الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté pour l'obtention du Diplôme
deMaster enGénie Électrique

Spécialité : *Commande et Electronique Industrielle*

THEME

Correction du facteur de puissance à l'entrée
d'un convertisseur AC-DC

Proposé et dirigé par,

M.KHERKHARE Abdelkrim

Préparé et présenté par,

M.HAMADI Noureddine

Melle.GHORFA Hadda

REMERCIMENT

Nous remercions notre bon créateur pour nous avoir permis d'accomplir ce mode de travail.

Nous aimerons bien exprimer nos profondes remerciements et notre sincère gratitude à notre promoteur qui a bien accepté de diriger ce projet de synthèse et, qui a cru en nous a fait confiance du début jusqu'à la fin.
Mr : Kherkhare AbedelKrim

Nos sincères remerciements vont également à tous nos autres enseignants.

Enfin, nous voudrions remercier tous ceux qui nous ont soutenues de près ou de loin.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- *à ma Mère ;*
- *à mon père et ma sœur, qui ont toujours cru en moi ;*
- *à mes grand parents que dieu leur prête vie ;*
- *à mes tantes et oncles ;*
- *à mon binôme Hadda ;*
- *à mes amis et toute la promotion Commande électronique* ***2013/2014***

Hamadi Noureddine

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- ♣ *à ma mère, (que dieu ait son âme) ;*
- ♣ *à mon très chère, deuxième ma mère ;*
- ♣ *à mon père et ma sœur, qui ont toujours cru en moi ;*
- ♣ *à mes grand parents que dieu leur prête vie ;*
- ♣ *à mes tantes et oncles ;*
- ♣ *à mon binôme Noureddine ;*
- ♣ *à mes très chers amis : de ma ville natale «**KSAR EL BOUKHARI**», de la cité universitaire Médéa, à mes amis et toute la promotion Commande électronique* ***2013/2014***

Ghorfa Hadda

ملـخص

يهدف هذا العمل الى استخدام الوسائل الحديثة القائمة على الكترونيات 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 الخطية، التي تتسبب في امتصاص تيارات غير جيبية. المحولات الساكنة وبالخصوص المقومات ذات الصمامات الثنائية تعتبر من أهم مصادر التوافقيات. هذا العمل يقدم مساهمة في التحكم في تصحيح معامل القدرة لامتصاص تيار جيبي من الشبكة الكهربائية. هذه الخطط قائمة على مبدأ التحكم في التيار الكهربائي بواسطة التباطؤ، وفي الأخير تم برمجة هذه الخطط بالاعتمادعلى برنامج المحـاكاةMATLAB/Simulink، والنتائج المتحصل عليها أثبتت أهمية الخطط المقترحة في هذه المذكرة.

الكلمات المفتاحية: معامل القدرة، ساطور رافع، معالج معامل القدرة، التباطؤ، التبديل.

Résumé

L'objectif abordé dans ce mémoire consiste à l'exploitation des moyens d'amélioration du facteur de puissance, à base de l'électronique 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 approche de commande du correcteur de facteur de puissance à absorption sinusoïdale de courant, 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 sur le contrôle du courant absorbé par hystérésis. Pour chaque structure de commande, des résultats de simulation sont présentés pour montrer ses performances.

Mots-clés: *Facteur de puissance, Hacheur Elévateur, PFC, Hystérésis, Commutation, Constante, PI.*

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. Simulations performed with Matlab/Simulink^{TM}.

Key words:*Power factor, Boost Chopper, PFC, Hysteresis, Constant commutation, PI.*

Sommaire

REMERCIEMENTS

Dédicaces

Résumé

Sommaire

Liste des figures

Introduction générale……..... 01

Chapitre. I: *La pollution harmonique due aux convertisseurs statiques.*

I.1.Introduction…… 04

I.2. Qualités de l'énergie électrique……. 04

I.2.1. Qualités de la tension……. 04

I.2.1.1. Amplitude…….. 04

I.2.1.2. Fréquence…… 05

I.2.1.3.Forme d'ondes…… 05

I.2.1.4.Symétries……..……. 05

I.2.2.Qualités de courant……. 05

I.3.Problème des Qualités de l'énergie électrique……... 06

I.4.Problème des harmoniques…… 06

I.5.Origine des harmoniques…… 07

I.5.1.Sources harmoniques identifiables……. 07

I.5.2.Sources harmoniques non identifiables…….. 08

I.6.Caractérisation des harmoniques…… 08

I.7.Conséquences des harmoniques…… 10

I.7.1.Effets instantanés…… 10

I.7.2.Effets à terme…….. 11

I.8.Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle…… 11

I.8.1.Pont de diodes……. 12

I.8.2.Pont de thyristors…… 12

I.9.Solution possibles pour réduire les harmonique et d'améliorer la qualité de l'énergie……. 13

I.9.1.Solutions traditionnelles de dépollution……. 14

I.9.2.Solutions modernes à base de l'électronique de puissance…… 14

I.9.2.1. Filtres actifs……... 14

I.9.2.2.Filtres actifs hybrides……. 15

I.9.2.3.Les alimentations sans interruption (UPS)……. 16

I.9.2.4.Les FACTS…… 17

I.10.Prélèvement sinusoïdal……. 17

I.10.1.Correction du facteur de puissance (PFC)…… 18

I.10.2. Redresseurs à injection de courant…….. 19

I.10.3.Redresseurs à MLI…… 19
I.10.3.1.Redresseurs à MLI de courant…….. 20
I.10.3.2.Redresseur à MLI de tension…… 20
I.11. Conclusion……... 21

Chapitre. II :*Commande PI d'un Correcteur du Facteur de Puissance d'un Redresseur en Pont Monophasé.*

II.1.Introduction……..… 22
II.2.Redresseur en pont monophasé…… 22
II.3. Correction du facteur de puissance…….. 24
II.3.1. Modélisation du circuit de puissance……... 25
II.3.2. Analyse statique de correcteur du facteur de puissance……... 26
II.4 Dimensionnement des éléments passifs……... 28
II.4.1. Paramètres du circuit de puissance et de commande du CFP…….. 28
II.4.2. Dimensionnement de l'inductance L……... 29
II.4.3 Dimensionnement du condensateur C……... 30
II.5. Boucle de régulation de la tension du bus continu…….. 30
II.6. Boucle de régulation du courant d'entrée…… 32
II.7. Modèle de la commande…….. 33
II.8. Résultats de simulation…… 33
II.8.1. Réponse à une référence constante de la tension du bus continu…… 33
II.8.1.1.Etude du convertisseur hacheur élévateur.....…… 35
II.8.1.2.Etude de l'absorption sinusoïdale de courant.....……..... 36
II.8.1.3.Etude d'un modèle continu équivalent..... 38
II.8.1.3.Variation de la référence de la tension du bus…….. 39
II.9.Variation de la référence de la tension du bus..... 39
II.10.Variation de la charge..... 39
II.11.Conclusion…… 41

Chapitre.III:*Commande en courant par hystérésis du correcteur du facteur de puissance*

III.1.Introduction..... 42
III.2.Commande par hystérésis des courants prélevés..... 42
III.3.Structure du contrôle en courant par hystérésis..... 44
III.4.Boucle de régulation de la tension de bus continu..... 44
III.4.1.Principe..... 44

Sommaire

III.4.2.Modélisation par bilan de puissances..... 45
III.5.Boucle de régulation du courant d'entrée..... 45
III.6.Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle..... 47
III.6.1.Contrôle à bande d'hystérésis fixe..... 47
III.6.2.Contrôle à bande d'hystérésis sinusoïdale..... 48
III.7.Analyse des caractéristiques de la commande..... 48
III.8.Contrôle en courant par hystérésis à fréquence de commutation constante..... 50
III.9.Résultats de simulation..... 51
III.9.1.Etude de l'absorption sinusoïdale de courant..... 51
III.9.2 Hystérésis à bande Fixe…….. 51
III.9.3 Hystérésis à bande Sinusoïdale…….. 52
III.10.Conclusion……..... 53
Conclusion générale et perspectives..... 54
Bibliographies..... 56

LISTE DES SYMBOLE

$e_{a,}\, e_b,\, e_c$	Tensions simples du réseau.
v_a , v_b , v_c	Tension simples à l'entrée du pont redresseur.
i_a, i_b, i_c	Courant débités par le réseau.
v_{dc}, I_{dc}	Tension et courant du bus continu.
L_s, r_s	Inductance et résistance de la ligne.
C	Capacité de condensateur du bus continu.
L	Inductance de couplage.
R	Résistance de la charge.
I_1 ,I_h	Valeur efficace du courant fondamentale et du courant harmonique de rang h.
v_1 ,v_h	Valeur efficace du tension fondamentale et du tension harmonique de rang h.
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.*
ω	pulsation fondamentale du réseau.
$\alpha 1,\, \alpha h$	déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang.
$\theta_{cc1}, \theta_{cch}$	Représente l'argumentz_{cc1}, z_{cch}.
S	puissance apparente.
P	puissance active.
Q	puissance réactive.
v_{eff}	Tension efficace.
I_{eff}	Courant efficace.
m	Nombre de phase.
R_f	Résistance filtre découplage.
L_f	Inductance filtre découplage.
$i_{f1}, i_{f2},\, i_{f3}$	Courant filtre découplage.
C_f	Capacité filtre découplage.
i_s	Courant de source.
i_{inj}	Courant injection.
i_0, v_0	Courant et tension de bus continu.
d	Variable logique pour représenter l'état du commutateur de poussée.
v_{in} ,v_{ave}	Valeur moyenne de la tension d'entrée sinusoïdale rectifiée double alternance.

Liste des symbole

V_{SM}	Valeur de max de la tension d'entrée sinusoïdale.
Ø	Le retard de phase.
I_{refAC}	Amplitude de l'harmonique dei_{ref} .
f_{sw}	La fréquence de commutation.
B	l'atténuation de la tension mesurée du bus continu.

LISTE DES ACRONYMES

AC/DC	Conversion alternativ continu.
THD	Taux Distorsion Harmonique.
FP	Facteur de puissance.
HVDC	High Voltage Direct Courent.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation.
FACTS	Flexible Alternative Courent Transmission Systems.
PLL	Phase Locked Loop.
PI	Régulateur Proportionnel Intégral.
UPS	United Power Supply.
BT	Basse Tension.
PFC	Power Factor Correction.
H	Commutateur.
HCC	Hysteresis Current Control
FBH	Fixed band Hysteresis
SBH	Sinudoidal band Hysteresis

LISTE DES FIGURES

Figure.I.1.	Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques……	07
Figure.I.2.	Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement……..	09
Figure.I.3.	Pont redresseur triphasé à diodes……....	12
Figure.I.4.	Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé avant la correction……	13
Figure.I.5.	Schéma de puissance d'un réseau avec filtre actif à structure tension……....	14
Figure.I.6.	Topologie du filtre actif hybride……	16
Figure.I.7.	Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération……....	17
Figure.I.8.	Structure et principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC……	18
Figure.I.9.	Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant……..	19
Figure.I.10.	Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant……	20
Figure.I.11.	Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension……	21
Figure.II.1.	Redresseur monophasé en pont à 4 diodes.	23
Figure.II.2.	Formes d'ondes des différents signaux pour un redresseur monophasé avant la correction……	24
Figure.II.3.	Redresseur AC/DC associé au CFP avec le circuit de commende……	24
Figure.II.4.	Schéma fonctionnel du circuit global……	24
Figure.II.5.	Boucle de tension du bus continu en présence du filtre……	27
Figure.II.6.	Représentation fonctionnelle de la boucle fermée de la tension du bus continu……	31
Figure.II.7.	Régulateur de la boucle de courant d'entrée……..	32
Figure.II.8.	La forme de courant d'entrée pour V_0^*=250V…….……....	34
Figure.II.9.	Tension du réseau pour V_0^*=250V.....	34
Figure.II.10.	Courant de sortie du bus continu pourV_0^*=250V ……	34
Figure.II.11.	Le modèle simulink^{TM} du convertisseur hacheur boost……	35
Figure.II.12.	Tension de sortie du bus continu Vs, et le courant redressé (Ired*100)	35
Figure.II.13.	Absorption sinusoïdale de courant sous Simulink.	36
Figure.II.14.	La tension et le courant à l'entrée pour L=0.1H …….....	37
Figure.II.15.	Modèle continu équivalent en Simulink……	38
Figure.II.16.	Résultats de simulation pour l'inductance égale L=0.02H……..	38
Figure.II.17.	Réponse à une augmentation et diminution de *Vo** (250V/300V)……	39
Figure.II.18.	Réponse à une variation de la charge R (150Ω/300Ω/150Ω) (Simulation)……..	40
Figure.II.19.	Courant d'entrée et son spectre……....	40

Liste des figures

Figure.III.1. Principe de contrôle du courant par hystérésis…… 43

Figure.III.2. Principe de génération des ordres de commande…… 43

Figure.III.3. Structure de contrôle par hystérésis du courant absorbé par CFP…… 44

Figure.III. 4. Le principe retenu du contrôle du courant I_{red} …… 46

Figure.III.5. Résultats de simulation pour l'inductance L=0.1H…… 46

Figure.III.6. Fréquence de commutation…… 47

Figure.III.7. Erreur de courant et tension d'interrupteur…… 47

Figure.III.8. Variation de la fréquence de commutation en fonction de L et Δi…… 50

Figure.III.9. Résultats de simulation pour le courant redressé et la tension de la source…… 51

Figure.III.10. Forme d'onde du courant de source (Bande fixe)…… 52

Figure.III.11. Forme d'onde du courant de source (Bande sinusoïdale). …… 53

Figure.III.11. Courant de source et son spectre…….. 53

INTRODUCTIONGENERALE

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, 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 estconsidéré 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 génèrerait unetension (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. 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, 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], [58], [59]. Il peut introduire sous certaines conditions d'opération un taux de distorsion harmonique (THDi) de courant importantes .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).

Afin de limiter le taux de perturbation harmonique provoquée par les systèmes d'électronique de puissance connectés au réseau, il est apparaît 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 [31], [32], [37]. Avec le bon dimensionnement des éléments du convertisseur, la commande par retour d'état a été largement adoptée dans l'industrie pour sa simplicité et son faible coût [59]. 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 [60], ou d'autres techniques basées sur la fonction de Lyapunov. 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.

Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail sont organisés en trois 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, 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 defonctionnement, 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.

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.

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

Chapitre I

La Pollution Harmonique due aux Convertisseurs Statiques

La pollution harmonique due aux convertisseurs statiques.

I.1.Introduction

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 linéaire. 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].

I.2.Qualités de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant [2].

Nous allons donc définir ces deux notions dans la suite de ce paragraphe [1].

I.2.1. Qualités de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie.

I.2.1.1. Amplitude

L'amplitude de la tension est un facteur crucial pour la qualité de l'électricité. Elle constitue en général le premier engagement contractuel du distributeur d'énergie. Habituellement, l'amplitude de la tension doit être maintenue dans un intervalle de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale.

Dans le cas idéal, les trois tensions ont la même amplitude, qui est une constante. Cependant, plusieurs phénomènes perturbateurs peuvent affecter l'amplitude des tensions. En fonction de la variation de l'amplitude on distingue deux grandes familles de perturbations :

- Les creux de tension, coupures et surtensions. Ces perturbations se caractérisent par des variations importantes de l'amplitude. Elles ont pour principale origine des courts-circuits, et peuvent avoir des conséquences importantes pour les équipements électriques.
- Les variations de tension. Ces perturbations se caractérisent par des variations de l'amplitude de la tension inférieure à 10% de sa valeur nominale. Elles sont généralement dues à des charges fluctuantes ou des modifications de la configuration du réseau.

I.2.1.2. Fréquence

Dans le cas idéal, les trois tensions sont alternatives et sinusoïdales d'une fréquence constante de 50 ou 60 Hz selon le pays. Des variations de fréquence peuvent être provoquées par des pertes importantes de production, d'un défaut dont la chute de tension résultante entraîne une réduction de la charge. Cependant, ces variations sont en général très faibles (moins de 1%) et ne nuisent pas au bon fonctionnement des équipements électriques ou électroniques.

Pour les pays européens dont les réseaux sont interconnectés, la norme EN 50160précise que la fréquence fondamentale mesurée sur10s doit se trouver dans l'intervalle $50\text{Hz}\pm1\%$pendant 99,5%de l'année, et $-6\%\div 4\%$durant 100% du temps. Il faut également remarquer que les variations de fréquence peuvent être bien plus importantes pour les réseaux autonomes.

I.2.1.3.Forme d'ondes

La forme d'onde des trois tensions formant un système triphasé doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. En cas de perturbations au niveau de la forme d'onde, la tension n'est plus sinusoïdale et peut en général être considérée comme une onde fondamentale à 50Hz associée à des ondes de fréquences supérieures ou inférieures à 50 Hz appelées également harmoniques.

Les tensions peuvent également contenir des signaux permanents mais non-périodiques, alors dénommés bruits.

I.2.1.4.Symétries

La symétrie d'un système triphasé se caractérise par l'égalité des modules des trois tensions et celle de leurs déphasages relatifs. La dissymétrie de tels systèmes est communément appelé déséquilibre [1].

I.2.2.Qualités de courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie.

Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constantes, déphasés de $2\pi/3$ radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale.

