



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Réf. :

Présenté et soutenu par :
Djafer Nabil

Le : lundi 25 juin 2018

Technique de correction du facteur de puissance (PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé : Application boost PFC

Jury :

Dr. Hammoudi Mohamed yacine	MCB	Université de Biskra	Président
Mme. Derradji belloum karima	MAA	Université de Biskra	Rapporteur
Mme. Khelili Fatiha	MAA	Université de Biskra	Examinateur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Technique de correction du facteur de puissance
(PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé :
Application boost PFC**

Présenté par :

Djafer Nabil

Avis favorable de l'encadreur :

Derradji belloum karima

signature

Avis favorable du Président du Jury

Hammoudi Mohamed yacine

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Thème :

**Technique de correction du facteur de puissance
(PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé :
Application boost PFC**

Proposé par : Djafer Nabil

Dirigé par : Derradji belloum karima

RESUMES (Français et Arabe)

RÉSUMÉ

Les convertisseurs monophasés sont utilisés en tant que redresseurs d'entrée dans la conception des alimentations à découpages pour une variété d'applications dues aux avantages du bon rendement et de l'efficacité énergétique. Cependant, ces convertisseurs classiques absorbent un courant non sinusoïdal à l'entrée menant à une réduction du facteur de puissance à l'entrée et à l'injection de courants harmoniques dans le réseau électrique. La réglementation rigoureuse de la qualité de l'énergie électrique et les limites strictes sur la distorsion harmonique du courant d'entrée a poussé la recherche dans diverses techniques pour la correction du facteur de puissance (PFC) afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Ce travail apporte une contribution à la commande du correcteur de facteur de puissance à absorption de courant sinusoïdal. En effet, des stratégies de commande ont été appliquées, simulées 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. La simulation de ces méthodes a été effectuée à l'aide du logiciel *Matlab/SimulinkP*.

Mots clés : *Convertisseur AC-DC, harmoniques, Facteur de puissance, PFC, Hacheur Elévateur, absorption sinusoïdale, PI, Hystérésis.*

ملخص

يتم استخدام المحولات أحادية الطور كمعدلات الإدخال في تصميم وحدات تحويل الطاقة لمجموعة متنوعة من التطبيقات بسبب مزايا الأداء الجيد وكفاءة الطاقة. ومع ذلك، تمتص هذه المحولات التقليدية تياراً غير جيبي عند المدخل المؤدي إلى تقليل عامل القدرة عند الإدخال وحقن التيارات التوافقية في الشبكة الكهربائية. وقد أدى التنظيم الصارم لجودة الطاقة الكهربائية والقيود الصارمة على التشويه التوافقي لتيار المدخلات إلى إجراء أبحاث في التقنيات المختلفة لتصحيح عامل القدرة (PFC) لتحسين جودة مصدر الطاقة الكهربائية. يقدم هذا العمل مساهمة في التحكم في مصحح معامل القدرة على امتصاص التيار الجيبي. في الواقع تم تطبيق استراتيجيات التحكم، ومحاكاة هدفها المشترك هو الحصول على تحكم عالي الأداء في الجهد المستمر و تعادل التيار الجيبي. وتستند هذه الاستراتيجيات على السيطرة على التيار الذي تمتصه التلخف. تم إجراء محاكاة لهذه الأساليب باستخدام برنامج

Matlab/SimulinkP

الكلمات المفتاحية: محول AC-DC (التحويل البديل المستمر)، التوافقيات، معامل القدرة، PFC (تصحيح معامل

القدرة)، المروحية المصعد، الامتصاص الجيبي، PI (منظم نسبي متكامل)، التلخفية.

Remerciements

Avant tout, nous remercions DIEU le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je voudrais exprimer mes sincères remerciements à ma dame. Derradji belloum karima, qui m'a soutenu tout au long de ce travail, a clairement soutenu ce travail. Leur efficacité et disponibilité pour moi était un certain soutien pour ce travail.

Nous remercions également les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Notre remerciement aussi à tous les enseignants qui nous ont enseigné durant les années du cursus. Nous souhaitons également adresser nos remerciements à nos parents, à nos frères et sœurs, à nos amis et à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de notre travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à...

*Ma mère et mon père qui m'ont donné naissance et l'amour ;
ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien
moral et physique le long de mes années d'études.*

Mes très chers frères.

A mon grand-mère.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

Tous ceux que me sont chers

...

Liste des Symboles et Acronymes

Symboles :

v_e	: Tension de la source
i_s	: Courant de la source
i_0	: Courant de charge
T	: Période
ω	: Pulsation fondamentale du réseau
$V_{n.eff}$: Valeur efficace de la tension harmonique de rang n
$I_{sn.eff}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang n
W	: Energie électrique
S	: Puissance apparente
P	: Puissance active
Q	: Puissance réactive
α	: Rapport cyclique
I_S	: Valeur moyenne du courant
U_e	: Tension de la source continue
$V_{red,ave}$: Valeur moyenne de la tension redressée
V_{SM}	: Valeur maximale de la tension d'entrée sinusoïdale.
v_0, i_0	: Tension et courant du bus continu
f_{sw}	: Fréquence de commutation
I_{refDC}	: Amplitude de la composante continue du courant de référence
f_{cv}	: Fréquence de coupure de la boucle de tension
B	: l'atténuation de la tension mesurée du bus continu
i_{ref}	: Courant de référence
ΔI	: Largeur de la bande à hystérésis
h	: Largeur de la bande d'hystérésis
v_H	: Tension aux bornes de l'interrupteur
v_{red}	: Tension redressée
i_L	: Courant d'entrée
H	: l'interrupteur
R	: Résistance de charge
L	: Inductance de couplage
C	: Condensateur de filtrage

Liste des Symboles et Acronymes

Acronymes :

FP	: Facteur de Puissance
PFC	: Power Factor Correction
THD	: Total Harmonic Distortion
MT	: Moyenne Tension
BT	: Basse Tension
PLL	: Phase Locked Loop
PI	: Régulateur Proportionnel intégral
FAP	: Filtre Actif Parallèle
FAS	: Filtre Actif Série
PWM	: Pulse Width Modulation
AC/DC	: Conversion alternative continue
FACTS	: Flexible Alternating Current Transmission Systems
IGBT	: Insolated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	: Metal oxide Semiconductor Field Effect
GTO	: Gate-Turn-Off thyristor
MLL	: Modulation de Largeur d'Impulsion
UPS	: Uninterruptible Power Supply
DC-DC	: Conversion continue continue

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique.....	11
Tableau 1.2 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme <i>CEI 61000-2-2</i>).	12
Tableau 2.1 : reformule des différents régimes de conduction hacheur <i>BUCK</i>	36
Tableau 2.2 : reformule des différents régimes de conduction hacheur <i>BOOST</i>	38
Tableau 2.3 : reformule des différents régimes de conduction hacheur <i>BUCK-BOOST</i>	41
Tableau 3.1: Paramètres du circuit de puissance et de commande du <i>CFP</i>	53
Tableau 3.2: Fonctionnement de bloc de la commutation de <i>CHBS</i>	58

Liste des Figures

Figure 1.1. Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques	4
Figure 1.2. Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé	5
Figure 1.3. Représentation vectorielle de la puissance apparente.....	9
Figure 1.4. Forme d'onde du courant d'entrée par l'analyse de Fourier	10
Figure 1.5. Différentes types de filtres harmoniques passifs	14
Figure 1.6 .Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors	15
Figure 1.7. Filtre actif parallèle	16
Figure 1.8. Filtre actif série	17
Figure 1.9. Topologie du filtre actif hybride	18
Figure 1.10. Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération.....	18
Figure 1.11. Structure de dispositifs Facts shunt : (a) SVC, (b) STATCOM.....	20
Figure 1.12. Structure du PFC	21
Figure 1.13. Schéma synoptique d'un convertisseur AC/DC triphasé à injection de courant	22
Figure 1.14. Topologie d'un redresseur <i>MLI</i> triphasé de courant.....	23
Figure 1.15. Topologie d'un redresseur <i>MLI</i> triphasé de tension	23
Figure 2-1. Redresseur monophasé a double alternance avec charge R	27
Figure 2.2. a) forme de tension de source b) tension redressée.....	27
Figure 2.3. a) forme de courant de source b) courant redressée.....	28
Figure 3.4. Spectre d'harmonique du courant de source.....	28
Figure 2.5. Alimentation AC/DC avec charge RC sans circuit CFP.....	29
Figure 2.6 .a) forme de tension de source b) tension redressée.....	29
Figure 2.7. a) forme de courant de source b) courant redressée.....	30
Figure 2.8. Spectre d'harmonique du courant de source	30
Figure 2.9. Circuit passif de correction du facteur de puissance à l'aide d'un LC parallèle	32
Figure 2.10. La fonction hacheur BUCK	35
Figure 2.11. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type Buck.....	35
Figure 2.12. La fonction hacheur Boost	37
Figure 2.13. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BOOST	38
Figure 2.14. La fonction hacheur Buck-Boost.....	40
Figure 2.15. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BUCK-BOOST	41
Figure 3.1 Schéma de base du convertisseur survolteur	43
Figure 3.2 a Redresseur AC-DC associé au CFP avec le circuit de commande	44
Figure 3.3 Schéma fonctionnel du circuit	45
Figure 3.4 Représentation fonctionnelle de la boucle fermée de la tension du bus continu	48

Liste des Figures

Figure 3.5 Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	49
Figure 3.6 Principe de génération des ordres de commande	49
Figure 3.7 Fréquence de commutation.....	50
Figure 3.8 Variation de la fréquence de commutation en fonction de L et ΔI	51
Figure 3.9 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.3A$	54
Figure 3.10 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.3A$	54
Figure 3.11 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.3A$	54
Figure 3.12 tension redressée $\Delta I = \pm 0.3A$	55
Figure 3.13 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$	55
Figure 3.14 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$	55
Figure 3.15 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.2A$	56
Figure 3.16 tension redressée $\Delta I = \pm 0.2A$	56
Figure 3.17 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.1A$	56
Figure 3.18 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.1A$	57
Figure 3.19 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.1A$	57
Figure 3.20 tension redressée $\Delta I = \pm 0.1A$	57
Figure 3.21 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.3A$	59
Figure 3.22 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.3A$	59
Figure 3.23 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.3A$	59
Figure 3.24 tension redressée $\Delta I = \pm 0.3A$	60
Figure 3.25 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$	60
Figure 3.26 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$	60
Figure 3.27 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.2A$	61
Figure 3.28 tension redressée $\Delta I = \pm 0.2A$	61
Figure 3.29 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.1A$	61
Figure 3.30 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.1A$	62
Figure 3.31 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.1A$	62
Figure 3.32 tension redressée $\Delta I = \pm 0.1A$	62
Figure 3.33 Courant de source (bande sinusoïdale $\Delta I = \pm 0.2A$).....	63
Figure 3.34 Courant de source (bande fixe $\Delta I = \pm 0.2A$).....	63
Figure 3.35 Courant de source (bande fixe $\Delta I = \pm 0.2A$) et tension de source.....	63
Figure 3.36 Réponse à une augmentation /diminution de V_{ref} de 385V à 415V à 385V	64
Figure 3.37 Réponse à une augmentation /diminution de V_{ref} de 385V à 415V à 385V.....	65

Introduction générale

Introduction Générale

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,...), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,...) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,...).

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.

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. Il peut introduire sous certaines conditions d'opération un taux de distorsion harmonique (*THDi*) de courant supérieur à 30%. Pour cette raison, certaines normes internationales adaptées récemment, imposent des limites aux *THD* des courants et tensions au sein du réseau d'alimentation (5% pour les courants et 3% pour les tensions).

Devant cet état de fait, et afin de limiter le taux de perturbation harmonique provoquée par les systèmes d'électronique de puissance connectés au réseau, il est apparu nécessaire de développer des dispositifs curatifs tel que le filtrage actif d'une part et d'autre part de concevoir des actions préventives comme les convertisseurs non polluants, dotés d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé sur le réseau le plus sinusoïdal possible. Dans ce contexte et depuis une dizaine d'années, des convertisseurs statiques non polluants à facteur de puissance élevé ont commencé à apparaître sur le marché concernant surtout la

conversion *AC/DC*. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs conventionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau. Ces nouveaux convertisseurs *AC/DC* se distinguent par leur structure et par la manière de gérer les courants absorbés. Ils peuvent être divisés en trois classes : redresseur à diodes avec correcteur de facteur de puissance (*PFC*), redresseur à injection de courant et redresseur à *MLI* de tension ou de courant. Parmi ces structures les plus répandues se trouvent le redresseur à diodes avec correcteur de facteur de puissance (*PFC*), Il est caractérisé par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation. Le présent travail est organisé en trois chapitre :

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

Dans chapitre 2, nous avons exposé les trois différentes topologies de convertisseurs continu-continu qu'on peut utiliser comme circuit actif dans des systèmes pré-régulateur du facteur de puissance. Ces convertisseurs sont placés entre le pont à diodes et la charge afin d'améliorer le courant d'entrée et d'avoir un facteur de puissance près de l'unité.

Le troisième chapitre, est sur une étude de la structure et du principe de fonctionnement, des différents modes d'opération, de la modélisation et du choix des éléments passifs associés au redresseur. Après avoir évoqué l'état de l'art de la commande, nous traitons le contrôle des courants absorbés par le redresseur par contrôleur à hystérésis. Nous proposons également dans ce cadre le réglage de la tension du bus continu grâce à un contrôleur classique PI. Nous présenterons aussi les différents résultats de simulations.

On termine ce travail par une conclusion générale.

Sommaire

↳ Résumé

↳ Remerciement

↳ Dédicaces

↳ Liste des Symboles

↳ List des tableaux

↳ Liste des Figures

Introduction générale.....1

Chapitre 1: Pollution Harmonique des Réseaux Electriques : causes et remède

1.1 Introduction	3
1.2 Problématique des harmoniques	3
1.2.1 Origine des harmoniques	4
1.3. Conséquences des harmoniques	6
1.3.1 Effets instantanés	6
1.3.2 Effets à terme	6
1.4. Caractérisation des perturbations harmoniques	7
1.4.1 Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé	8
1.4.2 Valeurs efficaces de la tension et du courant	8
1.4.3 Puissances apparente, active, réactive et de distorsion	8
1.4.4 Facteur de puissance Fp	9
1.4.5 Distorsion harmonique individuelle $THDi$	10
1.4.6 Taux de distorsion harmonique	10
1.5. Normes et réglementations	10
1.6 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle	12
1.7 Solutions possibles pour réduire les harmoniques d'améliorer la qualité de l'énergie	13
1.7.1 Solutions traditionnelles de dépollution	13
1.7.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance	15
1.7.2.1 Filtres actifs	16
1.7.2.2 Filtres actifs hybrides	17
1.7.2.3 Les alimentations sans interruption (UPS)	18
1.7.2.4 Les FACTS	19
1.7.2.5 Prélèvement sinusoïdal	20
1.7.2.5.1 Correction du facteur de puissance (PFC)	21
1.7.2.5.2 Redresseurs à injection de courant	22
1.7.2.5.3 Redresseurs à MLI	22

1.8 Conclusion.....	23
Chapitre 2 : Problème du courant d'entrée et méthode de correction	
2.1 Introduction	26
2.2 Origine du problème nécessitant une correction du FP.....	26
2.3 Correcteur du facteur de puissance (PFC).....	30
2.3.1 Correction passive du facteur de puissance (CPFP).....	31
2.3.2 Correction active du facteur de puissance (CAFP)	32
2.4 Étude de structures cc-cc utilisée comme pré-régulateur	33
2.4.1 Différents types d'hacheurs	33
2.4.1.1 hacheur de type Buck	34
2.4.1.2 hacheur de type Boost.....	36
2.4.1.3 hacheur de type Buck-Boost	38
2.4.2 Domaine d'utilisation et d'application	41
2.5 Conclusion.....	41

Chapitre 03:Etude du convertisseur AC/DC survolteur à facteur de puissance unitaire (CSPFU)

3.1 Introduction	43
3.2 Structure du Convertisseur à correction de facteur de puissance.....	43
3.3 Structure de commande pour boost PFC.....	44
3.4 Modélisation du boost.....	44
3.5 Dimensionnement des éléments passifs	46
3.5.1 Dimensionnement de l'inductance L.....	46
3.5.2 Dimensionnement du condensateur C.....	46
3.6 Boucle de régulation de la tension du bus continu	47
3.7 Boucle de régulation du courant d'entrée.....	48
3.8. Contrôle par hystérésis des courants prélevés	49
3.9 Structure de contrôle en courant par hystérésis	50
3.10 Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle.....	52
3.10.1 Contrôle à bande d'hystérésis fixe CCHBF.....	52
3.10.2. Contrôle à bande d'hystérésis sinusoïdale CCHBS.....	52
3.11 Résultats de simulation	53
3.11.1 Hystérésis à bande Fixe CCHBF.....	53
3.11.2 Hystérésis à bande sinusoïdale CCHBS	58
3.12 Performances de la commande	64

Sommaire

3.12.1 Robustesse vis à vis des variations de tension de référence.....	64
3.13 Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	66
↳ Références Bibliographiques	

Chapitre 1

Pollution Harmonique des Réseaux Electriques : causes et remède

1.1 Introduction

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

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants [2] :

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

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

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

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

1.2 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est

devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [8].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [7].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau.

Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (points de division des courants) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [8].

1.2.1 Origine des harmoniques

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

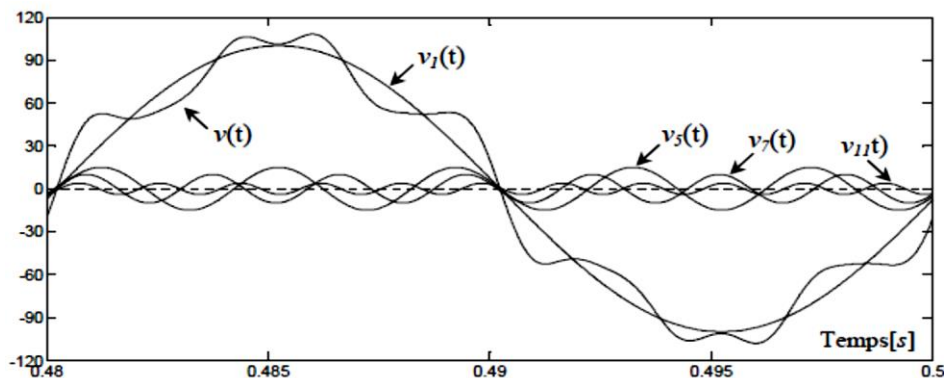


Figure 1.1. Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires.

Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

a- Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [5].

b- Sources harmoniques non identifiables :

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

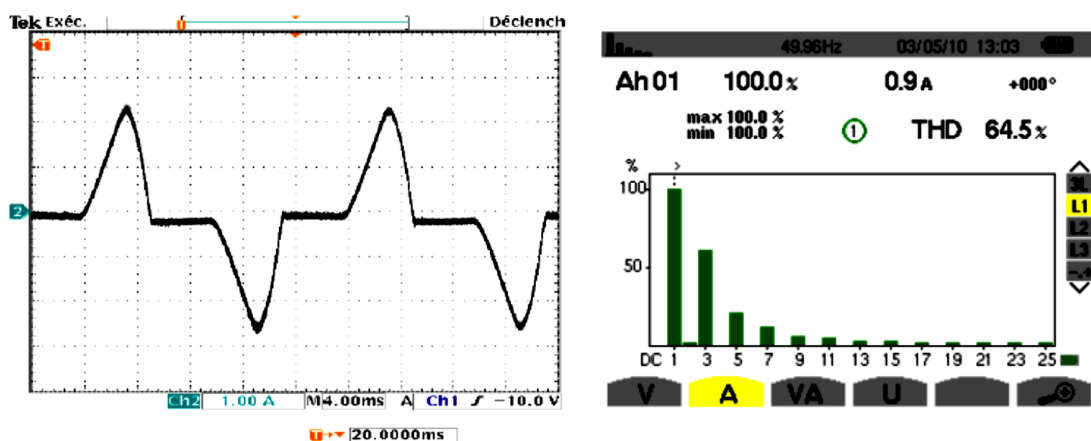


Figure 1.2. Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé [9].

1.3. Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux type : les effets instantanés et les effets à terme.

1.3.1 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- Défauts de fonctionnement 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 électriques peuvent être affectés.

- Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :

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'entraînement de disque.

- Erreurs dans les appareils de mesure :

Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

- Vibrations et bruits :

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

1.3.2 Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent 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 suréchauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.

- Echauffement des condensateurs :

L'échauffement est causé par les pertes dues au cycle d'hystérésis dans le diélectrique.

Les condensateurs sont aussi 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.

➤ Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, Circuits magnétiques) 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 courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

1.4. Caractérisation des perturbations 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 *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [11].

Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier donne :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (1.1)$$

$x(t)$, pouvant représenter un courant ou une tension, périodique de période T , donc de fréquence $f = \frac{1}{T}$ et de pulsation $\omega = 2\pi f$.

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) dt \quad (1.2)$$

Et pour $n > 1$,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(n\omega t) dt \quad (1.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \sin(n\omega t) dt \quad (1.4)$$

Ou encore sous la forme équivalente suivante :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [c_n \cos(n\omega t + \theta_n)] \quad (1.5)$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{et} \quad \theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right)$$

Les fréquences harmoniques, sont définies comme les fréquences multiples de la fréquence dite fondamentale / Leur rang n est tel que : $f_n = n.f$.

Le terme est l'harmonique de rang n . La grandeur est l'amplitude de l'harmonique de rang n .

Nous pouvons donc affirmer qu'un signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme de sinusoïdes superposées. On représente souvent ce signal sous la forme d'un spectre. À chaque fréquence harmonique/, on fait correspondre la valeur de

➤ Les expressions des tensions et de courants instantanés sont données par :

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{n.eff} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (1.6)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn.eff} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (1.7)$$

Où :

$V_{n.eff}$: Valeur efficace de la tension harmonique de rang n .

$I_{sn.eff}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang n .

1.4.1 Puissance instantanée et puissance moyenne en régime déformé

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (1.8)$$

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (1.9)$$

$$p = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n.eff} I_{sn.eff} \cos(\theta_n - \phi_n) = \sum_{n=1}^{\infty} p_n \quad (1.10)$$

1.4.2 Valeurs efficaces de la tension et du courant

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{n.eff}^2} \quad (1.11)$$

$$I_{seff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn.eff}^2} \quad (1.12)$$

1.4.3 Puissances apparente, active, réactive et de distorsion

En régime déformé, on doit modifier la définition de la puissance apparente pour qu'elle tienne compte du courant harmonique [11] :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.13)$$

Où :

S : Puissance apparente.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

Nous voyons dans cette expression, un nouveau terme qui apparait, il s'agit de la puissance de distorsion D . La Figure 1.3 illustre vectoriellement ces puissances.

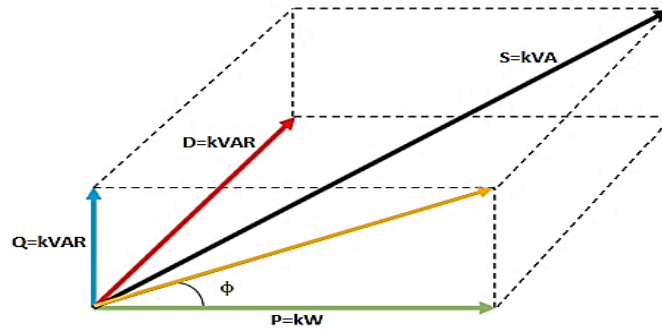


Figure 1.3. représentation vectorielle de la puissance apparente.

En monophasé, si la tension et le courant instantanés ont pour expression :

$$v(t) = \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega t) \quad (1.14)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sn,eff}\sin(n\omega t + \phi_n) \quad (1.15)$$

Nous avons alors :

$$P = V_{eff} I_{s1,eff} \cos(\phi_1) \quad (1.16)$$

$$Q = V_{eff} I_{s1,eff} \sin(\phi_1) \quad (1.17)$$

$$S = V_{eff} I_{seff} \quad (1.18)$$

$$I_{seff} = \sqrt{I_{s1,eff}^2 + I_{s2,eff}^2 + I_{s3,eff}^2 + \dots + I_{sn,eff}^2} \quad (1.19)$$

$$D = V_{eff} \sqrt{I_{s2,eff}^2 + I_{s3,eff}^2 + \dots + I_{sn,eff}^2} \quad (1.20)$$

1.4.4 Facteur de puissance F_p

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. Cependant, le facteur de puissance s'en trouve modifié par la présence de la puissance de distorsion :

$$F_p = \frac{P}{S} \neq \cos \phi_1 \quad (1.21)$$

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_{eff} I_{s1,eff} \cos \phi_1}{V_{eff} I_{seff}} = \frac{I_{s1,eff}}{I_{seff}} \cos \phi_1 \quad (1.22)$$

$$F_{dis} = \frac{I_{s1,eff}}{I_{seff}} \quad (1.23)$$

$$F_{dép} = \cos \phi_1 \quad (1.24)$$

$$F_p = F_{dis} \cdot F_{dép} \quad (1.25)$$

Où :

ϕ_1 : est l'angle de déphasage entre i_1 et V comme indiqué dans la figure 1.4.

F_p : Facteur de puissance.

F_{dis} : Facteur de distorsion.

$F_{dép}$: Facteur de déplacement.

En régime déformé, le facteur de puissance devient le produit du facteur de déplacement et du facteur de distorsion. Les définitions précédentes s'appliquent tout aussi bien en régime monophasé qu'en régime triphasé équilibré.

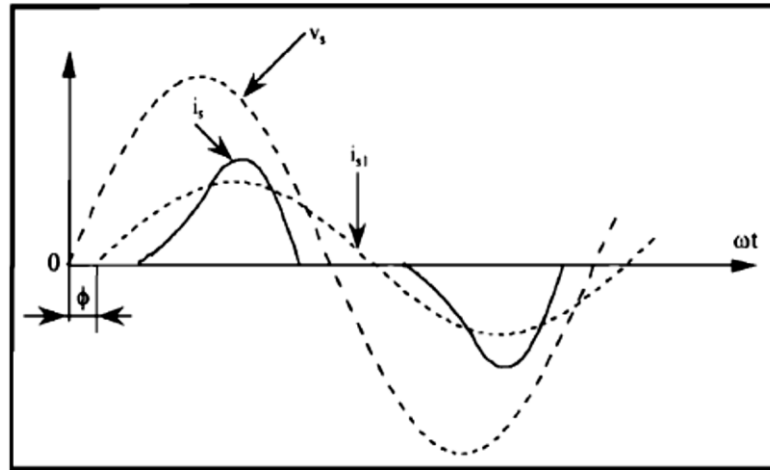


Figure 1.4. Forme d'onde du courant d'entrée par l'analyse de Fourier.

1.4.5 Distorsion harmonique individuelle THD_i

C'est le rapport de la valeur efficace d'un harmonique d'ordre n à celle du fondamental

$$THD_i = \frac{I_{sn.eff}}{I_{s1.eff}} \quad (1.26)$$

1.4.6 Taux de distorsion harmonique

C'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la grandeur alternative.

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} (I_n)^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} (I_n)^2}} \quad (1.27)$$

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} (V_n)^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} (V_n)^2}} \quad (1.28)$$

1.5. Normes et réglementations

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau et en même temps éviter la modification des caractéristiques de ce dernier, les distributeurs d'énergie électrique ont été amenés à émettre des recommandations. Ces recommandations concernent les exigences au point de raccordement de l'utilisateur sur le réseau électrique. Un exemple de ces recommandations (les plus anciennes) stipule que chaque utilisateur pris séparément, doit, à son point de raccordement, respecter les limites de perturbations en tension suivantes [9, 11,12] :

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

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

Afin de concilier distributeurs et consommateurs, des normes ont été dictées. Le tableau 1.1 résume les principales normes concernant la qualité d'énergie et la tension dans les systèmes électriques.

Tableau 1.1. Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique.

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

Le tableau 1.2, repris de la norme *CEI 61000-2-2*, présente les caractéristiques et le niveau de compatibilité pour les harmoniques au point de raccordement du client pour un réseau satisfaisant la norme *CEI 1000-2-4* [12].

Tableau 1.2. Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension (Norme CEI 61000-2-2).

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

1.6 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 [5].

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 :

a) Ponts de Diodes: constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).

b) Ponts de Thyristors: même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continu en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

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

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

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

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance) [8].

1.7.1 Solutions traditionnelles de dépollution

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

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

Condensateurs [9,11].

▪ Filtrage passif :

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.). L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure 1.5 [9].

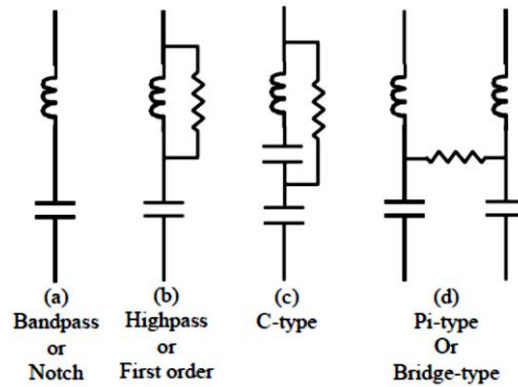


Figure 1.5. Différentes types de filtres harmoniques passifs.

Le filtre harmonique passe-bande illustré sur la figure 1.5 (a) est le plus simple et est largement appliqué. Son avantage est l'impédance presque nulle à la fréquence d'accord, conduisant à un filtre presque parfait à cette fréquence. Un inconvénient est la possibilité d'occasionner une résonance avec l'impédance du réseau pour les fréquences en dessous de sa fréquence de coupure et en d'autres termes d'amplifier d'autres composantes harmoniques [4].

La figure 1.5 (b) montre le filtre harmonique passe-haut qui peut être un compromis entre filtrer une fréquence bien ciblée et atténuer les harmoniques des fréquences supérieures. Ce filtre est généralement ajusté aux 7^{ème} ou 11^{ème} rangs harmoniques.

Le filtre harmonique de type C, illustré sur la figure 1.5 (c), a des caractéristiques similaires au filtre harmonique passe-haut, avec l'avantage que la résistance ne consomme pas de puissance à la fréquence fondamentale du réseau. Il est souvent employé dans les applications de four à arc où il existe des inter-harmoniques [9].

La figure 1.5 (d) illustre le filtre harmonique de type PI qui est essentiellement composé de deux filtres passe-bande avec une résistance connectée au point médian. L'intérêt principal de ce filtre est sa bonne caractéristique de filtrage aux deux fréquences de résonance.

Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés sur une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe-haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme illustré sur la figure 1.6 [11].

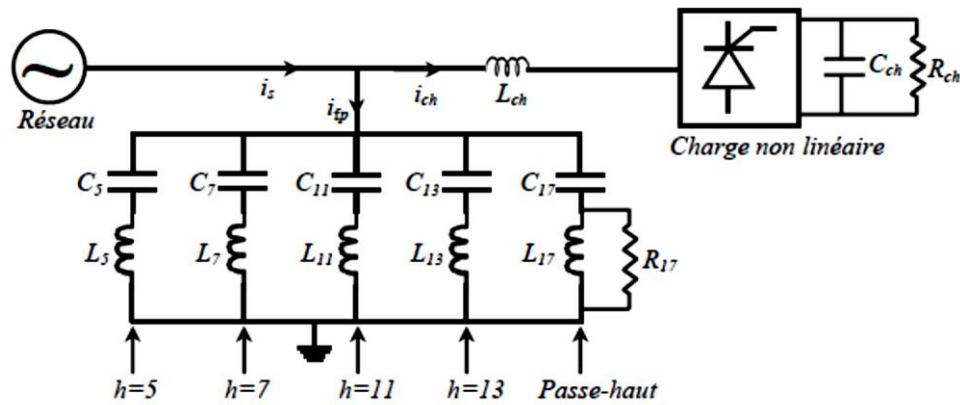


Figure 1.6. Combinaison de filtres passifs pour redresseur a thyristors.

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

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

Cette solution est donc d'une efficacité moyenne, elle offre très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité [9]. Pour toutes ces limitations une attention particulière a été portée aux solutions basées sur l'électronique de puissance.

1.7.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les IGBT, IGCT, GTO et MOSFET, ainsi que la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [8]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- Les filtres actifs: parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures.
- Les alimentations sans interruption.
- Les dispositifs FACTS.

- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

1.7.2.1 Filtres actifs

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [4,8] :

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

1. Filtre actif parallèle-FAP

Le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt, présenté sur la figure 1.7 permet, avec une commande appropriée, de neutraliser les courants harmoniques des charges polluantes et de compenser les déséquilibres et les courants réactifs.

Généralement, une analyse préalable de la charge permet d'identifier les perturbations et de les compenser au niveau du réseau via le filtre actif parallèle. Le courant résultant côté réseau est de forme sinusoïdale, voir en phase avec la tension au point de raccordement dans le cas d'une compensation d'harmoniques et du fondamental réactif [7,20].

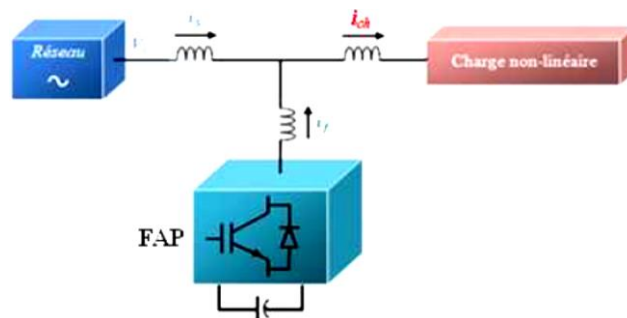


Figure 1.7. Filtre actif parallèle.

2. Filtre actif série-FAS

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmoniques) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de

réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire de remonter vers la source [11]. Dans ce cas, il se comporte comme une impédance élevée aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [9]. Les perturbations de tension dans le système sont atténuées en injectant la différence entre la tension désirée et la tension réelle comme le montre la figure 1.8. L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [9].

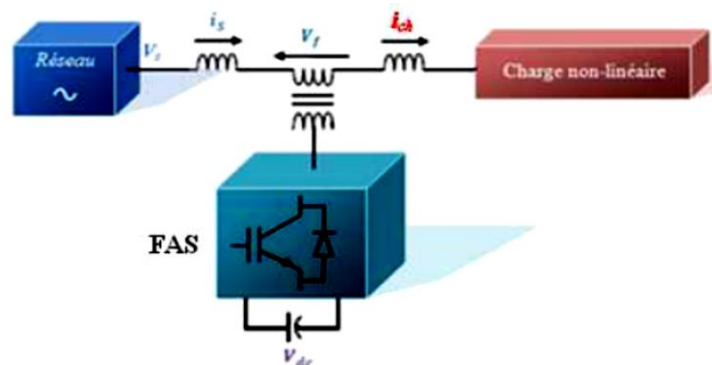


Figure 1.8. Filtre actif série.

1.7.2.2 Filtres actifs hybrides

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

- 1- mise en parallèle d'un filtre actif shunt et d'un (de) filtre(s) passif(s) connecté(s) en dérivation avec la (les) charge(s) polluante(s).
- 2- filtre actif série avec un (des) filtre(s) passif(s) en parallèle(s).

3- filtres passifs résonnants en série avec un filtre actif (Fig. 1.9) qui constitue les configurations les plus récentes [9].

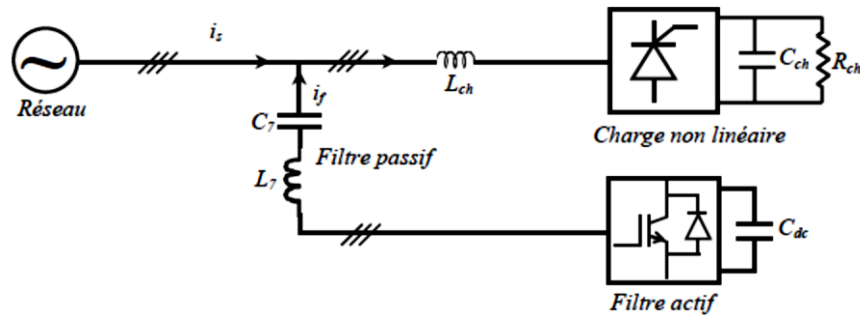


Figure 1.9. Topologie du filtre actif hybride.

