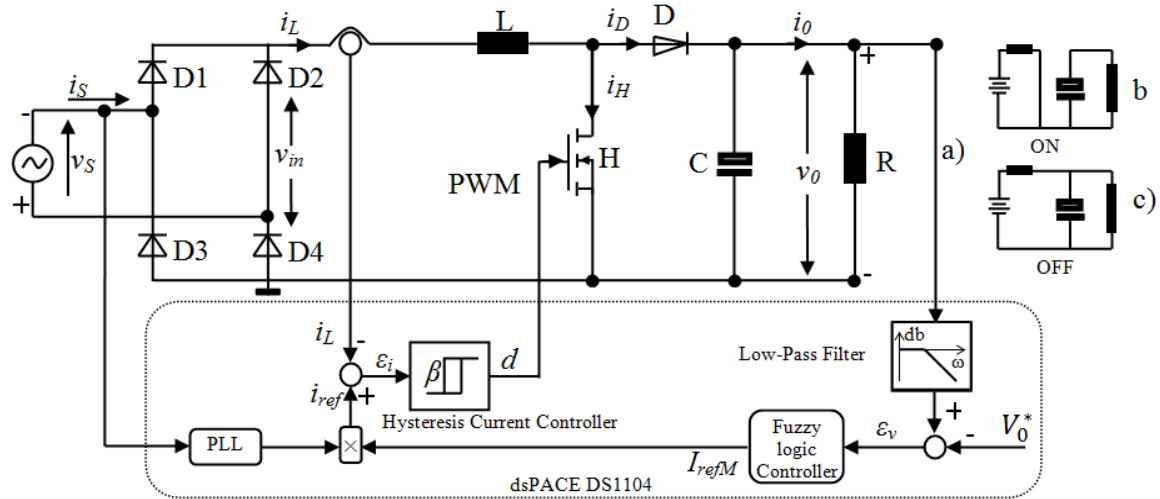


Figure 4.9 Structure du CFP avec contrôle flou du bus continu.

Le contrôleur flou développé dans cette section est de type *PI* dont la figure 4.10 représente sa structure interne. Les deux grandeurs d'entrée sont discrétisées avec une période d'échantillonnage de T_s et normalisées au moyen de gains de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

- L'erreur de réglage de la tension du bus continu est définie par l'écart :

$$\varepsilon(k) = v_o(k) - V_o^*(k) \quad (4.39)$$

- La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta\varepsilon_v(k) = \varepsilon_v(k) - \varepsilon_v(k-1) \quad (4.40)$$

La sortie du contrôleur flou est la variation de l'amplitude des courants de référence ΔI_{max}^* . La nouvelle amplitude, ajustée à chaque instant d'échantillonnage, est définie par l'équation de récurrence ci-dessous :

$$I_{refM}(k) = I_{refM}(k-1) + G \cdot \Delta I_{refM}^*(k) \quad (4.41)$$

Où G est un gain de dénormalisation de la grandeur de sortie. Les trois gains permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers de discours de la grandeur de commande.

Le contrôleur flou développé est composé de trois modules :

1. Le premier de ces modules traite les entrées du système : c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des deux variables d'entrée, par le biais de fonctions d'appartenance, un degré d'appartenance constant pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'univers de discours.

2. Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles floues de type :

$$\text{si } \varepsilon \text{ est } A_{\varepsilon} \text{ et } \Delta\varepsilon \text{ est } A_{\Delta\varepsilon} \text{ alors } \Delta I_{\max} \text{ est } B_{I_{\max}} \quad (4.42)$$

Elle permet de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrée aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence génère une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système.

3. Le troisième module, l'interface de défuzzification, permet de transformer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification.

Il est à noter qu'une action proportionnelle " G_p " est additionnée à la sortie du contrôleur flou. Elle intervient surtout au régime transitoire. Son rôle principal est d'assurer la stabilité de la commande au régime permanent, par le choix d'un gain G d'ajustement de la commande relativement faible. Elle permet également d'obtenir une réponse dynamique rapide au régime transitoire. Cette action est très utile pour l'implémentation pratique du contrôleur flou, où le temps de calcul a un effet considérable sur la réponse du contrôleur. L'addition de cette action proportionnelle permet d'accélérer la réponse du contrôleur sans avoir recours à l'augmentation du gain G qui risque de déstabiliser la sortie (régime oscillatoire). Pour cette implémentation, Un test initial pour un courant de 1.71A montre un régime permanent oscillatoire ou une réponse lente. Afin d'améliorer le régime permanent et les réponses transitoires, un gain est appliqué aux entrées de l'erreur et la variation de l'erreur. Un test étendu montre qu'un gain de 0.3 pour l'erreur et 3.92 pour la variation de l'erreur élimine les oscillations dans le régime permanent et améliore la réponse transitoire.

Cependant, en raison de la résolution de $DSPACE$, quand ces gains sont moins de 1, ils peuvent introduire une erreur statique au niveau du régime permanent. Dans le but d'éliminer cette erreur, L'amplitude des courants de référence est alors ajustée en utilisant la relation suivante :

$$I_{\max}^*(k) = I_{\max_f}^*(k-1) + G \cdot \Delta I_{\max_f}^*(k) + G_p \cdot \varepsilon(k) \quad (4.43)$$

D'où, G est le gain de la sortie, et G_p le gain de l'erreur. Le terme $G_p \cdot \varepsilon(k)$ introduit également un processus d'intégration, et permet de lisser la réponse transitoire, et élimine aussi l'erreur statique. Depuis que son rôle est d'éliminer l'erreur, G_p est faible par rapport au G . Pour cette implémentation G_p égale 0.27.

Les caractéristiques principales du contrôleur flou développé sont les suivantes :

- Sept ensembles flous pour chaque entrée et la sortie, où les variables floues sont nommées : **NG** (négatif grand), **NM**(négatif moyen), **NS** (négatif petit), **ZE**(égal zéro), **PS** (positif petit), **PM** (positif moyen) et **PG** (positif grand).
- Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité (Fig. 4.11).

- La fuzzification avec un univers de discours continu.
- Implication utilise l'inférence *min-max* d'E.Mamdani.
- La défuzzification par centre de gravité.

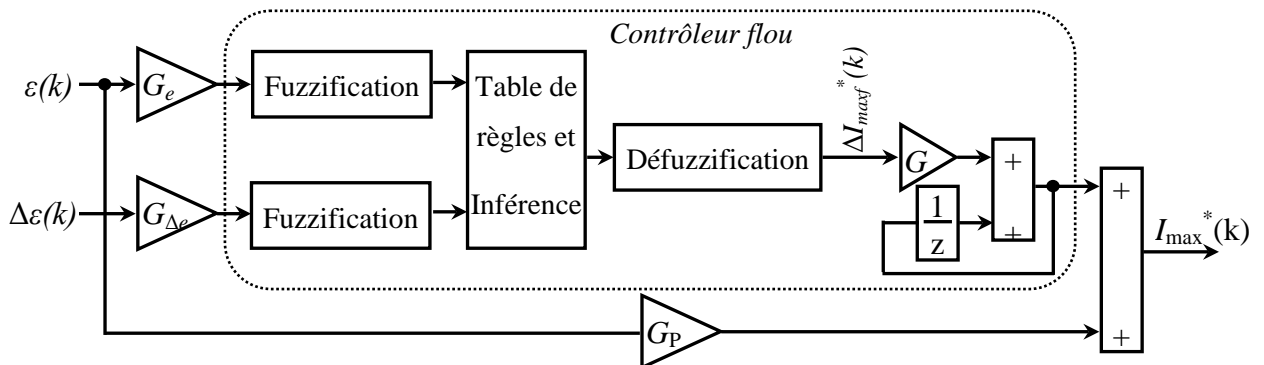


Figure 4.10 Structure interne du contrôleur flou proposé.

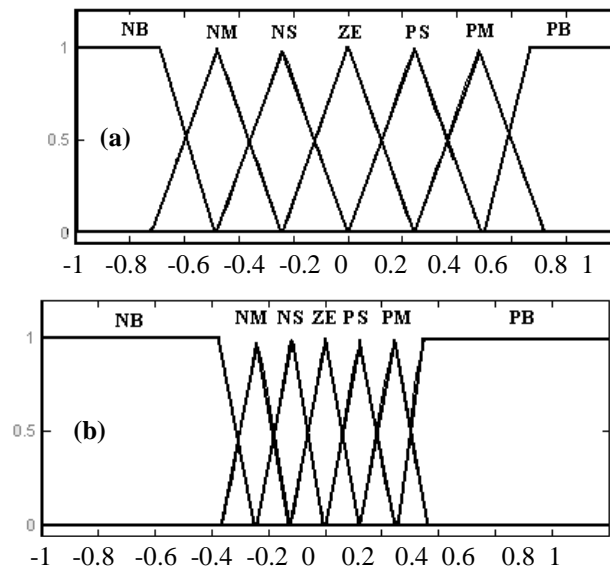


Figure 4.11 Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrée, (b) variable de sortie.

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble de règles floues utilisées dans la conception de ce contrôleur. La perception humaine de la commande des systèmes est ainsi traduite, c'est-à-dire que lorsque la valeur de la grandeur commandée est éloignée de la référence et qu'elle continue à s'en éloigner, une très forte variation va être appliquée à la grandeur de commande. Au contraire, au voisinage de la référence, la variation sera moindre. Il est donc aisé d'introduire la non-linéarité de la commande. Le tableau permet d'agir très localement sur la surface de commande et donc une variation de l'un de ses paramètres n'aura qu'une répercussion locale sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler ici est très important ($7 \times 7 = 49$ paramètres). Le correcteur sera donc réglé par rapport aux degrés de liberté sur les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de la variable de sortie, qui ont une influence globale, ce qui permet de limiter le nombre de variables du contrôleur.

Tableau 4.2 : Table de règles floues

		$\varepsilon(k)$							
		<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	
$\Delta\varepsilon(k)$	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
	<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>
	<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>
	<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

4.3.2 Mise en œuvre pratique du contrôleur flou

Deux façons différentes sont possibles pour la mise en œuvre de l'algorithme de contrôle flou [90] :

➤ Implémentation en ligne (*on-line*) de l'algorithme flou : pour cette approche, durant chaque période d'échantillonnage, le calculateur numérique doit évaluer tout d'abord les degrés d'appartenance, aux différents ensembles flous, de chaque variable d'entrée. Cette tâche nécessite beaucoup de tests "*Si - Alors*" et de multiples opérations mathématiques. Ensuite, il évalue le poids de chaque règle en utilisant les opérateurs *min* et *max*. Enfin, il détermine la valeur réelle de la commande par le biais de la défuzzification. Cette dernière étape nécessite aussi de nombreuses opérations mathématiques.

Le volume de calcul pour cette méthode d'implémentation dépend du nombre de variables floues utilisées, de la forme des fonctions d'appartenance qui lui sont associées, du nombre de règles floues exploitées et de la méthode de défuzzification sélectionnée. L'espace mémoire nécessaire pour le stockage du programme n'est pas contraignant. La seule exigence de cette approche d'implémentation réside dans la nécessité de disposer d'une vitesse de calcul élevée, pour pouvoir exécuter l'algorithme durant chaque période d'échantillonnage ; elle doit être plus élevée spécialement pour les processus possédant une constante de temps faible.

Implémentation hors ligne (*off-line*) de l'algorithme flou : l'algorithme de contrôle flou est préalablement exécuté pour certaines valeurs discrètes des variables d'entrée permettant ainsi l'obtention des valeurs réelles discrètes de la commande. L'ensemble de ces valeurs discrètes d'entrée et de sortie permet de concevoir un tableau de recherche (look-up table) qui sert à extraire la commande actuelle. Cette approche est plus simple et nécessite moins de calcul que précédemment. Cependant, l'obtention d'une commande précise requiert un grand tableau de recherche et par conséquent un espace mémoire important. Il est également possible d'utiliser deux tableaux de recherche, le premier pour le suivi rapide et le deuxième pour la convergence précise de la grandeur commandée.

Dans le cadre de notre travail, la première approche est utilisée pour implémenter le contrôleur flou développé. Il est à noter que l'addition de l'action proportionnelle a un effet bénéfique sur cette mise en

œuvre. Car, elle permet d'obtenir un suivi rapide de la tension contrôlée, donc d'éviter l'utilisation de deux tableaux de recherche, et de réduire considérablement la taille du tableau utilisé.

4.4 Résultats de simulation et expérimentaux

La commande du montage est conçu autour des algorithmes de commande directement depuis *Matlab/Simulink^{MT}/Power System*, en utilisant la bibliothèque (*Fuzzy logic toolbox*)

1. Réponse à une référence constante de V_O^* :

Les figures 4.12 et 4.13 représentent, respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus pour $V_O^*=160V$. Ces résultats sont similaires et valident la commande développée. Les courants absorbés possèdent un faible taux de distorsion ($THD_i=3.0\%$).

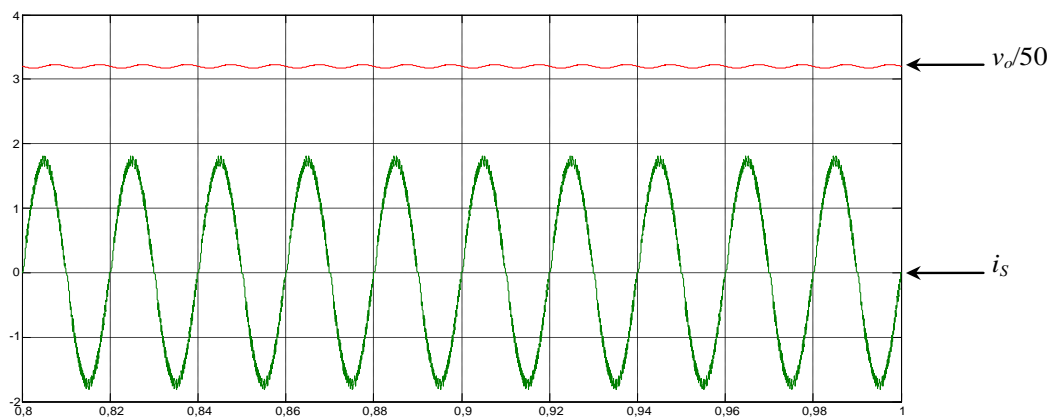


Figure 4.12 Résultats de simulation pour $V_O^*=160V$.

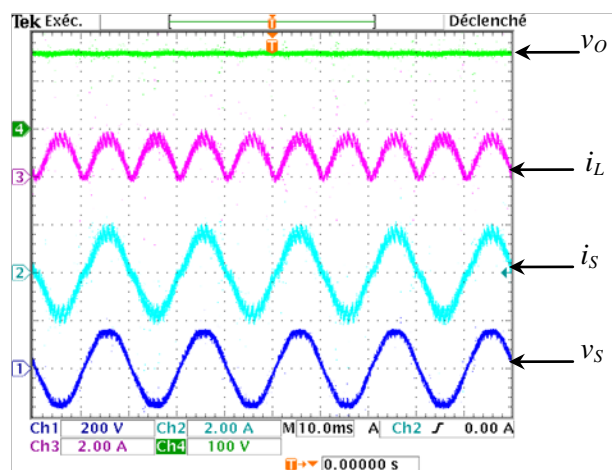


Figure 4.13 Résultats expérimentaux pour $V_O^*=160V$.