Le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement liée à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension ». C'est l'hypothèse que nous ferons dans la suite de ce mémoire, où le terme de « qualité de l'énergie» s'applique uniquement à celle de la tension [1].

I.3.Problème des Qualités de l'énergie électrique

Les problèmes de la qualité d'énergie encerclent une large gamme de qui peuvent interrompre l'opération, ces problèmes seront brièvement discutés :

- ✓ Interruptions courtes.
- ✓ Creux de tension.
- ✓ Bosses de tension.
- ✓ Tension et/ou courant transitoire.
- ✓ Perturbations harmoniques en courant et/ou en tension.
- ✓ Déséquilibre de tension.
- ✓ Saut d'angle de phase (déséquilibre d'angle de phase) [3].

I.4.Problème des harmoniques

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

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 électrique.

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 harmonique. La présence des harmoniques de courants se révélé essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [4].

I.5.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. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent. Nous pouvons également observer des sous harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure I.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamentale de fréquence 50Hz trois harmoniques de rang impair 5,7et11.

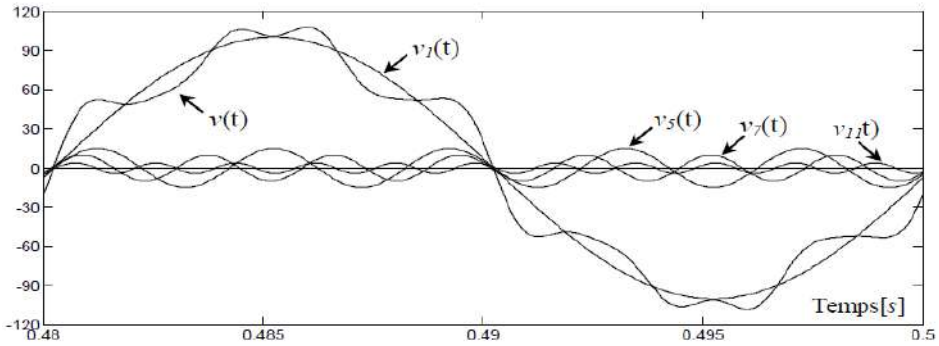


Figure I.1. Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

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

- Sources harmoniques identifiables.
- Sources harmoniques non identifiables [4].

I.5.1.Sources harmoniques identifiables

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseur de puissance importantes, installés sur les hautes et moyennes tensions 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 nécessaires

afin de cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé.

I.5.2.Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateur de courant harmonique est principalement représenté pour l'utiliser dans le domaine électromagnétique ou tertiaire tels que les téléviseurs et le micro-ordinateur. Vue leur très large diffusion, ces équipement comportant souvent un redresseur monophasé à diode avec un condensateur de lissage, prélèvent des courant harmonique non négligeable. 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].

I.6.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 soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le THDen indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé.

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 :

$$i(T) = \sqrt{2}\, I_1 \sin(\omega t + a_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}\, I_h \sin(h\omega t + a_h) \qquad \text{(I.1)}$$

Avec : I_1, I_h: valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang *h*,

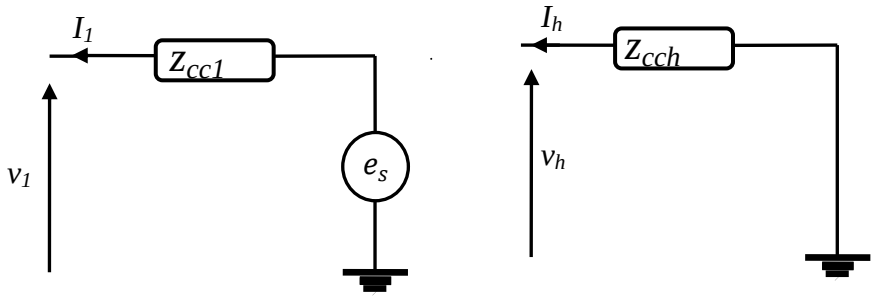
α_1, α_h: déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang *h*,

ω: pulsation fondamentale du réseau.

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

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \qquad \text{(I.2)}$$

Pour étudier la déformation de la tension du réseau provoquée par le prélèvent de courants distordus. Nous représentons la source d'énergie par une *f.e.m* (*es*) à la fréquence fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme le montre la figure I.2.



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

Figure I.2. 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 :

$$v(t) = v_1(t) + \sum_{h=2}^{n} v_h(t) \qquad \text{(I.3)}$$

Avec:

$$v_1(t) = e(t) - |Z_{cc1}|.I_1\sqrt{2}\ sin(\omega t + \alpha_1 + \theta_{cc1})$$
$$v_h(t) = -|Z_{cch}|.I_h\sqrt{2}\ sin(\omega t + \alpha_h + \theta_{cch}) \qquad \text{(I.4)}$$

Où :

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

$\theta_{cc1}, \theta_{cch}$: représente l'argument de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

A partir de l'équation (I.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. 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 :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \qquad \text{(I.5)}$$

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leurs participations 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 :

$$S = m\sqrt{\sum_{h=1}^{n} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{n} I_h^2} = m.V_{eff}.I_{eff} \quad \text{(I.6)}$$

$$P = m\sum_{h=1}^{n} V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad \text{(I.7)}$$

$$Q = m\sum_{h=1}^{n} V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad \text{(I.8)}$$

Avec : $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$.

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

$$D = mV_1\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad \text{(I.9)}$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{n} V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{n} V_h^2}\sqrt{\sum_{h=1}^{n} I_h^2}} \quad \text{(I.10)}$$

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 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à celle du réseau), l'harmonique 7 un système direct,…….etc.

I.7.Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques, qui se propage dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types :

- Les effets instantanés.
- Les effets à terme.

I.7.1.Effets instantanés

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

↳ *Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques:* en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les

appareils, dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électrique peuvent être affectés.

- *Trouble fonctionnel des micro–ordinateur:* les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires, des moteurs d'entrainement de disque.

- *Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électrique:* certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesures et des erreurs de lecteur supplémentaires en présence des harmoniques.

- *Vibrations et bruits:* les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques.

I.7.2.Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique. Il se traduit par un échauffement, il conduit à une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent a un déclassement des équipements :

- *Echauffement des câbles et des équipements:* ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être, le siège du au sur échauffements du neutre et les éléments bobinées (transformateurs, moteur …..etc.).

- *Echauffement des condensateurs:* l'échauffement est causé par les pertes due au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique, les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques .Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

- *Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs:* Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

I.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. 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 :

I.8.1.Pont 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) ;

I.8.2.Pont 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 I.3 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.

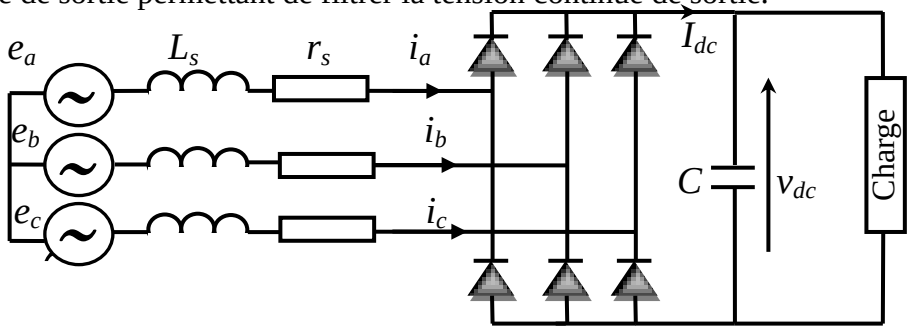


Figure I.3. Pont redresseur triphasé à diodes.

La figure I.4.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=22.5mH). La figure 1.4.b représente le spectre associé où apparait la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant (THD_I = 18.22%).

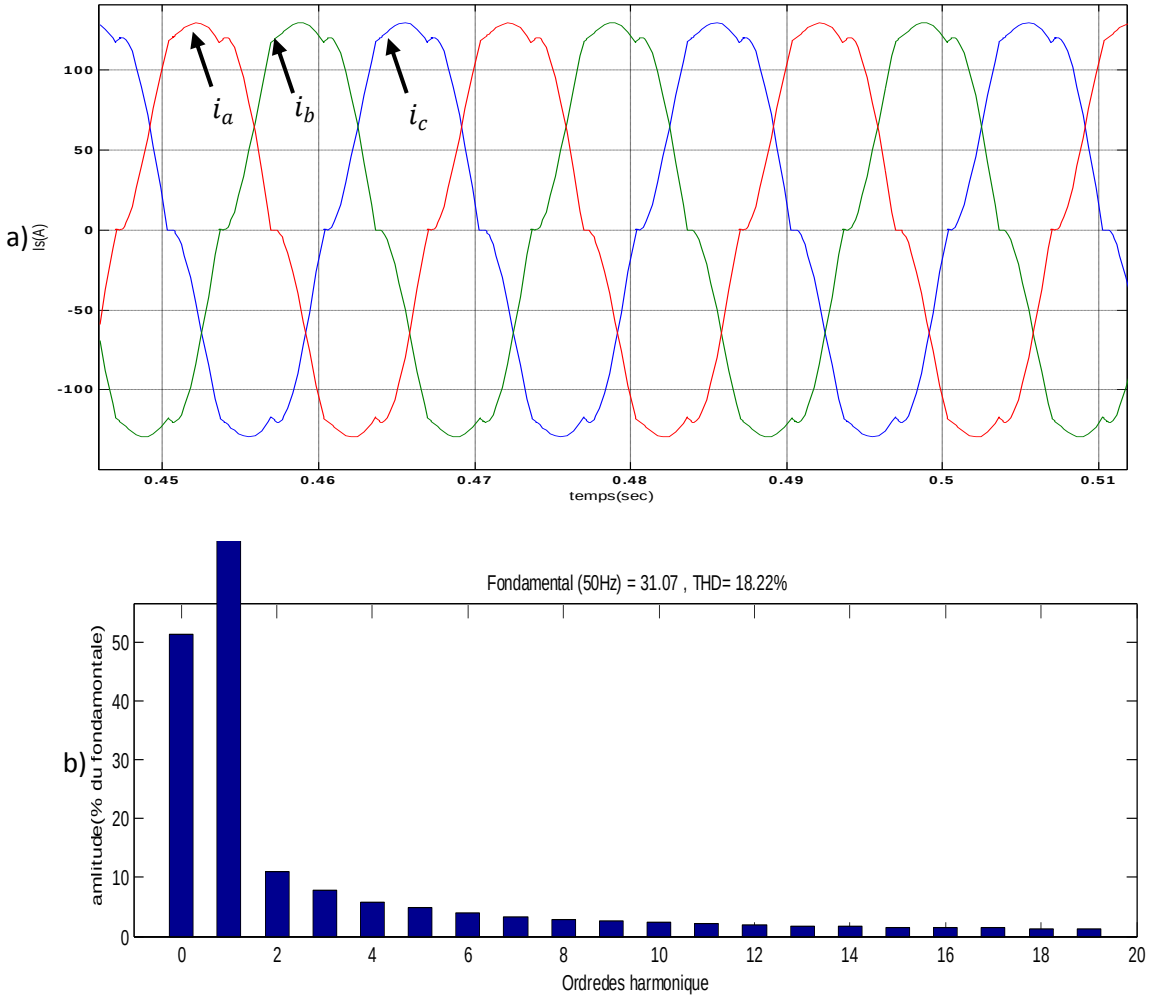


Figure I.4.a) Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et b) , spectre associé avant la correction.

I.9.Solution possibles pour réduire les harmonique et d'améliorer la qualité de l'énergie

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

1. Du coté de la source en filtrant du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution.

2. Du coté du client en rendant le courant de ligne 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) [4].

I.9.1.Solutions traditionnelles de dépollution

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

- ❖ Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs.
- ❖ Inductance de lissage des courants.
- ❖ Confinement des harmoniques.
- ❖ L'utilisation de transformateurs à couplage approprié de limiter la circulation des courants harmoniques.
- ❖ Augmentation de l'indice de modulation.
- ❖ Filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances.

I.9.2.Solutions modernes à base de l'électronique de puissance

I.9.2.1.Filtres actifs

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations du réseau électrique.

Les filtres actifs constituent une alternative intéressante à solutions classiques, flexibles et auto-adaptatif, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques [2].

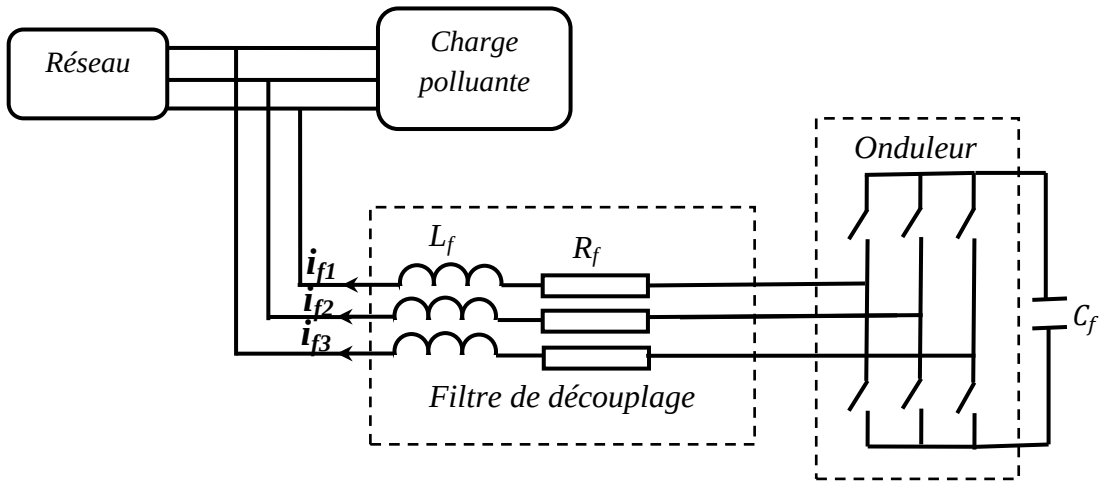


Figure I.5. Schéma de puissance d'un réseau avec filtre actif à structure tension.

En plus, ce type de filtre actif est mesure de compenser 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 filtrés passifs:

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.

- Il peut réaliser une compensation global ou sélective des composants harmoniques dans la limites band basent.
- Il n'ya aucun risques de surcharge lorsque le niveau de 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 filtre de résonnance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif).
- Leur cout élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- L'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration.
- Les pertes sont légèrement plus élevées [4].

I.9.2.2.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. Dès 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 passif accordée et actifs. Les filtres passifs éliminent généralement les harmoniques en basses fréquences et peuvent fournir aussi de l'énergie réactive, cette solution entraine une réduction du dimensionnement du filtre actif qui n'est effectué 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 citre les associations les plus usitées :

(a) Mise en parallèle d'un actif shunt et d'un (de)filtre(s)passif(s)connecté(s) en dérivation avec la(les) charge(s) polluante(s).

(b) filtre actif série avec un (des) filtre(s) passif(s) en parallèle(s).

(c) filtres passifs résonnants en série avec un filtre actif qui constitue les configurations les plus récentes.

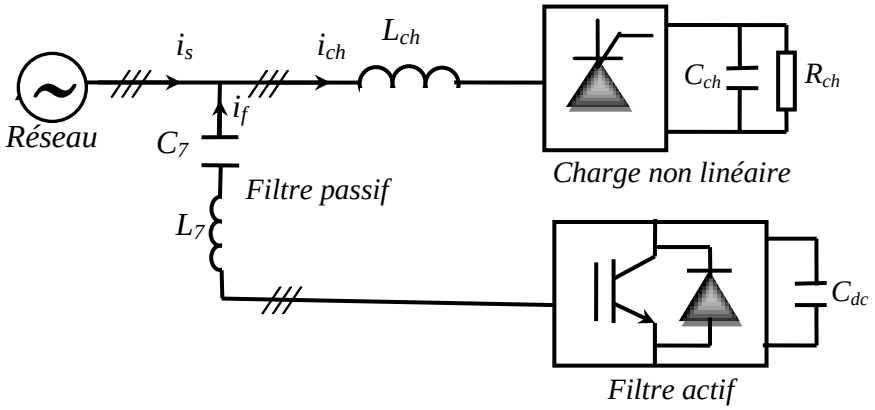


Figure I.6. Topologie du filtre actif hybride.

Pour le cas **(a)**, le plus souvent le filtre passif est formé par deux filtres réglés aux fréquences des harmoniques 5et7un filtre passe-haut accordé autour de la fréquence de l'harmonique 11.Le filtre actif permet dans ce cas d'éviter des résonances entre l'élément passifs et le réseau. La raison essentielle réside dans l'attractivité de ces associations par la réduction du cout du filtre actif mais aussi par la faisabilité pour des applications de fortes puissances [4].

I.9.2.3.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.

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 [6-13].La figure suivante représente l'une de ces topologies ainsi que les différents modes d'opérations possibles.