1.7.2.3 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 [11].

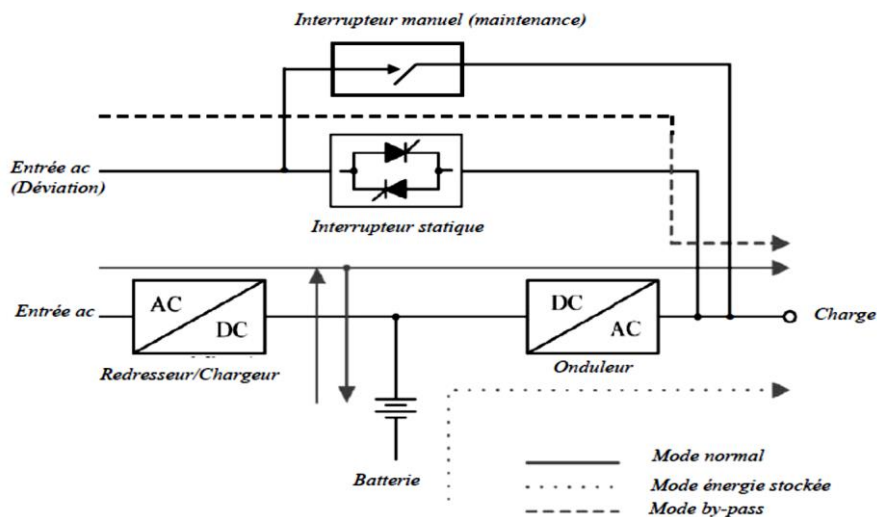


Figure 1.10. Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération.

Une alimentation sans interruption est constituée principalement par deux convertisseurs :

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

1.7.2.4 Les FACTS

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles, terme traduit de l'anglais "*Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS)*", peuvent contribuer à faire face aux problèmes rencontrés dans l'exploitation des réseaux électriques. Le concept *FACTS*, introduit en 1986 par l'*Electric Power Research Institute (EPRI)*, regroupe l'ensemble des dispositifs basés sur l'électronique de puissance qui permettent d'améliorer l'exploitation d'un réseau électrique. Son développement est étroitement lié aux progrès réalisés dans le domaine des composants semi-conducteurs de puissance et plus particulièrement des éléments commandables tels que le thyristor et le thyristor *GTO*. Des études et des réalisations pratiques ont mis en évidence l'énorme potentiel des dispositifs *FACTS* [11].

Plusieurs types de *FACTS*, avec des architectures et des technologies différentes, ont été développés.

Parmi eux, les plus connus sont le *SVC (Static Var Compensator)*, le *STATCOM (Static Synchronous Compensator)*, le *TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor)* et l'*UPFC (Unified Power Flow Controller)*. La figure 1.11 décrit les schémas de principe de ces structures. Chacune d'elle possède ses propres caractéristiques et peut être utilisée pour répondre à des besoins bien précis.

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

- Limitation des variations de la tension à une valeur assignée en un point du réseau et ce quellesque soient les variations de la charge.
- Augmentation de la réserve de stabilité transitoire.
- Atténuation des oscillations de puissance.
- Contrôle des transits de puissance sur les lignes et liaisons afin de réduire les surcharges.

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

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

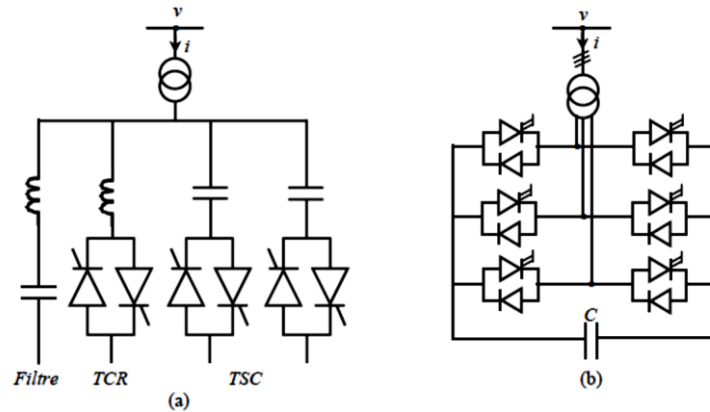


Figure 1.11. structure de dispositifs Facts shunt : (a) SVC,(b) STATCOM.

1.7.2.5 Prélèvement sinusoïdal

L'accroissement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques de type redresseur a connu un essor important aussi bien sur le plan industriel que domestique. C'est ainsi que le réseau de distribution *BT* est le siège de perturbations importantes que le distributeur a du mal à enrayer.

Sans précautions particulières ces convertisseurs sont polluants et absorbent des courants harmoniques qui ne sont pas sans effets sur l'onde de tension délivrée. Devant ce constat, il apparaît important de développer sur le plan industriel des dispositifs de filtrage actif au niveau curatif et une démarche préventive afin de concevoir des alimentations non polluantes, c'est-à-dire dotées d'une structure et d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé le plus sinusoïdal possible [6].

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

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

1.7.2.5.1 Correction du facteur de puissance (PFC)

La structure de base du convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance ainsi que son principe de commande sont illustrés sur la figure 1.12. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance à double commande (*TB*, *IGBT*, *MOSFET*) et une diode de puissance. Cet ensemble est mis en parallèle avec le condensateur du bus continu. Le convertisseur AC/DC ainsi obtenu constitue une structure élévatrice et non réversible, mettant en jeu un seul interrupteur commandable.

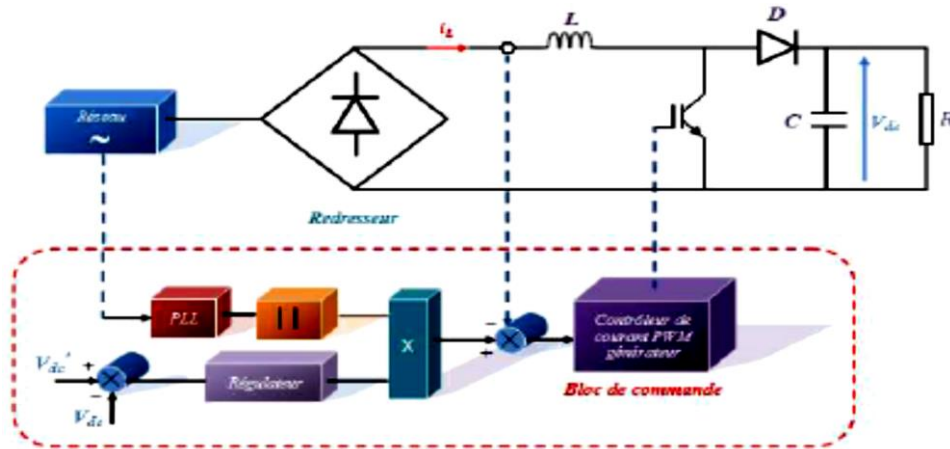


Figure 1.12. Structure du PFC.

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 [13, 14,15]. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance.

L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, tandis que la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une PLL synchronisée avec le réseau d'alimentation. Cette solution garantit l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau.

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

1.7.2.5.2 Redresseurs à injection de courant

Les redresseurs triphasés à injection de courant sont apparus au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC déjà présents. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.13. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [9].

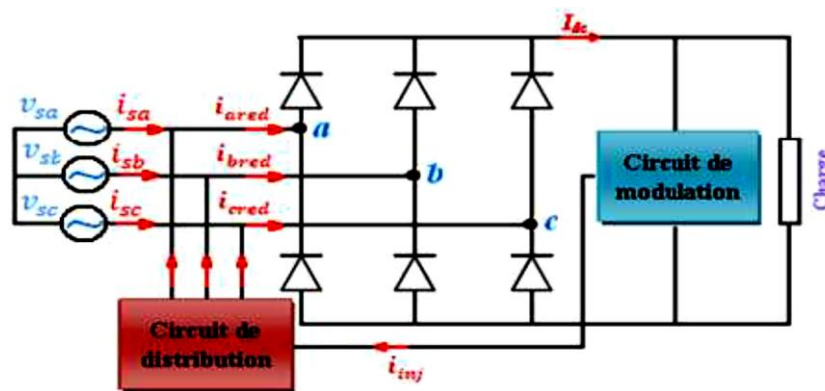


Figure 1.13. Schéma synoptique d'un convertisseur AC/DC triphasé à injection de courant.

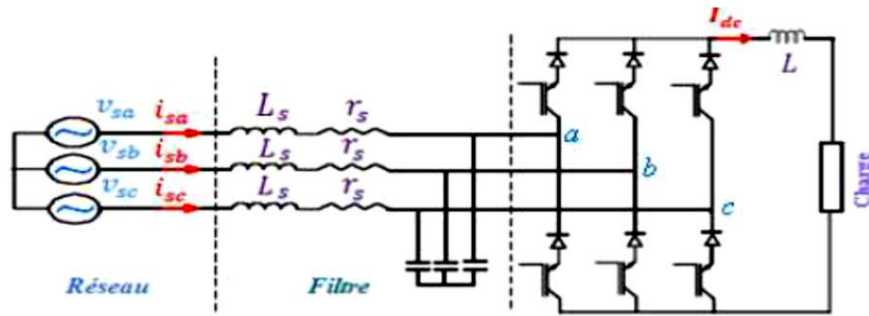
1.7.2.5.3 Redresseurs à MLI

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

- Redresseur à MLI de courant.
- Redresseur à MLI de tension.

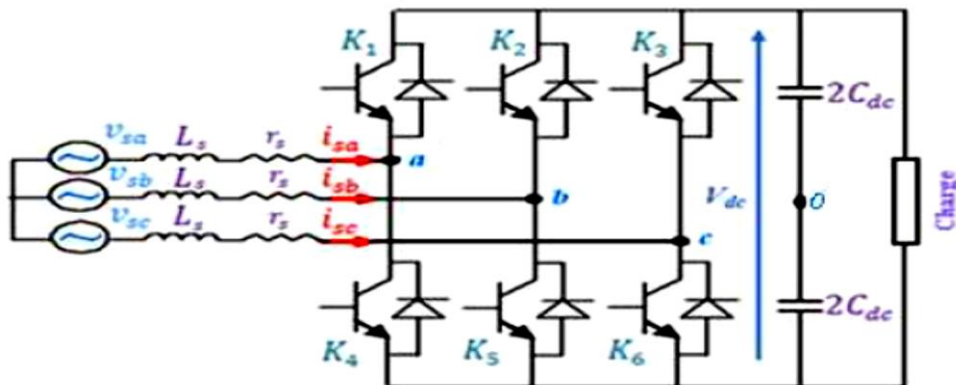
1. Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la figure 1.14. 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. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [11].

Figure 1.14. Topologie d'un redresseur *MLI* triphasé de courant.

2. Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à *MLI* de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure 1.15. 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 [9].

Figure 1.15. Topologie d'un redresseur *MLI* triphasé de tension.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis

l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, que la dépollution harmonique et l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau. Partant du réseau de transport et des liaisons d'interconnexion, les dispositifs *FACTS* permettent de compenser les creux et les fluctuations de tension en plus de la compensation de la puissance réactive. Au niveau du réseau de distribution, les différentes structures de filtres actifs assurent une bonne compensation harmonique des courants et de la puissance réactive. Pour les consommateurs, utilisation des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal, ou dits aussi propres, représentent un moyen très efficace pour réduire le taux de pollution due à l'injection de courants harmoniques dans le réseau.

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

Parmi les moyens de dépollution harmonique présentés précédemment, plus particulièrement le prélèvement sinusoïdal peut se faire de trois manières : la structure de base du convertisseur *AC/DC* avec correction du facteur de puissance **PFC**, on s'intéressera dans la suite de ce travail uniquement à cette structure. Elle constitue donc notre topologie support pour étudier des stratégies de commande permettant le prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

Nous avons retenu également que le prélèvement sinusoïdal peut se faire de trois manières : par correction du facteur de puissance d'un pont redresseur à diodes, en insérant un

étage de correction à base d'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage ; par injection de courant au réseau ou par une nouvelle structure du redresseur à commutation dure commandé en *MLI*.

La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude de la structure de base du convertisseur *AC/DC* avec correction du facteur de puissance PFC, dont le but est de concevoir un convertisseur *AC/DC* non polluant, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Chapitre 2

Problème du courant d'entrée et méthode de correction

2.1 Introduction

Les convertisseurs monophasés sont utilisés en tant que redresseurs d'entrée dans la conception des alimentations à découpages pour une variété d'applications dues aux avantages du bon rendement et de l'efficacité énergétique. Cependant, ces convertisseurs classiques absorbent un courant non sinusoïdal à l'entrée menant à une réduction du facteur de puissance à l'entrée et à l'injection de courants harmoniques dans le réseau électrique. La réglementation rigoureuse de la qualité de l'énergie électrique et les limites strictes sur la distorsion harmonique du courant d'entrée a poussé la recherche dans diverses techniques pour la correction du facteur de puissance (PFC) afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Les PFC peuvent être passives ou actives. Les PFC passifs sont de grande taille et présentent une compensation fixe avec résonance. Pour remédier à ses inconvénients la recherche est orientée vers les PFC actifs, et cela grâce au développement des composants de puissance. Nous distinguons trois topologies distinctes le buck, le boost et le buck-boost [1]. Le CFP élévateur est le plus utilisé. Les objectifs de la commande sont: de faire suivre le courant dans l'inductance le courant de référence de forme d'onde sinusoïdale redressée (ainsi, le courant d'entrée est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau), de régler la valeur moyenne de la tension de sortie à sa valeur de référence et d'obtenir une réponse rapide aux variations de la charge [21].

2.2 Origine du problème nécessitant une correction du FP

Dans une alimentation (Figure 2.5), la tension alternative du réseau est redressée en une source continue destinée à alimenter l'étage de découpage. Cette source continue n'est pas constante et doit donc être lissée grâce à un condensateur. Pour expliquer l'origine du problème posé, on considère une alimentation à un seul condensateur C et sans circuit CFP.[16]

Elle est au sujet d'un pont redresseur à quatre diodes alimentant une charge RC . La figure 2.2 représente les formes d'ondes de simulation de la tension du bus continu, du courant d'entrée redressé, du courant d'entrée et de son spectre et la tension d'entrée [16]. On remarque sur la figure que le courant d'entrée est trop distordu dû aux grandes intervalles de conduction nuls avec un $THD=233.87\%$.

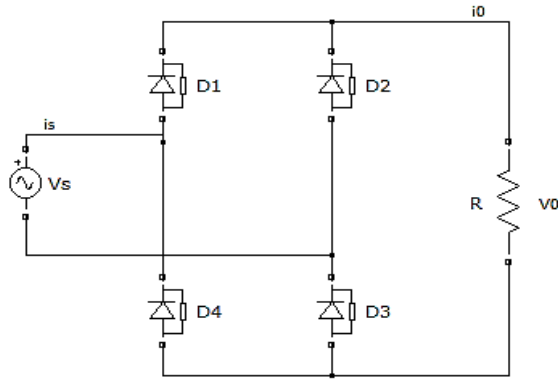
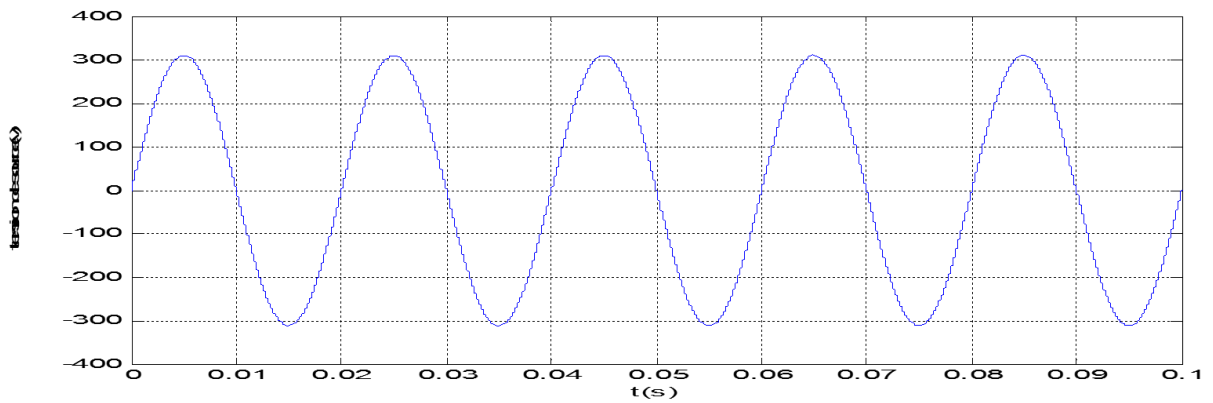
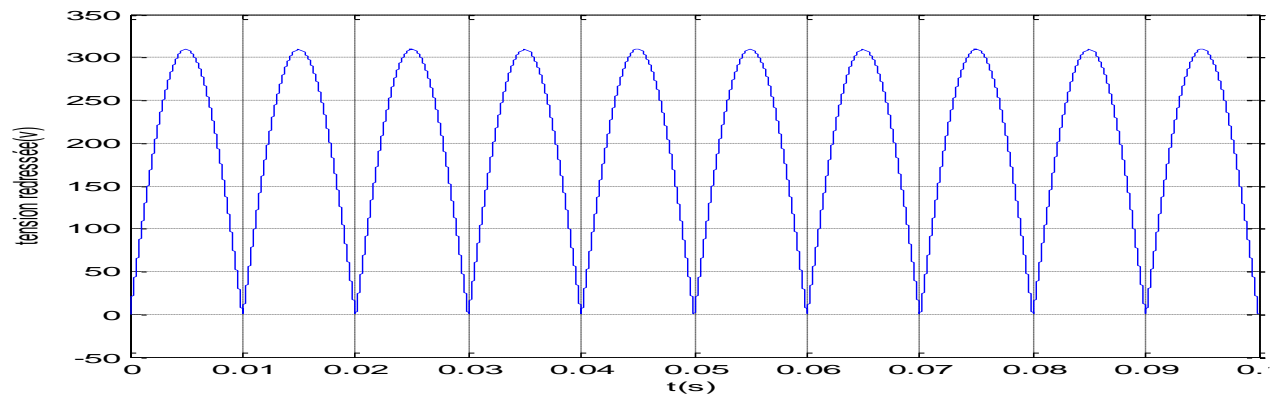


Figure 2.1. Redresseur monophasé à double alternance avec charge R.