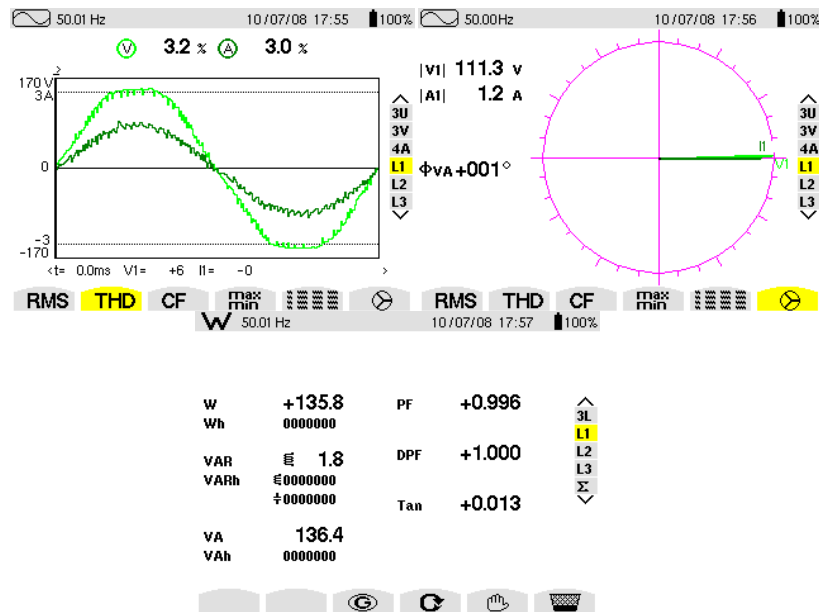


Figure 4.14 Résultats de l'analyse de la qualité de l'énergie pour un contrôleur flou.

2. Variation de la référence de V_o^* :

Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu est augmentée de 160 à 192V puis diminuée de 192 à 160V. Ce test est effectué pour un contrôleur flou, comme indiqué dans la section précédente. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures 4.15 et 4.16 ci-après. Il est à noter que le contrôleur flou possède une réponse plus rapide que le régulateur *PI*.

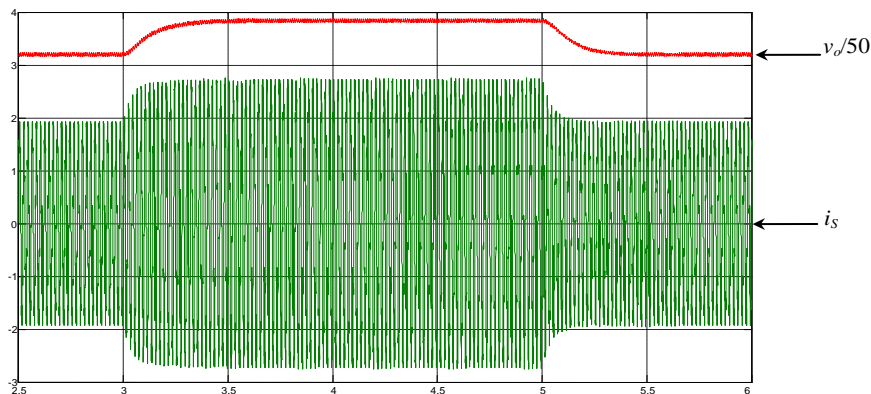


Figure 4.15 Réponse à une augmentation/diminution de V_o^* de 160V à 192V à 160V.

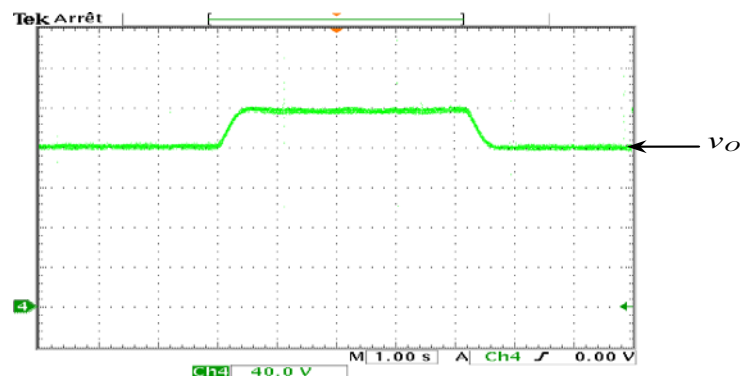


Figure 4.16 Réponse à une diminution de V_o^* de 160 à 192V (Expérimental).

3. Variation de la charge:

Dans ce test, la puissance de la charge connectée au bus continu est augmentée de 100Ω puis diminuée avec la même valeur pour une référence constante de $V_o^* = 160V$. La figure 4.17 représente les résultats obtenus avec un contrôleur flou.

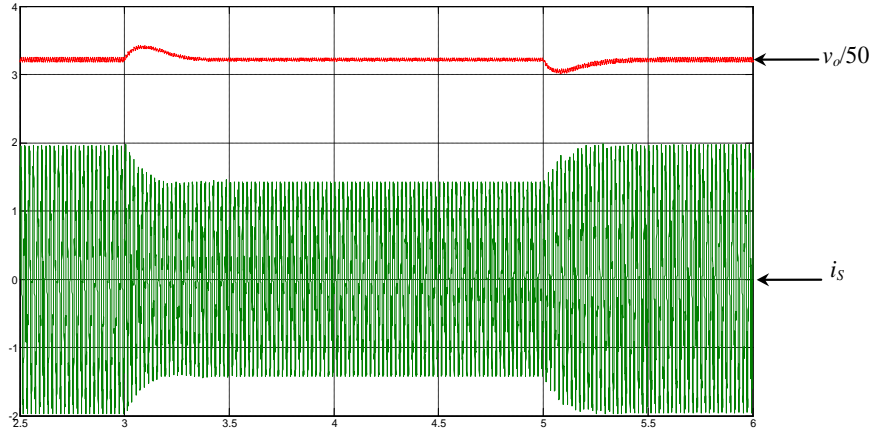


Figure 4.17 Réponse à une variation de la charge de 212Ω à 312Ω puis à 212Ω .

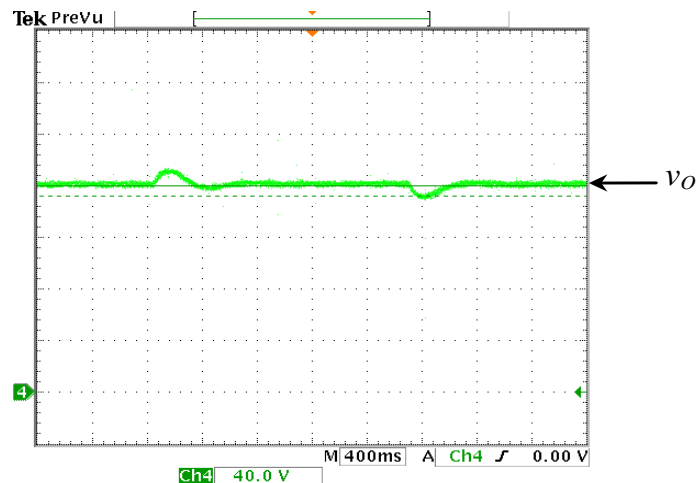


Figure 4.18 Réponse à une variation de la charge de 212Ω à 312Ω puis à 212Ω (Expérimental).

Les résultats obtenus en régime transitoire, présentés sur les figures 4.15, 4.16, 4.17 et 4.18, 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.

4.5 Conclusion

Afin de développer un régulateur flou de la tension de sortie continue, un rappel sur les principales notions de base de la logique floue est indiqué. Le raisonnement flou et la structure de base du contrôleur flou sont également abordés dans cette section. Ensuite, une analyse détaillée de la structure et des caractéristiques du contrôleur flou synthétisé est également développée.

Avant de présenter les résultats des simulations et expérimentaux, le développement et l'analyse du modèle d'un contrôleur flou destiné pour : la régulation de la tension continue, et générer la valeur crête de la référence du courant d'entrée, a été la tâche la plus importante. La difficulté majeure pour obtenir un modèle qui répond aux suggestions du système est de déterminer les valeurs des gains adéquats pour le contrôleur.

Les résultats montrent les performances du contrôleur flou proposé qui sont également évaluées en régime permanent et transitoire. Ce dernier se révèle plus performant par rapport au régulateur *PI* classique surtout au régime transitoire. En effet, il assure une action régulatrice très rapide en cas de variation de la référence de la tension de sortie et une correction rapide de sa trajectoire dans le cas d'une variation brutale de la charge. Pour le régime permanent le régulateur flou permet d'annuler l'erreur statique entre la tension de consigne et celle mesurée. Les valeurs du facteur de puissance et les différents THD montrent que le régulateur Flou peut contribuer à améliorer les performances du convertisseur.

Chapitre 5

**Commande par mode glissant du Correcteur du
Facteur de Puissance**

5.1 Introduction:

Ce chapitre est consacré à une présentation générale et succincte de la commande par modes glissants et de ses performances associées. Dans un souci de clarté, les systèmes considérés ici seront non linéaires, continus, mono-entrée mono-sortie (SISO) et commandable. De plus, ce chapitre se restreint à la commande par modes glissants d'ordre 1, telle qu'originellement introduite par Utkin. Le but est de comprendre les concepts de base de la commande par modes glissants.

Une première partie présente les concepts de base de la commande par modes glissants: la surface de glissement et la loi de commande discontinue traditionnellement utilisée pour forcer le système à rester sur cette surface. La deuxième partie est consacrée à une introduction à la théorie sous-jacente, et dégage les notions de commande équivalente et de commande nominale, alors que la troisième partie présente un des problèmes majeurs de la commande par modes glissants: le chattering, et les méthodes classiques permettant d'en réduire les effets. La dernière partie est consacrée à l'application de la commande par mode glissant au CFP et a pour but d'améliorer les performances du CFP et de valider la robustesse de la commande proposée.

5.2 Commande par modes glissants: concepts de base

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une hypersurface (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester. Cette hypersurface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette hypersurface. L'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une hypersurface donnée ne dépend donc plus du tout du système lui-même ou des perturbations auxquelles il peut être soumis, mais uniquement des propriétés de cette hypersurface. Le système bouclé n'est donc pas seulement robuste vis à vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système), mais totalement insensible à ces incertitudes et perturbations, moyennant qu'elles puissent effectivement être rejetées par la commande.

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants consiste donc à déterminer:

1. une hypersurface en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé. La dynamique exigée par l'hypersurface doit être compatible avec l'amplitude de commande 'utile' disponible et la dynamique du système en boucle ouverte. Dans le cas contraire, le système ne pourra pas rester sur l'hypersurface, et la propriété d'insensibilité aux perturbations sera perdue.

2. une loi de commande discontinue de manière à contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre cette hypersurface en temps fini puis à y rester malgré des incertitudes et des perturbations.

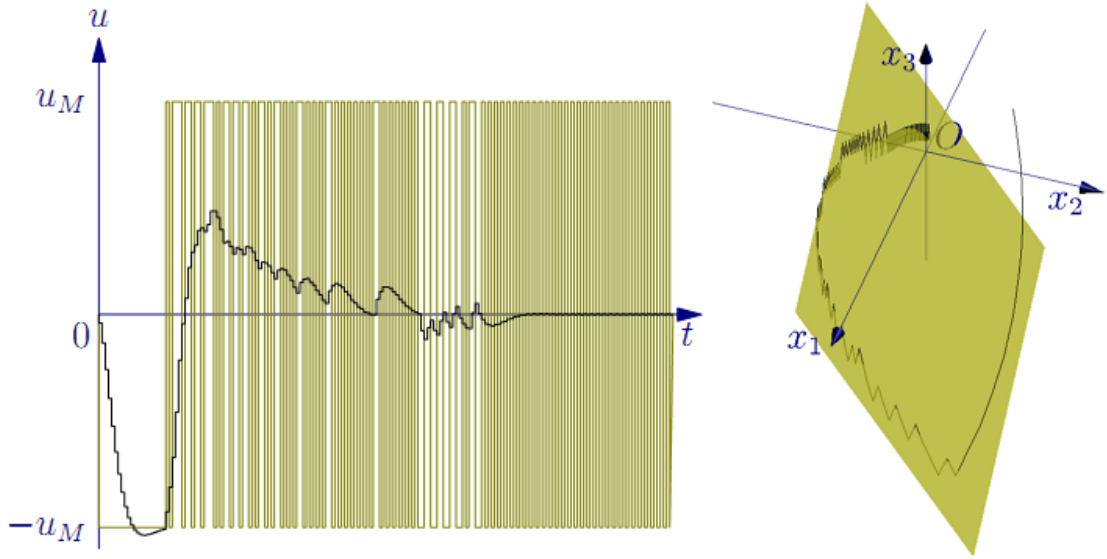


Figure 5.1 A gauche : Commande, commande équivalente (noir). A droite : trajectoire dans l'espace d'état (noir) et surface de glissement.

Considérons le système non linéaire incertain sous forme canonique de Brunovsky, exprimé sous forme d'inclusion différentielle

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &\in \psi(x, t) + [-C, C] + [\Gamma_m, \Gamma_M]u \\ y &= x_1 \end{aligned} \tag{5.1}$$

où $x = [x_1 \dots x_n]^T \in X \subset \mathcal{R}^n$ représente l'état du système avec X un ouvert de \mathcal{R}^n , $u \in U$, compact de \mathcal{R} , est l'entrée de commande qui est une fonction éventuellement discontinue dépendante de l'état et du temps. $\psi(x, t)$, la dynamique nominale du système, est une fonction définie sur X . $[-C; C]$ est un terme additif inconnu, mais borné par $C > 0$ modélisant notamment:

- la différence entre les valeurs théoriques et réelles de paramètres mal connus du modèle,
- les phénomènes non modélisés ou négligés, à partir du moment où ils ne font pas varier le degré relatif du système (ici égal à l'ordre du système, vu que l'on ne s'intéresse pas à la dynamique des zéros),
- les perturbations extérieures.

$[\Gamma_m; \Gamma_M]$, avec $0 < \Gamma_m \leq \Gamma_M < \infty$, est un terme modélisant l'incertitude sur le gain du système vis à vis de la commande. L'incertitude sur sa connaissance provient en pratique essentiellement de paramètres mal connus ou de phénomènes négligés, bien que ces derniers aient souvent une autre conséquence (le chattering).

5.2.1 Synthèse de la surface de glissement

Supposons que l'objectif de commande est d'assurer une poursuite de trajectoire d'un signal de référence $y_R(t)$ par la sortie $y \in Y \subset \mathcal{R}$, donc de faire tendre l'erreur $y - y_R$ vers 0. La synthèse de la surface de glissement repose sur la définition de la variable de glissement:

Soit $\sigma(x; t): X \times \mathcal{R}^* \rightarrow \mathcal{R}$ une fonction suffisamment différentiable et considérée comme une sortie fictive du système (5.1) telle que son annulation permette de satisfaire l'objectif de la commande. La fonction $\sigma(x; t)$ est appelée variable de glissement ou de commutation. L'ensemble,

$$S = \{x \in X \mid \sigma(x; t) = 0\} \quad (5.2)$$

Représente alors une sous-variété de X de dimension $(n-1)$ appelée surface de glissement ou contrainte de commutation. La définition classique du phénomène d'évolution en régime glissant est donnée par ;

Définition 5.1. [121] On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini t_s tel que la solution de (5.1) satisfait $\sigma(x; t) = 0$ pour tout $t \geq t_s$.