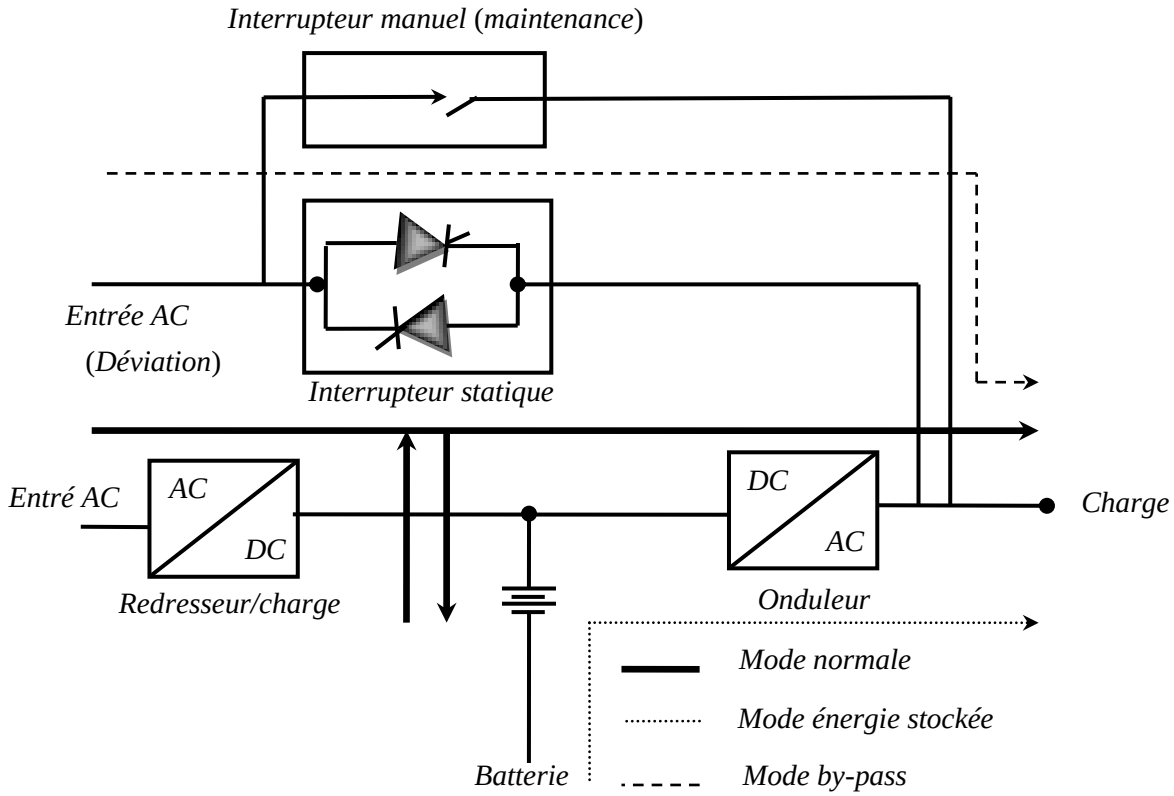


Figure I.7. Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération.

I.9.2.4.Les FACTS

La technologie FACTS (Flexible AC Transmission System)utilise l'électronique de puissance et plus particulièrement des systèmes à thyristors qui permettent d'obtenir des vitesses de commande nettement supérieures à celles des systèmes mécaniques qui sont encore largement utilisés, et un niveau de maintenance bien inférieur car les systèmes mécaniques s'usent beaucoup plus rapidement que les systèmes statiques[14].

I.10.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 (Basse Tension) 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[15].

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.

I.10.1.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 I.8 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.

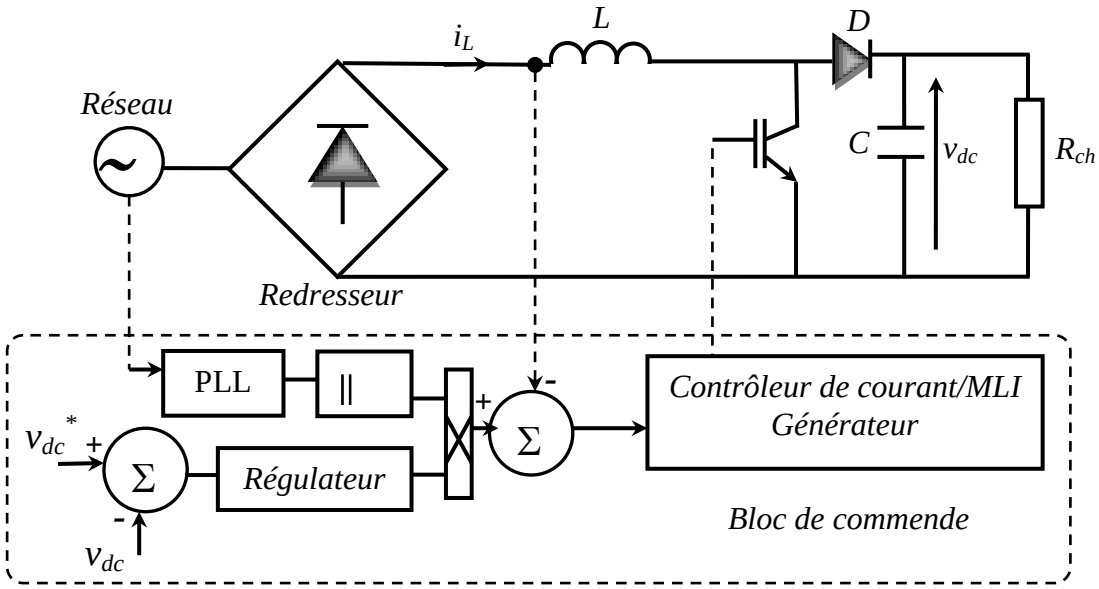


Figure I.8. Structure et principe de commande d'un convertisseur *AC/DC* avec *PFC.*

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 [16-23]. 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.

I.10.2.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 I.9. 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 ce distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [24-30].

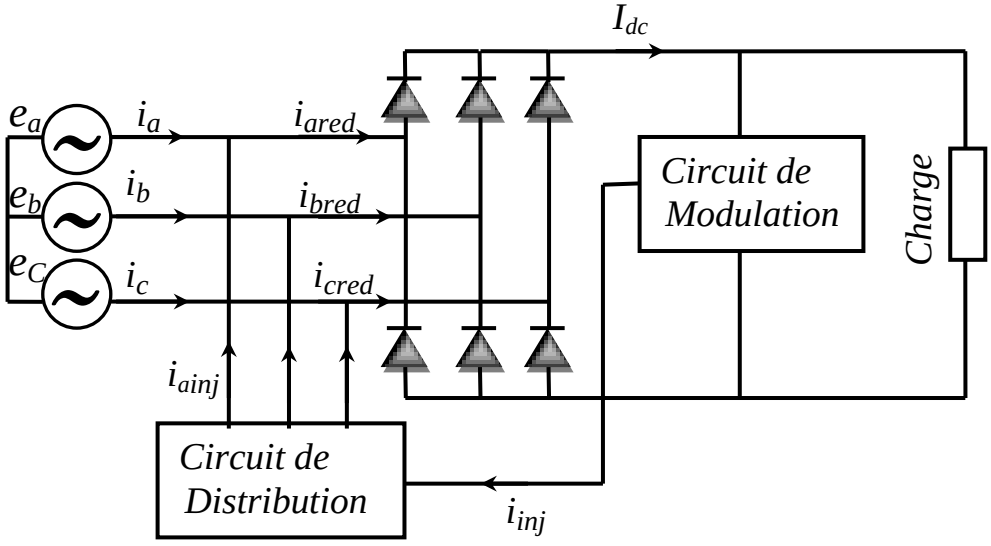


Figure I.9. Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

I.10.3.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.

I.10.3.1.Redresseurs à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la figure I.10. 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 [3]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [31-36].

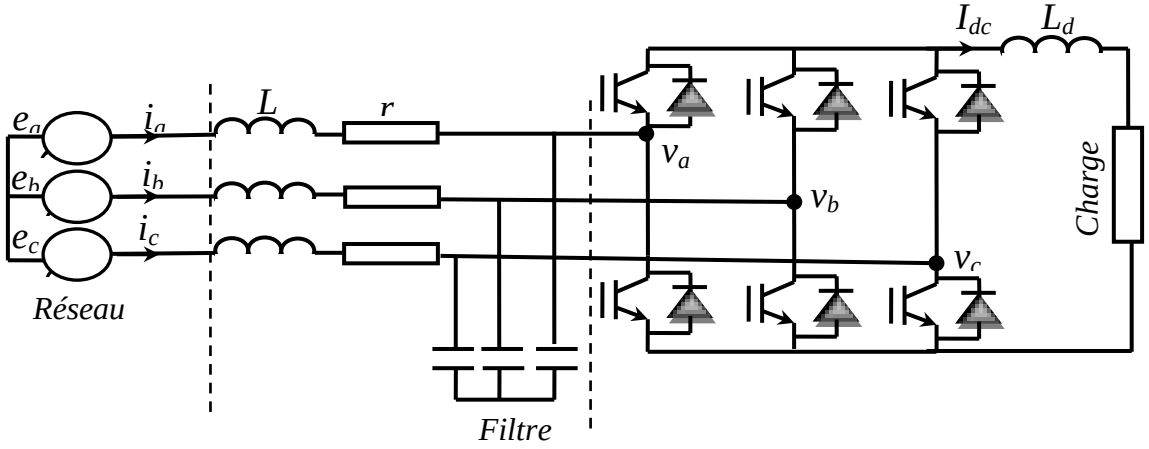


Figure I.10. Topologie d'un redresseur à *MLI* triphasé de courant.

I.10.3.2.Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure. 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 .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 [37].

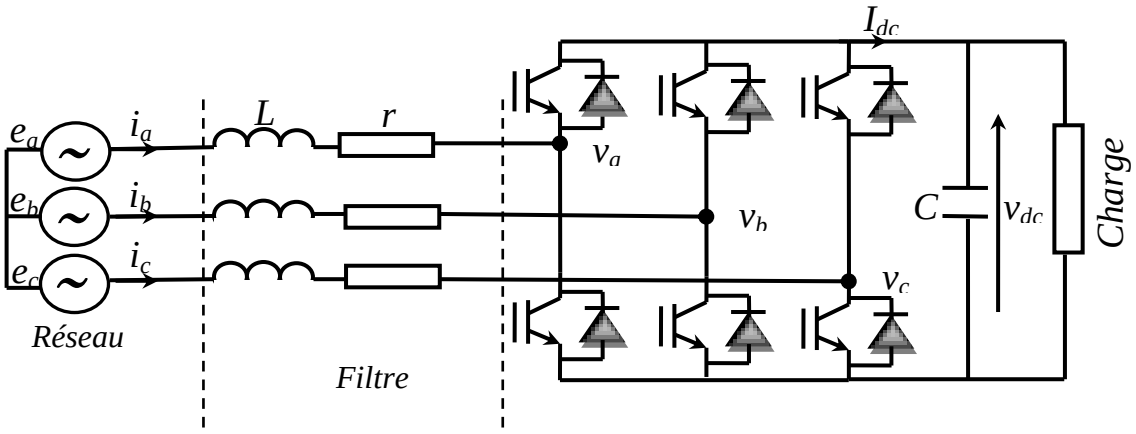


Figure I.11. Topologie d'un redresseur à *MLI* triphasé de tension.

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.

I.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.

Chapitre II

Commande PI d'un Correcteur du Facteur de Puissance d'un Redresseur en Pont Monophasé.

Commande PI d'un Correcteur du Facteur de Puissance d'un Redresseur en Pont Monophasé.

II.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 [38].Souvent, le CFP agit comme un pré-régulateur à un convertisseur DC-DC qui peut être utilisé pour assurer la régulation supplémentaire. Ces circuits de plus en plus sont utilisés au niveau des entrées des équipements électroniques. Parmi les multiples topologies possibles [39], le CFP élévateur montré dans la figure II.2 est le plus utilisé. Les objectifs de la commande sont: (i) de faire suivre le courant dans l'inductance le courant de référence de forme d'onde sinusoïdale redressée (ainsi, le courant d'entrées sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau), (ii) 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 [40].

Généralement, un contrôleur linéaire est conçu en utilisant un modèle de petits signaux qui est obtenu par la linéarisation auteur d'un point de fonctionnement [40].Le système fournit une performance acceptable. Cependant, le contrôleur a un inconvénient inhérent au troisième harmonique dans le courant d'entrée. Ceci se produit parce que le signal 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 100 Hz détermine effectivement le niveau du troisième harmonique à prévoir dans le courant de référence [41].

II.2.Redresseur en pont monophasé

Le fonctionnement des redresseurs en commutation naturelle est une conséquence de la nature alternative des tensions d'alimentation. Le courant dans chaque semi-conducteurs' annule de lui-même à la fin de l'intervalle de conduction, ou bien s'annule automatiquement du fait de l'entrée en conduction du semi-conducteur suivant. Il n'y a pas à commander l'ouverture des interrupteurs, qui sont réalisés à partir de diodes ou de thyristors.

Dans ce type de redresseurs (conventionnels) à commutation naturelle (voir figure II.1), on note une déformation de la forme de courant. Alors, le facteur de puissance du réseau

d'alimentation se trouve variable et faible dans certains cas en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant.

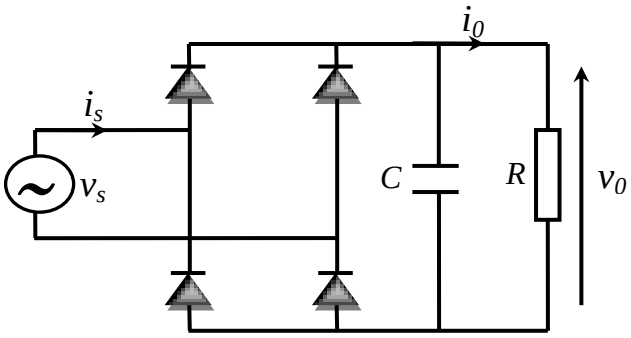
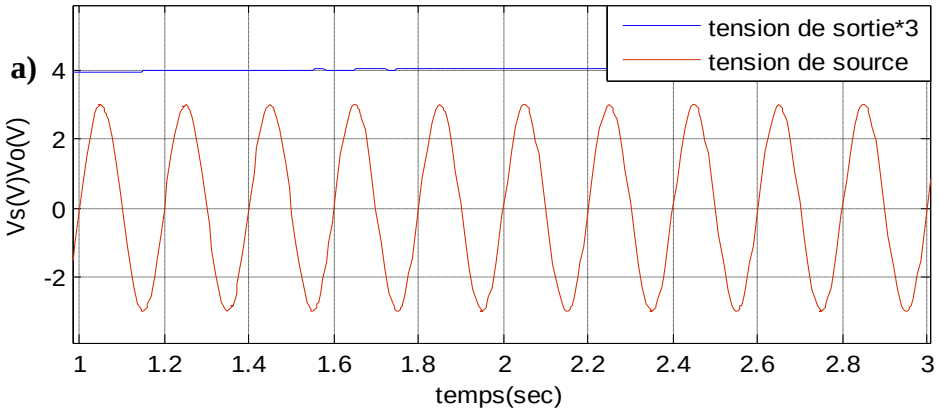
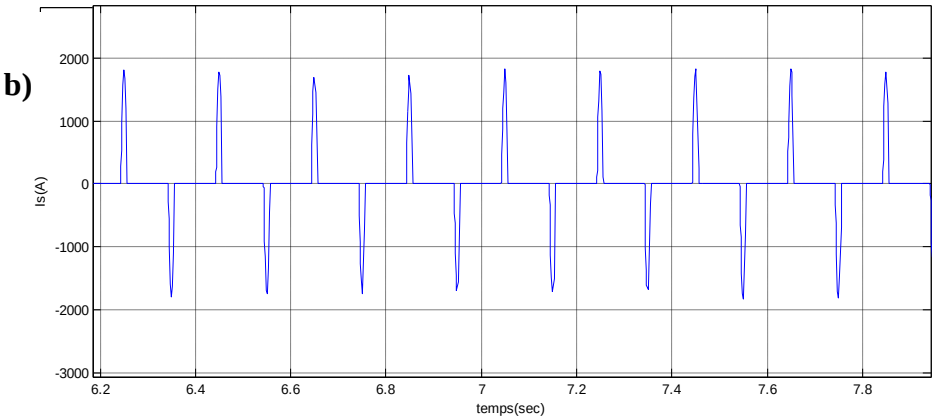
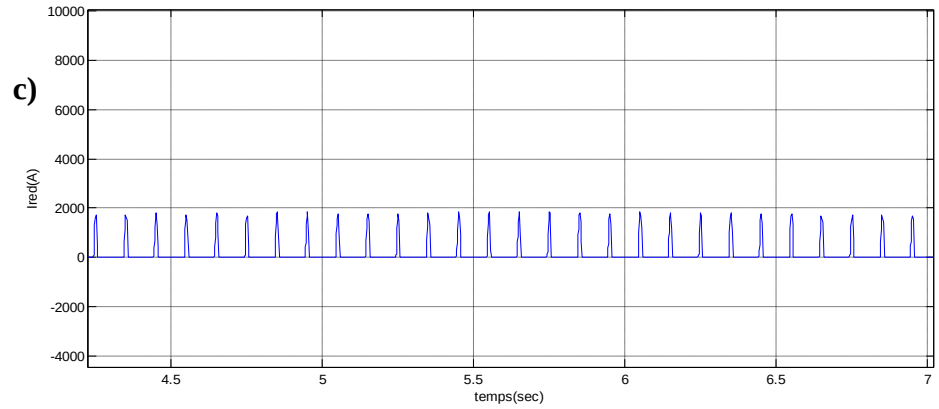
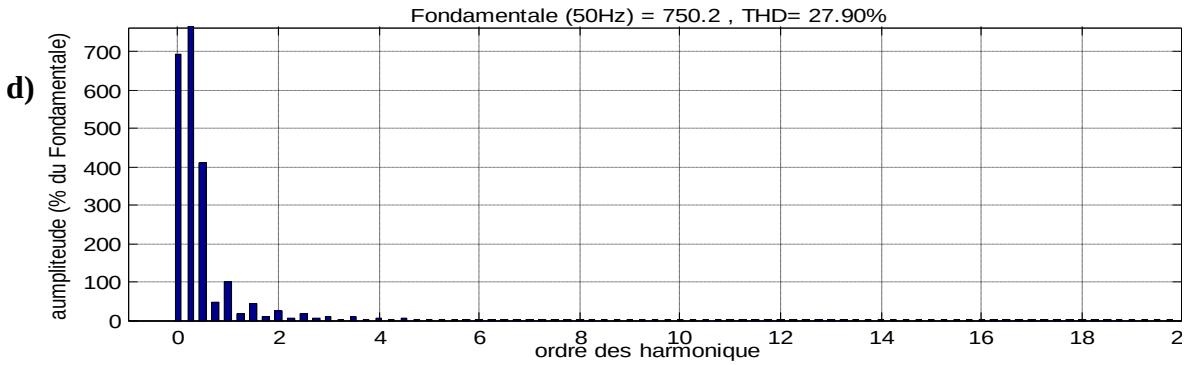


Figure II.1. Redresseur monophasé en pont à 4 diodes.









a)Tension de source, **b)** Courant d'entrée, **c)**courant redressé, *(R=212 Ω, C=940 µF, V_{SM}=160)* **d)** Courant d'entrée et son spectre.