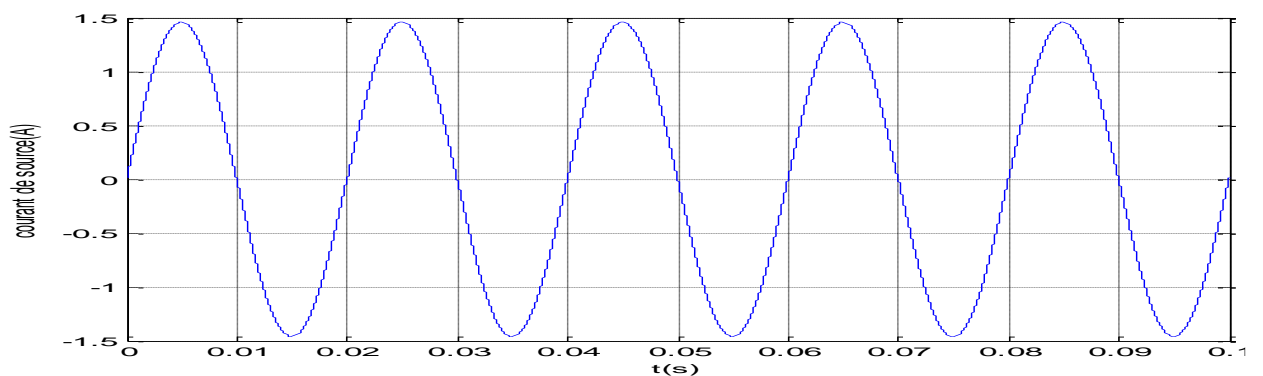
(a)



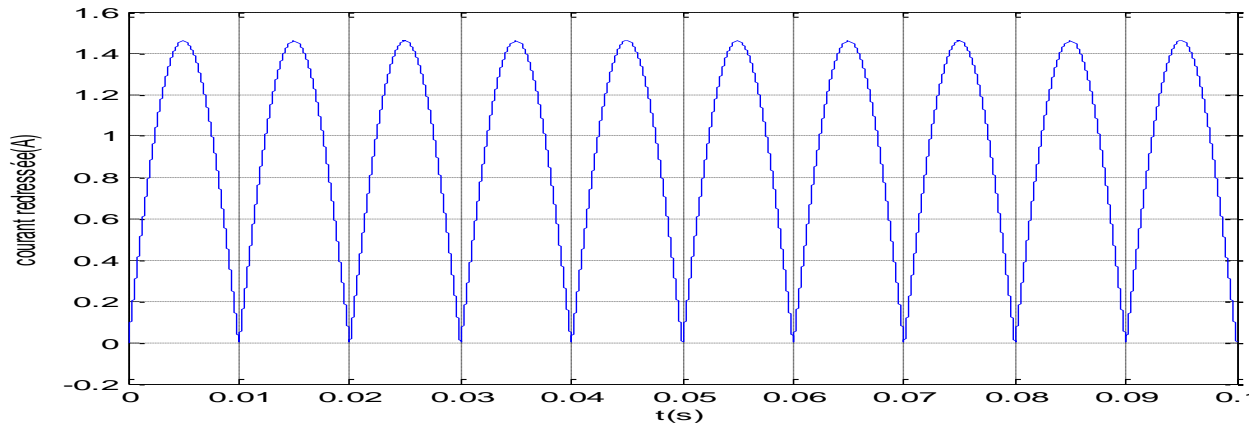
(b)

Figure 2.2. a) forme d'onde de tension de source

b) tension redressée.



(a)



(b)

Figure 2.3. a) forme d'onde de courant de source b) courant redressé.

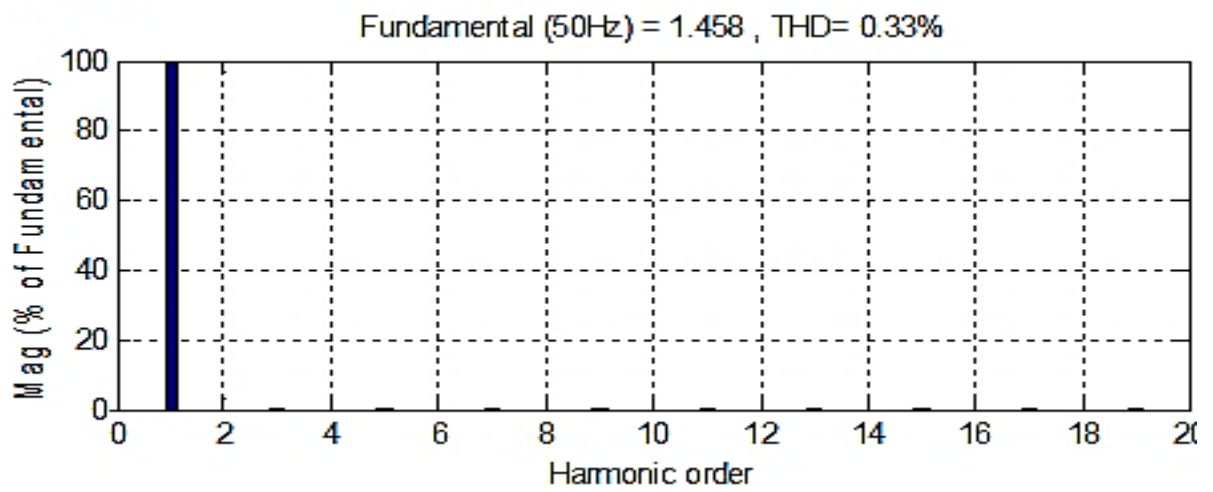


Figure 2.4. Spectre d'harmonique du courant de source.

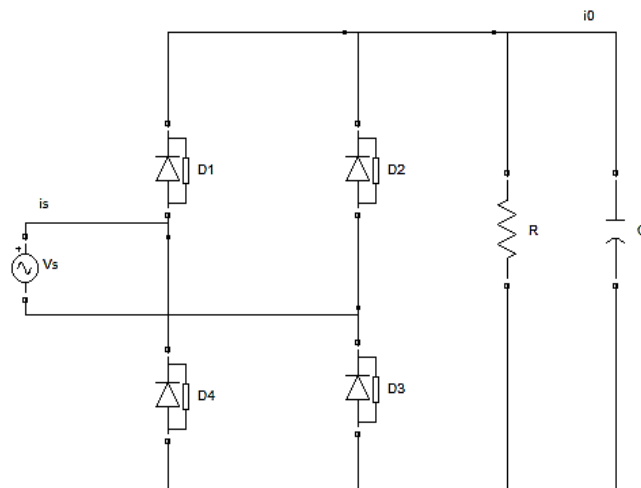


Figure 2.5. Alimentation AC/DC avec charge RC sans circuit CFP.

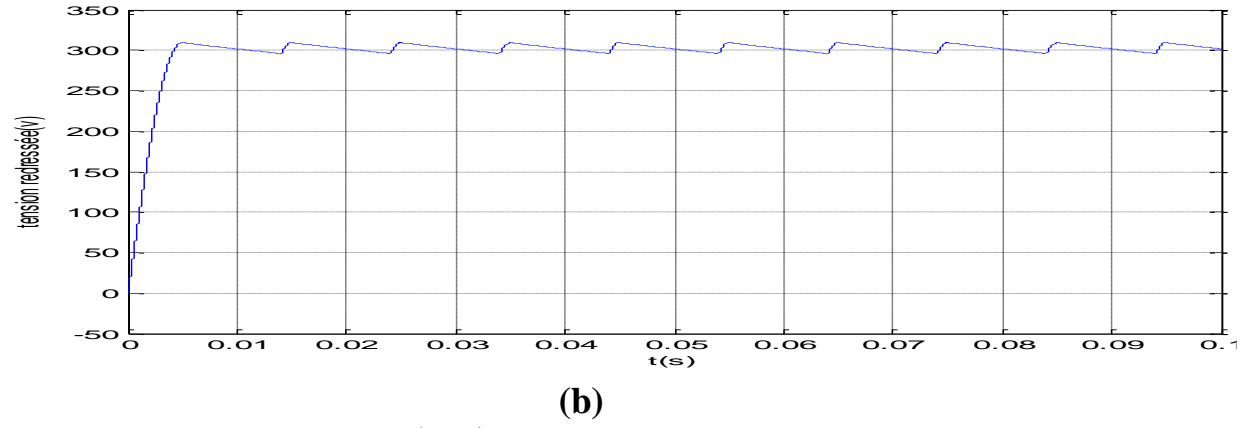
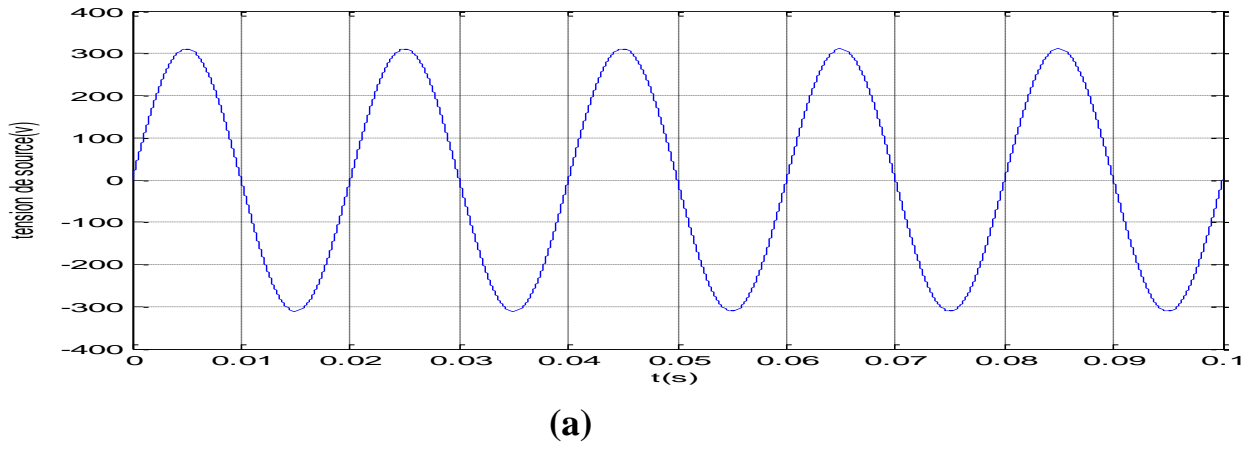


Figure 2.6. a) forme d'onde de tension de source b) tension redressée.

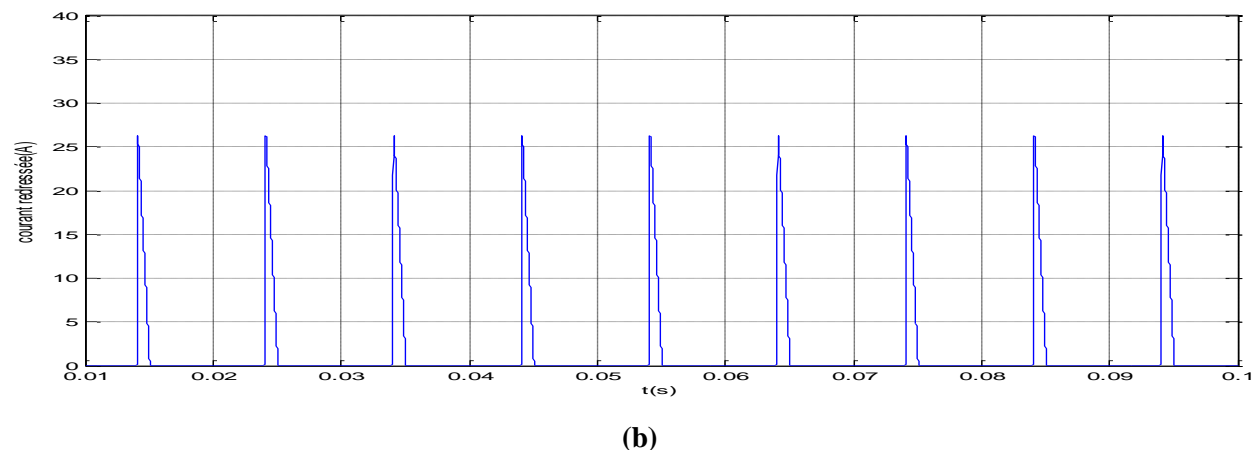
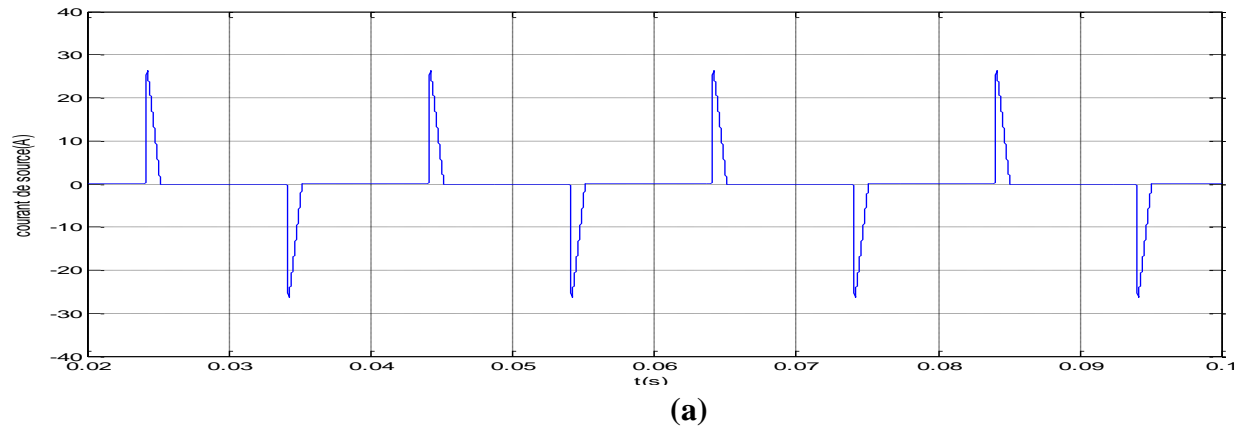


Figure 2.7. a) forme d'onde de courant de source b) courant redressée.

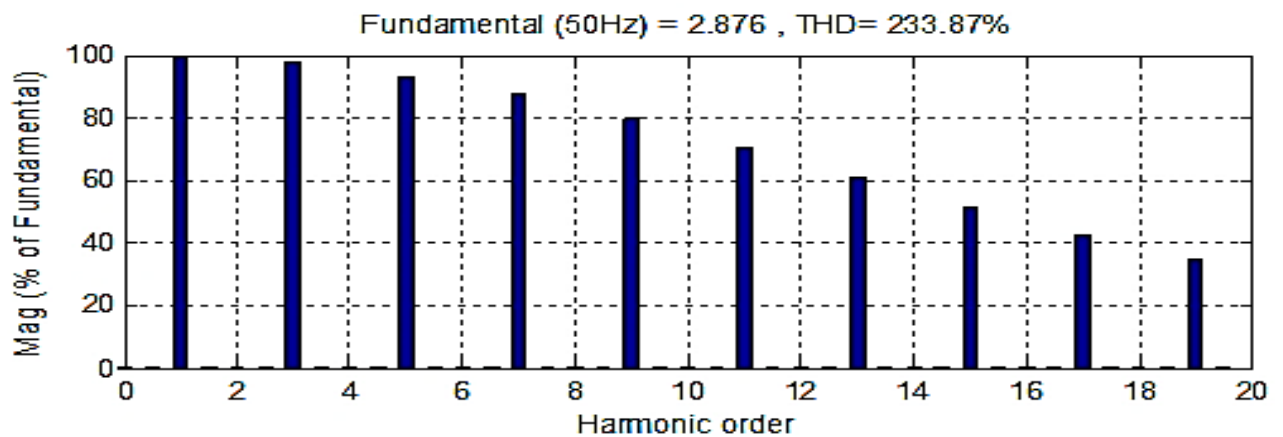


Figure 2.8. Spectre d'harmonique du courant de source.

Les cycles de charge du condensateur, très brefs, provoquent des appels de courants brutaux sous forme de pics qui représentent l'allure du courant tiré du réseau. Il n'est ni sinusoïdal, ni en phase avec la tension. Cette déformation devra donc être corrigée par un circuit CFP pour retrouver un courant d'allure sinusoïdale et en phase avec la tension. Les convertisseurs AC/DC utilisent généralement un filtre capacitif à la sortie du redresseur d'entrée, comme indiqué dans la figure 2.5. La valeur élevée de ce condensateur fait en sorte que le courant prélevé du réseau d'alimentation est formé d'impulsions de durée très courte et d'amplitude très élevée. Ce courant contient un grand nombre d'harmoniques, de valeur efficace élevée, qui réduisent le facteur de puissance à un très mauvais niveau (de l'ordre de 0.65) [13]. La cause du mauvais facteur de puissance d'entrée n'est pas le déplacement de phase entre la tension de ligne et le courant, c'est plutôt la charge discontinue du condensateur de filtrage qui entraîne une large impulsion du haut pic de courant.

Avec les convertisseurs AC/DC actuels, les courants prélevés sur le réseau sont loin d'être sinusoïdaux.

2.3 Correcteur du facteur de puissance (PFC)

Les appareils, associés avec l'électronique de puissance, connectés au réseau électrique public imposent de plus en plus la correction nécessaire du facteur de puissance. Le facteur de puissance reflète à quel point la puissance effective provient du réseau électrique. Avec un facteur de puissance inférieur à l'unité la puissance supplémentaire non réactive cause des dissipations de puissance supplémentaires dans les alimentations principales et les câbles électriques.[17]

Un facteur de puissance maximale est visé. Pour la plus part des applications de l'électronique de puissance le problème à résoudre est la forme non sinusoïdale de l'onde du

courant. L'un des intérêts de la correction du facteur de puissance (PFC: Power Factor Correction) repose sur les harmoniques.