Quand les trajectoires du système (5.1) évoluent sur la surface de glissement S , sa dynamique est dite immergée dans l'état d'un système autonome de dimension inférieure de 1 à sa propre dimension. Ce système autonome est appelé système réduit et sa dynamique est entièrement déterminée par le choix de la surface de glissement. La surface la plus simple est un hyperplan passant par l'origine de l'espace d'état, autrement dit, une surface linéaire en chacune de variables d'état. Le système réduit est donc dans ce cas un système linéaire. S'il est stable, sa convergence vers l'objectif final, l'origine du plan de phase, est nécessairement exponentielle (sauf si le système réduit est d'ordre 0). Pour obtenir d'autres propriétés, il faut choisir une structure de la surface de glissement différente, plus complexe.

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant est que la variable de glissement ait un degré relatif égal à 1 par rapport à la commande u [121] (le degré relatif d'un système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie par rapport au temps pour faire apparaître l'entrée de manière explicite [122]). Considérons la variable de glissement linéaire suivante

$$\sigma(x; t) = e^{(n-1)} + \dots + c_2 \ddot{e} + c_1 \dot{e} + c_0 e \quad (5.3)$$

Où $e = y - y_R(t)$ et les coefficients c_i ($0 \leq i \leq n-2$) sont choisis tel que le polynôme,

$$\lambda^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} c_i \lambda^i$$

Soit un polynôme d'Hurwitz, c.-à-d. que le système réduit soit stable, puisque l'équation différentielle associée est,

$$e^{(n-1)} + \dots + c_2\ddot{e} + c_1\dot{e} + c_0e = 0$$

Ainsi, lorsque la variable de glissement $\sigma(x;t)$ est forcée à zéro, l'erreur de poursuite e converge asymptotiquement vers zéro, avec une dynamique imposée par le choix des coefficients c_i . Cette dynamique peut être réglée par n'importe quelle méthode de placement de pôles appropriée.

De plus, $\sigma(x;t)$ satisfait la condition sur le degré relatif puisque la commande u apparaît dans l'expression de sa première dérivée par rapport au temps

$$\dot{\sigma}(x;t) \in \psi(x,t) + [-C, C] + [\Gamma_m, \Gamma_M]u - y_R^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i e^{(i+1)} \quad (5.4)$$

Une fois la surface de glissement (c.à.d. la dynamique du système réduit) choisie, la seconde étape consiste à choisir une commande stabilisant en zéro le système (5.4) en temps fini, malgré les incertitudes et perturbations. Ainsi, le problème de poursuite de trajectoire d'ordre n pour un système non linéaire SISO est ramené au problème de la stabilisation du système du premier ordre (5.4) en zéro.

5.2.2 Synthèse de la loi de commande

L'objectif de la loi de commande est de contraindre les trajectoires d'état du système (5.1) à atteindre et ensuite à rester sur la surface de glissement malgré la présence d'incertitudes sur le système. En d'autres termes, la loi de commande doit rendre la surface de glissement localement attractive (c.à.d. au voisinage de la surface de glissement, toutes les trajectoires du système doivent être dirigées vers elle). Ainsi, la loi de commande doit être calculée en vérifiant une condition assurant la stabilité de $\sigma(x;t)=0$. Une telle condition est appelée condition d'attractivité. La méthode directe de Lyapunov permet de se prononcer quant à la stabilité d'un état d'équilibre sans avoir recours à la résolution de l'équation d'état du système. En supposant que l'état d'équilibre est 0, le signe d'une fonction $V(x)$, ($V(0)=0; V(\infty)=\infty$), appelée fonction de Lyapunov, et celui de sa dérivée temporelle $\dot{V}(x) = \frac{dV(x)}{dt}$ donnent une information sur la stabilité du système. $V(x)$ joue le rôle d'une fonction "énergie" fictive pour le système considéré. Si $V(x)>0 \forall x \neq 0$ et $\dot{V}(x) < 0$, le système est asymptotiquement stable. Une classe de fonctions de Lyapunov classique pour la détermination de la condition d'attractivité est celle des fonctions quadratiques du type :

$$V(\sigma) = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (5.5)$$

Cette fonction est définie positive de manière évidente. Une condition nécessaire et suffisante pour que la variable de glissement $\sigma(x;t)$ tende vers zéro est que la dérivée de V soit définie négative,

$$\dot{V} = \sigma\dot{\sigma} < 0 \quad (5.6)$$

Cette inégalité est appelée condition d'attractivité qui n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface. Pour assurer une convergence de $\sigma(x;t)$ vers 0 en temps fini, une condition plus forte doit être respectée. Dans le cas des modes glissants classiques, on utilise généralement la condition d'attractivité non-linéaire dite condition de η -attractivité [121]

$$\sigma\dot{\sigma} \leq -\eta|\sigma|, \quad \eta > 0 \quad (5.7)$$

Cela revient, pour $\sigma \neq 0$, à

$$\dot{\sigma} \leq -\eta \text{sign}(\sigma), \quad \eta > 0 \quad (5.8)$$

On voit tout de suite pourquoi ce critère garantit une convergence en temps fini. Par intégration, si $\sigma(0) > 0$, $\sigma(t) \leq \sigma(0) - \eta t$, et si $\sigma(0) < 0$, $\sigma(t) \geq \sigma(0) + \eta t$. Donc $\sigma(t)$ atteint 0 en un temps inférieur à $\frac{|\sigma(0)|}{\eta}$ dans tous les cas.

Ce critère est tout le temps satisfait si la commande est du type

$$u = -u_M \text{sign}(\sigma) \quad (5.9)$$

Avec l'amplitude u_M choisie de manière à être suffisamment grande pour ;

- compenser l'écart de dynamique entre le système réel et le système de référence (donné par la surface de glissement),
- compenser les perturbations co-incidentes.

D'après l'équation. (5.4), u_M doit être réglé tel que

$$u_M \geq \max_{\mathbf{x}, t} \left(\underbrace{\Gamma_m^{-1}}_{\text{incertitude sur le gain}} \left(\underbrace{\left| \psi(\mathbf{x}, t) + \sum_{i=0}^{n-2} c_i e^{(i+1)} - y_R^{(n)}(t) \right|}_{\text{écart de dynamique}} + \underbrace{C + \eta}_{\text{perturbation co-incidente}} \right) \right) \quad (5.10)$$

Cela donne une condition fondamentale pour garantir l'existence d'un mode glissant.

En effet, l'idée maîtresse de ce type de commande est d''écraser'' les perturbations. Il faut donc que l'amplitude physiquement réalisable de la commande (une fois pris en compte le gain $[\Gamma_m; \Gamma_M]$) soit suffisamment grand pour pouvoir exactement compenser toutes les perturbations. À partir de maintenant, nous n'envisagerons plus que ce cas de figure.

Hypothèse 5.1. La commande a une amplitude suffisante pour compenser l'écart de dynamique et les perturbations. Autrement dit, il existe toujours $u_M(x;t) \in U(x;t)$ vérifiant la condition de l'équation. (5.10).

En pratique, on ne considère généralement que le cas où u_M est constant et assez grand pour l'ensemble du domaine physique dans lequel évolue le système.

Pour résumer, le comportement du système peut être décrit par deux phases:

Phase de convergence. Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [0; t_s]$ pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas dans la surface de glissement S . Durant cette phase, le système reste sensible aux variations des paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant η , c.à.d. en augmentant l'amplitude de la commande.

Phase de glissement. Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [t_s, \infty]$ durant laquelle les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement S . Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations, mais est entièrement déterminé par le choix de la surface de glissement

5.3 Formalisation mathématique et commande équivalente

Pendant le régime glissant, la commande a une fréquence de commutation en théorie infinie; autrement dit, la commande est discontinue à chaque instant. Ce cas de figure n'est absolument pas abordé par la théorie classique des équations différentielles, qui n'étudie que les équations de type

$$\dot{x} = f(x, t)$$

Où f est Lipchitzienne par rapport à x , c.-à-d.,

$$\exists L > 0, \text{ tel que } \forall x_a, x_b \|f(x_a, t) - f(x_b, t)\| \leq L \|x_a - x_b\|$$

Ce n'est pas le cas si f , est discontinue par rapport à x . Un exemple typique est un système soumis à une commande en boucle fermée discontinue du type de (5.9).

L'étude de systèmes soumis à de telles commandes est beaucoup plus complexe. La méthode théorique générale pour résoudre de telles équations différentielles discontinues est de les remplacer par des inclusions différentielles [123]. Aux points de discontinuité, on remplace la valeur (inconnue ou mal connue) du membre de droite par un ensemble de valeurs physiquement ou techniquement possibles. Par exemple, on peut prendre pour représentation de la fonction *sign*

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x > 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

Cette technique se justifie par exemple par le fait qu'un signal physique est rarement discontinu, mais présente souvent une dérivée extrêmement élevée aux points considérés comme discontinus, ce qui fait qu'il passera (très rapidement) par toutes les valeurs intermédiaires entre la valeur à l'instant précédent et celle à l'instant suivant la discontinuité. Cette méthode permet en outre de traiter les incertitudes et perturbations inconnues, mais bornées, par le même outil mathématique. Par contre, il faut souvent faire appel à d'autres arguments pour trouver la solution de l'inclusion différentielle. De plus, si le système n'est pas affine en la commande, la transformation de l'équation différentielle en inclusion différentielle n'est pas unique, donc la solution obtenue dépend du détail de la méthode utilisée [123].

Une autre approche, plus concrète, donne une solution particulière. C'est la méthode de régularisation des équations [121, 124]. Il s'agit ici d'ajouter une petite imperfection pour faire en sorte que la commande soit continue, ou en tous cas, qu'elle ne commute qu'en des points isolés. Cet ensemble des instants de commutation n'a aucune influence sur l'intégrale, donc la théorie classique s'applique. La solution de l'équation d'origine est alors la limite quand l'imperfection artificiellement ajoutée tend vers 0. L'imperfection peut être une dynamique rapide d'actionneur, un retard pur sur la commande. La solution obtenue dépend dans le cas général du type d'imperfection considéré et de la manière de la faire tendre vers 0. Par contre, pour un système affine en la commande, toutes ces méthodes donnent le même résultat.

La méthode de régularisation la plus classique pour les modes glissants est la commande équivalente [125]. Quand le système est sur la surface de glissement S , $\sigma(x;t)=0 \forall t$, donc $\dot{\sigma}(x;t)=0$. D'après l'équation (5.4), cette dernière condition donne

$$u = \frac{-\psi(x, t) - \sum_{i=0}^{n-2} c_i e^{(i+1)} + y_R^{(n)}(t) - [-C, C]}{[\Gamma_m, \Gamma_M]} \quad (5.12)$$

Cette valeur particulière de u est appelée commande équivalente, car le système a exactement la même évolution si on lui applique cette commande fictive à la place de la commande réelle discontinue (5.9).

5.3.1 Commande nominale

En ne supposant aucune incertitude ni perturbation, c.à.d. $[-C;C]=0$ et $[m; M]=\gamma(x;t)$ connu, on peut calculer la valeur théorique de la commande équivalente, notée u_{nom} . On pourrait donc, en l'absence de perturbations et incertitudes, commander le système par cette commande nominale au lieu de la commande discontinue, ce qui aurait l'avantage de supprimer les discontinuités, donc le chattering. Mais la commande ne pourrait plus rejeter les perturbations.

Outre son intérêt théorique, cette notion a aussi une application pratique pour réduire le chattering. En effet, considérons la commande

$$u = u_{nom} - u_M \text{sign}(\sigma) \quad (5.13)$$

Avec u_{nom} calculée en fonction du système nominal. La commande nominale prend en charge l'écart de dynamique entre le système réduit (désiré) et le modèle du système réel. Le terme discontinu $u_M \text{sign}(\sigma)$ n'a donc plus qu'à rejeter les perturbations et incertitudes non prises en comptes dans le modèle. Son amplitude peut donc généralement être réduite par rapport à une commande standard.

Plus précisément, l'amplitude u_M de la commande discontinue doit être dimensionnée de manière à rejeter les incertitudes et perturbations, autrement dit,

$$u_M \geq \max_{x,t} (\Gamma_m^{-1} ((\mu - 1) |u_{nom}| + \mu(C + \eta)))$$

$$\text{Avec } \mu = \max_{x,t} \left(\frac{\gamma(x,t)}{\Gamma_m}, \frac{\Gamma_M}{\gamma(x,t)} \right)$$

5.3.2 Commande équivalente

On peut aussi vouloir prendre en compte les incertitudes et perturbations dans le calcul de la commande équivalente. Vu qu'on ne les connaît pas à l'avance, il faut alors renoncer à pré calculer cette commande. Mais dans la réalité, le système ainsi que les incertitudes et perturbations ont des dynamiques finies, donc la commande équivalente a elle aussi une bande passante finie. De plus, la commande nominale est continue, et même de bande passante relativement faible par rapport à la fréquence de commutation de la commande discontinue, car elle provient d'une commande linéaire ayant des pôles imposant une dynamique lente par rapport à la fréquence de commutation. On peut donc filtrer la commande discontinue par un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est supérieure à la bande passante du système et des perturbations, mais inférieure à la fréquence d'échantillonnage. Cela est toujours possible en théorie car la fréquence d'échantillonnage est infinie. Même en pratique, la commande par modes glissants en temps continu n'étant efficace que si la bande passante de la commande (si la réalisation est analogique) ou la fréquence d'échantillonnage (dans le cas d'une réalisation numérique) sont clairement supérieures à la dynamique du système et des perturbations, le filtrage reste possible.

Cela donne un sens physique à la commande équivalente: c'est la valeur moyenne de la commande réelle, une fois le régime glissant établi. La commande équivalente peut donc être obtenue par filtrage, mais seulement a posteriori. Cette notion a donc 3 applications principales.

- Elle est à la base des observateurs par modes glissants. Dans ce cas, elle est souvent appelée injection de sortie équivalente.
- La condition de l'équation. (5.10) peut s'interpréter comme « l'amplitude de la commande par modes glissants doit être suffisante pour pouvoir générer (par filtrage) la commande équivalente qui forcera le système à rester sur la surface de glissement ».

- Au lieu de commander le système par la commande par modes glissants brute, on peut la filtrer et commander le système par la commande équivalente. C'est un moyen parmi d'autres de réduire le chattering. Cette technique ajoute un retard dû au filtrage, qui peut être préjudiciable, mais la réduction du chattering peut parfois être plus utile.

Remarque 5.1. La commande par modes glissants ressemble beaucoup à une Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI). Il y a néanmoins certaines différences.