Figure II.2. Formes d'ondes des différents signaux pour un redresseur monophasé avant la correction.

II.3.Correction 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 II.3-a et son schéma fonctionnel dans la figure II.4.

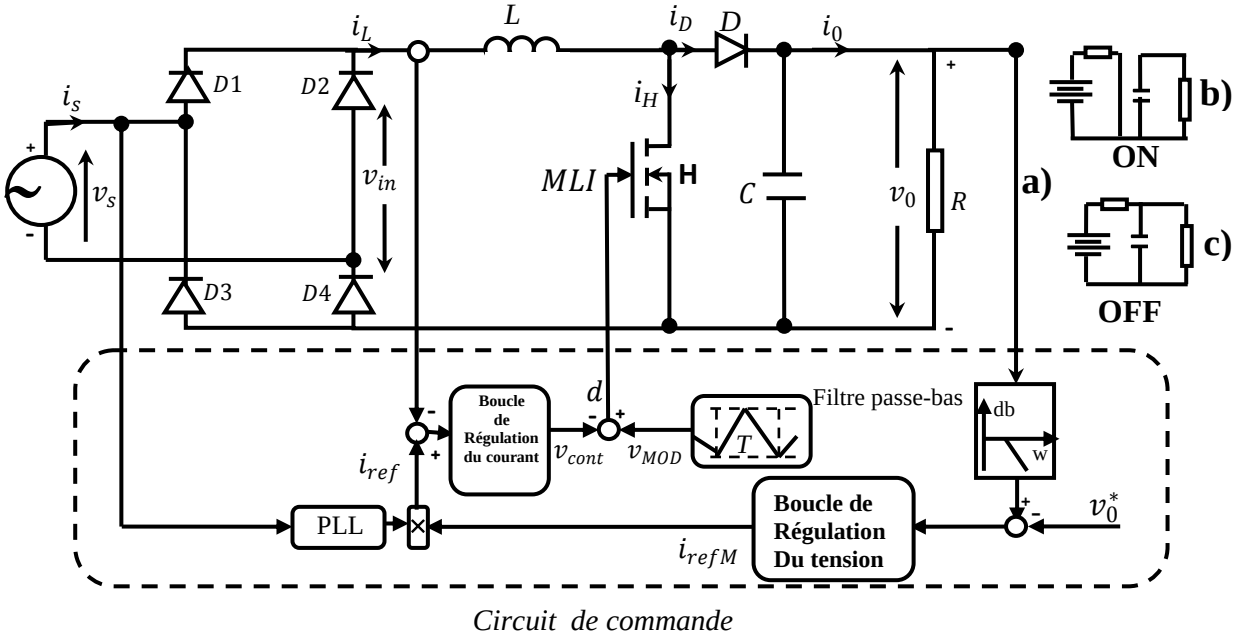


Figure II.3. Redresseur AC/DC associé au CFP avec le circuit de commende.

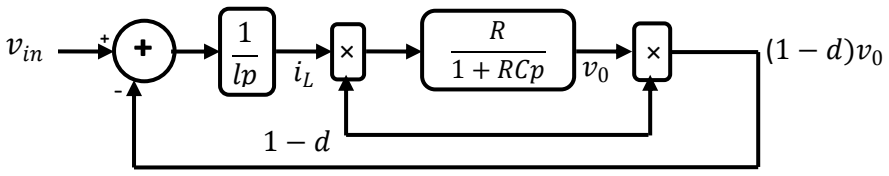


Figure II.4. Schéma fonctionnel du circuit global.

II.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 II.3.b), le courant dans l'inductance s'accumule, et l'énergie est stockée sous forme d'un 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 II.3.c), le circuit de puissance change le 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. Alors 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 (II.1) après l'analyse du circuit de la figure II.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 (II.1) :

$$\begin{cases} \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C}\left[(1-d)i_l - \left(\frac{1}{R}\right)v_0\right] \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}\left[v_{in} - (1-d)v_0\right] \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

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} considere 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 :

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

Où

Vin, ave : Valeur moyenne de la tension redressée.

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

II.3.2.Analyse statique de correcteur du facteur de puissance

$$p = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2}|v_S(t)||i_0(t)|dt = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2}|V_{SM}\,sin\,\omega t|\left|I_{refDc}\,sin\,\omega t\right|dt = \frac{V_{SM}\,I_{refDC}}{2} \quad \text{(II.3)}$$

La commande en courant impose la puissance moyenne $(V_{SM} * I_{SM})/2$transmise à la charge par le correcteur de facteur de puissance. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension v_0 d'évoluer selon la charge *R* dont le rapportv_0^2/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 lev_0. La figure. II.3, illustre la boucle de la tension $v_0$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 :

$$i_s(t) = \frac{V_{SM}\,\sin(\omega t) i_{ref}\,(t)}{K_s} \quad \text{(II.4)}$$

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

La figure. II.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 maximale du courant de référence et du courant d'entrée en présence du filtre.

En remplaçant$i_{ref}\,(t) = i_{refDC}$ dans l'équation (II.4) le courant d'entrée est donné par :

$$i_s(t) = \frac{V_{SM}\,sin(\omega t) i_{refDC}}{K_s} \quad \text{(II.5)}$$

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

$$v_s(t) i_s(t) = v_{0DC} i_0(t) \quad \text{(II.6)}$$

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

$$i_0(t) = \frac{V_{SM}^2\,I_{refDC}}{2K_s V_{0DC}}[1 - cos(2\omega t)] \quad \text{(II.7)}$$

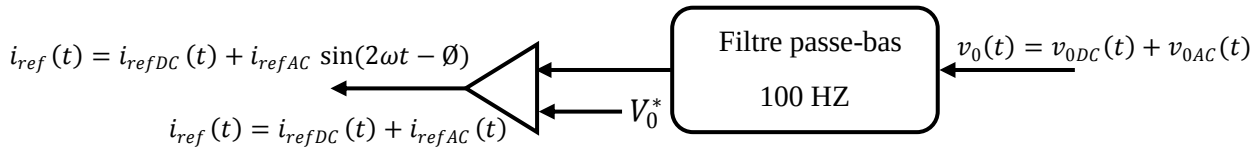


Figure II.5. Boucle de tension du bus continu en présence du filtre.

Selon la figure. II.5et l'équation(II.7), le courant de sortie a une composante continue et un harmonique de fréquence2ω. 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 illustre l'équation (II.5). Cependant, le filtre passe-bas diminue la largeur de la bande de retour d'état de la tension de sortie, entrainant une mauvaise réponse dynamique de la 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 retour d'état de la tension de sortie. L'amplitude du courant de référence n'est pas constante (figure. II.5) est donnée par l'équation suivante :

$$i_{ref}(t) = I_{refDC} + I_{refAC}\ sin(2\omega t - \emptyset) \qquad \text{(II.8)}$$

Où,

I_{refAC} : Amplitude de l'harmonique de i_{ref} ,

Ø: le retard de phase.

En remplaçant l'expression de $i_{ref}(t)$dans (II.4), on obtient :

$$i_s(t) = \frac{V_{SM}}{K_s}\left[I_{refDC}\ sin(\omega t) + \frac{I_{refAC}}{2}cos(\omega t - \emptyset) - \frac{I_{refAC}}{2}cos(3\omega t - \emptyset)\right] \qquad \text{(II.9)}$$

Donc le courant d'entrée n'est pas sinusoïdal. L'harmonique de fréquence2ω de $i_{ref}(t)$ est transformée en un harmonique de fréquence2ω du courant d'entrée. En outre, la distorsion du courant d'entrée est définie par les caractéristiques ($i_{refAC}\ et\ \emptyset$) de l'ondulation de la boucle de retour d'état de la tension du bus continu. Substituant (II.9) dans (II.6) et supposant un condensateur de sortie assez grand pour maintenir la tension du bus continu constante, le courant de sortie est donné par :

$$i_0(t) = I_0 + i_{02}(t) + i_{04}(t) \quad \text{(II.10)}$$

D'ailleurs, $K_s$peut être calculé en utilisant la puissance moyenne traitée par le pré-régulateur de CFP à partir de I_0dans l'équation(II.10).

La puissance moyenne traitée à la charge devienne:

$$P = \frac{V_{SM}^2}{2K_s}\left(I_{refDC} + \frac{I_{refAC}}{2} sin\,\emptyset\right) \quad \text{(II.11)}$$

D'où:

$$K_s = \frac{V_{SM}^2}{2P}\left(I_{refDC} + \frac{I_{refAC}}{2} sin\emptyset\right) \quad \text{(II.12)}$$

Si on assure quei_{refAC}et le retard $\emptyset$sont nuls, et remplaçant P obtenue de l'équation (II.3) dans l'équation (II.12), les expressions de Pet $K_s$deviennent :

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

II.4.Dimensionnement des éléments passifs

L'efficacité, la taille et les performances de CFP dépondent 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 primordial, 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.

II.4.1.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 II.1:

puissance de sortie P_0	P_0=132W
Tension du bus continu V_0	V_0=250V
Ondulation de la tension de sortie	<2%
Tension d'entrée	V_{Seff}=120V (RMS)
Ondulation du courant d'entrée	≤5%

Fréquence de commutation	f_{sw}=20KHz
Résistance de charge	R=150Ω
Inductance de couplage	L=22.5mH
Condensateur de filtrage	C=940µF

Tableau II.1 : **Paramètres du circuit de puissance**

II.4.2.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 $v_0/2$et d'une fréquence égale à la fréquence de commutation f_{sw}. Pour considérer le cas le plus défavorable de l'ondulation, le rapport cyclique du commutateur est réglé à 50% pour cette analyse. 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 :

$$\left(\frac{V_0}{2}\right) = \left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}}\right) = (2\pi f_{sw} L) I_{1r} \qquad \text{(II.13)}$$

Notez que le terme$(\frac{V_0}{2})(\frac{4}{I\sqrt{2}})$ est la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension au 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:

$$L = \left(\frac{1}{\sqrt{2}\,0.05\pi^2}\right)\left(\frac{V_0}{f_{sw} I_L}\right) = (1.437)\left(\frac{v_0}{f_{sw} I_L}\right) \qquad \text{(II.14)}$$

En tenant compte des données du cahier des charges (tableau II.1) et de l'équation partir de (II.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.

II.4.3.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:

$$i_0(t) \cong K_0(1 - cos2\omega t) \quad \text{(II.15)}$$

Pour une boucle de tension ($K_S = V_{SM}$), K_0est :

$$K_{0=}\frac{V_{SM}^2\ I_{refDC}}{2k_s V_{0DC}} = \frac{V_{SM}\ I_{refDC}}{2V_{0DC}} \quad \text{(II.16)}$$

Le gain du filtre pour la composante continue du courant I_0est *R*, et pour la composante alternative est:

$$|G_{ac}| = \frac{R}{((2RC\omega)^2+1)^{\frac{1}{2}}} \quad \text{(II.17)}$$

Donc :

$$\tau_{ond} = 2\frac{|G_{ac}|}{G_{dc}} = \frac{2}{((2RC\omega)^2+1)^{1/2}} \quad \text{(II.18)}$$

D'où :

$$C = \frac{(4-\tau_{ond}{}^2)^{1/2}}{2\tau_{ond}\ R\omega} \quad \text{(II.19)}$$

Afin d'obtenir une ondulation de la tension du bus continu inférieur à 2% et tenant compte des paramètres du tableau II.1 et l'équation (II.19), la valeur du condensateur C est de 940μF.

II.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*.

$$P(1 - cos2\omega t) = v_0 i_D = v_0\left(c\frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R}\right) \quad \text{(II.20)}$$

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 (II.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 (II.20) devient:

$$\frac{V_{SM}\, I_{refDC}}{2} \cong c\frac{dV_{0DC}^2}{dt} + \frac{V_{0DC}^2}{R} \qquad \text{(II.21)}$$

L'indice *DC* est utilisé pour rappeler que seulement la valeur moyenne de v_o est exprimée dans cette équation. Comme est montré dans (II.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 linéaires l'équation (II.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:

$$T_v(s) = \frac{\delta V_{0DC}}{\delta I_{refDC}} = \frac{V_{SM}}{4V_{0Dcc}}\frac{R}{1+RCs} \qquad \text{(II.22)}$$

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:

$$\begin{cases} T_{PI} = \frac{B.R.V_{SM}}{8\pi.(f_{cv}).v_{0DCC}} \\ K_{PI} = \frac{R.C}{2T_{PI}} \end{cases} \qquad \text{(II.23)}$$

B: L'atténuation de la tension mesurée du bus continu.

f_{cv}: La fréquence de coupure de la boucle fermée de la tension du bu continu.

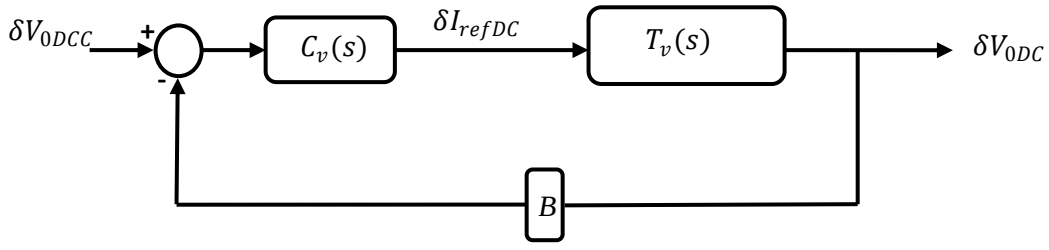


Figure II.6. Représentation fonctionnelle de la boucle fermée de la tension du bus continu.

Le Pôle et le Gain sont choisis pour obtenir un gain suffisant de marge de phase (≈45°) 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 3ωà 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.

II.6.Boucle de régulation du courant d'entrée

Le CFP élévateur de la figure II.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}=5-10kHz. Cependant, en raison de la nature non linéaire de l'équation (II.2), un contrôleur linéaire ne peut pas être utilisé sans que le courant de l'inductance i_L soit distordu [42].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 par retour d'état [43]. Dans ce cas, la forme correcte du contrôleur pour la linéarisation par retour d'état peut être trouvée par inspection:

Supposant que la tension de sortie v_o est constante, l'équation (II.2) devient :

$$1 - d = \frac{1}{V_0}\left\{\frac{2}{\pi}V_{SM} - C_I(s)\left(i_{ref} - i_L\right)\right\} \qquad \text{(II.24)}$$

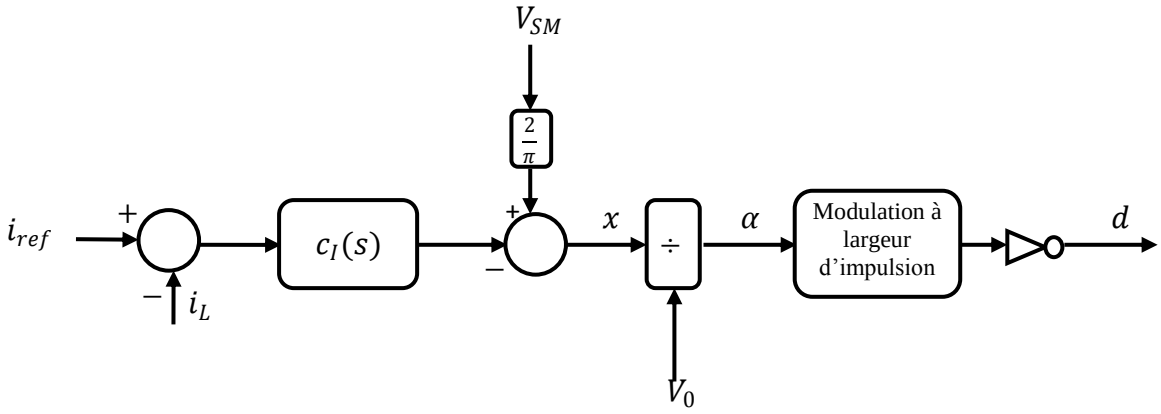


Figure II.7.Régulateur de la boucle de courant d'entrée.