La tension et le courant qui circulent sur un réseau idéal sont alternatifs à une fréquence de 50 Hz. Ces signaux, idéaux, sont issus d'une seule fréquence fondamentale aussi appelée harmonique de rang 1, égale à 50 Hz. Si aucune autre fréquence n'est présente dans le signal, il est pur.

Malheureusement, les signaux ne sont jamais des sinusoïdes parfaites. Ils contiennent d'autres fréquences en plus du 50 Hz appelées fréquences harmoniques. Elles sont des multiples entiers du 50 Hz. Les multiples non entiers sont aussi possibles dans le cas d'inter-harmoniques (phénomènes aléatoires sur la puissance absorbée).

Un signal périodique peut être décomposé en série de Fourier. Les signaux résultants de fréquence unique sont appelés couramment les harmoniques. On souhaite éviter complètement ces harmoniques car ils ne participent pas à l'alimentation de la charge et engendrent pas mal d'inconvénients. Ils surchargent le réseau en faisant transiter des courants inutiles. Ils peuvent aussi faire vieillir plus vite les éléments branchés sur le réseau en engendrant des phénomènes de résonance et des échauffements.[3]

Un bon module de correction du facteur de puissance sera principalement d'éliminer les déformations sur le courant absorbé pour éviter l'apparition de courants harmoniques néfastes au réseau. Il aura aussi pour rôle de mettre le courant et la tension bien en phase.

Avec un circuit PFC, le but est de réduire la puissance réactive générée par le déphasage et la puissance déformante D générée par les harmoniques afin d'avoir une égalité entre les deux puissances apparente et active. On limite alors le transport du courant au strict minimum et on maximise l'efficacité du transport d'énergie.

Comme le **FP** est le produit : du Facteur de distorsion F_{dis} (Eq.1.23) par facteur de déplacement $F_{dép}$, (Eq.1.24) le but est alors de maximiser les deux facteurs à la fois pour tendre vers $FP = 1$. Comme les harmoniques sont directement rattachées au facteur de puissance, la norme a imposé des limites à respecter sur leurs niveaux. (voir tableau 1.1)

On distingue 2 méthodes pour corriger l'allure du courant issu du réseau : La correction passive et la correction active du facteur de puissance.

2.3.1 Correction passive du facteur de puissance (CPFP)

C'est la plus simple solution et la moins chère, mais également la moins performante. Elle utilise des éléments purement passifs pour améliorer l'allure du courant. Il existe de nombreuses variantes complètement passives dans les différentes applications.[18]

Avec la méthode dite $L_f C_f$ Power (Figure 2.9), où un condensateur C en parallèle avec une bobine L ; forment un filtre passe-bande (dit "résonant parallèle") et améliorer, encore plus, la forme du courant par rapport à une simple bobine. Ce montage est normalement calculé pour atténuer la 3^{ème} harmonique entre autre, la plus intense après le fondamental.

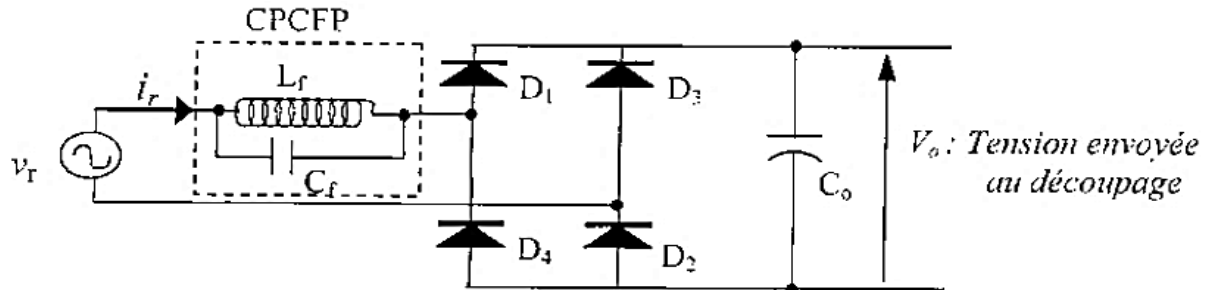


Figure 2.9. Circuit passif de correction du facteur de puissance à l'aide d'un LC parallèle.

Un circuit passif de correction du facteur de puissance CPCFP a comme avantage d'être très simple, très fiable puisque c'est juste un fil enroulé autour d'un noyau métallique, robuste, insensible aux pointes de courants ou au bruit électrique, peu dissipatif et ne génère pas d'interférences électromagnétiques, il joue même le rôle de filtre.

En contre partie ses inconvénients sont: système encombrant et lourd. Le comportement dynamique n'est pas génial car son efficacité dépend de la charge. En règle générale, le FP se dégrade au fur et à mesure qu'on demande de la puissance. A partir d'une certaine charge, la bobine du CPCFP peut se mettre à grésiller à cause des efforts électrodynamiques entre les fils car ils sont mal noyés dans le vernis. Néanmoins, un CPCFP ne vaudra jamais un module actif qui se charge des corrections d'une manière beaucoup mieux. Il faut principalement assurer un déphasage minimum même si le taux de distorsion est un peu élevé, du moment que les courants harmoniques soient suffisamment atténués.[18]

Pour remédier à ses inconvénients la recherche est orientée vers les PFC actifs, et cela grâce au développement des composants de puissance.

2.3.2 Correction active du facteur de puissance (CAFP)

Les techniques actives de correction du facteur de puissance utilisées pour fournir un courant d'entrée sinusoïdal, ou peu déformé, pour les alimentations de puissance à découpage qui utilisent un redresseur à diodes sont largement développées dans la littérature. La technique à deux étages qui utilise un convertisseur DC/DC pour performer l'onde du courant d'entrée.

Un circuit actif de correction du facteur de puissance CACFP est un module, de type survolteur ou dévolteur, inséré à l'entrée de l'alimentation et géré par un contrôleur intégré qui

analyse et corrige en temps réel l'allure du courant par rapport à la tension. Il en déduit les erreurs de forme par comparaison avec la sinusoïde redressée de la tension et il les corrige en contrôlant la quantité d'énergie grâce à un découpage haute fréquence et un stockage d'énergie dans une inductance. Le but est d'obtenir un courant en phase et le plus sinusoïdal possible en entrée de l'alimentation. Il est adaptable à presque toute situation en entrée puisqu'il gère l'énergie envoyée vers l'étage de découpage.

Il existe plusieurs manières de concevoir un circuit actif de correction du facteur de puissance avec des topologies à base de convertisseur dévolteur, survolteur, dévolteur-survolteur et des modèles complexes.

2.4 Étude de structures DC-DC utilisée comme pré-régulateur

Dans la littérature, on trouve une variété de pré-régulateur AC-DC qui améliorent le courant d'entrée de manière à minimiser le taux de distorsion harmonique. Le premier objectif du pré-régulateur est de tirer un courant d'entrée avec un faible contenu harmonique. Le pré-régulateur utilise un convertisseur DC-DC qui force le courant d'entrée à suivre la forme d'onde désirée. Généralement, le courant haché est obtenu en contrôlant le courant dans une inductance selon deux modes: mode 1 où l'interrupteur est fermé et mode 2 où l'interrupteur est ouvert. La nature du transfert d'énergie pour chaque mode détermine le type du convertisseur: survolteur, dévolteur, survolteur-dévolteur. Des éléments de stockage additionnels, des inductances, ou des transformateurs d'isolement peuvent être ajoutés à ces types de base pour définir des convertisseurs tels que: conduction directe (Forward), conduction inverse (Flyback), Cuk, Sepic qui peuvent tous être utilisés comme pré régulateurs de puissance.[19]

Les convertisseurs DC-DC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Ils sont utilisés largement dans les connexions à des batteries d'accumulateurs, les systèmes photovoltaïques, les éoliennes Ces convertisseurs servent à adapter la tension d'entrée d'un système par rapport à la tension de sortie désirée.[19]

Le convertisseur DC-DC permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.[3]

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

2.4.1 Différents types d'hacheurs

Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

- abaisseur de tension « Buck »
- élévateur de tension « Boost »
- abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost »

2.4.1.1 hacheur de type Buck

Hacheur abaisseur, hacheur dévolteur, hacheur série, hacheur de type Buck.

L’hacheur série est un convertisseur direct DC–DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur K_1 peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [22].

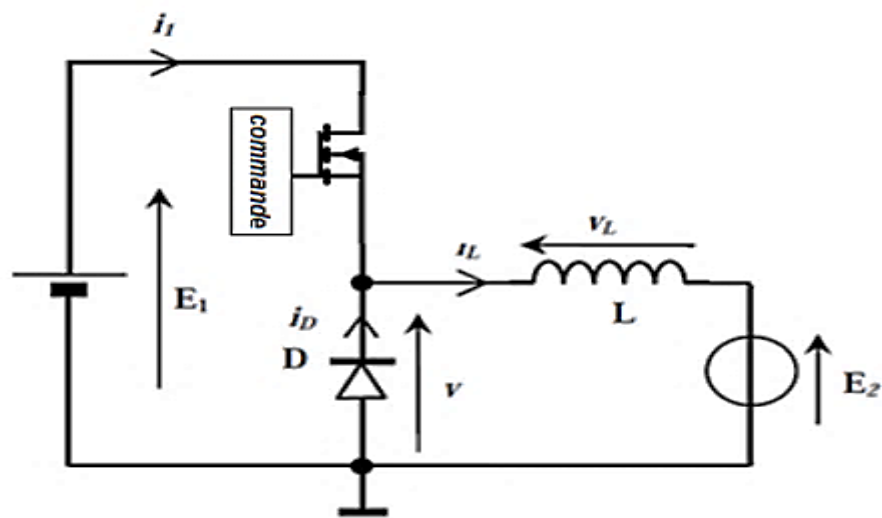


Figure 2.10. La fonction hacheur BUCK .

➤ **Principe de Fonctionnement:**

L'interrupteur K_1 est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R à travers l'inductance L . Lors du blocage du transistor, la diode K_2 assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure 2-11. En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante:

$$U_s = \alpha U_e \tag{2.1}$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, Ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).

[23]

***Démonstration**

$$\alpha = t_1 / T$$

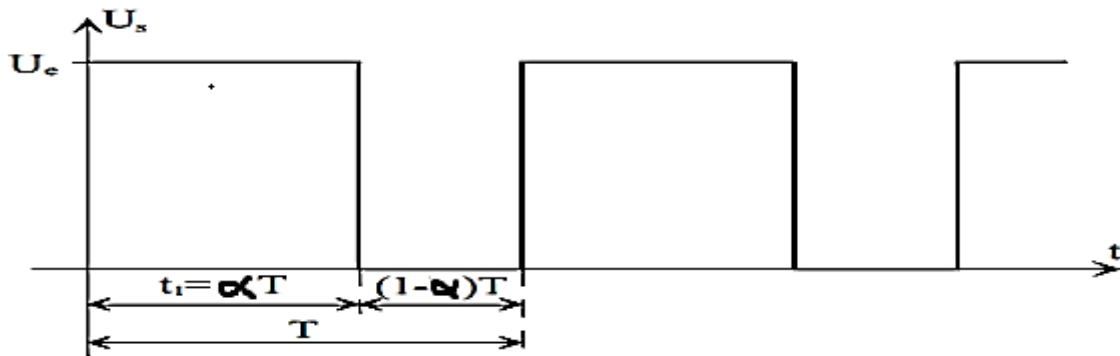


Figure 2.11. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type Buck.

La durée t_1 de conduction de T est comprise entre 0 s et T . Le rapport cyclique est donc en toute logique compris entre 0 et 1.

La valeur moyenne U_s est donnée par le calcul suivant :

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \tag{2.2}$$

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_e(t) dt \tag{2.3}$$

$$U_s = \frac{1}{T} [U_e]_0^{\alpha T} \tag{2.4}$$

$$U_s = \alpha U_e \tag{2.5}$$

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, on peut faire varier U_s entre 0 V et U_e .

✓ **Régimes de conduction:**

Les relations que nous avons établies sont valables pour tout hacheur abaisseur, pour lequel le courant dans la source de courant ne s'annule jamais. Ceci n'est cependant pas toujours le cas, et l'on distingue deux modes de fonctionnement :

✓ Fonctionnement en conduction continue : comme énoncé ci-dessus, le courant I_s dans la source de courant ne s'annule jamais.

✓ Fonctionnement en conduction discontinue : au contraire, le courant I_s s'annule avant la fin de la phase de roue libre, et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau.

Par cette dernière relation on exprime l'expression de la tension moyenne en sortie du hacheur ($U_{s0} = U_s$), en fonction :

- ✓ du rapport cyclique α .

- ✓ de la valeur de l'inductance L_s .
- ✓ de la fréquence de commutation f ($f = 1/T$).
- ✓ de la valeur moyenne du courant I_s ,
- ✓ de la tension de la source continue U_e .

Tableau 2.1 . reformule des différents régimes de conduction hacheur BUCK.

Conduction continue	$U_{so} = \alpha U_e$	$\Rightarrow y = \alpha$
Conduction discontinue	$U_{so} = \alpha U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f I_s}{\alpha^2 U_e}}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{\alpha^2}}$

2.4.1.2 hacheur de type Boost

Hacheur élévateur, hacheur survolteur, hacheur parallèle, hacheur de type Boost.

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

L'interrupteur K_1 peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [22].

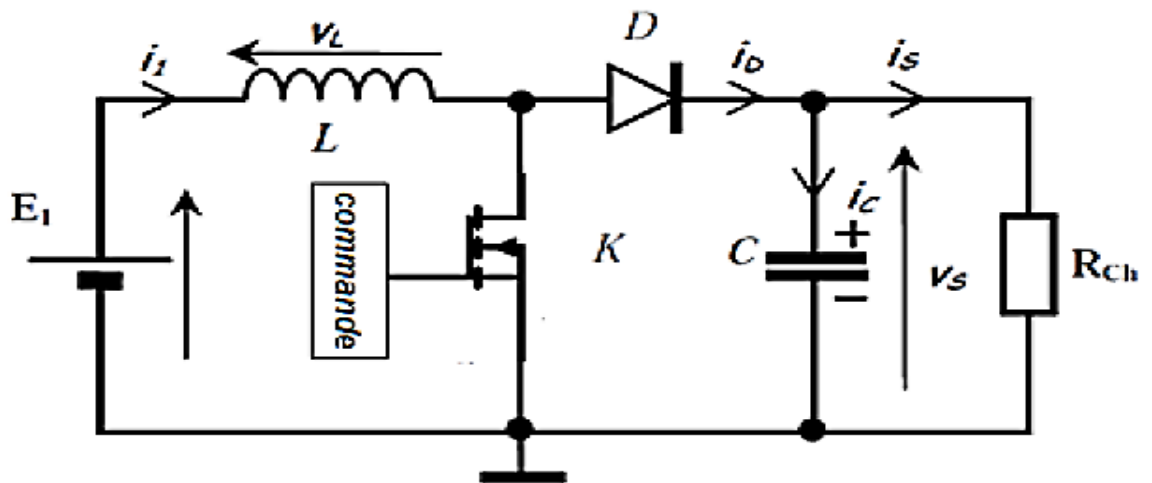


Figure 2.12. La fonction hacheur Boost.

➤ Principe de fonctionnement

L'interrupteur K_1 est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R à travers l'inductance L . Lors du blocage du transistor, la diode K_2 assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie

emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure 2-13. En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$U_s = U_e \frac{1}{1-\alpha} \tag{2.6}$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, Ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (survolteur).

***Démonstration**

Valeur moyenne de U_s afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous referons au schéma figure 2.13.

Nous avons représenté la tension U_L aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant I_e qui la traverse. On définit α le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur T .

- ✓ Pendant αT : $U_L = U_{ei}$
- ✓ Pendant $(1-\alpha) T$: $U_L = U_{ei} - U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression U_L de la valeur moyenne de U_L [22].

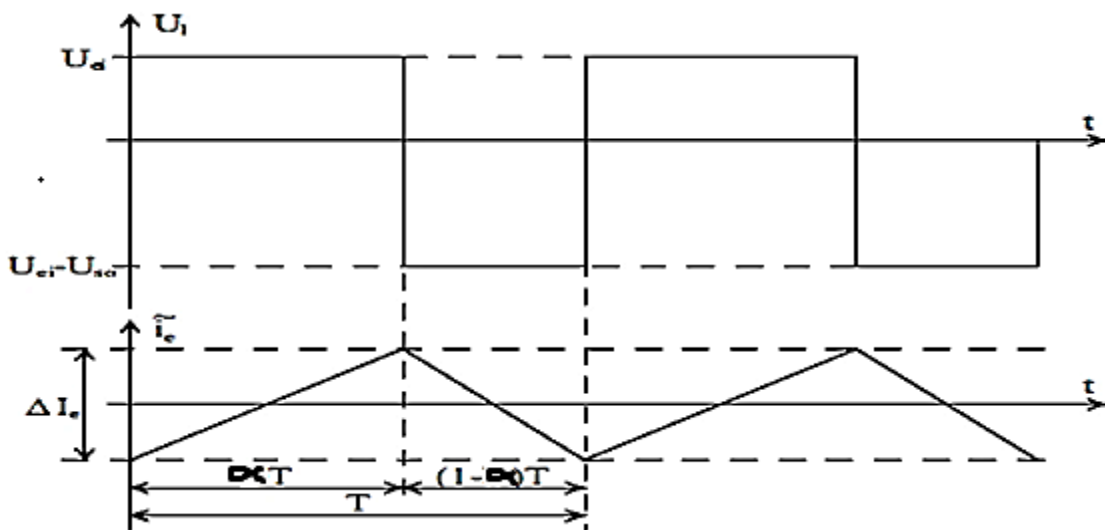


Figure 2.13. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BOOST.

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt \tag{2.7}$$

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_{ei}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (U_{ei}(t) - U_{so}(t)) dt \tag{2.8}$$

$$U_L = U_{ei} \alpha + (U_{ei} - U_{so})(1-\alpha) \tag{2.9}$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle.

Par conséquent :

$$U_L = 0 \tag{2.10}$$

$$U_{so} = U_{ei} \frac{1}{1-\alpha} \tag{2.11}$$

Une telle relation illustre la nature « élévateur » du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension U_{so} en sortie peut varier de U_{ei} à l'infini. Il est bien entendu que ce dernier cas peut s'avérer « problématique » pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à commander), le hacheur élévateur permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique α d'obtenir en sortie une tension nettement plus élevée que celle appliquée en son entrée [22].