- La MLI est une boucle ouverte: on spécifie le rapport cyclique, et on obtient un signal de rapport cyclique donné. Si on veut une commande en boucle fermée, il faut rajouter une loi de commande. Par contre, la commande par modes glissants est par nature une commande en boucle fermée: on ne spécifie pas le rapport cyclique; il sera tel que le système reste sur la surface de glissement. On ne peut d'ailleurs pas le connaître à l'avance, car il dépend entre autres des perturbations.
- À fréquence de commutation maximum donnée, un signal issu d'une MLI a une meilleure précision qu'une commande par modes glissants. Sur une période de MLI, le rapport cyclique peut varier continûment. En pratique, une précision de 8 bits (1/256) ou de 10 bits (1/1024) est classique. Par contre, cela correspond à deux commutations, donc deux périodes d'échantillonnage pour une commande par modes glissants, donc la valeur moyenne de cette dernière peut être soit au maximum, soit à la moitié de sa valeur, soit au minimum. Pour obtenir un quantum sur l'amplitude du signal au 1/100 par exemple, il faut 100 périodes d'échantillonnage pour une commande par modes glissants, soit 50 périodes de MLI.

5.4 Le phénomène de chattering

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Évidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible, ce qui cause un retard entre la mesure de la sortie et le calcul de la commande, qui peut être amplifié si le système présente naturellement des retards ou des dynamiques négligées. Cela conduit le système à quitter la surface de glissement sans que la commande ne puisse réagir, puis, une fois le signe de la commande inversé, à revenir sur cette surface et passer de l'autre côté, et ainsi de suite.

Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner des oscillations haute fréquence de la trajectoire du système autour de la surface de glissement, un phénomène appelé broutement ou chattering en anglais. Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont [125]:

- les retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage, . . .),
- les dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande,

- les dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système, qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont globalement l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il l'a quittée.

On parle aussi de chattering pour désigner l'oscillation haute fréquence de la commande (et non plus de la variable de glissement). Une autre cause de chattering, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface. Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant peu la mesure.

Les phénomènes de chattering peuvent être si pénalisants que l'utilisation d'une loi de commande par modes glissants peut, dans certaines applications, être à proscrire, vu que son utilisation peut dégrader les performances, voire conduire à l'instabilité à cause du chattering sur la sortie. Le chattering de la commande, quant à lui, peut entraîner une usure prématurée des actionneurs ou de certaines parties du système à cause de trop fortes sollicitations. En excitant les modes propres des dynamiques non modélisées ou des fréquences de résonance du système correspondant aux retards de commutation, cette commande peut provoquer sur les systèmes mécaniques un bruit à haute fréquence et des oscillations préjudiciables à leur structure. Sur des systèmes autres que mécaniques, les oscillations engendrées peuvent poser d'autres problèmes (réduction de précision, créations d'ondes électromagnétiques néfastes, ou autres ondes amplifiées par le système, . . .).

5.4.1 Remplacement de la fonction sign par une fonction continue

De nombreuses solutions ont été proposées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. Il existe des méthodes comme celle de la couche limite (boundary layer) qui consiste à remplacer la fonction sign de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un proche voisinage de S [126, 121], et saturée en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en résulte n'est plus connu dans S , mais dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Elles sont paramétrées par une constante positive réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction sign, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

Les fonctions les plus utilisées sont:

5.4.1.1 La fonction saturation :

Cela consiste à remplacer la fonction sign (σ) par la droite de pente $1/\delta$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par:

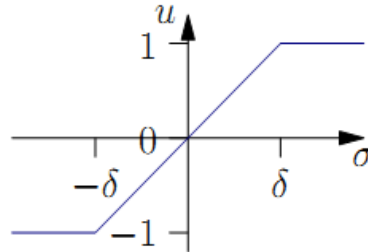


Figure 5.2 : La fonction saturation.

$$sat(\sigma, \delta) = \begin{cases} sign(\sigma) & si |\sigma| > \delta \\ \frac{\sigma}{\delta} & si |\sigma| \leq \delta \end{cases} \quad (5.14)$$

, et représentée avec $\delta=1$ sur la figure ci-dessus.

5.4.1.2 La fonction sign+saturation.

On peut combiner la fonction saturation précédente avec la fonction sign.

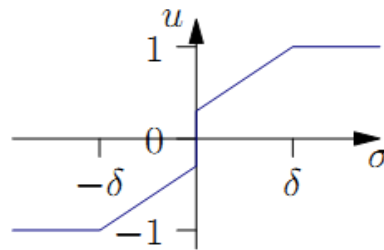


Figure 5.3 : La fonction sign+saturation.

$$sat(\sigma, \delta) = \begin{cases} (a+b)sign(\sigma) & si |\sigma| > \delta \\ a\frac{\sigma}{\delta} + bsign(\sigma) & si |\sigma| \leq \delta \end{cases} \quad (5.15)$$

Avec $a > 0$, $b > 0$ et $a+b$ ne dépassant pas l'amplitude maximale de la commande. Elle est représentée avec $\delta=1$, $a+b=1$ et $b=0,3$ sur la figure ci-contre. Cela permet de conserver toute la robustesse des modes glissants pour des perturbations d'amplitude inférieure à b tout en diminuant le chattering par rapport à une commande d'amplitude $a+b$. Si l'amplitude de la perturbation est supérieure à b , la robustesse alors est dégradée comme dans le cas précédent. Cette solution est appropriée si l'on s'attend à des perturbations généralement faibles, mais pouvant être ponctuellement très fortes. Il existe d'autres approximations moins utilisées, car plus coûteuses en temps de calcul:

5.4.1.3 La loi d'interpolation de puissance

$$u(\sigma, \delta) = \begin{cases} \text{sign}(\sigma) & \text{si } |\sigma| > \delta \\ (\delta/|\sigma|)^{q-1} & \text{si } 0 < |\sigma| \leq \delta \\ 0 & \text{si } \sigma = 0 \end{cases} \quad (5.16)$$

Avec $q \in [0, 1[$

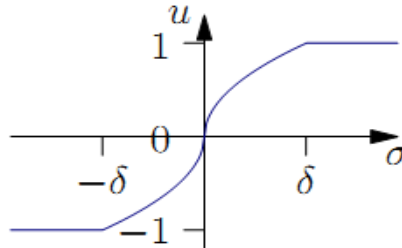


Figure 5.4 : La loi d'interpolation de puissance.

5.4.1.4 La fonction pseudo-sign :

$$u(\sigma, \delta) = \frac{\sigma}{|\sigma| + \delta} \quad (5.16)$$

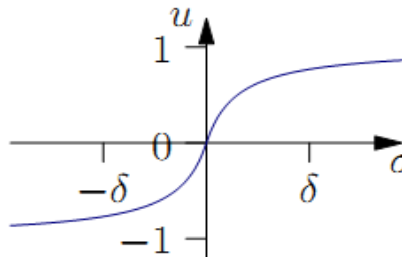


Figure 5.5 : La fonction pseudo sign.

5.4.1.5 La fonction arc tangente :

$$u(\sigma, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{\sigma}{\delta}\right) \quad (5.16)$$

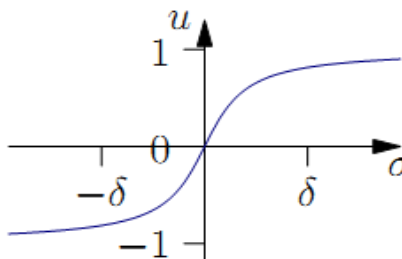


Figure 5.6 : La fonction arc tangente.

5.4.1.6 La fonction tangente hyperbolique

$$u(\sigma, \delta) = \tanh\left(\frac{\sigma}{\delta}\right) \quad (5.16)$$

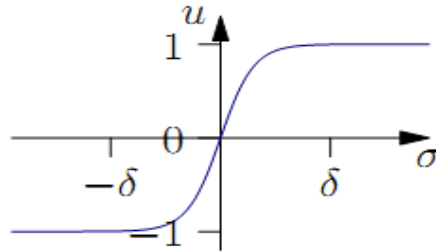


Figure 5.7 : La fonction tangente hyperbolique.

5.5 Application au correcteur de facteur de puissance type élévateur :

La figure (5.8) montre le schéma de réglage non linéaire par mode glissant utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade. Cette structure est composée par un régulateur en mode glissant qui assure la régulation de la tension en sortie, et délivre la valeur de l'amplitude du courant de référence nécessaire pour le réglage du courant à l'entrée du convertisseur, cette tâche est assurée par un contrôleur à hystérésis.

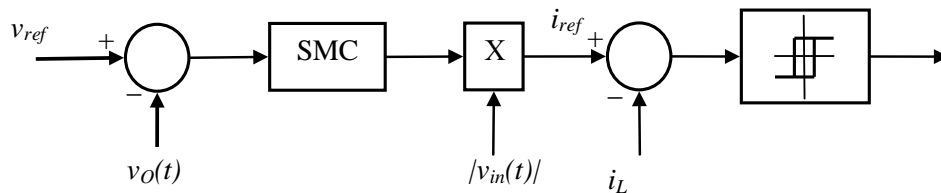


Figure 5.8. Principe du réglage en cascade.

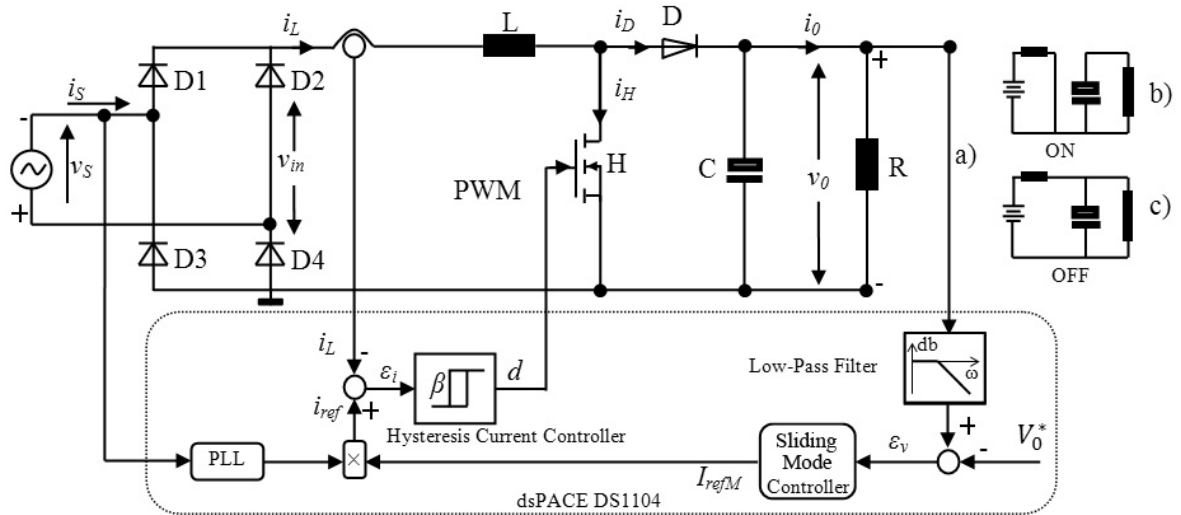


Figure 5.9 Structure du PFC avec contrôle en modes glissants du bus continu.

Le modèle mathématique est défini par les équations d'états de la tension continue à la sortie du circuit et le courant traversant l'inductance à l'entrée,

$$\begin{cases} C \frac{dv_o}{dt} = (1-d)i_L - i_o \\ L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - (1-d)v_o \end{cases} \quad (5.17)$$

La loi de contrôle par mode de glissement doit satisfaire simultanément les conditions d'invariance et d'attractivité. Pour ce faire, il faut que la fonction de commutation $S(x)$ vérifie les conditions données par la relation (5.18),

$$\begin{cases} \dot{S}_i(x) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ \dot{S}_i(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1..m) \quad (5.18)$$

Ainsi, les conditions données par la relation (5.18) amènent à la détermination d'un nouveau vecteur de contrôle, tenant compte des conditions d'invariance et d'attractivité. L'expression de ce contrôle est donnée par la relation (5.19).

$$u = u_{\text{éq}} + u_{\text{att}} \quad (5.19)$$

Le vecteur contrôle donné par la relation (5.19) comporte deux termes:

- Le premier est le vecteur contrôle équivalent spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement.
- Le deuxième est le vecteur contrôle attractif assurant le contrôle du système en dehors de la surface de glissement. Il impose aussi la dynamique du système partant d'un point initial jusqu'à atteindre la surface de glissement.

Pour notre cas, de la régulation de la tension continue du CFP, sachant que V_o^* est constante, la dérivée de la fonction de commutation $S(v_o) = (V_o^* - v_o)$ s'exprime comme suit:

$$\frac{dS(v_o)}{dt} = -\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_o}{R} \right) \quad (5.20)$$

La relation précédente montre que l'évolution de la tension v_o dépend:

- De la valeur de la tension v_o .
- Du courant de l'inductance i_L .
- Des paramètres R et C de la charge.

Comme mentionné précédemment, pour que la trajectoire de la tension v_o reste sur sa surface de glissement $S(v_o)=0$, il faut appliquer un courant équivalent $i_{\acute{e}q}$ qui peut être calculé en prenant en compte les conditions d'invariance suivantes:

$$S(v_o) = (V_o^* - v_o) = 0 \text{ et } \dot{S}(v_o) = -\frac{dv_o(t)}{dt} = 0 \quad (5.21)$$

Le vecteur courant équivalent $i_{\acute{e}q}$, peut être déterminé de la façon suivante :

$$\begin{cases} S(v_o) = (V_o^* - v_o) = 0 \\ \dot{S}(v_o) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_o^* = v_o \\ \frac{dS(v_o)}{dt} = -\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_o}{R} \right) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{\acute{e}q} = \frac{V_o^*}{R} \\ i_{\acute{e}q} = \frac{v_o}{R} \end{cases} \quad (5.22)$$

L'équation (5.22) définit le vecteur contrôle équivalent continu qui garantit à la tension v_o de rester sur la surface de glissement. Cependant, le fonctionnement du hacheur a un fonctionnement discret. Par conséquent la dérivée de la fonction de commutation $\dot{S}(v_o)$ ne s'annule pas. De plus, le vecteur courant équivalent donné par la relation (5.22) ne permet pas de contrôler v_o en dehors de la surface de glissement. Pour ces raisons, il faut tenir compte de la dérivée de la fonction de commutation $\dot{S}(v_o)$ dans la formule de contrôle. Etant donnée que l'utilisation de l'hystérésis permet d'imposer à chaque période de hachage une valeur moyenne du courant i_L égale au vecteur contrôle de référence $i_{réf}$, ce dernier peut être déduit à partir de l'équation (5.20) en procédant comme suit:

$$i_{réf} = \frac{v_o}{R} - C \frac{dS(v_o)}{dt} = i_{\acute{e}q} - C \frac{dS(v_o)}{dt} = i_{\acute{e}q} + i_{att} \quad (5.23)$$

Le vecteur contrôle $i_{réf}$ est constitué de deux termes: Le premier est le vecteur contrôle équivalent $i_{\acute{e}q}$ tandis que le deuxième terme $i_{att} = C \frac{dS(v_o)}{dt}$ fait intervenir la dérivée de la fonction de commutation devant ramener la trajectoire de la grandeur contrôlée vers la surface de glissement. Le choix de l'expression de la dérivée de la fonction de commutation de telle sorte que les conditions d'attractivité

soient satisfaites permettra par la suite la détermination du vecteur courant attractif i_{att} . En choisissant une structure d'attractivité à tension de référence constante et à action proportionnelle, le vecteur courant attractif i_{att} s'exprime comme suit:

$$i_{att} = -C(-q \text{Sign}(S(v_o)) - k S(v_o)) \quad (5.24)$$

Où q et k sont des réels positifs.