Un schéma fonctionnel du régulateur est représenté dans la figure II.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 :

$$T_I(s) = \frac{1}{sL} \qquad \text{(II.25)}$$

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

II.7.Modèle de la commande

Le modèle du circuit de commande est implanté sur le logiciel Simulink/Matlab®, en utilisant les bibliothèques mathématiques et *PowerSim*. Le modèle nécessite 3 entrées ((i) Signal analogique de la tension d'entrée (réseau), (ii) 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, (iii) 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.

II.8.Résultats de simulation

Une simulation complète pour extraire les performances de la commande proposée (PI_PI). Ces résultats ont été relevés en régime permanant et en régime transitoire. Les paramètres du circuit de puissance et de commande sont indiqués dans le tableau II.1.

D'abord, le régime permanant 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. Toutes les données ont été relevées à une fréquence de 20kHz.

Les résultats de simulations obtenues confirment l'étude théorique de la topologie proposée avec les lois de commande propre à chaque mode de fonctionnement en particulier le mode dévolteur.

II.8.1.Réponse à une référence constante de la tension du bus continu

Les figures. II.8, II.9, représentent, respectivement, les résultats de simulation obtenus courant d'entrée et la tension du réseau pour une tension de référence V_0^*=250V, ces résultats sont similaires et valident la commande développée. Le courant absorbé (voir la figure. II.10) possède un faible taux de distorsion (*THDi*=3.91%(simulation), le facteur de puissance et très proche à l'unité 0.997 et l'erreur statique de la tension de sortie est autour de 1V.

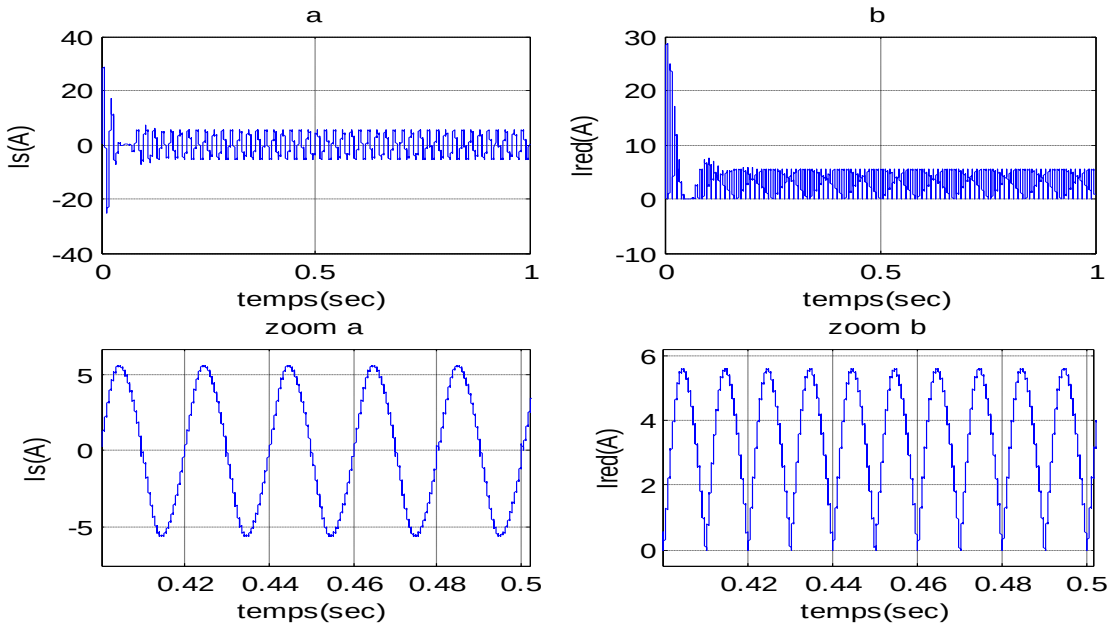


Figure II.8.a) Courant d'entrée. b). Courant redressé pourV_0^*=250V.

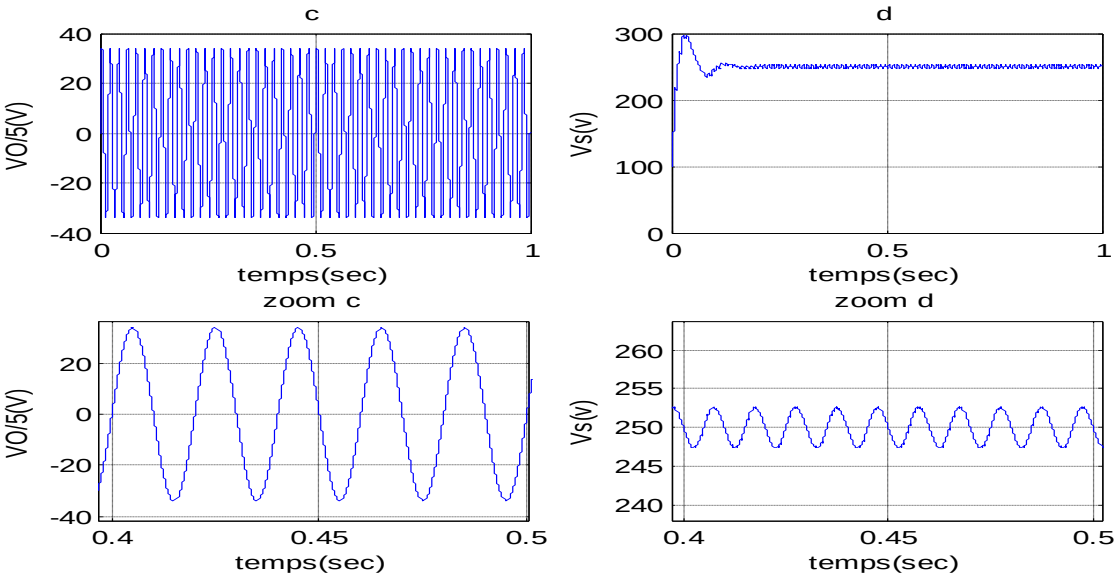


Figure II.9.c) Tension du réseau. d).Tension de sortie du bus continu pour V_0^*=250V.

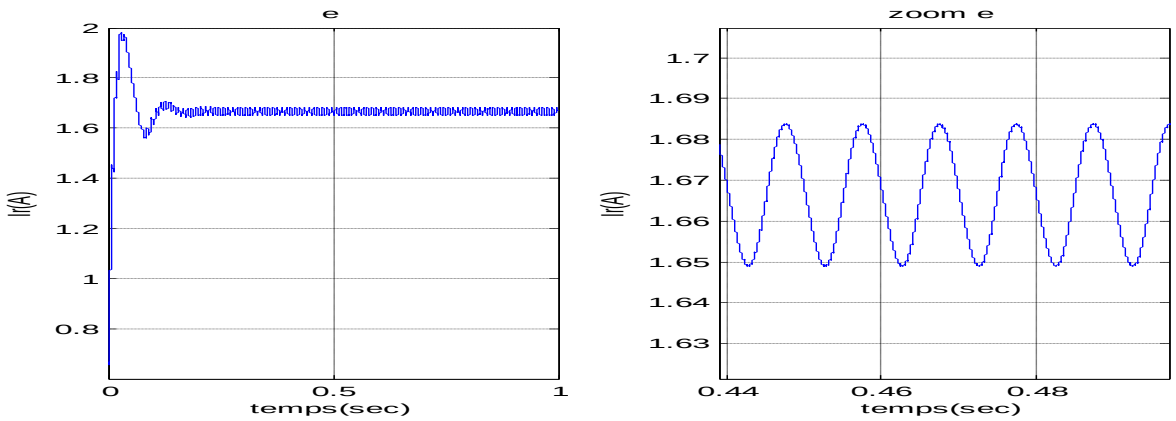


Figure II.10. Courant de sortie du bus continu pourV_0^*=250V.

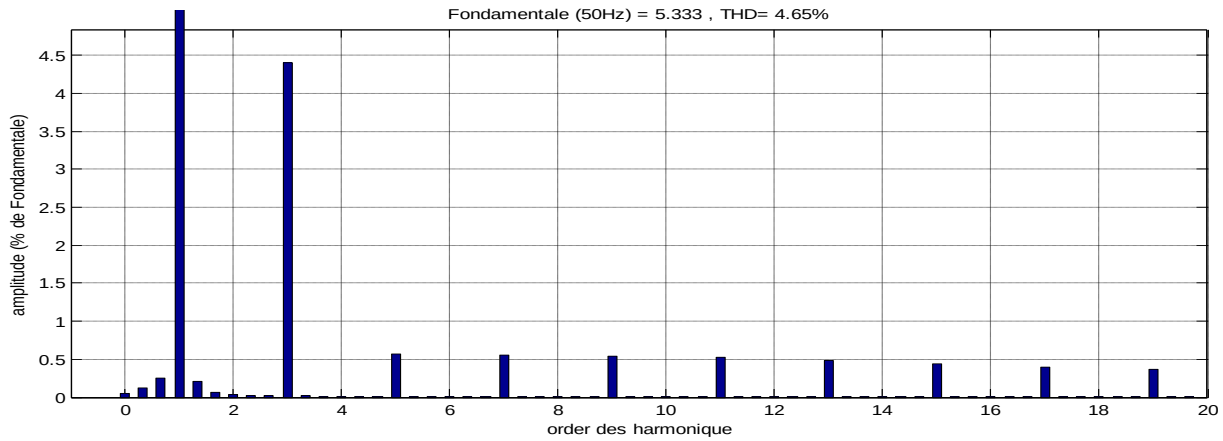


Figure II.8.a) Courant d'entrée son spectre .

II.8.1.1.Etude du convertisseur hacheur élévateur

Pour cette étude on considère la source d'alimentation V_{red} continue et d'amplitude 300V.

De plus, la commande $C(t)$est à la fréquence fixe de 10kHz et de rapport cyclique a=1/4. On considère: L = 0.1H ; C = 10^{-4}F ; R = 200Ω.

On construire le schéma de commande en utilisant les opérateurs gain, différentiateur, intégrateur, multiplicateur de la librairie *Simulink*^{TM}. Ainsi, utilisant le générateur de séquence périodique pour générer le signal de commande $C(t)$.

Les paramètres de simulation sont un pas de calcul de 5μs, soit le 1/100 de la période de découpage et un horizon d'observation de 0.2s.

En régime permanant : $\frac{\overline{Ld(Ired)}}{dt} = 0 = aTVred + T(1-a)(Vred - \overline{Vs})$

D'où $\frac{\overline{Vs}}{Vred} = \frac{1}{1-a}$ le calcul numérique donne $\overline{Vs} = \frac{300}{1-\frac{1}{4}} = 400$ V.

En égalisant les puissances moyennes à l'entrée et à la sortie du convertisseur, il devient comme :

$Pe = Vred * \overline{Ired} = \frac{\overline{V_S^2}}{R}$. Le calcule numérique donne $\overline{Ired} = \frac{400^2}{200*300}$=2.6A.

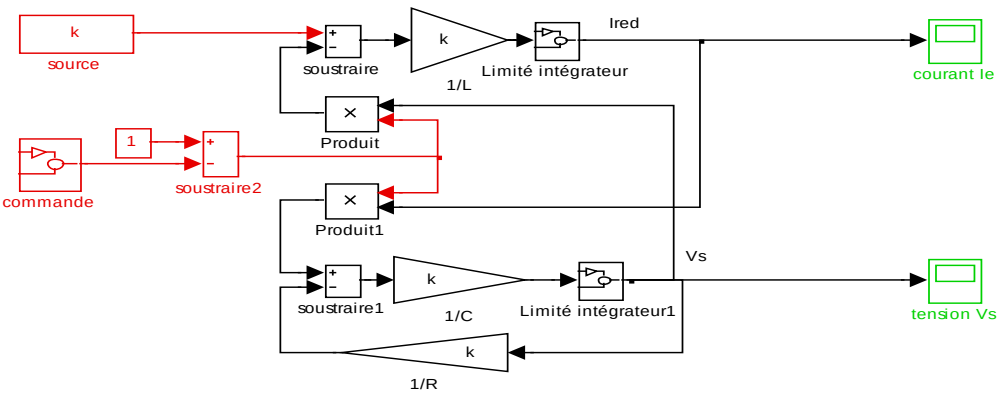


Figure II.11. Le modèle *Simulink*^{TM}du convertisseur hacheur boost.

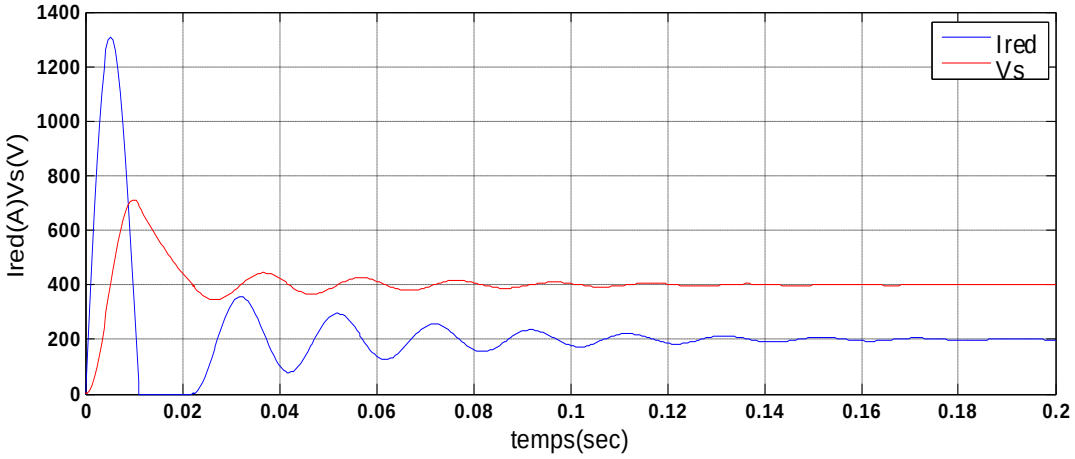


Figure II.12. Tension de sortie du bus continu Vs, et le courant redressé (Ired*100).

L'utilisation d'intégrateurs limités permet de "limiter" à 0 la valeur basse du courantI_{red} et de Vs.

En général, l'étude des convertisseurs est toujours abordée en régime permanent. Il apparaît alors que le courant moyen dans un condensateur, comme la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nul. Bien au contraire, pour comprendre le régime transitoire on doit considérer la tension moyenne sur l'inductance non nulle et positive tant que Vs<400V, puis négative.

La simulation confirme cette idée avec un maximum du courant I_{red} lorsque Vs= 400V. Pour la même raison, Vs continue de croître malgré la décroissance du courant I_{red} tant que lecourant moyen dans le condensateur est positif.

Passée une décroissance exponentielle jusqu'à 400V (décharge RC), le courant I_{red} peut denouveau croître pour tendre par des oscillations amorties vers la valeur finale de 2.6A.

II.8.1.2.Etude de l'absorption sinusoïdale de courant

La tension secteur vaut 230V efficaces. La référence de courant I_{ref} sera de 3A crête.On donne: L=0.1H ; C=10^{-4}F.

Pour la commande en fourchette, on utilise le relais à seuil (librairie non linéaire de Simulink^{TM}) dont les transitions 0/1 seront déterminées pour une erreur en courant de ±0.1A.

Les paramètres de simulation sont un pas de calcul de 5μs et un horizon de 0.05 sec. Une source sinusoïdale et un bloc valeur absolue permettent simplement de simuler le redresseur à diodes dans le cas de l'absorption sinus, car la conduction discontinue n'existe pas.

Appliquer le fréquencemètre à la sortie du comparateur à hystérésis et relever l'évolution de la fréquence de découpage sur une ½ période secteur.

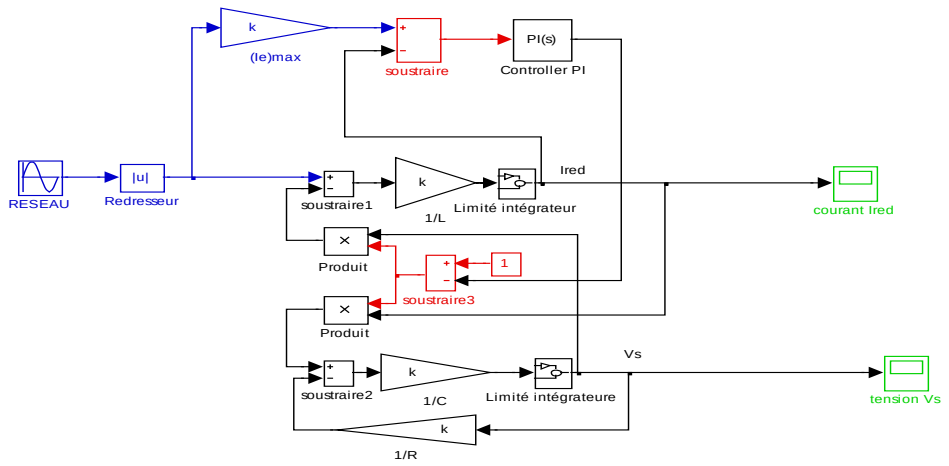


Figure II.13. Absorption sinusoïdale de courant sous Simulink.