✓ **Régimes de conduction:**

A l'instar du convertisseur Buck, le convertisseur boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts :

- ✓ Conduction continue : le courant I_e ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se référant à ce régime de fonctionnement.
- ✓ Conduction discontinue : le courant I_e prend une valeur nulle, pendant une durée supérieure à zéro.

Tableau 2.2 : reformule des différents régimes de conduction hacheur BOOST.

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = \frac{1}{1-\alpha}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1-\alpha}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_e f I_{so}} \alpha^2$	$\Rightarrow y = 1 + \frac{\alpha^2}{2x}$

2.4.1.3 hacheur de type Buck-Boost

Hacheur inverseur, dévolteur- survolteur, de type buck-boost. Le hacheur inverseur est un convertisseur indirect $DC-DC$ à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée

pour n'importe quelle tension de sortie désirée; son schéma de base est illustré sur la Figure 2.14. [24]

L'interrupteur K_1 peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).

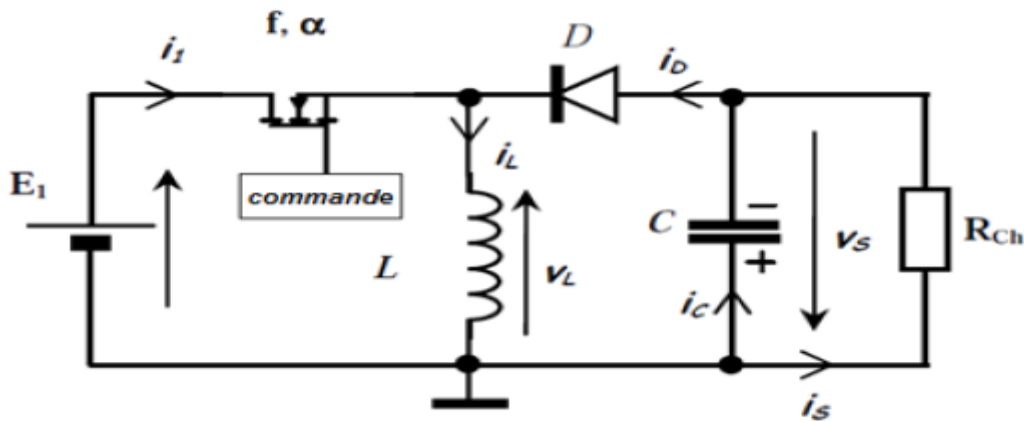


Figure 2.14. La fonction hacheur Buck-Boost.

➤ **Principe de fonctionnement**

L'interrupteur K_1 est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance L . La charge est déconnectée du montage (diode K_2 bloquée). Lors du blocage du transistor, la diode K_2 assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la Figure 2.15. En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante :

$$U_s = U_e \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{2.12}$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, ce qui induit que le montage est abaisseur et élévateur de tension (négative) [22].

La tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée lorsque $\alpha < 0,5$ et elle est supérieure dans le cas contraire (abaisseur/élévateur).

* **Démonstration**

Valeur moyenne U_{so} de U_s afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Figure 2.15.

Nous avons représenté la tension U_1 aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant i_l qui la traverse. On définit α le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur T .

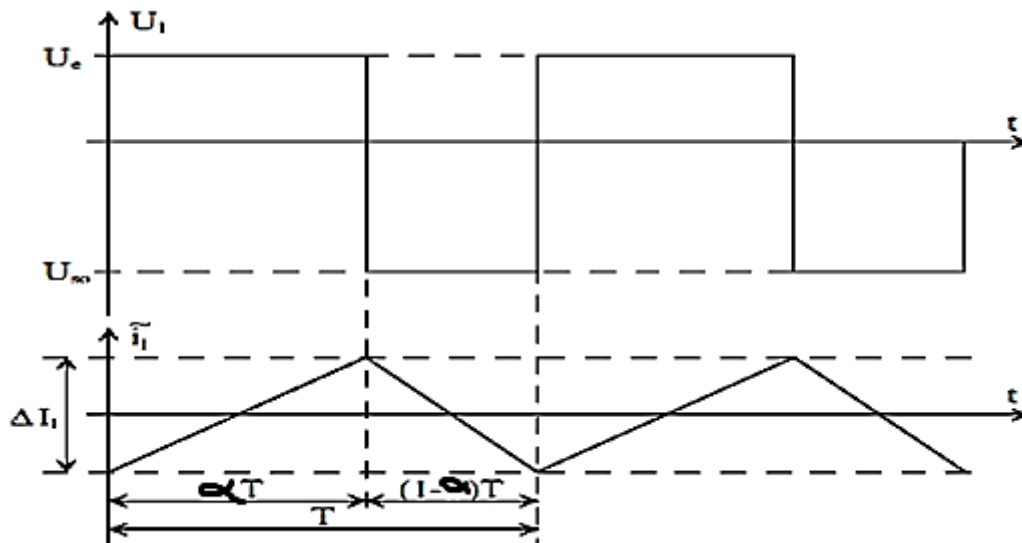


Figure 2.15. Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type BUCK-BOOST.

La tension U_L dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée:

- ✓ Pendant αT : $U_L = U_e$
- ✓ Pendant $(1-\alpha) T$: $U_L = -U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression de la valeur moyenne $\langle U_L \rangle$ de U_L :

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt \tag{2.13}$$

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_e(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (-U_{so}(t)) dt \tag{2.14}$$

$$U_L = U_e \alpha + (-U_{so})(1-\alpha) \tag{2.15}$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle.

Par conséquent:

$$U_L = 0 \tag{2.16}$$

On obtient:

$$U_{so} = U_e \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{2.17}$$

Une telle relation illustre la nature « *abaisseur-élevateur* » du convertisseur considéré.

Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension U_{so} en sortie peut varier de 0 à l'infini. A l'instar du convertisseur boost, ce dernier cas peut s'avérer « *problématique* » pour le

dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à piloter), le hacheur buck-boost permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique α d'obtenir en sortie une tension qui sera, suivant α , ou plus faible, ou plus élevée que la tension en entrée. [22]

✓ **Régimes de conduction:**

Comme pour les convertisseurs précédemment définis, le convertisseur buck-boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts :

✓ Conduction continue : le courant I_L ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se référant à ce régime de fonctionnement.

✓ Conduction discontinue : le courant I_L prend une valeur nulle, pendant une durée non nulle.

Tableau 2-3 : reformule des différents régimes de conduction hacheur *BUCK-BOOST*.

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\Rightarrow y = \frac{\alpha}{1-\alpha}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = \frac{U_e}{2LfI_{so}} \alpha^2$	$\Rightarrow y = \frac{\alpha^2}{2x}$

2.4.2 Domaine d'utilisation et d'application

Certains hacheurs sont réversibles : ils peuvent alors fournir de l'énergie à la charge, généralement une machine à courant continu dans ce type d'application, ou bien en prélever ce qui permet de freiner la machine.

Les hacheurs de puissance sont utilisés, par exemple, pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu. Ils sont aussi un élément essentiel des alimentations à découpage. [25]

2.5 Conclusion

On dit qu'une charge est non linéaire quand, soumise à une tension sinusoïdale (typiquement à 50 Hz), elle n'absorbe pas un courant sinusoïdal.

Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques, voir même engendrer leur destruction. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différant tant pour le distributeur que pour les utilisateurs. c'est pour ces raisons que le filtrage des distorsions en courant et en tension est au centre des préoccupations

actuelles à la fois des fournisseurs et des utilisateurs d'énergie électrique; ils adoptent donc, les limites imposées par les normes CEI 61000.3-2/4,, ...etc. Deux types de correction de facteur de puissance sont valables aujourd'hui; la correction de facteur de puissance par la méthode passive et la correction du facteur de puissance par la méthode active. La méthode passive exige un ou plusieurs éléments réactifs (condensateurs et inductances), mais cela ne convient pas bien avec les besoins d'aujourd'hui pour des alimentations à découpage compactes.

Récemment, l'intérêt de la correction de facteur de puissance par la méthode active a augmenté rapidement, dans les alimentations de puissance industrielle. La première fonction du circuit actif de correction de facteur de puissance est de forcer le courant de ligne à prendre exactement la même forme d'onde que la tension sinusoïdale de la source.

Nous avons exposé les trois différentes topologies de convertisseurs continu-continu qu'on peut utiliser comme circuit actif dans des systèmes pré-régulateur du facteur de puissance. Ces convertisseurs sont placés entre le pont à diodes et la charge afin d'améliorer le courant d'entrée et d'avoir un facteur de puissance près de l'unité.

Dans l'industrie, le convertisseur survolteur (Boost) est le plus répandu.

Chapitre 3

*Etude du convertisseur AC/DC survolteur
à facteur de puissance unitaire (CSPFU)*

3.1 Introduction

Les redresseurs monophasés commandés à absorption sinusoïdale 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. Souvent, le CFP agit comme un pré-régulateur à un convertisseur DC-DC qui peut être utilisé pour assurer la régulation supplémentaire et l'isolation ohmique. En raison des standards de la norme EN61000-3-2 en Europe et de la formulation de l'IEEE 519 aux Etats-Unis. Ces circuits de plus en plus sont utilisés au niveau des entrées des équipements électroniques. Parmi les multiples topologies possibles, le CFP élévateur montré dans la figure 3.2 est le plus utilisé. Les objectifs de la commande sont: de faire suivre le courant dans l'inductance le courant de référence de forme d'onde sinusoïdale redressée (ainsi, le courant d'entrée est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau), de régler la valeur moyenne de la tension de sortie à sa valeur de référence et d'obtenir une réponse rapide aux variations de la charge [21].

3.2 Structure du Convertisseur à correction de facteur de puissance

Cette structure du Convertisseur, consiste à insérer un étage intermédiaire appelé pré-régulateur comme interface entre le redresseur et la charge. Dans notre cas, comme il s'agit d'obtenir une tension continue à la sortie, l'interface correcteur du facteur de puissance est un convertisseur DC-DC du type boost.

La structure générale d'un convertisseur à absorption sinusoïdale en topologie boost est montrée sur le schéma du circuit de puissance du redresseur monophasé AC-DC associé à son correcteur du facteur de puissance avec son circuit de commande est montré dans la figure 3.2.a et son schéma fonctionnel dans la figure 3.3.

Schéma de principe :

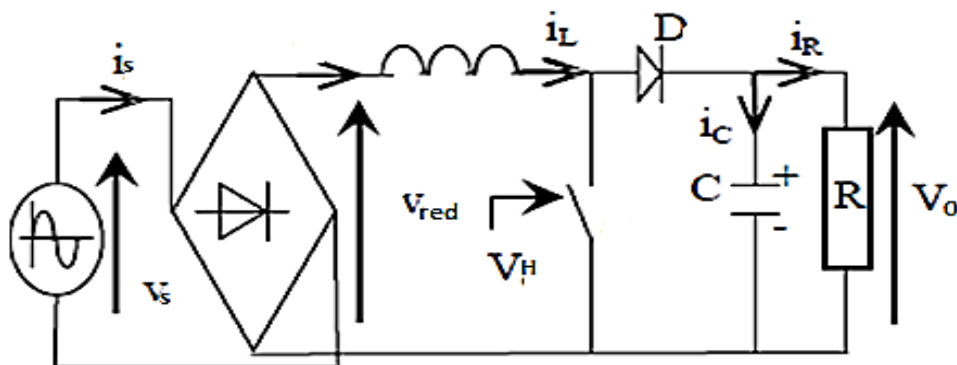


Figure 3.1 Schéma de base du convertisseur survolteur.

3.3 Structure de commande pour boost PFC

Le schéma du circuit de puissance du redresseur monophasé AC-DC associé à son correcteur du facteur de puissance avec son circuit de commande est montré dans la figure 3.2.a

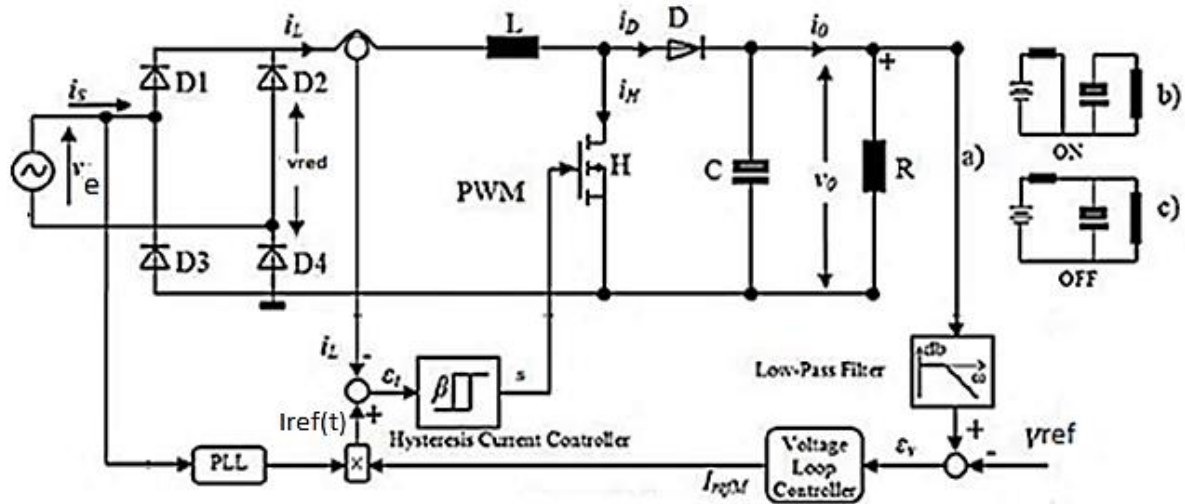


Figure 3.2 a. Redresseur AC-DC associé au CFP avec le circuit de commande [21].

3.4 Modélisation du boost

Le circuit de puissance est celui d'un redresseur monophasé en pont associé à son correcteur de puissance. Quand le commutateur H est fermé ($c=1$, figure 3.2.b), le courant dans l'inductance s'accumule, et l'énergie est stockée sous forme de champ magnétique dans l'inductance, tandis que la diode D est polarisée en inverse, et donc, le condensateur fournit la puissance à la charge. C'est la première phase de fonctionnement. Quand le commutateur H est ouvert ($c=0$, figure 3.2.c), le circuit de puissance change de mode, et l'énergie stockée dans l'inductance, ainsi que l'énergie venant de la source AC, sont pompées aux circuits de sortie (combinaison: condensateur-charge). C'est la deuxième phase de fonctionnement.

Le principe de la modélisation par modèle d'état, repose sur l'expression du modèle d'état pour chaque état de la commande $c(t)$.

Les grandeurs d'état sont ici le courant dans l'inductance i_L et la tension aux bornes du condensateur V_c . On pose le vecteur d'état $x = (i_L \ V_c)^T$

Soit $c(t)$ la commande du transistor H .

Etat 1 : $c(t) = 1$ L'interrupteur est fermé, on obtient alors les relations suivantes faisant intervenir les différentes grandeurs d'état :

$$V_e = L \frac{di_l}{dt} \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R} = 0 \quad (3.2)$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{V_e}{L} \\ 0 \end{pmatrix} = A_1 x + B_1 \quad (3.3)$$

Etat 2 : $c(t) = 0$ L'interrupteur est ouvert, on a alors les relations suivantes :

$$V_e = L \frac{di_l}{dt} + v_e \quad (3.4)$$

$$i_l = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R} \quad (3.5)$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{V_e}{L} \\ 0 \end{pmatrix} = A_2 x + B_2 \quad (3.6)$$

Le convertisseur sera décrit par le modèle d'espace d'état suivant : (chaque état de commutation peut être décrit par les équations d'état suivantes ($V_S(t)=V_C(t)$)).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} [(c(t)-1)V_c(t) + V_e(t)]$$

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} [(1-c(t))i_L(t) - \frac{V_c(t)}{R}] \quad (3.7)$$

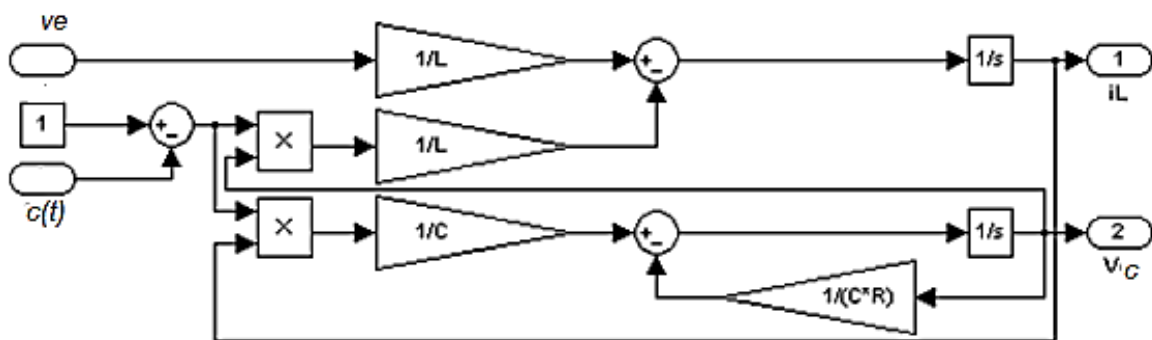


Figure 3.3 Schéma fonctionnel du circuit.

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_{red} considère la charge comme résistance égale au rapport de V_{red}/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.

La tension de sortie est :

$$v_s = \frac{V_{red.moy}}{1-\alpha} = \frac{2}{\pi} V_{eM} \frac{1}{1-\alpha} \quad (3.8)$$

Où

$V_{red,moy}$: Valeur moyenne de la tension redressée,

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

3.5 Dimensionnement des éléments passifs

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

3.5.1 Dimensionnement de l'inductance L

Le courant dans l'inductance est commandé par deux tensions; l'une est la tension d'entrée sinusoïdale redressée, et l'autre est la tension à travers le commutateur H , variant entre zéro et v_s ,

L'ondulation en courant ΔI_L est maximale pour $\alpha = 0.5$. Le dimensionnement de l'inductance L , à partir d'une ondulation en courant donnée, s'effectue à l'aide l'inéquation suivante :

$$L \geq \frac{V_s}{4f \Delta I_{Lmax}} \quad (3.9)$$

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.