A partir des équations (5.22), (5.23) et (5.24), l'expression du vecteur courant de contrôle i_{ref} à appliquer est donnée par la relation suivante:

$$i_{ref} = i_{\dot{e}q} + i_{att} = \frac{V_o^*}{R} + C(q \text{Sign}(S(v_o)) + k S(v_o)) \quad (5.25)$$

Pour assurer que la tension v_o tende vers sa surface de glissement, il faut que la condition d'attractivité $S(v_o) \cdot \dot{S}(v_o) < 0$ soit vérifiée. En effet, en appliquant le vecteur courant de référence donné par la relation (5.25), le produit de la fonction de commutation $S(v_o)$ par sa dérivée s'exprime comme suit:

$$\begin{aligned} S(v_o) \cdot \dot{S}(v_o) &= -S(v_o) \cdot \frac{dv_o}{dt} = -\frac{S(v_o)}{C} \left(i_L - \frac{v_o}{R} \right) \\ &= -\frac{S(v_o)}{C} \left(i_{ref} - \frac{v_o}{R} \right) \\ &= -\frac{S(v_o)}{C} \left(i_{\dot{e}q} + i_{att} - \frac{v_o}{R} \right) \\ &= -\frac{S(v_o)}{C} \left(\frac{V_o^*}{R} + C(q \text{Sign}(S(v_o)) + k S(v_o)) - \frac{v_o}{R} \right) \\ &= -\frac{S(v_o)}{C} \left(\frac{V_o^* - v_o}{R} + C(q \text{Sign}(S(v_o)) + k S(v_o)) \right) \\ &= -\frac{S^2(v_o)}{RC} - k \cdot S^2(v_o) - q \cdot S(v_o) \text{Sign}(S(v_o)) \end{aligned} \quad (5.26)$$

Le résultat du produit $S(v_o) \cdot \dot{S}(v_o)$ est constitué de la somme de trois termes négatifs chacun. Ce produit est donc négatif. La condition d'attractivité donnée par la relation (5.10) est donc satisfaite quel que soit le signe de la fonction de commutation $S(v_o)$. La figure 5.8 montre une représentation en schéma bloc d'une commande indirecte par mode de glissement de la tension continue.

L'ajout du terme $-kS(x)$ fait que la trajectoire d'état est forcée de s'approcher de la surface de glissement plus vite lorsque S est grande. Plus k est grande, plus le temps d'attractivité est rapide, tandis qu'une petite valeur de q réduit les oscillations.

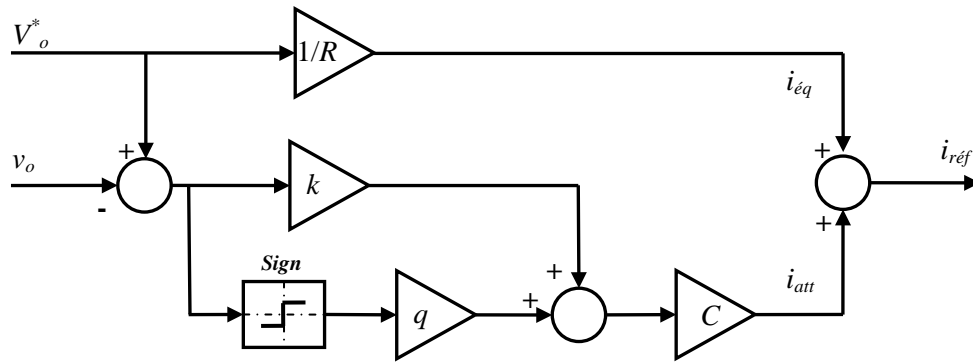


Figure 5.10 : Synoptique du contrôleur SMC.

5.6 Résultats de simulation et expérimentaux

Différentes simulations sont effectuées sous *Matlab/SimulinkTM* principalement pour l'analyse et la validation des performances du contrôleur en mode glissant proposés pour le CFP. Les simulations présentées correspondent aux résultats obtenus en boucle fermée en régime permanent ainsi que en régime transitoire.

5.6.1 Réponse à une référence constante de la tension de sortie :

Différentes simulations en boucle fermée sont réalisées et les résultats en régime permanent sont illustrés sur les figures 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15 et 5.17 ci-après. 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 ($THDi \approx 3.4\%$). Le facteur de puissance est très proche à l'unité 0.995, l'erreur de la tension de sortie est comprise entre $\pm 0.2V$ autour de la valeur fixe de la tension de consigne. Concernant l'erreur au niveau du courant d'entrée, elle est comprise entre $\pm 0.05A$ autour de la valeur maximale du courant de référence. La fréquence de commutation varie sinusoïdalement entre 4 et 14 kHz.

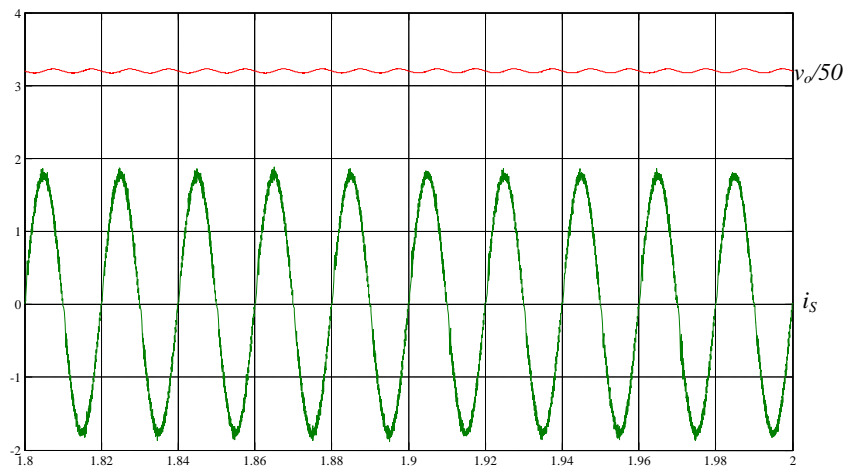


Figure 5.11 Résultats de simulation pour $V_o^* = 160V$.

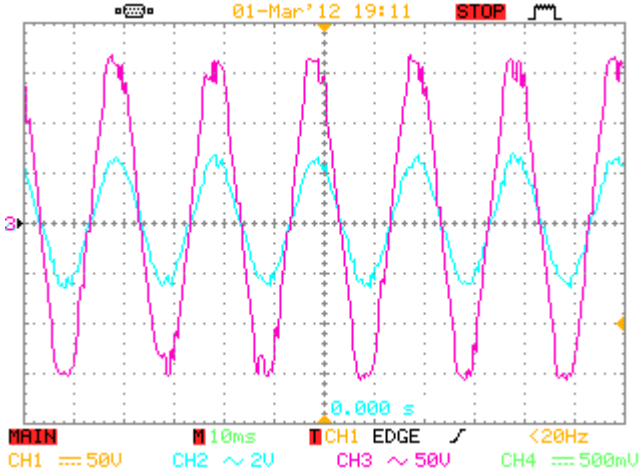


Figure 5.12 Résultats expérimentaux pour $V_o^*=160\text{V}$.

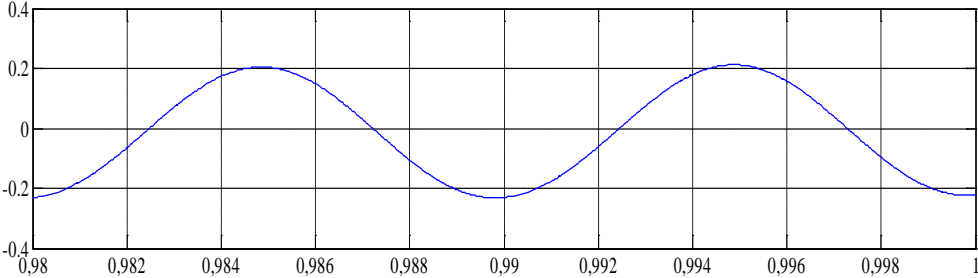


Figure 5.13 Erreur de la tension de sortie.

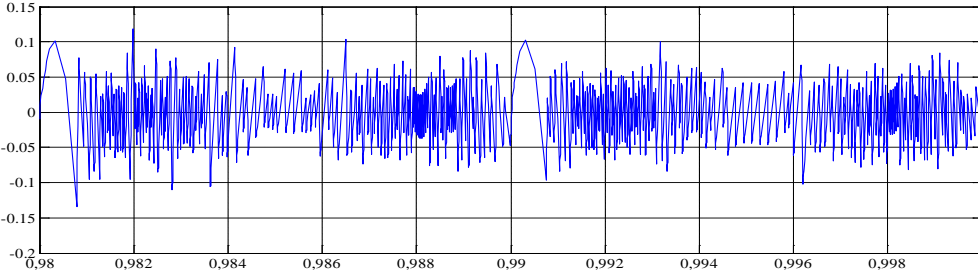


Figure 5.14 Erreur du courant d'entrée.

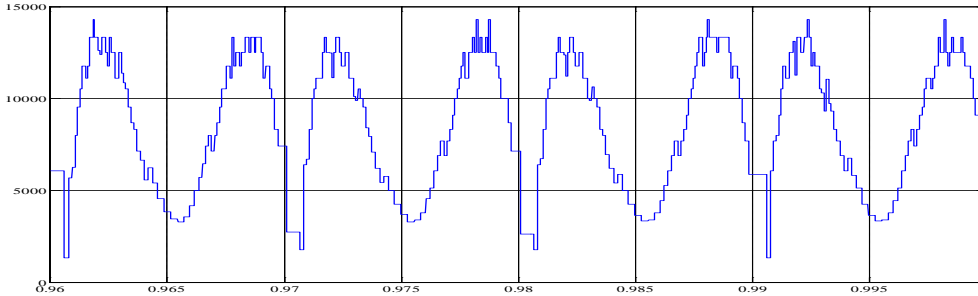


Figure 5.15 Fréquence de commutation.

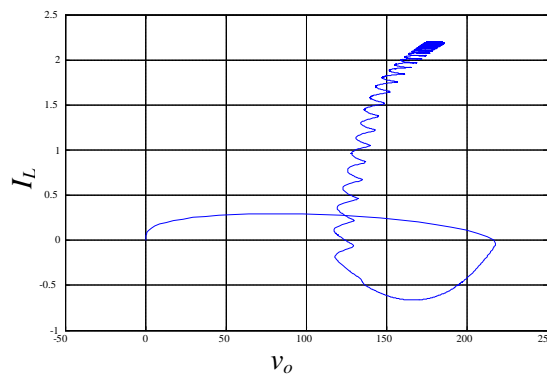


Figure 5.16 Surface de glissement ($v_o=160V$, $R=212 \Omega$)

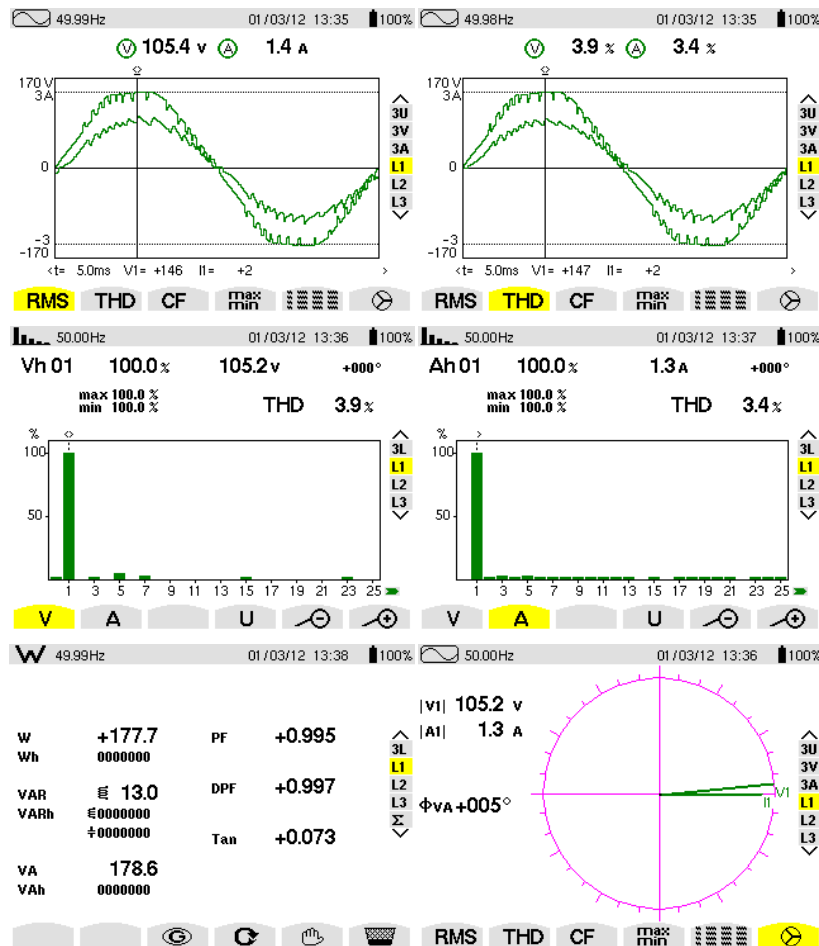


Figure 5.17 Résultats expérimentaux.

5.6.2 Variation de la tension de référence V_o^* :

La référence de la tension du bus continu est augmentée de 160V à 192V puis inversement. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure 5.18 ci-après. Il est toujours remarquable que le contrôleur proposé permet d'avoir une très bonne réponse. La tension de sortie est maintenue autour de la

valeur de consigne, en gardant la forme sinusoïdale du courant absorbé, le facteur de puissance est toujours très proche à l'unité. Le temps de réponse ne dépasse pas 250ms pour les deux phases de variations.

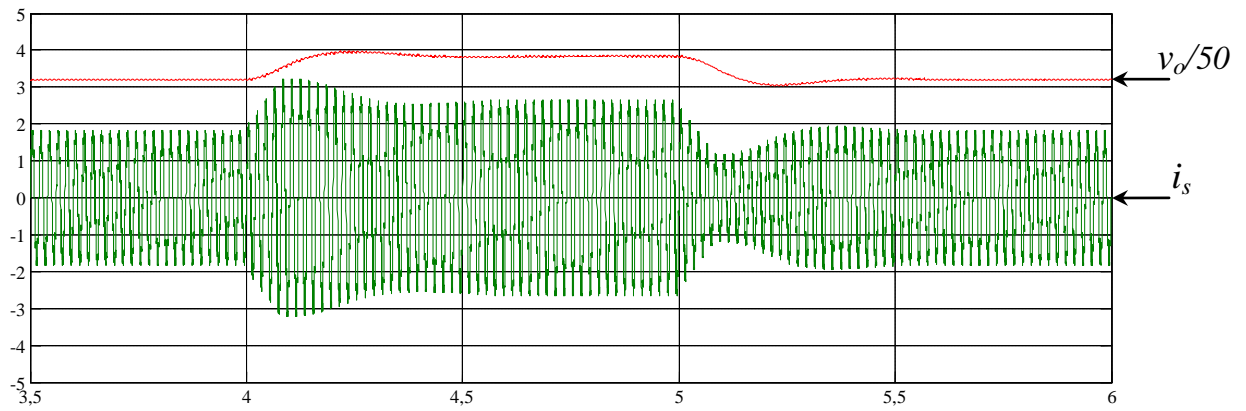


Figure 5.18 Réponse à une augmentation et diminution de V_o^* (160V/192V/160V) (Simulation).