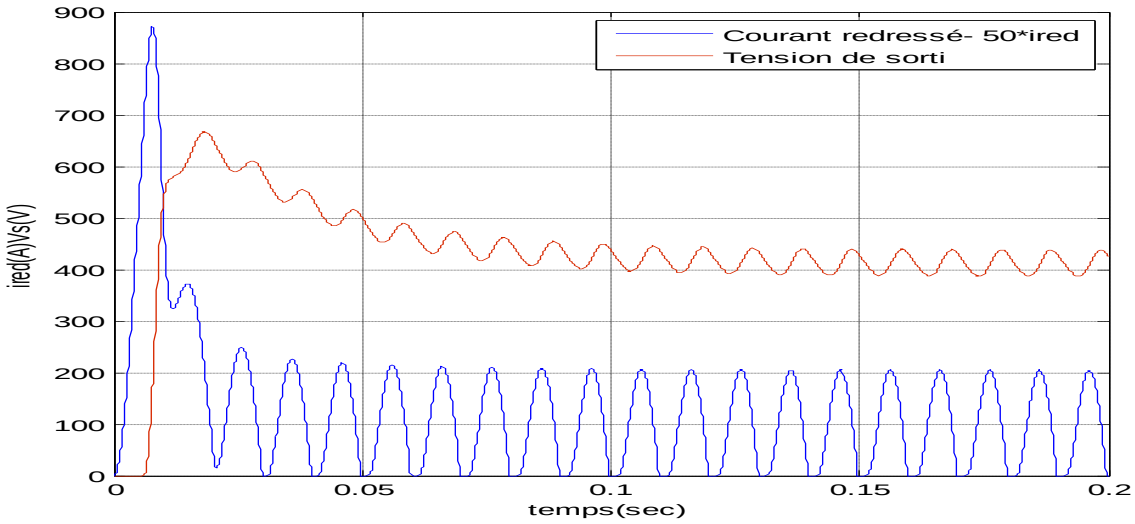


Figure II.14. La tension et le courant à l'entrée pour L=0.1H.

$$\left.\begin{aligned}\bar{p}_{red} &= \frac{v_M I_M}{2}\\ \bar{p}_{charge} &= \frac{v_s^2}{R}\end{aligned}\right\} \mathrm{R} = \frac{2\bar{V}_s^2}{V_M I_M} = \frac{2 * 400^2}{230\sqrt{2} * 3} = 328\Omega$$

Pour $0 \leq t \leq \tau 0$, on a la relation : $V_{red} = L\frac{dI_{red}}{dt}$ (le transistor T reste à l'état ON car$I_{red} < I_{ref}$.

On en déduit$I_{red} = \frac{V_M}{L\omega} * [1 - \cos(\omega t)]$.

D'où, $\tau = \frac{2}{\omega} arctg\ \frac{L\omega I_M}{V_M} = 1.8m\ sec$à l'instant $t = \tau$tel que $(I_{red})_\tau = (I_{ref})_\tau = I_{red} * \sin(\omega\tau)$.

Le maximum de I_{red} a lieu lorsque $V_{red} = V_s$, le transistor restant bloqué tant que $I_{red} < I_{ref}$.

La simulation permet ici une mesure de fréquence difficile à faire sur un montage expérimental. Les maximums sont effectivement proches des 5 kHz, et pour les valeurs numériques proposées. Les écarts sont dus aux fluctuations de Vs autour des 400V théoriques.

Un changement de valeur de *L* permet rapidement de vérifier la réduction de la distorsion. Il y a là un intérêt majeur de la simulation, à savoir que l'on peut "tester" toutes les selfs que l'on veut.Un autre intérêt est de permettre la validation d'acquis théoriques car on peut simuler une self constante quelque soit le courant qui la traverse.

Dans le même esprit, on peut rapidement observer "sans destruction" les effets d'une variation de la charge. En effet, muni d'une boucle de courant, le dispositif se comporte comme un générateur de puissance moyenne$\frac{V_M I_M}{2}$. Cette puissance est dissipée dans la charge et donc selon sa valeur *R*, la tension $\bar{V}_s$vérifiera l'égalité$\frac{\bar{V}_s^2}{R} = \frac{V_M I_M}{2}$.

II.8.1.3.Etude d'un modèle continu équivalent

On donne C = 10^{-4}F ; R = 328Ω ; I_M = 3A ; V_M = 325V, Simuler pour valeurs d'inductance de 0.02H

On utilisera avantageusement les opérateurs non linéaires de multiplication et de division.

$V_M I_M (1-\cos(2\omega t))/2 \cong V_{Se} * \left(C\frac{dV_{se}}{dt} + \frac{V_{se}}{R}\right)$.

Cette relation exprime l'évolution de la valeur moyenne de la tension de sortie et de son ondulation à 100 Hz superposée, mais dépouillée de la sur modulation au rythme du découpage.

On suppose: $I_{red} \cong I_M * \sin(\omega t)$

La puissance instantanée (p) inductance = $V_L * I_{red}$ est négligeable les semi conducteurs à dissipation nulle.

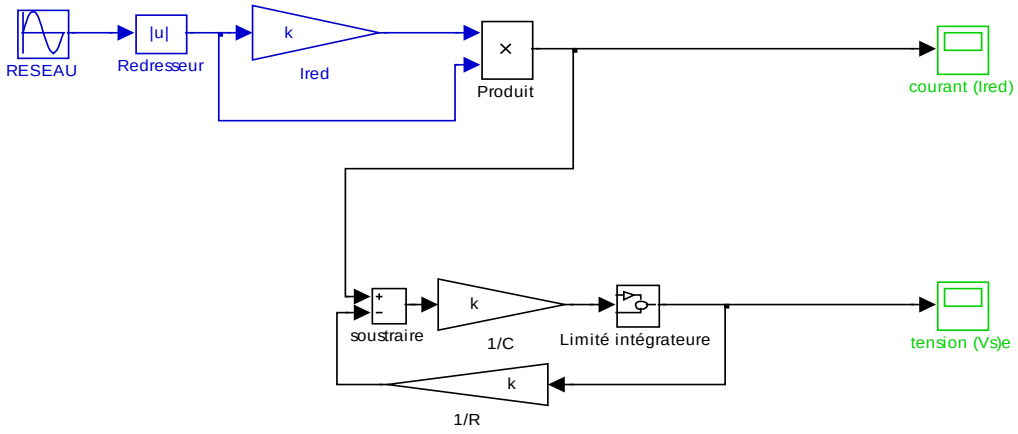


Figure II.15. Modèle continu équivalent en Simulink.

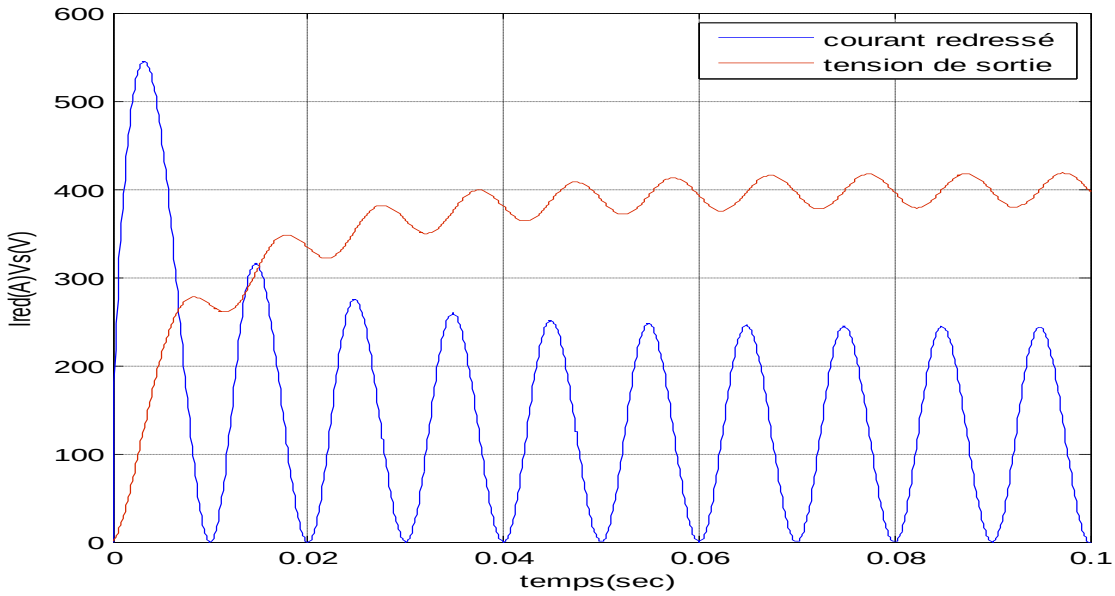


Figure II.16.Résultats de simulation pour l'inductance égale L=0.02H.

$$\frac{V_M I_M}{2} \cong \left(C\frac{dV_{S0}}{R} + \frac{V_{s0}}{R}\right)$$

Cette relation exprime uniquement l'évolution de la valeur moyenne de la tension de sortie, dépouillée de son ondulation à 100Hz. Seule cette dernière relation présente un intérêt pour le calcul du correcteur de la boucle de commande de tension.

II.9.Variation de la référence de la tension du bus

La référence de la tension du bus continu a subit une variation de ±32 V (de 250V à 300V). 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 la figureII.18 ci-après. Il est à noter que le régulateur proposé possède une bonne réponse.

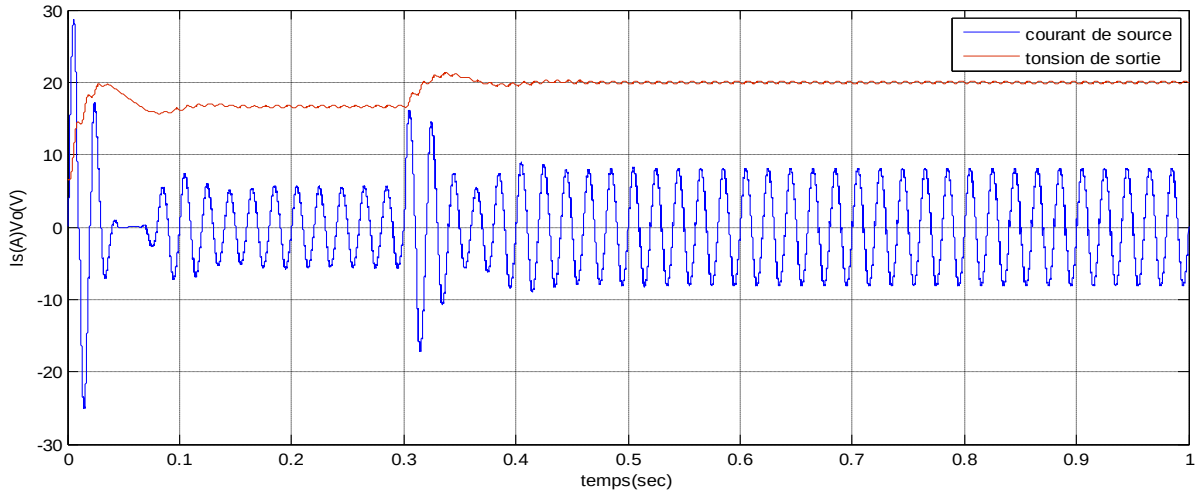


Figure. II.17.Réponse à une augmentation et diminution de *Vo** (250V/300V).

II.10.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 150Ω (de 150Ω à 300Ω puis à 150Ω) pour une référence constante de *Vo**=250V. L'amplitude actuelle de la référence du courant est limitée à 3.5A. Les figures II.19 et II.20 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 avec un THD=3,91%.

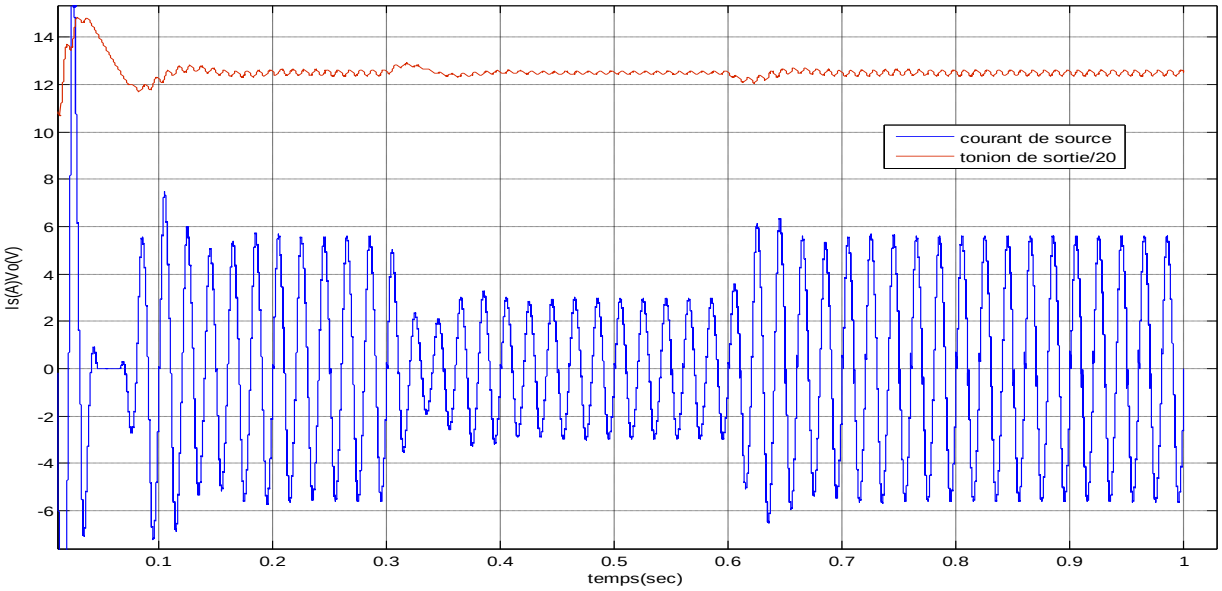


Figure. II.18.Réponse à une variation de la charge R (150 Ω /300 Ω /150 Ω) (Simulation).

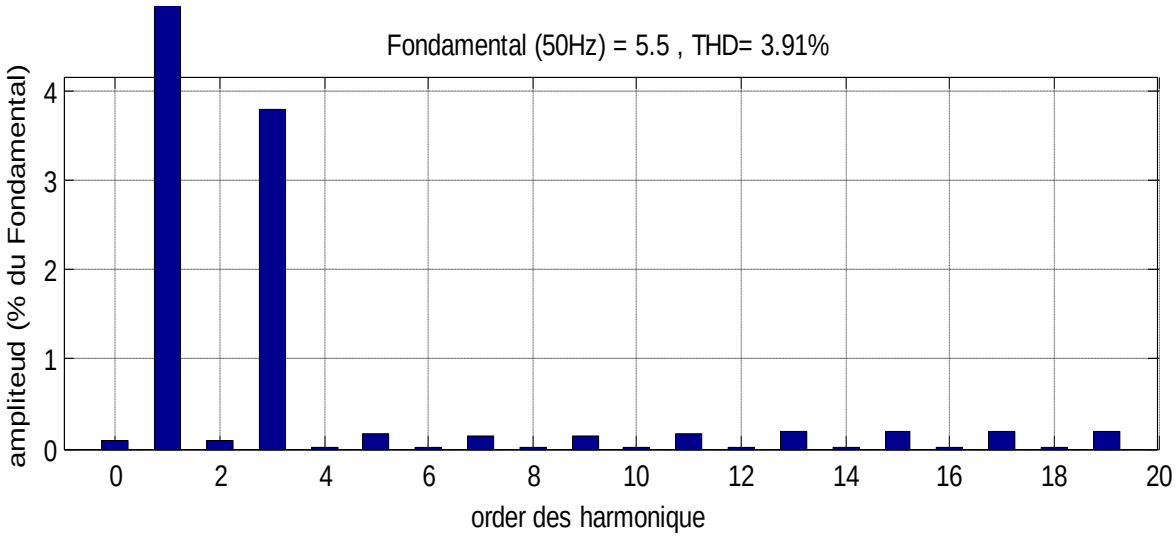


Figure. II.19. Courant d'entrée et son spectre.

II.11. 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. On a commencé 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 obtenus montrent les performances précitées de ce type de commande. 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 III

Commande en courant par hystérésis du correcteur du facteur de puissance.

Commande en courant par hystérésis du correcteur du facteur de puissance.

III.1.Introduction

Les surfaces typiques de commutation pour les convertisseurs statiques sont du premier ordre, tel que les méthodes de contrôle d'hystérésis [44], [45]-[52]. Bien que ces méthodes fournissent une bonne réponse et stabilité, elles montrent les contraintes suivantes : (i) 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. (ii) 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 [53]. Ainsi, quelques méthodes, comme la méthode d'hystérésis à bande variable [6-10], 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 dans ce chapitre, 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.

III.2.Commande par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Curent 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 III.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 [54].