3.5.2 Dimensionnement du condensateur C

Pour trouver la valeur de C à une ondulation désirée de la tension de sortie, nous notons que la combinaison de condensateur-résistance à la sortie du convertisseur agit en tant que filtre passe-bas pour le courant traversant la diode du hacheur élévateur. Considérant, seulement ses composantes continue et fondamentale. Par conséquent [3], [21].

$$C = \frac{(4-\tau_{ond}^2)^{1/2}}{2\tau_{ond}R\omega} \quad (3.10)$$

Afin d'obtenir une ondulation de la tension du bus continu inférieur à 4% et tenant compte des paramètres du tableau 3.1 et l'équation (3.10), la valeur du condensateur C est de $942\mu F$.

3.6 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans l'inductance de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude de référence du courant prélevé pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence V_{ref} et la tension mesurée v_s comme présenté sur la figure 3.2 ($\varepsilon_v = V_{ref} - v_s$).

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*.

$$P(1 - \cos 2\omega t) = v_0 i_D = v_0 \left(C \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R} \right) \quad (3.11)$$

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 (3.11) 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.

Ce type de correcteur a une action en haute fréquence. Son comportement en basse fréquence permet que le gain de l'intégrateur, dans ce contexte, tend vers l'infini.

Le correcteur PI est le plus utilisé en pratique où ses contributions à la précision et à la robustesse du système asservi sont particulièrement appréciées.

Sa fonction de transfert est de la forme :

$$G(P) = K_p \frac{1 + PT_i}{PT_i} \quad (3.12)$$

□ T_i : Temps d'action intégrale K_p : Le gain d'action

Pour calculer les paramètres du régulateur, nous pouvons linéariser l'équation (3.12) autour d'un point de fonctionnement défini par (V_{ODCC} et I_{refDCC}).

$G_V(p)$ est la fonction de transfert (tension de sortie/courant) obtenue par le modèle équivalent en petit signaux de basses fréquences [3],[21] :

$$G_V(p) = \frac{v_o}{I_{refM}} = \frac{V_{SM}}{4V_0^*} \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}P} = \frac{K_S}{1 + \tau_S P} \quad (3.13)$$

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:

$$\begin{cases} T_i = \frac{RV_{SM}}{8\pi(f_{CV})V_{ref}} \\ K_p = \frac{RC}{2T_i} \end{cases} \quad (3.14)$$

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

Pour: $f_{CV} = 10$ Hz; $K_i = 1.76999$ et $K_p = 0.00799$

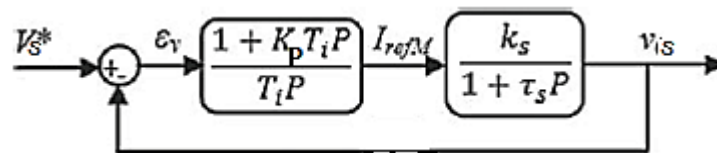


Figure 3.4 Représentation fonctionnelle de la boucle fermée de la tension du bus continu.

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

3.7 Boucle de régulation du courant d'entrée

Le CFP analysé ici a une boucle de retour de tel sorte que le mode de commutation est déterminé par la comparaison entre le courant réel et le courant sinusoïdal de référence fourni par le contrôleur de la boucle de tension, selon deux manières. Dans la première, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis fixe (Fixed Band Hysteresis FBH), tandis que dans la deuxième manière oscille dans une bande d'hystérésis sinusoïdale (Sinusoïdal Band Hysteresis SBH), suivant les indications de la figure 3.4.

3.8. Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hysteresis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure 3.5 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 [27].

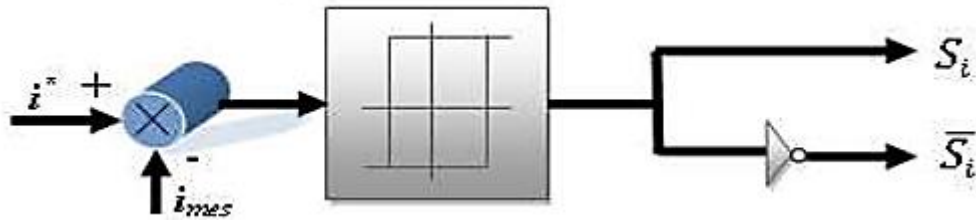


Figure 3.5 Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs [22]. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure 3.7, où h est la largeur de la bande hystérésis:

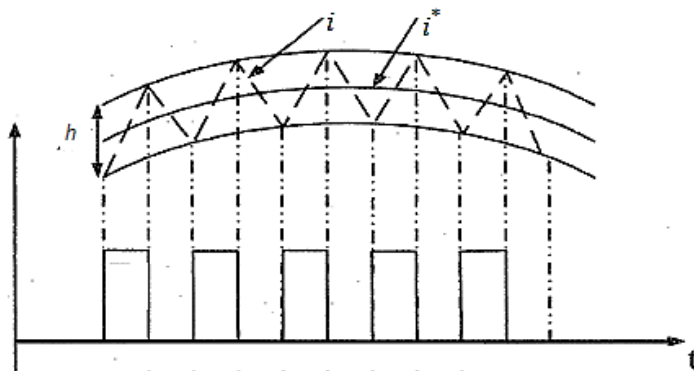


Figure 3.6 Principe de génération des ordres de commande

3.9 Structure de contrôle en courant par hystérésis

La structure globale de contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur est présentée sur la figure 3.2. Le courant à l'entrée du pont est contrôlé à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Le comparateur détermine les ordres de commande de l'interrupteur du hacheur élévateur associé au pont. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante :

$$\begin{cases} i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow c = 0 \\ i^* - i = -\frac{\Delta I}{2} \Rightarrow c = 1 \end{cases} \quad (3.15)$$

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.

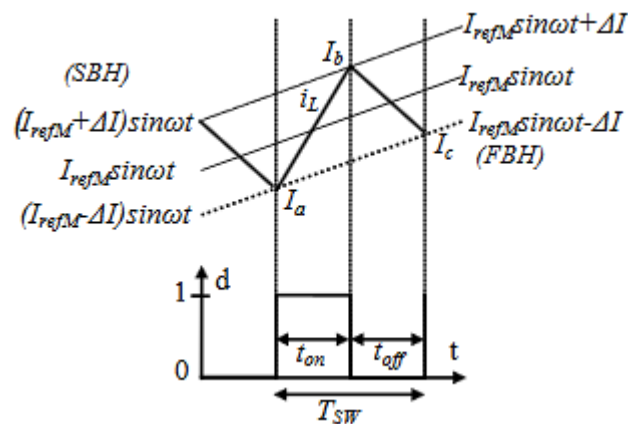


Figure 3.7 Fréquence de commutation.

Pour étudier les caractéristiques de contrôle d'un CFP, la variation de la fréquence de commutation maximale en fonction de la valeur de l'inductance L et de la largeur de la bande d'hystérésis ΔI pour les techniques FBH et SBH est évaluée comme montré sur la figure 3.8.

La figure (3.7) explicite l'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} . Les changements d'état du signal $c(t)$ se produisent aux instants pour lesquels le courant I_L atteint par excès ou par défaut le référence I_{ref} à $\pm \Delta I$ près.

En considérant V_s constant et V_{red} constant sur une période de découpage, on peut écrire :

$$I_a = I_M \sin(t) - \Delta I$$

$$I_b = I_M \sin((t+t_{on})) + \Delta I$$

$$I_c = I_M \sin((t+T)) - \Delta I$$

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

On en déduit la fréquence de découpage ou de commutation:

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{Td} \quad (3.16)$$

$$\text{Soit, } f_{sw} = \frac{(V_{eM} |\sin(\omega t)| - L\omega I_{refM} |\cos(\omega t)|)(V_s - V_{eM} |\sin(\omega t)| + L\omega I_{refM} |\cos(\omega t)|)}{2 * L * V_s * \Delta I} \quad (3.17)$$

$$v_{red} = V_{eM} |\sin(\omega t)|$$

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

La valeur maximale de la fréquence de commutation (MSF : Maximal Switching Frequency) est obtenue par la dérivée de l'équation (3.17).

$\frac{d(Fd)}{d(\omega t)} = 0$ on en déduit l'expression d'un maximum de la fréquence en fonction de l'inductance L.

La Figure 3.8 montre la variation de la fréquence de commutation en fonction de l'inductance et de la largeur de la bande d'hystérésis.

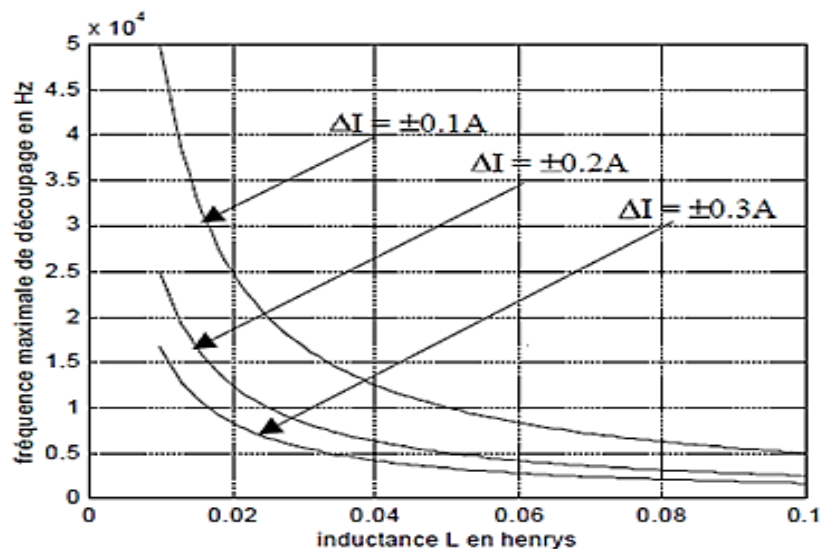


Figure 3.8 Variation de la fréquence de commutation en fonction de L et ΔI [21].

L'ensemble des courbes $(f_{sw})_{MAX} = f(L)$ pour les ΔI, nous informe de la valeur de l'inductance L à choisir afin de limiter la fréquence de commutation à une valeur compatible. Pour une valeur de l'inductance de 0.1H, la fréquence de commutation maximale est de 5kHz. Une simulation plus réaliste avec L=0.0225H et une fréquence de commutation maximale de 20kHz permettrait ainsi des variations plus rapides du courant de l'inductance i_L autour de son courant de

référence i_{ref} . En outre, nous notons que le MSF avec une bande sinusoïdale est plus élevé que celui d'une bande fixe au-dessus d'une gamme complète d'inductance L. Pour la même valeur de $L=0.0225H$ le MSF est de 25kHz.

3.10 Contrôle en courant par hystérésis conventionnelle

3.10.1 Contrôle à bande d'hystérésis fixe CCHBF

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 h entre les deux limites est maintenu fixe toute au long de la période de sinus).

L'algorithme de cette méthode est donné comme suite [26], [27]:

Comme le courant de référence est $i_{ref} = I_{refM}|\sin(\omega t)|$

Limite supérieure de la bande est:

$$(i_{sup}) = i_{ref} + \Delta I = i_{ref} + h/2$$

Limite inférieure de la bande est:

$$(i_{inf}) = i_{ref} - \Delta I = i_{ref} - h/2$$

Avec : $h=2\Delta I$: la largeur de la bande d'hystérésis.

$$\text{Si } i_L > i_{sup}, \quad c = 0 \text{ Alors, } v_H = V_s$$

$$\text{Si } i_L < i_{inf}, \quad c = 1 \text{ Alors, } v_H = 0$$

3.10.2. Contrôle à bande d'hystérésis sinusoïdale CCHBS

Pour cette technique, la bande d'hystérésis varie sinusoïdalement sur toute la période du composante fondamentale. L'algorithme est désigné par les équations suivantes :

Limite supérieure de la bande est:

$$(i_{sup}) = (I_{refM} + \Delta I)\sin\omega t = (I_{refM} + h/2)\sin\omega t$$

Limite inférieure de la bande est:

$$(i_{inf}) = (I_{refM} - \Delta I)\sin\omega t = (I_{refM} - h/2)\sin\omega t$$

D'où $h(t) = h \sin\omega t$: la largeur de la bande d'hystérésis.

$$\text{Si } i_L > i_{sup}, \quad c = 0 \text{ Alors, } v_H = V_s$$

$$\text{Si } i_L < i_{inf}, \quad c = 1 \text{ Alors, } v_H = 0$$

3.11 Résultats de simulation

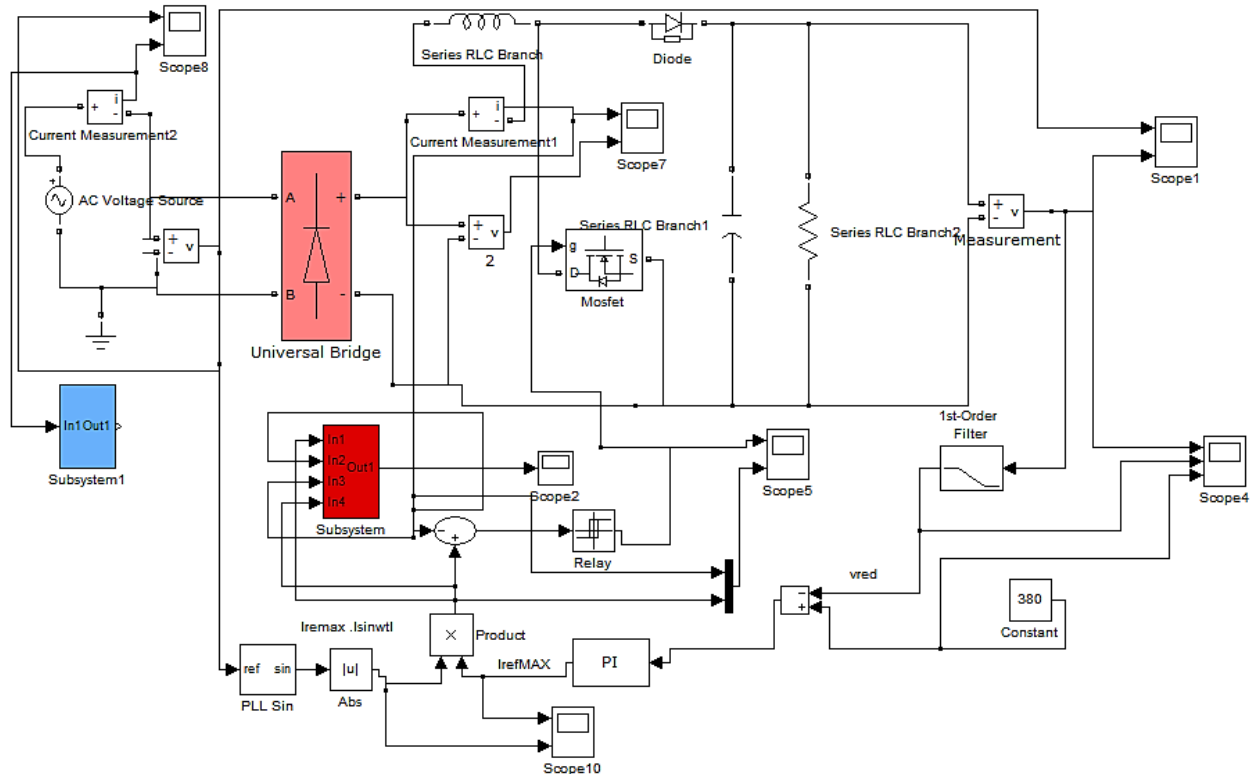
La simulation a été effectuée à l'aide de l'outil Power System Blocks et opérant sous MATLAB/SIMULINK.

Tableau 3.1: Paramètres du circuit de puissance et de commande du CFP.

puissance de sortie P_s	$P_0 \leq 700 \text{ W}$
Tension du bus continu V_s	$V_0 = 385 \text{ V}$
Ondulation de la tension de sortie	$< 4\%$
Tension d'entrée	$V_{seff} = 220 \text{ V(RMS)}$
Ondulation du courant d'entrée	$\leq 5\%$
Fréquence de commutation	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Résistance de charge	$R = 212 \Omega$
Inductance de couplage	$L = 22.4 \text{ mH}$
Condensateur de filtrage	$C = 943 \mu\text{F}$

3.11.1 Hystérésis à bande Fixe CCHBF

Les figures montrent respectivement les résultats de simulation, en appliquant un contrôle de courant de source par hystérésis à bande fixe, pour les différents tests effectués, on a utilisé une bande fixe ($\Delta I = \pm 0.3 \text{ A}$; $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$; $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$).



➤ Formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie

1- Cas: Largeur de la bande $h=0.6 A$, $\Delta I = \pm 0.3 A$

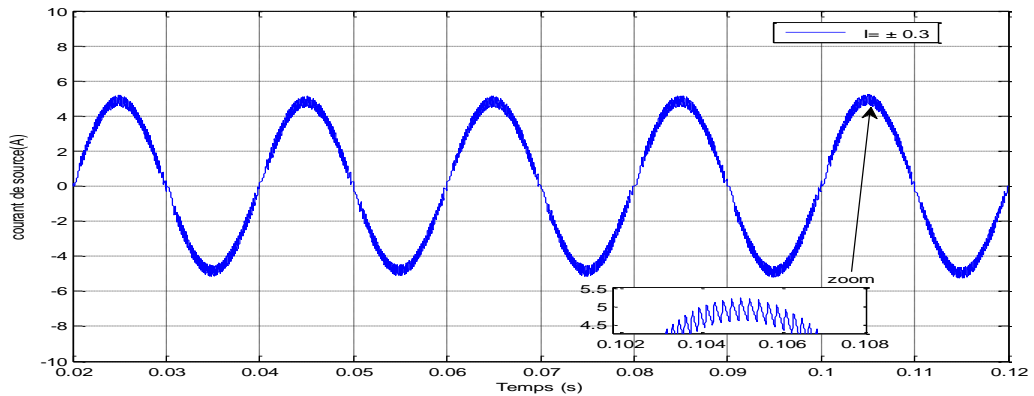


Figure 3.9 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.3 A$.