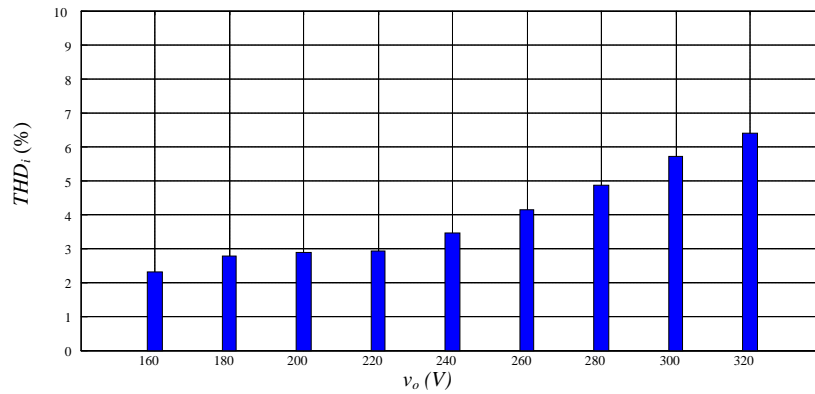


Figure 5.19 Taux de distorsion du courant absorbé en fonction de la tension de référence.

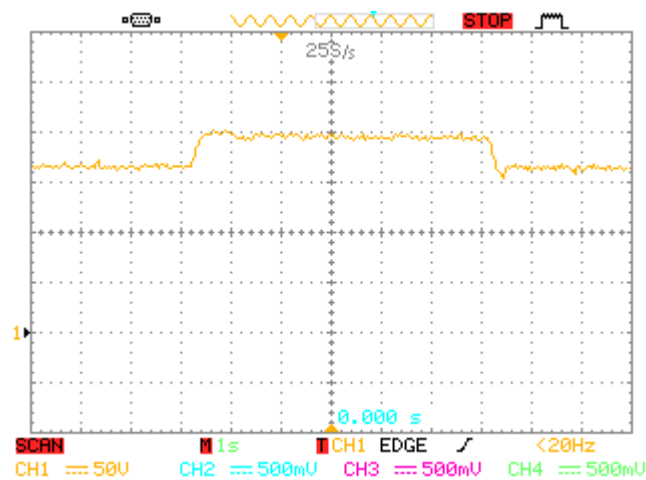


Figure 5.20 Réponse expérimentale à une variation de consigne.

5.6.3 Variation de la charge :

Dans ce test, la charge connectée est augmentée puis diminuée avec une valeur de 100Ω (212Ω à 312Ω ensuite à 212Ω) pour une référence constante de $V_o^*=160V$. Les figures 5.21 et 5.22 représentent les résultats obtenus avec régulateur en mode glissant.

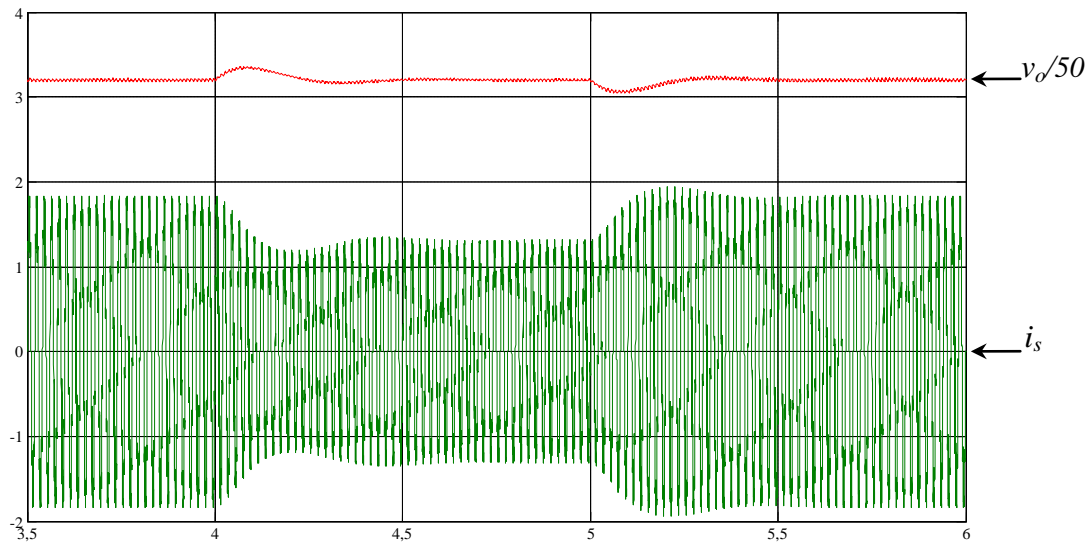


Figure 5.21 Réponse à une variation de la charge R (212Ω / 312Ω / 212Ω) (Simulation).

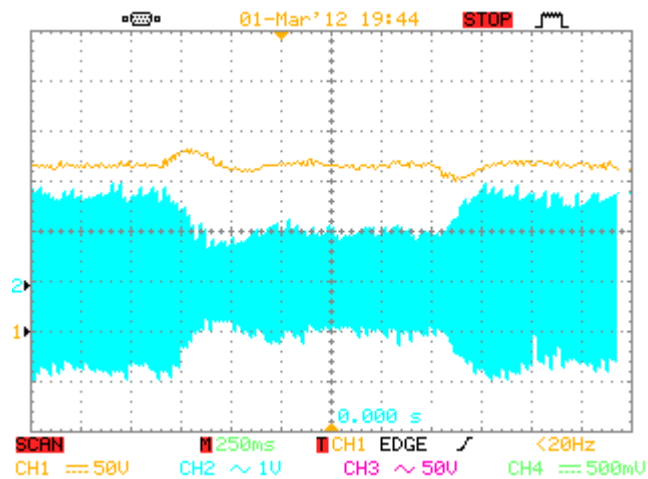


Figure 5.22 Réponse expérimentale à une variation de la charge.

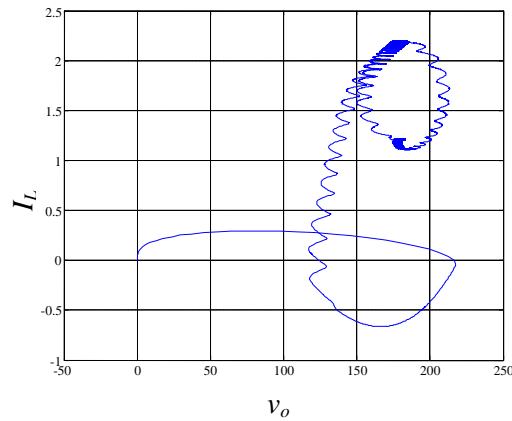


Figure 5.23 Surface de glissement pour changement de charge

Les résultats obtenus dans ce mode de régime transitoire, montrent que le régulateur en mode glissant assure une correction appréciable de la trajectoire de la tension v_o avec un temps de réponse autour de 300 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.

5.7 Etude comparative

L'objectif de cette étude est de montrer l'apport de chacun des régulateurs présentés tout au long des chapitres précédents 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. " THD_i ", le facteur de puissance, la précision du réglage et la régulation de la tension sortie. Pour cela le tableau 5.1 présente les différentes valeurs prise par mesures réelles :

Tableau 5.1 : Comparative entre les régulateurs de la tension de sortie.

	Taux de distorsion THD_i	Facteur de puissance FP	Erreur Δv	Temps de réponse	
				Δ Référence	Δ Charge
Régulateur PI	2.5%	0.997	1V - 2V	0.8s	0.5s-0.7s
Régulateur Flou	3%	0.996	0.2v	0.4s	0.25s
Régulateur Glissant	3.4%	0.995	0.1V	0.18s	0.25s

Il est remarquable que régulateur en mode glissement offre une excellente précision et une très bonne réponse en cas de perturbation, par contre le régulateur PI présente un très bon THD et 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 en modes glissant

Le tableau 5.2 montre une comparaison entre les différentes techniques de contrôles en courant absorbé, les critères additionnels pour cette comparaison sont : la fréquence de commutation et le

déphasage entre le courant absorbé et la tension du réseau. L'hystérésis à bande fixe présente un déphasage de 1° due à la nature de la bande qui permet à la trajectoire du courant de ne pas passer par le zéro de la tension de la source, par contre ce déphasage est nul chez la bande sinusoïdale, tout simplement, pour la raison que la géométrie de la bande oblige la trajectoire du courant de passer par le début et la fin de la période sinusoïdale, mais cet avantage provoque l'inconvénient de la fréquence de commutation élevée. Le problème de la fréquence peut être contrôlé par l'hystérésis à bande variable qui présente des indices de performance similaires à ceux de la bande sinusoïdale tout en garantissant une fréquence de commutation contrôlée.

Tables 5.2 : Comparative entre les régulateurs à hystérésis du courant.

	<i>Taux de distorsion THD_i</i>	<i>Facteur de puissance FP</i>	<i>Fréquence de commutation</i>	<i>Déphasage</i>
<i>Hystérésis à bande fixe</i>	2.6%	0.995	1kHz—8kHz	1°
<i>Hystérésis à bande sinusoïdale</i>	2.4%	0.997	2kHz—18kHz	0°
<i>Hystérésis à bande variable</i>	2.9%	0.997	19.8kHz (Désirée)	2°

5.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application de la théorie de contrôle par modes glissants pour la commande d'un hacheur élévateur associé à un redresseur monophasé en pont, pour le but de corriger le facteur de puissance à l'entrée du redresseur. Les conditions d'attractivité, d'existence et de stabilité du régime glissant ont été déterminées pour la surface de glissement désignée. Nous avons également étudié une surface de glissement basée sur une seule variable d'état (tension de sortie), le reste des variables d'états (Courant d'entrée) est contrôlé par un contrôleur à hystérésis qui peut être considéré de la famille des modes de glissement du point de vue de principe, car il assure l'oscillation du courant d'entrée autour d'une référence sinusoïdale (similaire à une surface de glissement traditionnel).

La surface choisie (l'erreur de la tension de sortie) assure des performances du contrôleur en termes de robustesse et de réponse dynamique. Le contrôleur proposé est moins sensible aux erreurs d'estimation du courant de référence qui génère en générale une erreur statique sur la tension de sortie. L'intervalle des indices de performance du CFP (THD, PF, DPF,...) permet de déclarer l'importance d'utiliser un contrôleur en modes glissants pour la régulation des perturbations qui peuvent être présentes lors de fonctionnement du correcteur du facteur de puissance.

Ce travail soulève de nombreuses perspectives. La première, est l'étude d'un algorithme d'optimisation afin de calculer les valeurs optimums des gains du contrôleur pour un cahier de charge bien définie. Un autre point important est l'utilisation d'une surface de glissement contenant toutes les variables d'états.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de l'amélioration du facteur de puissance à l'entrée des convertisseurs statiques, plus particulièrement celui du redresseur. Il est consacré 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. Ces convertisseurs, de nature non linéaire, représentent la principale source d'harmoniques affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ils peuvent ainsi prélever des courants distordus sur le réseau dont le taux d'harmonique (*THD*) dépasse grandement les limites contractuelles en vigueur. Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau, 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. Nous nous sommes intéressés dans ce travail à cette dernière solution, basée sur la conception de nouvelles stratégies de commande des convertisseurs *AC/DC* à absorption de courant sinusoïdal.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs *AC/DC* à absorption sinusoïdale, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les correcteurs de facteur de puissance (PFC : Power Factor correction). L'attention particulière portée, par les chercheurs, à cette structure est due principalement à ses nombreuses applications et aux avantages qu'elle offre. Dans ce contexte, nous avons élaboré lors de nos recherches des stratégies de commande du PFC, visant toutes un objectif commun, l'absorption de courant sinusoïdal. Elles se différencient par la nature des grandeurs commandées en deux catégories :

- régulation de la tension continue à la sortie par différents types de régulateurs ;
- contrôle par hystérésis du courant absorbé.

Après avoir soulevé la problématique de la pollution harmonique dans le réseau et les effets néfastes qui l'accompagnent, nous avons mis en évidence l'apport prépondérant de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie. Ensuite, nous avons justifié dans le deuxième chapitre notre choix, parmi les solutions possibles, qui est porté sur les convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal plus précisément les PFC.

La première stratégie de commande proposée dans ce travail consiste à contrôler la tension continue à la sortie et le courant prélevé sur le réseau à l'aide des régulateurs PI. Ils sont robustes, rapide mais ils nécessitent une série de calcul pour le dimensionnement d'une part, et la fréquence de commutation variable, d'autre part. Par la suite, nous avons abordé l'étude du contrôle par hystérésis au niveau de boucle de courant pour différentes stratégies.

D'autre part, le développement rapide et croissant des calculateurs numériques (*DSP*, *dSPACE*), permettant d'implémenter des algorithmes de commande complexes en temps réel, a conduit à introduire des commandes modernes, dites aussi avancées, pour de nombreuses applications. Ainsi, de nouvelles approches de commande hautement performantes sont apparues comme exécutable. Parmi ces commandes modernes, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la logique floue. Dans ce contexte, nous avons développé un contrôleur flou pour le réglage de la tension du bus continu du redresseur de tension en cascade avec le hacheur BOOST. Le contrôleur flou proposé possède une meilleure réponse dynamique par rapport au régulateur classique *PI*. Par la suite, nous avons proposé pour le même but un régulateur en mode glissant, il répond aux différents comportements de perturbations provoquées au niveau du PFC, que soit les changements de la structure de la charge, ou bien les paramètres de l'alimentation ou de réglage.

La validation par simulation et expérimentale a démontré l'efficacité de ces deux approches. Le courant prélevé est quasi sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau avec un facteur de puissance unitaire. Les mesures pratiques effectuées prouvent que les performances en régime transitoire et permanent sont excellentes.

En conclusion, l'utilisation des techniques nouvelles de commandes dites avancées permettent d'avoir un très bon contrôle des correcteurs de facteur 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.

Les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce mémoire répondant aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur *AC/DC* capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité et de prélever un courant sinusoïdal et en phase avec la tension sur le réseau électrique. Nous sommes conscient également que certains problèmes ne sont pas abordés dans ce travail et méritent d'être traités ultérieurement comme :

- l'exploitation d'autres techniques qui n'ont pas été exploités dans ce travail, tel que la commande prédictive et d'autres techniques de commande intelligentes ;
- l'utilisation des techniques d'optimisation pour modéliser les composantes des correcteurs de facteur de puissance et paramétrer les régulateurs utilisés.