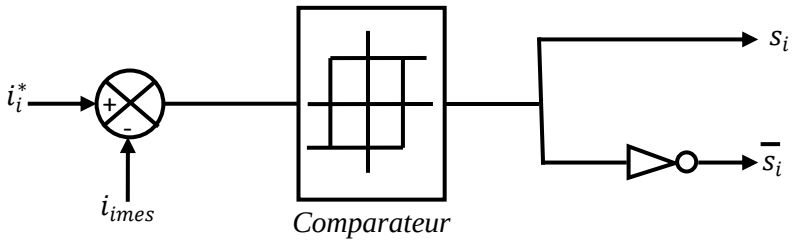


Figure III.1. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

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 entrainements électriques et les filtres actifs [55]. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure III.2, où ΔI est la largeur de la bande hystérésis:

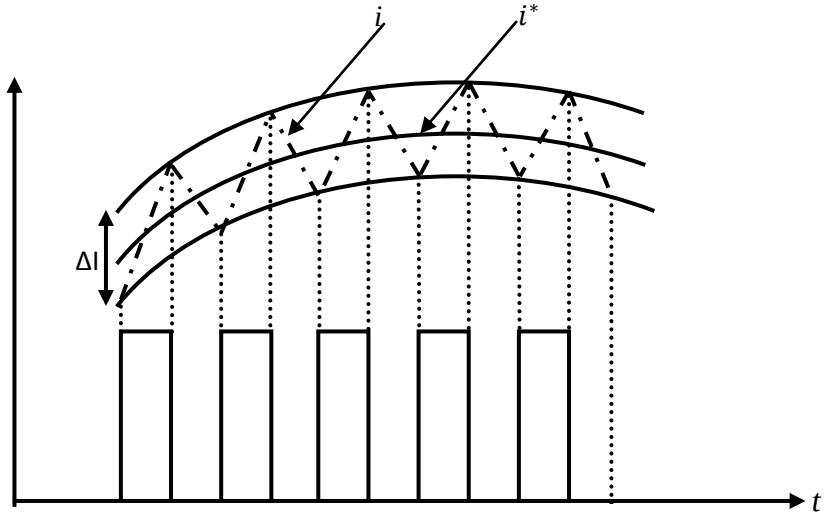


Figure III.2. Principe de génération des ordres de commande.

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, [56-58], ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations successives ou de travailler à fréquence de commutation constante.

III.3.Structure du 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 III.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 :

$$\begin{cases} i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Longrightarrow s = 0 \\ i^* - i = -\frac{\Delta I}{2} \Longrightarrow s = 1 \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

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) 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 PLL sont été proposées dans la littérature

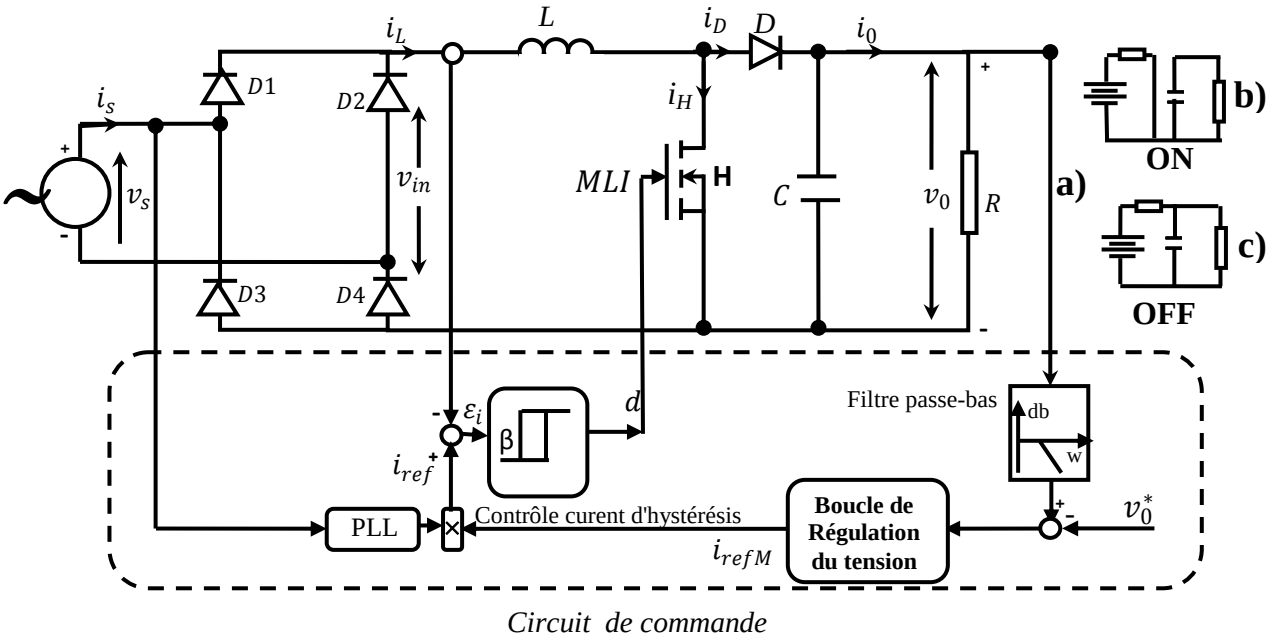


Figure III.3. Structure de contrôle par hystérésis du courant absorbé par CFP.

III.4.Boucle de régulation de la tension de bus continu

III.4.1.Principe

La commande en courant impose la puissance moyenne$\frac{V_M * I_M}{2}$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension Vs d'évoluer selon la charge R dans le rapport$\frac{V_S^2}{R}$. 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 Vs. Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension Vs dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courantI_{ref} avec une contrainte de forme sinusoïdale. Le schéma de principe complet devient celui de la figure III.3.

Une première remarque s'impose. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente par rapport au 100Hz.

Une seconde remarque concerne l'ondulation à 100Hz de Vs. Etant justement due à l'absorption sinusoïdale, il paraît illusoire que le régulateur cherche à la combattre en espérant maintenir cette absorption sinus. Trois solutions s'offrent à nous :

- prélever Vs à travers d'un filtre.
- éjecteurs de fréquence centrale 100 Hz accroître la capacité de filtrage.
- échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension filtré la mesure.

III.4.2.Modélisation par bilan de puissances

Faire l'approximation $I_{red} \cong I_{ref}$ est tout à fait légitime. En effet, une inductance L suffisamment faible pour réduire la durée de la distorsion du courant I_{red} et une fenêtre d'hystérésis très serrée font que au prix d'un accroissement de$(Fd)_{MAX}$,$I_{red}(t) \Longrightarrow I_{ref}(t)$. Cependant, poser$I_{red}$ = I_{ref} présente un inconvénient important pour la suite de l'étude car le signal de commande $C(t)$ n'est plus déterminé. L'état du transistor T et celui de la diode D ne peuvent plus s'exprimer. Nous perdons le lien mathématique entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

III.5.Boucle de régulation du courant d'entrée

On distingue 2 types de stratégies de commande :

1 celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par modulation de largeur d'impulsions. Le rapport cyclique du signal de commande C(t) peut être déterminé de différentes façons.

2 celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de commande par hystérésis ou par fourchette de courant.

Nous retiendrons pour l'étude cette seconde solution car elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur ; tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur (2 multiplications). Néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un

dimensionnement de l'inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des transistors et selon ses possibilités de refroidissement.

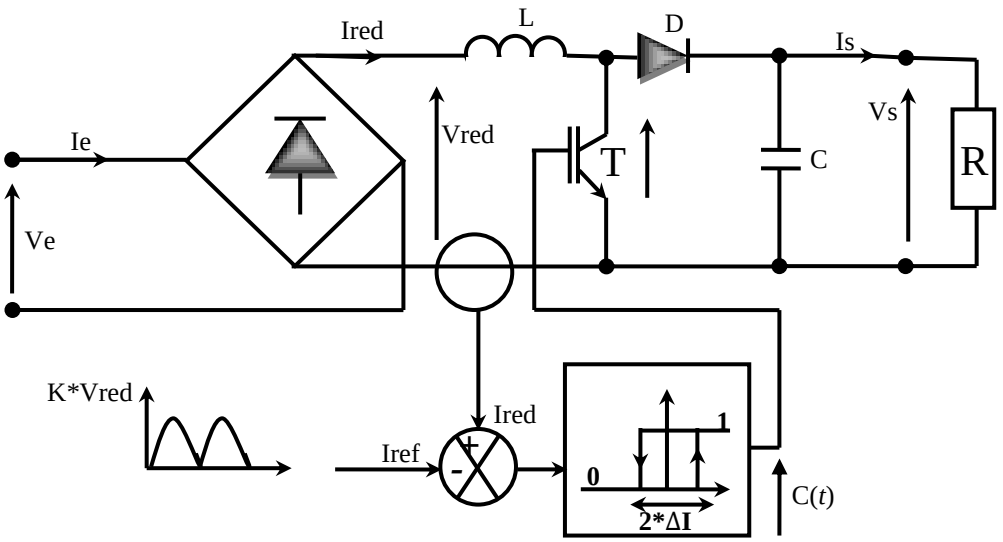


Figure III.4. Le principe retenu du contrôle du courant I_{red}

La consigne I_{ref} doit être en phase avec le secteur pour permettre un facteur de déplacement unitaire. Une simulation sous Simulink, donne le résultat de la figure.III.5, avec L=0.1H, I_{ref} =3*|sin (ω*t)|, ΔI=$\pm$ 0.1A. On observe effectivement une poursuite correcte de la consigne dans labande d'hystérésis imposée. La distorsion deI_{red} est en accord avec la remarque du Elle est réductible pour des valeurs plus faibles de L.

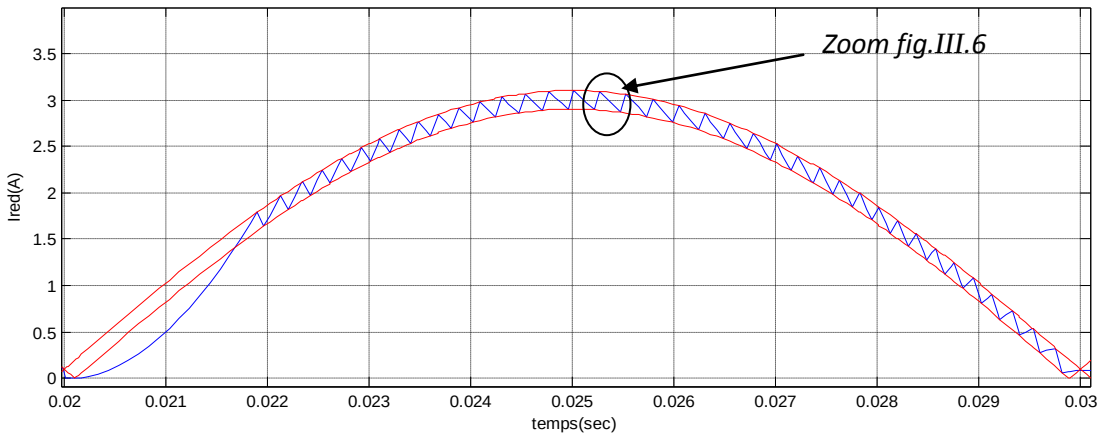


Figure III.5.Résultats de simulation pour l'inductance L=0.1H.

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 Hystérésis FBH), tandis que dans la deuxième

manière oscille dans une bande d'hystérésis sinusoïdale (Sinusoïdal Band Hystérésis SBH), suivant les indications de la figure III.4. Dans une troisième manière, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis variable (Variable Band Hystérésis VBH), le but de ce dernier est de maintenir la fréquence de commutation constante en agissant sur la largeur de l'enveloppe d'hystérésis.

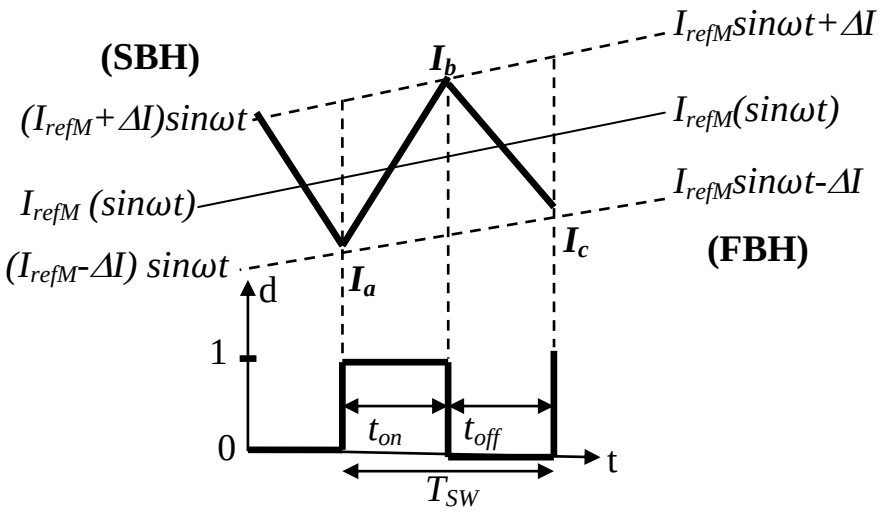


Figure III.6. Fréquence de commutation.

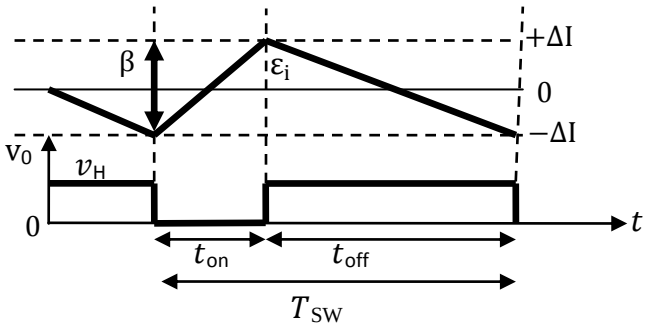


Figure III.7. Erreur de courant et tension d'interrupteur.

III.6.Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle

III.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:*

$$\left(i_{upper}\right) = I_{refM} * \sin(\omega t) + \Delta I = I_{refM} * \sin(\omega t) + \beta/2$$

✍ *Limite inferieure:*

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

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

$$Si\ i_l > i_{upper}\ , d = 0 Alors, v_H = v_0$$

$$Si\ i_l > i_{lower}\ , d = 1 Alors, v_H = 0$$

III.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 :

$$Bande\ supérieur\ (i_{upper}) = (I_{refM} + \Delta I) * \sin(\omega t) = (I_{refM} + \beta/2) * \sin(\omega t)$$

Limite inferieure:

$$Bande\ inferieur\ (i_{lower}) = (I_{refM} - \Delta I) * \sin(\omega t) = (I_{refM} - \beta/2) * \sin(\omega t)$$

III.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 III.8. A partir de la figure III.6 et la figure III.7, en considérant la tension de sortie $v_0$constante sur une période de commutation, nous pouvons écrire:

$$t_{on} = \frac{L}{v_{in}}(I_b - I_a), t_{off} = \frac{L}{v_{in} - V_0}(I_C - I_b) \qquad \text{(III.2)}$$

La fréquence de commutation sera:

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{SW}} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \qquad \text{(III.3)}$$

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

$$v_{in} - L\frac{dil}{dt} = v_H \qquad \text{(III.4)}$$

Pour un fonctionnement idéal du PFC, nous pouvons assumer le courant i_La une référence sinusoïdale redressée i_{ref} , l'équation (III.4) devient :

$$v_{in} - L\frac{di_{ref}}{dt} = v_H^* \qquad \text{(III.5)}$$

A partir de (III.4) et (III.5), on obtient :

$$L\frac{d\varepsilon_i}{dt} = v_H - v_H^* \quad \text{(III.6)}$$

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 (III.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 III.7, t_{on} et t_{off} obtenus dans l'équation (III.2), peuvent être déterminés d'une autre manière en utilisant la figure III.6 et l'équation(III.6) :

$$t_{on} = \frac{L\beta}{v_H^*}, t_{off} = \frac{L\beta}{V_0 - v_H^*} \quad \text{(III.7)}$$

$$f_{SW} = \frac{v_H^*(V_0 - v_H^*)}{L\beta V_0} \quad \text{(III.8)}$$

Selon les équations (III.5) et (III.7), la fréquence de commutation sera représentée par l'équation suivante :

$$f_{SW} = \frac{(V_{SM}|\sin(\omega t)| - L\omega I_{rfeM}|\cos(\omega t)|)(V_0 - V_{SM}|\sin(\omega t)| + L\omega I_{refM}|\cos(\omega t)|)}{L\beta V_0} \quad \text{(III.9)}$$

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 (III.9) ;

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

La Figure III.8, montre la variation de la fréquence de commutation en fonction de l'inductance et de la largeur de la bande d'hystérésis.

L'ensemble des courbes $(f_{sw})_{MAX} = f(L)$pour lesΔI, nous informe de la valeur de L'inductance L à choisir afin de limiter la fréquence de commutation à une valeur compatible.