Références Bibliographiques

- [1] **L. Marroyo** : "*Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [2] **S. Nia Ahmed** : "*Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel*", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [3] **A. Lopez De Heredia Bermeo** : "*Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [4] **M. Shafiee Koor** : "*Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [5] **L. Benchaita** : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [6] **G. Olivier** : "*Electrotechnique*", Presse Internationale Polytechnique, 2^{ème} édition, 1999.
- [7] **Y. Abdelli** : "*Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.
- [8] **CEI 1000-2-4 (02.1994)**: "*compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 2 : environnement. Section 4 : niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence*".
- [9] **IEEE Std 1531. 2003**: "*IEEE Guide for application and specification of harmonic filters*".
- [10] **H. Akagi** : "*Active harmonic filters*", Proceeding of IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [11] **N. Bruyant** : "*Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 1999.
- [12] **S. Guffon** : "*Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance*", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 2000.
- [13] **O.C.N. Souto, J.C de Oliveira**: "*Practical proposals to reduce harmonic currents in electrical power systems*", ELECTRIMACS'96, pp. 887-891, 1996.
- [14] **C. Lotto, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate** : "*Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques: Modélisation,*

- Simulation numérique et expérimentation*", Journal Physique III France, pp. 1433-2457, Dec. 1997.
- [15] **D. Rivas, L. Moran, J. W. Dixon, J. R. Espinoza** : "*Improving passive filter compensation performance with active techniques*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 1, pp. 161-170, Feb. 2003.
- [16] **B. M. Bird, J. F. Marsh and P. R. Mclellan**: "*Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection*", IEE Proceeding, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, 1969.
- [17] **H. Sasaki and T. Machida**: "*A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation – consideration on basic design*", IEEE Trans. on Power Appl. Syst, vol. 90, no. 5, pp. 2009-2019, 1971.
- [18] **N. Mohan, H. A. Peteeson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst and J. J. Vithaythil** : "*Active filters for ac harmonic suppression*", IEEE/PES Winter Meeting, 1977.
- [19] **J. Uceda, F. Aldana and P. Martinez**: "*Active filters for static power converters*", IEE Proceeding, vol. 130, no. 5, pp. 347-354, 1983.
- [20] **H. Akagi**: "*Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan*", Proceeding of first international conference on power electronics systems and applications, pp. 79-88, Nov. 2004.
- [21] **D. Graovac, V. Katic, A. Rufer, and J. Knezevic**: "*Unified power quality conditioner based on current source converter topology*", 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2001), Graz, Austria, Aug. 2001.
- [22] **A. Emida, A. Nasiri, S. B. Bekiarov**: "*Uninterruptible power supplies and active filters*", Technology & Engineering, CRC Press 2005.
- [23] **B. Singh, K. Al-Haddad, Chandra**: "*A review of active filters for power quality improvement*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [24] **M. Machmoum, M. Shafiee Khor, Y. Abdelli and J. C. Le Claire**: "*Series active compensator for supply voltage disturbances*", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2003), Toulouse, France, Sep. 2003.
- [25] **M. Shafiee Khor, M. Machmoum, Y. Abdelli**: "*Using a simple analogical identification method and PID controllers for power quality conditioning*", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2005), Dresden, Germany, Sep. 2005.
- [26] **M. H. J. Bollen**: "*Voltage sags in three-phase systems*", IEEE Power engineering review, pp.8-12, Sep. 2001.
- [27] **H. Awad, J. Svensson**: "*Charging techniques for energy-storage capacitors of static series compensator*", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2002), L'Aquila, Italy, pp. 930-935, Jul. 2002.
- [28] **L. Moran, P. Werlinger, J. Dixon, R. Wallace**: "*A series active power filter which compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously*", 36th

- Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), Atlanta, USA, vol. 1, pp. 222-227, Jun. 1995.
- [29] **F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae:** "A new approach to harmonic compensation in power systems- A combined system of shunt passive and series active filters", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, no. 6, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- [30] **S. Srianthumrong, H. Akagi:** "A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and shunt hybrid filter", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 874-882, May./Jun. 2003.
- [31] **F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae:** "A novel harmonic filter", 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'88), Kyoto, Japan, Apr. 1988.
- [32] **H. Fujita, H. Akagi:** "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, no. 6, pp. 1020-1025, Nov./Dec. 1991.
- [33] **M. Rastogi, N. Mohan and A. A. Edris:** "Filtering of harmonic current and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '95), Dallas, USA, pp. 607-612, Mar. 1995.
- [34] **S. Senin, P. Wolfs:** "Analysis and comparison of new and existing hybrid active filter topologies for current harmonic removal", AUPEC/EECON'99, Darwin, Australia, Sep. 1999.
- [35] **D. Detjen, J. Jacobd, R. W. De Doncker and H. G. Mall:** "A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic in industrial power systems with power factor correction equipment", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 821-827, Nov. 2001.
- [36] **H. Chahalamani :** "Filtrage actif hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrones à vitesse variable", Thèse de doctorat de l'UHP, Nancy, Nov. 2001.
- [37] **J. F. Chen, C. L. Chu:** "Combination voltage-controlled and current controlled PWM inverters for UPS parallel operation", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 5, pp. 547-558, Sep. 1995.
- [38] **P. K. Jain, J. R. Espinoza and H. Jin:** "Performance of single-stage UPS system for single-phase trapezoidal-shaped AC-voltage supplies", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no.56, pp. 912-923, Sep. 1998.
- [39] **S. Buso, S. Fasolo, P. Mattavilli:** "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 6, pp. 1846-1845, Nov./Dec. 2001.
- [40] **N. Vasquez, C. Aguilar, J. Arau, R. O. Caceres, I. Barbi and J. A. Gallegos:** "A novel uninterruptible power supply system with active power factor correction", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 3, pp. 405-412, May. 2002.

- [41] **M. T. Tsai, C. H. Liu:** "*Design and implementation of a cost-effective quasi line-interaction UPS with novel topology*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 4, pp. 1002-1011, Jul. 2003.
- [42] **J. H. Choi, J. M. Kwon, J. H. Jung, and B. H. Kwon:** "*High-performance online UPS using three-leg-type converter*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 889-897, Jun. 2005.
- [43] **F. S. Pai, S. J. Hung:** "*A novel design of line-interactive uninterruptible power supplies without load current sensors*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 202-210, Jan. 2006.
- [44] **E. H. Kim, J. M. Kwon, J. K. Park and B. H. Kwon:** "*Practical control implementation of a three-to single-phase online UPS*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 8, pp. 2933-2942, Aug. 2008.
- [45] **N. G. Hingirani:** "*FACTS technology and opportunities*", IEE FACTS Colloquium, pp. 1-10, 1994.
- [46] **N. G. Hingirani, L. Gyugyi:** "*Understanding FACTS: Concept and technology of flexible AC transmission systems*", IEEE Press, New- York, 2000.
- [47] **E. Larsen, F. Sener:** "*FACTS applications*", Technical report 96TP 116-0, IEEE FACTS working group, 1996.
- [48] **S. Gerbex:** "*Métaheuristiques appliqués au placement optimal de dispositifs FACTS dans un réseau électrique*", Thèse de doctorat de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse, 2003.
- [49] **M. Crappe:** "*L'exploitation des réseaux électriques avec l'électronique de puissance*", ISBN 2-7462-1198-X, Lavoisier, 2006.
- [50] **M. Fadel:** "*Lois de commande pour une alimentation AC/DC à absorption de courant sinusoïdal*", 3EI'99, Gif/Yvette, France, Mars 1999.
- [51] **K. De Gusseme, D. M. Van De Sype, A. P. M. Van den Bossche, J. A. Melkebeer:** "*Digitally controlled power-factor-correction converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 88-97, Feb. 2005.
- [52] **E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcea, M. Pascual:** "*Robust control of power-factor- correction rectifiers with fast dynamic response*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 66-76, Feb. 2005.
- [53] **S. Chattopadhyay, V. Ramanarayanan, V. Jayashankar:** "*A predictive switching modulator for current mode control of high power factor boost rectifier*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 114-123, Jan. 2003.
- [54] **Z. Yang, P. C. Sen:** "*A novel technique to achieve unity power factor and fast transient response in AC-to-DC converters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 764-775, Nov. 2001.

- [55] **S. H. Li, C. M. Liaw:** "*On the DSP-based switch-mode rectifier with robust varying-band hysteresis PWM scheme*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp. 1417-1425, Nov. 2004.
- [56] **V. M. Rao, A. K. Jain, k. k. Reddy, A. Behal:** "*Experimental comparison of digital implementations of single-phase PFC controllers*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 67-87, Nov. 2008.
- [57] **A. A. De Melo Bento, E. R. C. Da Silva:** "*Hybrid one-cycle controller for boost PFC rectifier*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 45, no. 1, pp. 268-277, Jan./Feb. 2009.
- [58] **M. M. Jovanovic, Y. Jang:** "*State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications-on overview*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 701-708, Jun. 2005.
- [59] **H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad:** "*Réduction du THD d'un redresseur triphasé par réglage du courant injecté*", RIGE, Éd. Hermès, vol. 11, no. 1, pp. 41-68, 2008.
- [60] **A. I. Maswood, A. K. Yusop, M. A. Rahman:** "*A novel suppressed-link rectifier-inverter topology with unity power factor*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 692-700, Sep. 2002.
- [61] **A. M. Cross, A. J. Forsyth:** "*A high power-factor, three-phase isolated AC-DC converter using high-frequency current injection*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 187, no. 4, pp. 1012-1019, Jul. 2003.
- [62] **C. Qiao, K. L. Smedley:** "*Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 4, pp. 952-957, Jul. 2003.
- [63] **T. Sakkos, V. Sarv:** "*Power factor correction of three-phase diode rectifiers using optimum ripple currents injection*", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2005), Dresden, Germany, Sep. 2005.
- [64] **N. Vasquez, H. Rodriguez, C. Hernandez, E. Rodriguez and J. Arau:** "*Three-phase rectifier with active current injection and efficiency*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, pp. 110-119, Jan. 2009.
- [65] **A. I. Maswood, F. Liu:** "*A power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pp. 593-599, Mar./Apr. 2007.
- [66] **J. Fadat, Y. Dorali :** "*Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé*", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [67] **P. Ladoux, G. Ollé :** "*Compensateur d'harmonique et de puissance réactive*", système didactique, RESELEC 2002.
- [68] **J. D. Gandoy, C. M. Penalver:** "*Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 953-959, Nov. 2000.

- [69] **S. Iida, T. Kawasaki, S. Masukawa:** "A simplified PWM control scheme for three-phase current source converter", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2003), Toulouse, France, Sep. 2003.
- [70] **B. Wang, J. J. Cathey:** "DSP controlled, space-vector-PWM, current source converter for STATCOM application", Electric Power System Research, Éd. Elsevier, vol. 67, no. 2, pp. 123-131, Nov. 2003.
- [71] **S. Rees:** "New cascaded control system for current-source rectifier", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 774-784, Jun. 2005.
- [72] **T. Noguchi, A. Sato, D. Takeuchi:** "Minimisation of DC reactor and operation characteristics of direct-power-controlled current-source PWM rectifier", IEEE Industrial Electronics conference (IECON 2006), Paris, France, pp. 2787 – 2792, Nov. 2006.
- [73] **J. R. Espinoza, G. Joos, J. I. Guzman, L. A. Moran, R. P. Burgos:** "Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 1, pp. 71-81, Feb. 2001.
- [74] **Yu Qin, Shanshan Du:** "Fuzzy logic and digital PI control of single phase power factor pre-regulator for an online UPS-a comparative study", Proc. of the IEEE International Conf. on Ind. Technology, pp. 103–107, 1996.
- [75] **Ahmed H. Mitwali, Steven B. Leeb, George C. Verghese, V. Joseph Thottuvelil:** "An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter", IEEE Trans. on Power Elec., vol. 11, (March 1996), pp. 374–382.
- [76] **Simon Wall, Robin Jackson:** "Fast Controller Design for Single-Phase Power-Factor Correction Systems" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 5, (October 1997), pp. 654–660.
- [77] **Tsai-Fu Wu, Yu-Kai Chen :** "Analysis and Design of an Isolated Single-Stage Converter Achieving Power-Factor Correction and Fast Regulation" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, (August 1999), no. 4, pp. 759–767.
- [78] **Jee-Woo Lim, Bong-Hwan Kwon:** "A Power-Factor Controller for Single Phase PWM Rectifier" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, (October 1999), no. 5, pp. 1035–1037.
- [79] **Zaohong Yang, Paresh C. Sen:** "A Novel Technique to Achieve Unity Power Factor and Fast Transient Response In Ac-to-Dc Converters" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, (November 2001). pp. 764–78.
- [80] **Fu M. Chen Q:** "Applied Power Electronics Conference and Exposition", 2001, APEC, 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 1, (2001), pp. 144 - 149.
- [81] **Masashi Ochiai, Hirofumi Matsuo:** "An AC/DC Converter with High Power Factor" IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 50, no. 2, (April 2003), pp. 356–361.
- [82] **Diego G. Lamar, Arturo Fernandez, Manuel Arias:** "A Unity Power Factor Correction Pre-regulator with Fast Dynamic Response Based on a Low-Cost

- Microcontroller*,” IEEE Trans. on Power Elec., vol. 23, no. 2, (March 2008), pp. 635–641.
- [83] **Martin K. H. Cheung, Martin H. L. Chow, Chi K. Tse:** “*Practical Design And Evaluation of A 1 KW PFC Power Supply Based en Reduced Redundant Power Processing Principle*” IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 55, no. 2, (February 2008), pp. 665–673.
- [84] **Vishnu Murahari Rao, Amit Kumar Jain, Kishore K. Reddy, Aman Behal:** “*Experimental Comparison of Digital Implementation of Single-Phase PFC Controllers*” IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 55, no. 1, (January 2008), pp. 67–78.
- [85] **John Chi Wo Lam, Praveen K Jain:** “*A Modified Valley Fill Electronic Ballast Having a Current Source Resonant Inverter With Improved Line- Current Total Harmonic Distortion (THD), High Power Factor, and Low Lamp Crest Factor*” IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 55, no. 3, (March 2008), pp. 1147–1159.
- [86] **E. G. Shahraki:** “*Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques*”, Thèse de docteur le l’université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [87] **S. Beaulieu:** “*Etude et mise au point d’un filtre actif d’harmoniques en vue d’améliorer la qualité de l’alimentation électrique*”, Mémoire de maîtrise en ingénierie, Université de Québec à Chicoutimi, 2007.
- [88] **M. Kale, E. Ozdemir:** “*An adaptative hysteresis band current controller for shunt active power filter*”, Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 73, no. 2, pp. 113-119, Feb. 2005.
- [89] **L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin:** “*High-performance hysteresis modulation technique for active filters*”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 05, pp. 876-884, Sept. 1997.
- [90] **F. Defay:** “*Commande prédictive directe d’un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif*”, Thèse de doctorat de l’université de Toulouse, 2008.
- [91] **J. J. E. Slotine, W. Li:** “*Applied nonlinear control*”, Prentice-Hall, N.J., 1991.
- [92] **H.K. Khalil:** “*Nonlinear Systems*”, Prentice Hall, 1996.
- [93] **F.Z. Chaoui, F. Giri, J.M. Dion, M. M’Saad, L. Dugard:** “*Direct adaptive control subject to input amplitude constraint*”, IEEE Trans. on Automatic Control, pp. 485–490, 2000.
- [94] **F. Z. Chaoui, F. Giri and M. M’Saad:** “*Adaptive control of input-constrained type-1 plants stabilization and tracking*”, Automatica, pp.197-203, 2001.
- [95] **A. El Hajjaji, A. Ciocan and D. Hamad,:** “*Four Wheel steering control by fuzzy approach*”, Journal of intelligent and robotics systems, pp. 141-156, 2005.
- [96] **O. Pagès and A. El Hajjaji:** “*Two fuzzy multiple reference model tracking control designs with an application to vehicle lateral dynamics control*”, IEEE Conf. on Decision and Control , and the European Control Conference , pp. 3267-3272, 2005.