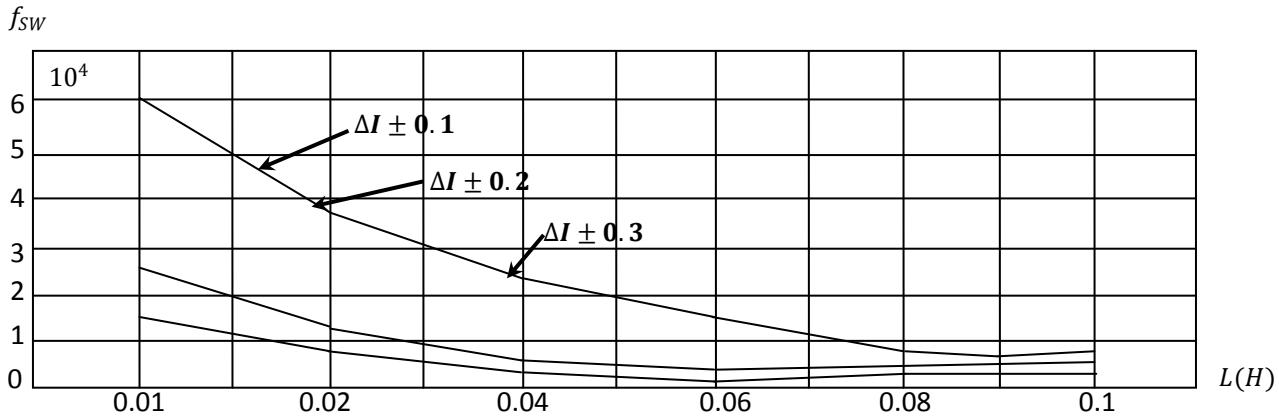


Figure III.8. Variation de la fréquence de commutation en fonction de L et Δi.

Pour une valeur de l'inductance de 0.1H, la fréquence de commutation maximale est de 5kHz. Une simulation plus réaliste avec L=0.0225Het 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 référencei_{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=0.0225Hle MSF est de 25kHz.

III.8.Contrôle en courant par hystérésis à fréquence de commutation constante

De l'équation (III.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 :

$$\beta = \frac{(V_{SM}\,|\sin(\omega t)| - L\omega I_{refM}\,|\cos(\omega t)|(V_0 - V_{SM}\,|\sin(\omega t)| + L\omega I_{refM}\,|\cos(\omega t)|)}{LV_0 f_{swd}} \qquad \text{(III.10)}$$

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 (III.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 .

III.9.Résultats de simulation

III.9.1.Etude de l'absorption sinusoïdale de courant

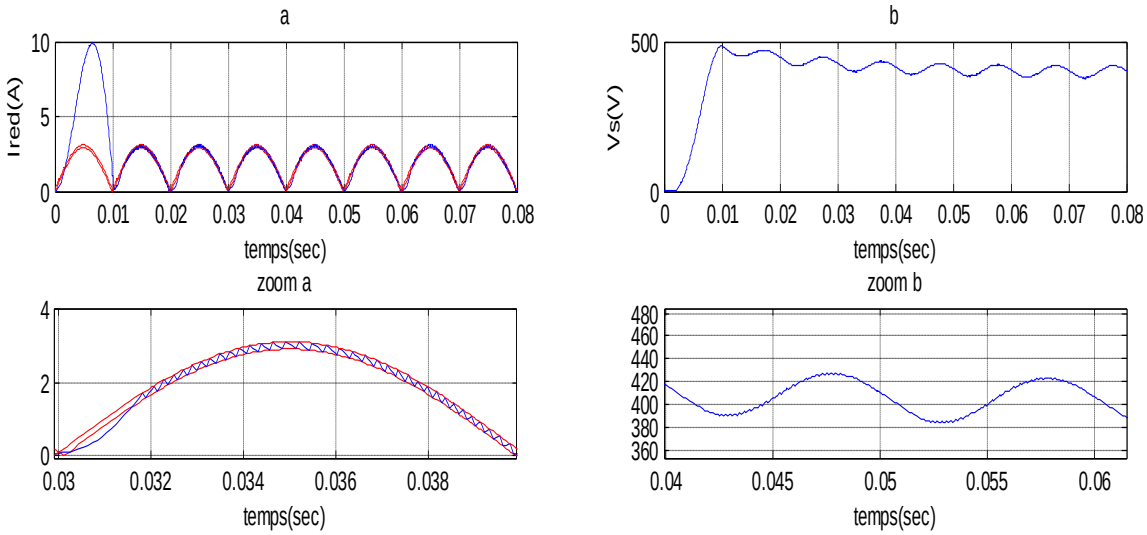


Figure III.9.Résultats de simulation pour le courant redressé et la tension de la source

On observe une fluctuation de Vs à 100Hz comme nous l'avions prévu. L'importance de la capacité masque la sur modulation à la fréquence de découpage. Nous pourrons donc négliger l'ondulation HF de la tension Vs dans l'étude de la boucle de tension.

On en conclura que, si L est toujours dimensionnée pour la fréquence de découpage, C sera cette fois dimensionné pour le 100Hz.

Dans le même esprit, on peut rapidement observer "sans destruction" les effets d'une variation de la charge. En effet, muni d'une boucle de courant, le dispositif se comporte comme un générateur de puissance moyenne$\frac{V_M I_M}{2}$. Cette puissance est dissipée dans la charge et donc selon sa valeur R, la tension $\bar{V}_s^2$vérifiera l'égalité$\frac{\bar{V}_s^2}{R} = \frac{V_M I_M}{2}$.

III.9.2 Hystérésis à bande Fixe

Les figures III.10, 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 (ΔI= ±0.1A). L'allure du courant de source est forcée à suivre l'itinéraire sinusoïdal avec une tolérance de ±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 4.00%, 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). 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.

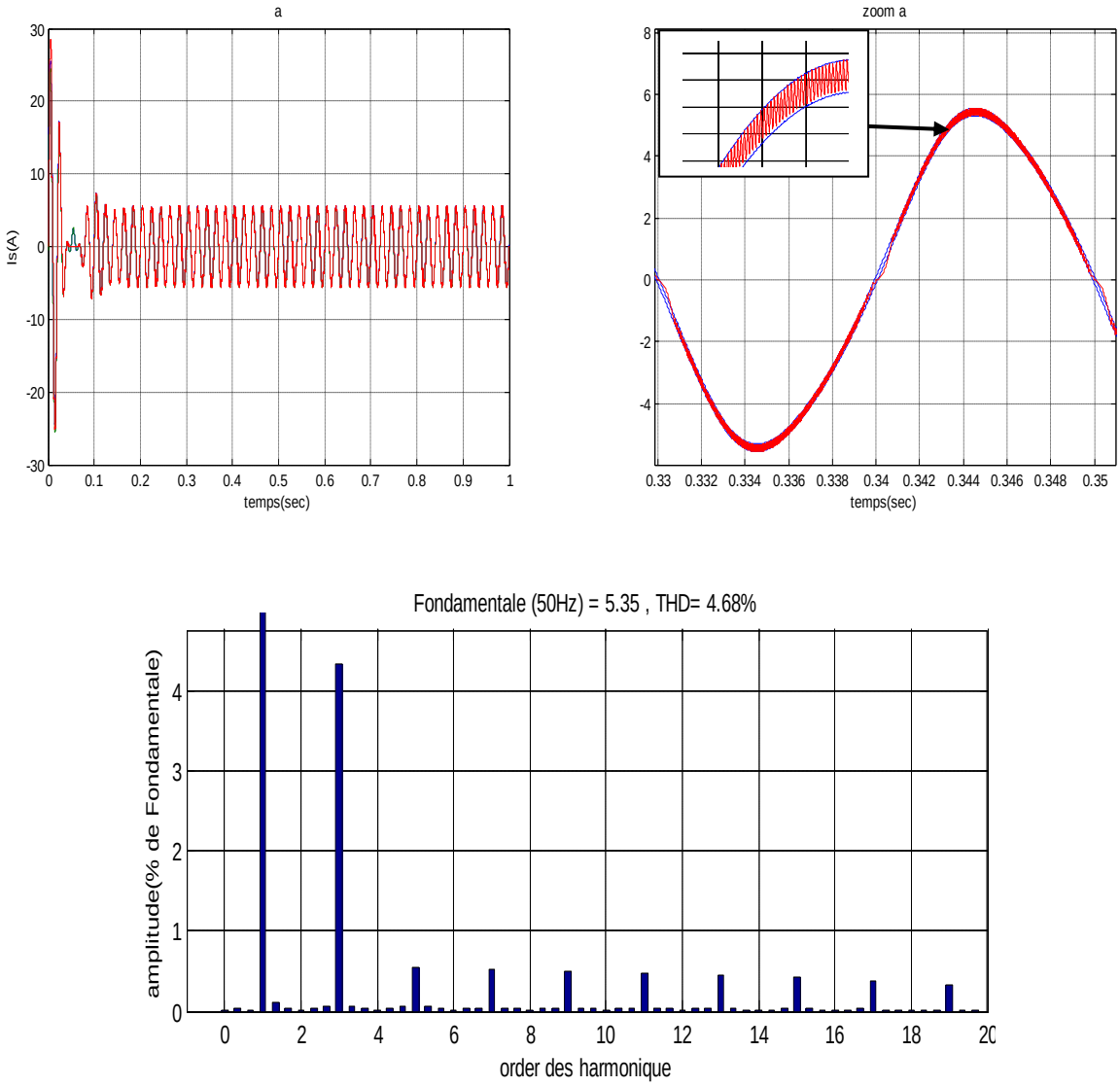


Figure III.10. Forme d'onde du courant et son spectre de source (Bande fixe).

III.9.3 Hystérésis à bande Sinusoïdale

Les figures III.11, 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 4%, 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. 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.

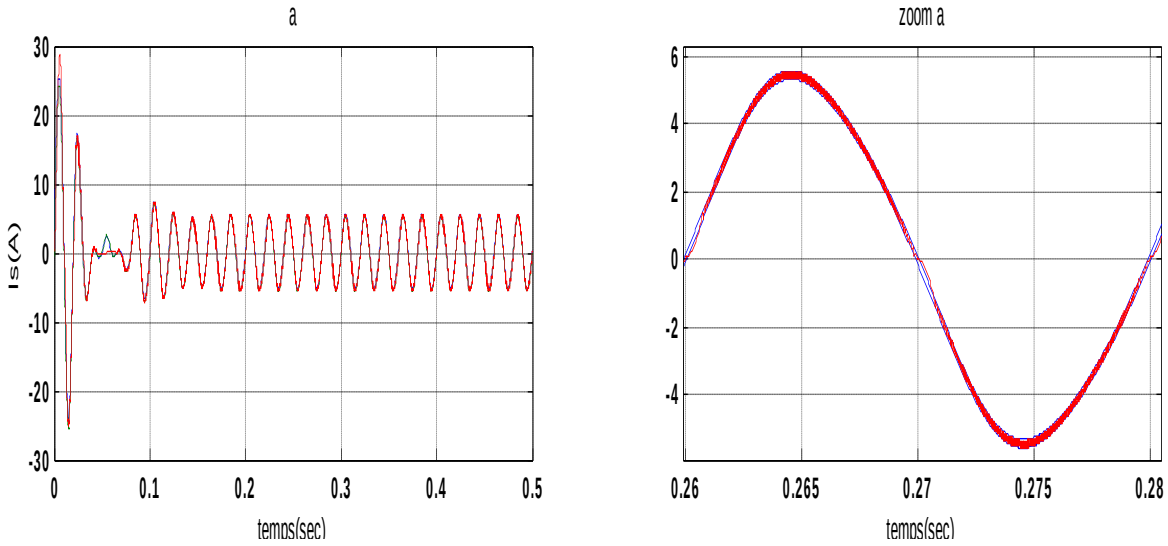


Figure III.11. Forme d'onde du courant de source (Bande sinusoïdale).

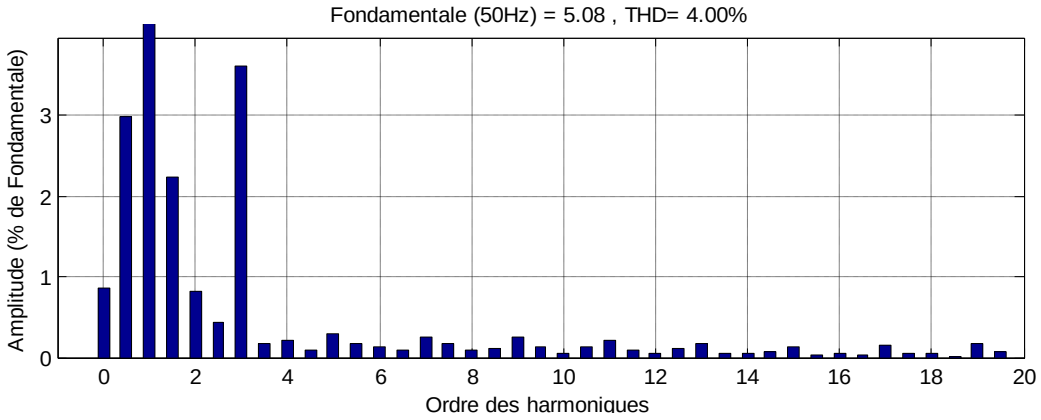


Figure III.12. Courant de source et son spectre.

III.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 de commande.

Le principe de contrôle du courant par hystérésis est présenté, 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 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.

Les résultats de simulations obtenues 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.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche des solutions, 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. Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau, il est apparait 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 somme intéressés dans ce travail à cette dernière solution, basée sur la conception des stratégies de commande des convertisseurs AC/DC à absorption de courant sinusoïdal.

L'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale, nous avons pu apprécier l'importance des travaux 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 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.

Les résultats de simulation obtenue au niveau de deuxième et le troisième chapitre, ont démontré l'efficacité de ces deux approches. Le courant prélevé est quasiment sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau avec un facteur de puissance unitaire.

En conclusion, l'utilisation des techniques de commande des convertisseurs statiques permettent d'avoir un très bon contrôle des correcteurs de facteur de puissance. En effet, l'amélioration de la qualité du courant prélevé sur le réseau est nettement visible pour les approches développées.

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

- ☞ L'exploitation d'autres techniques qui n'ont pas été exploité dans ce travail, tel que la commande par mode glissant et d'autres techniques de commande intelligentes telle que la logique floue, ainsi la commande prédictive.
- ☞ L'utilisation des techniques d'optimisation pour modéliser les composantes des correcteurs de facteur de puissance et paramétrer les régulateurs utilisés.

Bibliographies

[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] **M. Shafiee Khoor :** "*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.

[3] **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.

[4] **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.

[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] **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.

[7] **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.

[8] **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.

[9] **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.

[10] **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.

[11] **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.

[12] **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.

[13] **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.

[14] **N. G. Hingirani:** "*FACTS technology and opportunities*", IEE FACTS Colloquium, pp. 1-10, 1994.

[15] **M. Fadel:** "*Lois de commande pour une alimentation AC/DC à absorption de courant sinusoïdal*", 3EI'99, Gif/Yvette, France, Mars 1999.

[16] **K. De Gusseme, D. M. Van De Sype, A. P. M.Van den Bossche, J. A. Melkebeer:** "*Digitally controlled power-factor-correctionconverters operating in both continuous and discontinuous conduction mode*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 88-97, Feb. 2005.

[17] **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.

[18] **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.

[19] **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.

[20] **S. H. Li, C. M. Liaw:** "*On the DSP-based switch-mode rectifier with robust varying- band hysterisis PWM scheme*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp.1417-1425, Nov. 2004.

[21] **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.

[22] **A. A. De Melo Bento, E. R. C. Da Cilva:** "*Hybrid one-cycle controller for boost PFC rectifier*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 45, no. 1, pp. 268-277, Jan./Feb. 2009.

[23] **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.

[24] **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.

[25] **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.

[26] **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.

[27] **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.

[28] **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.

[29] **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.

[30] **A. I. Maswood, F. Liu:** "*A power-factor converter using the synchronous-reference- frame-based hysterisis current control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.43, no. 2, pp. 593-599, Mar./Apr. 2007.

[31] **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.

[32] **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.

[33] **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.

[34] **S. Rees:** "*New cascaded control system for current-source rectifier*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 774-784, Jun. 2005.

[35] **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.

[36] **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.

[37] **P. Ladoux, G. Ollé :** "*Compensateur d'harmonique et de puissance réactive*", système didactique, RESELEC 2002.

[38] **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.

[39] **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.

[40] **Zaohong Yang, Paresh C. Sen:** "*A Novel Technique to Achieve Unity Power Factor and Fact Transient Response In Ac-to-Dc Converters*" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, (November 2001). pp. 764–78.

[41] **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.

[42] **H. Akagi** : "*Active harmonic filters*", Proceeding of IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.

[43] **N. Bruyant :** "*Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 1999.

[44] **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*".

[45] **M. Shafiee Khoor, 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.

[46] **M. H. J. Bollen:** "*Voltage sags in three-phase systems*", IEEE Power engineering review, pp.8-12, Sep. 2001.

[47] **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.

[48] **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.

[49] **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.

[50] **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.

[51] **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.

[52] **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.

[53] **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.

[54] **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.

[55] **S. Beaulieu:** "Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique", Mémoire de maîtrise en ingénierie, Université de Québec à Chicoutimi, 2007.

[56] **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.

[57] **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.

[58] **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.

[59] **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.

[60] **J. Jantzen:** "*Tuning-rules for fuzzy controllers*", IEEE Inter. Workshop on Intelligent Motion Control, pp. 83-86, 1990.