- [97] **Y. V. Kolokolov, S. L. Koschinsky, A. Hamzaoui:** “*Comparative study of the dynamics and overall performance of boost converter with conventional and fuzzy control in application to PFC*”, Power Elect. Spec. Conf., pp. 2165–2171, 2004.
- [98] **K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui, J. Zaytoon:** “*A fuzzy logic controller synthesis for a boost converter*”, IFAC’05 World Congress , Prague (République Tchèque), 2005.
- [99] **H. X. Li, H. B. Gatland:** “*Conventional fuzzy control and its enhancement*”, IEEE Trans. on sys. Man. and Cyber. , pp. 791-796, 1996.
- [100] **V. S. C. Raviraj, P. C. Sen:** “*Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters*”, IEEE Trans. on Ind. App., pp. 518-524, 1997.
- [101] **J. Carvajal, G. Chen, H. Ogmen:** “*Fuzzy PID controller: design performance evaluation and stability analysis*”, Inter. Jour, of Information Sciences, pp. 249-170, 2000.
- [102] **A. Diordiev, O. Ursaru, M. Lucanu, L. Tigaeru:** “*A hybrid PID-fuzzy controller for dc/dc converters*”. Inter. Symp. On Signals Circuits and Systems (SCS 2003), pp. 97-100, 2003.
- [103] **K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui & J. Zaytoon :** “*Commande hybride par mode glissant flou appliquée à un moteur à induction*”, Proc. du CIFA’2004, Douze (Tunisie), 2004.
- [104] **H.-X. Li, L. Zhang, K.Y. Cai, G. Chen:** “*An improved robust fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning*”, IEEE Trans. on Sys. Man. and Cyber. , pp. 1283-1294, 2005.
- [105] **İ. Eker, Y. Torun:** “*Fuzzy logic control to be conventional method*”, Energy Conversion and Management, pp. 337-394, 2006.
- [106] **K. Viswanathan, D. Srinivasan, R. Oruganti:** “*A universal fuzzy controller for a non-linear power electronic converter*”, Proc. of the IEEE Inter. Conf. on Fuzz. Sys. , pp. 46-51, 2002.
- [107] **J. Jantzen:** “*Tuning-rules for fuzzy controllers*”, IEEE Inter. Workshop on Intelligent Motion Control, pp. 83-86, 1990.
- [108] **H.-X. Li, H. B. Gatland, A. W. Green:** “*Fuzzy variable structure control*”, IEEE Trans. on Sys. Man, and Cyber. , pp. 306-312, 1997.
- [109] **L. Zadeh:** “*Fuzzy sets*”, Information and Control, pp. 338-353, 1965.
- [110] **B. Robyns, F. Berthereau, J. P. Hauter, H. Buyse:** “*A fuzzy –logic-based multimodel field orientation in an indirect foc of induction motor*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, pp. 380-388, Apr. 2000.
- [111] **L. Leclerc, B. Robyns, J. Grave:** “*Control based on fuzzy logic a flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators*”, Mathematics and Computers in Simulation, Éd. Elsevier, vol. 63, no. 3-5, pp. 271-280, Nov. 2003.

- [112] **A. Rubaai, A. R. Ofoli:** “*Multilayer fuzzy controller for control of power networks*”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp. 1521-1528, Nov./Dec. 2004.
- [113] **J. Faucher:** “*Les plans d’expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*”, Thèse de docteur de l’Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 2006.
- [114] **G. Rami :** “*Contribution à l’étude théorique et expérimentale d’un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel*”, Thèse de docteur de l’Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 2006.
- [115] **B. Bouchon :** “*La logique floue et ses applications*”, Edition Addison Wesley, France 1994.
- [116] **G. Gateau:** “*Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue*”, Thèse de docteur de l’Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1997.
- [117] **B. Bouchon :** “*La logique floue*”, P.U.F, 1993.
- [118] **R. Jager:** “*Fuzzy logic in control*”, Thèse ISBN90-9008318-9, Technische university Delft, 1995.
- [119] **E. Mamdani, S. Assilian:** “*An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller*”, International journal of Man-Machine studies, vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [120] **M. Sugeno:** “*An introductory survey of fuzzy control*”, Elsevier Sciences, Information Sciences, pp. 59-83, 1985.
- [121] **V. Utkin:** “*Sliding Modes in Control Optimization*”. Springer, Berlin, 1992.
- [122] **A. Isidori:** “*Nonlinear Control Systems*”. Springer-Verlag, London, 1995.
- [123] **A.F. Filippov:** “*Differential Equations with Discontinuous Right hand Sides*”. Kluwer, 1988.
- [124] **V. Utkin, J. Guldner, and S. Jingxin.** “*Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.*” Systems and Control. Taylor & Francis, London, 1999.
- [125] **K.D. Young, V.I. Utkin, and Ö. Özgüner.** “*A control engineer's guide to sliding mode control*”. IEEE Trans. Control Systems technology, 7(3):328-342, 1999.
- [126] **J.A. Burton and Alan S.I. Zinober.** “*Continuous approximation of variable structure control*”. Int. J. Systems Science, 17(6):875-885, 1986.
- [127] **H. Sira-Ramirez,** “*Sliding motions in bilinear switched networks*”, IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. 34, No. 8, August, pp. 919-933, 1987
- [128] **V. Utkin,** “*Sliding mode control in electromechanical systems*”, press, 1999.
- [129] **P.V. Kokotovix, R.B. O’maaley, P. Sannuti,** “*Singular perturbation and order reduction in control theory*”, Automatica, 1976, pp.123-132.
- [130] **M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen,** “*Implementing Simple Procedure for controlling Switch Power supplying using SMC as a control techniques*”, Proceeding of the XIII International Symposium, SIELA, 29-30 May 2003, Plovdiv Bulgaria.

- [131] **H. Gueldemir**, “*Sliding Mode Control of Boost Converter*”, Journal of applied science, vol. 5, no. 3, p.588-592.
- [132] **M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen**, “*Comparison between PID Control and Sliding Mode Control for Buck Converter*”, Proceedings of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM 2004. CAPRI - ITALY, 16-18 June 2004.
- [133] **S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, et al**: “*A dead-beat adaptive hysteresis current control*”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, no. 04, pp. 1174-1180, Jul./Aug. 2000.
- [134] **Yu Qin, Shanshan Du**. “*Fuzzy logic and digital PI control of single phase power factor pre-regulator for an online UPS-a comparative study*” Industrial Technology, 1996. (ICIT apos; 96), Proceedings of The IEEE International Conference on Volume, Issue, 2-6 Dec 1996 pp. 103 – 107.
- [135] **Ahmed H. Mitwali, Steven B. Leeb, George C. Verghese and V. Joseph Thottuvelil**. “*An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter,*” IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 374–382, March 1996.
- [136] **Simon Wall and Robin Jackson**. “*Fast Controller Design for Single-Phase Power-Factor Correction Systems,*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 44, no. 5, pp. 654–660, October 1997.
- [137] **Tsai-Fu Wu and Yu-Kai Chen**. “*Analysis and Design of an Isolated Single-Stage Converter Achieving Power-Factor Correction and Fast Regulation,*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 4, pp. 759–767, August 1999.
- [138] **Jee-Woo Lim and Bong-Hwan Kwon**. “*A Power-Factor Controller for Single Phase PWM Rectifier,*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 1035–1037, October 1999.
- [139] **Zaohong Yang and Paresh C. Sen**. “*A Novel Technique to Achieve Unity Power Factor and Fast Transient Response In Ac-to-Dc Converters,*” IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 764–78, Novembre 2001.
- [140] **Fu M. Chen Q**. “*Applied Power Electronics Conference and Exposition*”, 2001, APEC, 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 1, Issue, 2001 pp. 144 - 149 vol.1.
- [141] **Masashi Ochiai and Hirofumi Matsuo**. “*An AC/DC Converter with High Power Factor,*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, pp. 356–361, April 2003.
- [142] **L.Rahmani, F.Krim, A.Bouafia**. “*Deadbeat Control for PWM AC Chopper,*” Taylor & Francis, Electric Power Components and systems, 32:453-466, 2004.
- [143] **L.Rahmani, F.Krim, M.S.Khanniche, A.Bouafia**. “*Control for PWM AC Chopper feeding nonlinear loads,*” Taylor & Francis, INT. J. ELECTRONICS, Vol. 91, No 3, March 2004, 149-163.
- [144] **Diego G. Lamar, Arturo Fernandez, Manuel Arias**. “*A Unity Power Factor Correction Preregulator With Fast Dynamic Response Based on a Low-Cost*

- Microcontroller*,” IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 635–641, March 2008.
- [145] **Martin K. H. Cheung, Martin H. L. Chow, Chi K. Tse.** “*Practical Design And Evaluation of A 1 KW PFC Power Supply Based en Reduced Redundant Power Processing Principle*,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 665–673, February 2008.
- [146] **Vishnu Murahari Rao, Amit Kumar Jain, Kishore K. Reddy, Aman Behal:** “*Experimental Comparison of Digital Implementation of Single-Phase PFC Controllers*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 67–78, January 2008.
- [147] **John Chi Wo Lam, Praveen K Jain:** “*A Modified Valley Fill Electronic Ballast Having a Current Source Resonant Inverter With Improved Line- Current Total Harmonic Distortion (THD), High Power Factor, and Low Lamp Crest Factor*” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 55, no. 3, pp. 1147–1159, March 2008.
- [148] **A. Bouafia:** “*Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: Application aux redresseurs à MLF*”, Thèse de docteur en science, Université Ferhat Abbas, Sétif, 2010.
- [149] **N. Belhouchet, L.Rahmani:** “*Development of Adaptative Hysteresis-band Current Control of PWM Three-Phase AC Chopper with Constant Switching Frequency*” Taylor & Francis, Electric Power Components and systems, 37:583-598, 2009.
- [150] **N. Belhouchet, L.Rahmani, S. Begag :** “*A novel adaptative HBCC technique for three-phase shunt APF*” Elsevier, Electric Power Systems Research, 79, 2009, 1097-1104.
- [151] **A. Kessal, L. Rahmani, J. P. Gaubert, M. Mostefai:** “*Analysis and design of an isolated single-phase power factor corrector with a fast regulation*” Elsevier, Electric Power Systems Research, 81, 2011, 1825-1831.
- [152] **A. Kessal, L. Rahmani, J. P. Gaubert, M. Mostefai:** “*Hysteresis-Band Current Control of PFC with Constant Switching Frequency*”. International review of electrical engineering, Vol. 6, N°1, January-February 2011, 179-185.
- [153] **A. Kessal, L. Rahmani, J. P. Gaubert, M. Mostefai:** “*Power Factor Correction based on Fuzzy Logic Controller with Fixed Switching Frequency*”. Electronics and Electrical Engineering. – Kaunas: Technologija, 2012. – No. 2(118). – P. 67–72.

ملخص:

هذه الأطروحة تتمثل في استخدام الوسائل الحديثة القائمة على الكترنيات القدرة، قصد تحسين معامل القدرة عند مدخل المحول الساكن، من وجهة نظر أخرى، تنقية شبكة توزيع الطاقة الكهربائية من التوافقيات، والتي يرجع سبب نشأتها إلى المحولات غير خطية، التي تتسبب في امتصاص تيارات غير جيبييه. المحولات الساكنة و بالخصوص المقومات ذات الصمامات الثنائية تعتبر من أهم مصادر التوافقيات. هذا العمل يقدم مساهمة في التحكم في تصحيح معامل القدرة لامتصاص تيار جيبي. و بالتالي، تم تطوير عدة خطط ومحاكاتها و إدماجها قصد التحكم في التوتر المستمر عند المخرج وامتصاص تيار جيبي من الشبكة الكهربائية. هذه الخطط قائمة على مبدأ التحكم في التيار بواسطة التباطؤ، من جهة أخرى، تم إدماج خطط أخرى تعتبر حديثة مثل التحكم الضبابي و التحكم الإنزلاقي. تم برمجة هذه الخطط بالاعتماد على برنامج المحاكاة

Matlab/SimulinkTM و باستخدام بطاقة تحكم *dSPACE1104*

المفاتيح: معامل القدرة، ساطور رافع، معالج معامل القدرة، التباطؤ، التبديل، المنطق الضبابي، المبدأ الإنزلاقي.

Résumé :

Cette thèse consiste à l'exploitation des moyens modernes, à base de l'électronique de puissance, d'amélioration du facteur de puissance 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. En effet, différentes stratégies de commande ont été développées, 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 basées soit sur le contrôle du courant absorbé par hystérésis. De plus, elles sont combinées avec des commandes dites avancées, comme les approches floue et modes glissants. La simulation de ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel *Matlab/SimulinkTM* et l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *dSPACE1104*.

Mots clés : Facteur de puissance, Hacheur Elévateur, PFC, Hystérésis, Commutation, Constante, PI, Logique Floue, Modes Glissants

Abstract:

This work deals with harmonic elimination in electrical energy distribution networks. In fact, harmonic pollution has become a major field of concern in modern industry. It is usually caused by non linear loads, which draw non sinusoidal current from the network. Current harmonics are mainly caused by static converters, especially diode and thyristor rectifiers, because they have a non linear behaviour and represent the main source of currents harmonics injection. Therefore, some measures must be taken in order to reduce current harmonic distortion caused by this equipment. In this field, the advanced preventive solutions adopted, other than active filters which are curative method, is to substitute the conventional rectifiers with new structures of AC / DC non-polluting converters, which have resistive behaviour towards the network. This work contributes to the control of power factor corrector with sinusoidal current absorption. That is why, various control strategies have been developed for this converter in order to obtain an efficient control of the output voltage and nearly sinusoidal input current waveform. These strategies are based either on hysteresis input current control. Moreover, it is combined with advanced controls like approaches with fuzzy logic and sliding mode control applied to the preceding method. Simulations and practical implementation are performed with *Matlab/SimulinkTM* tools, and system controller board *dSPACE 1104*.

Keywords: Power factor, Boost Chopper, PFC, Hysteresis, Constant commutation, PI, Fuzzy Logic, Sliding Modes