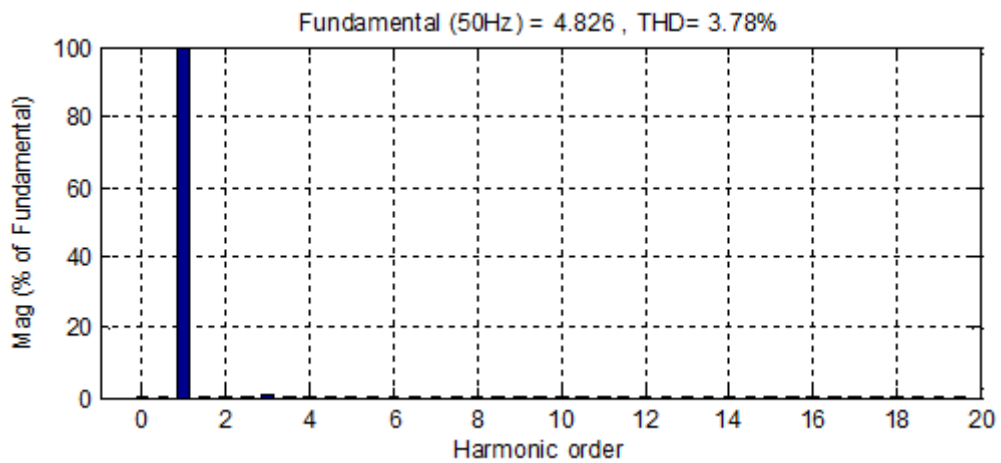


Figure 3.10 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.3 A$.

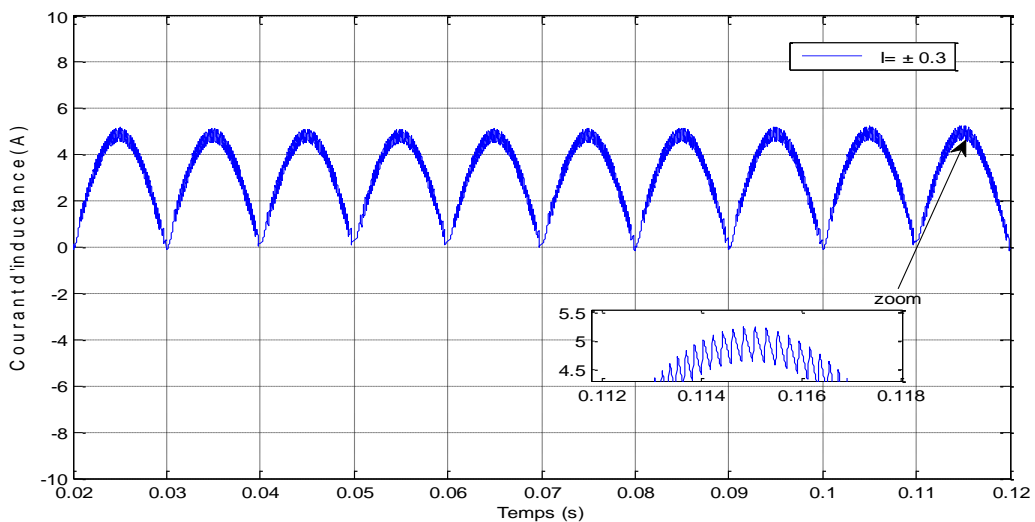


Figure 3.11 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.3 A$.

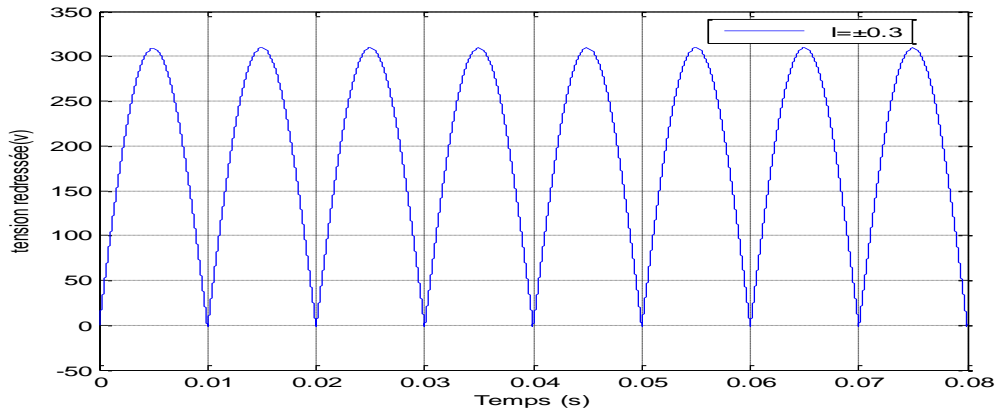


Figure 3.12 tension redressée $\Delta I = \pm 0.3A$.

2.Cas: Largeur de la bande $h=0.4A$, $\Delta I = \pm 0.2A$

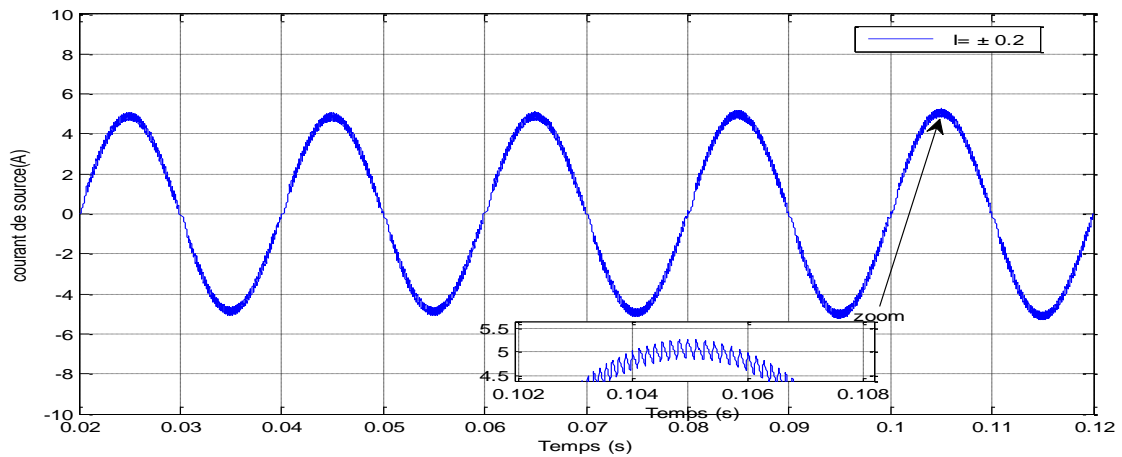


Figure 3.13 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$.

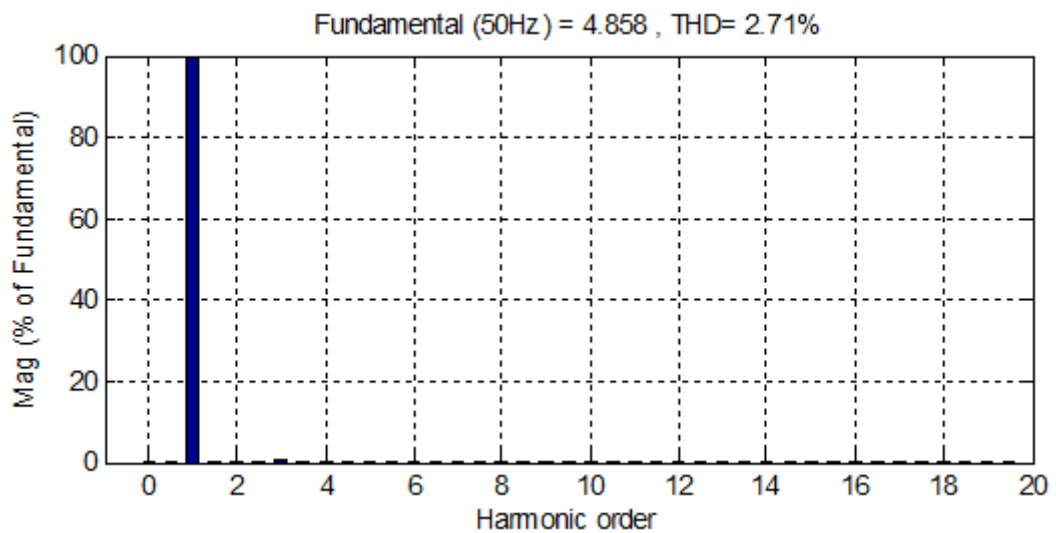


Figure 3.14 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.2A$.

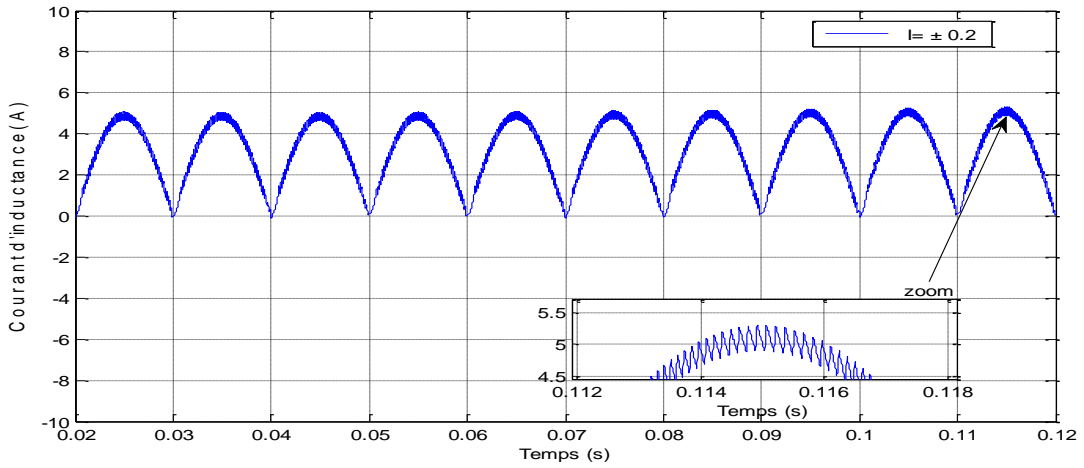


Figure 3.15 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.2A$.

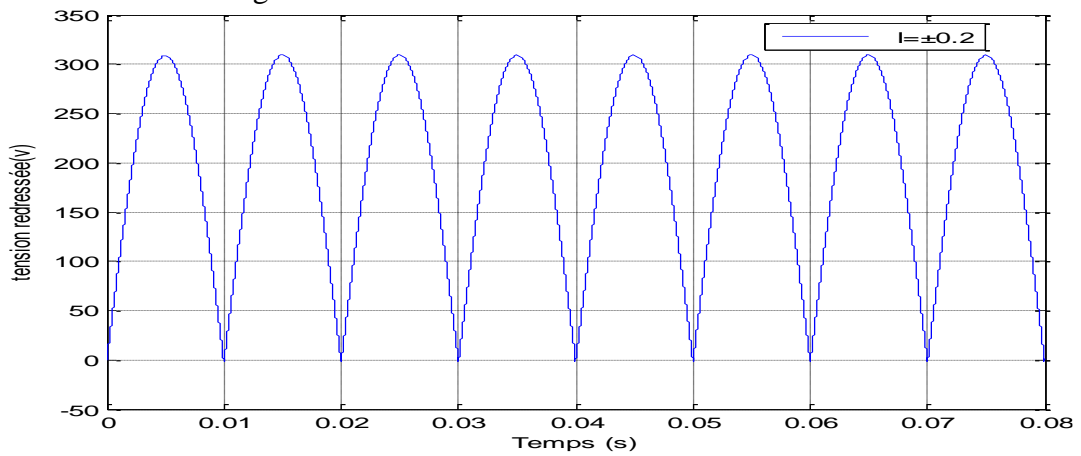


Figure 3.16 tension redressée $\Delta I = \pm 0.2A$.

3-Cas: Largeur de la bande $h=0.2A$, $\Delta I = \pm 0.1A$

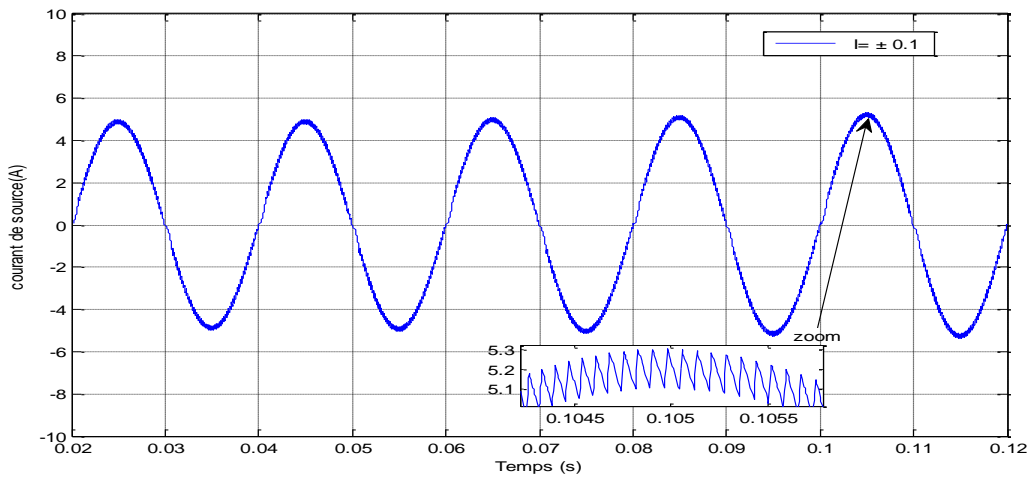


Figure 3.17 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.1A$.

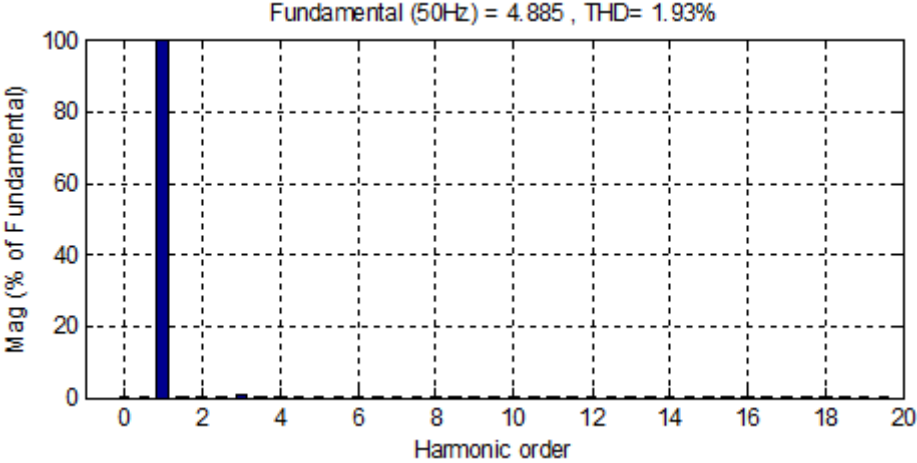


Figure 3.18 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.1$ A.

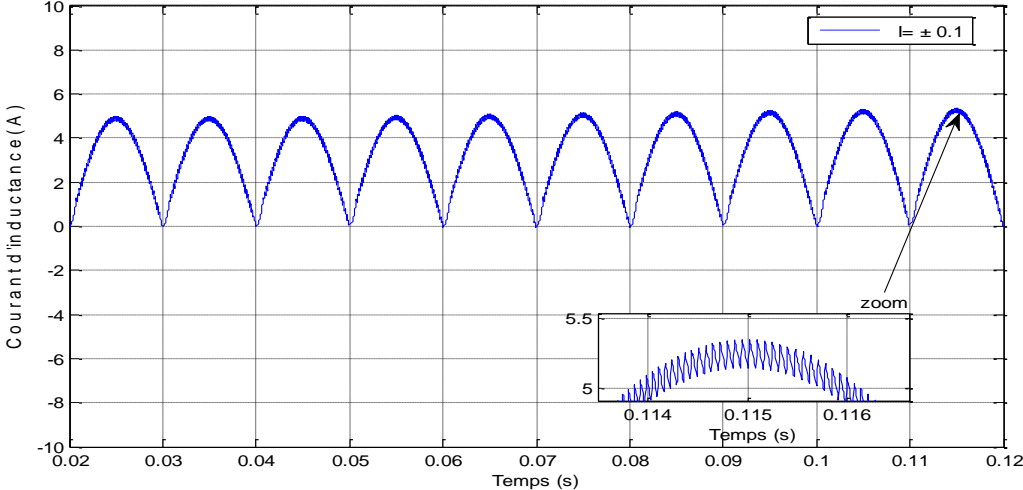


Figure 3.19 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.1$ A.

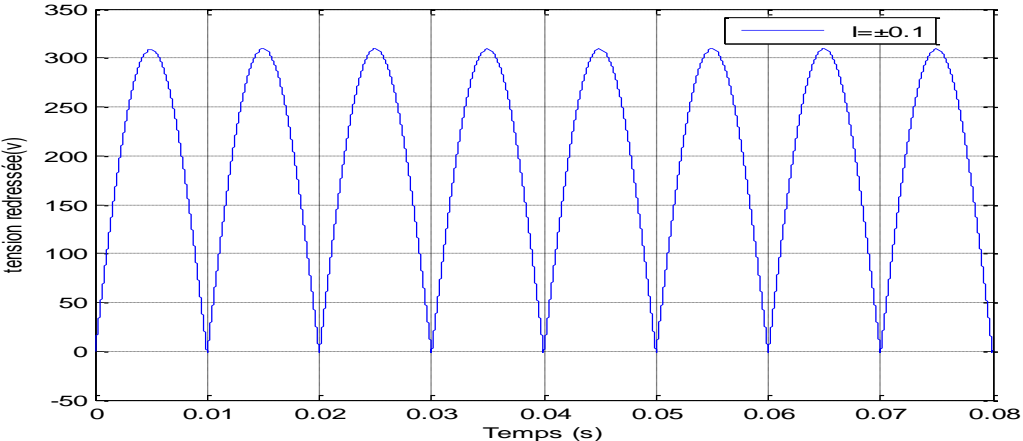
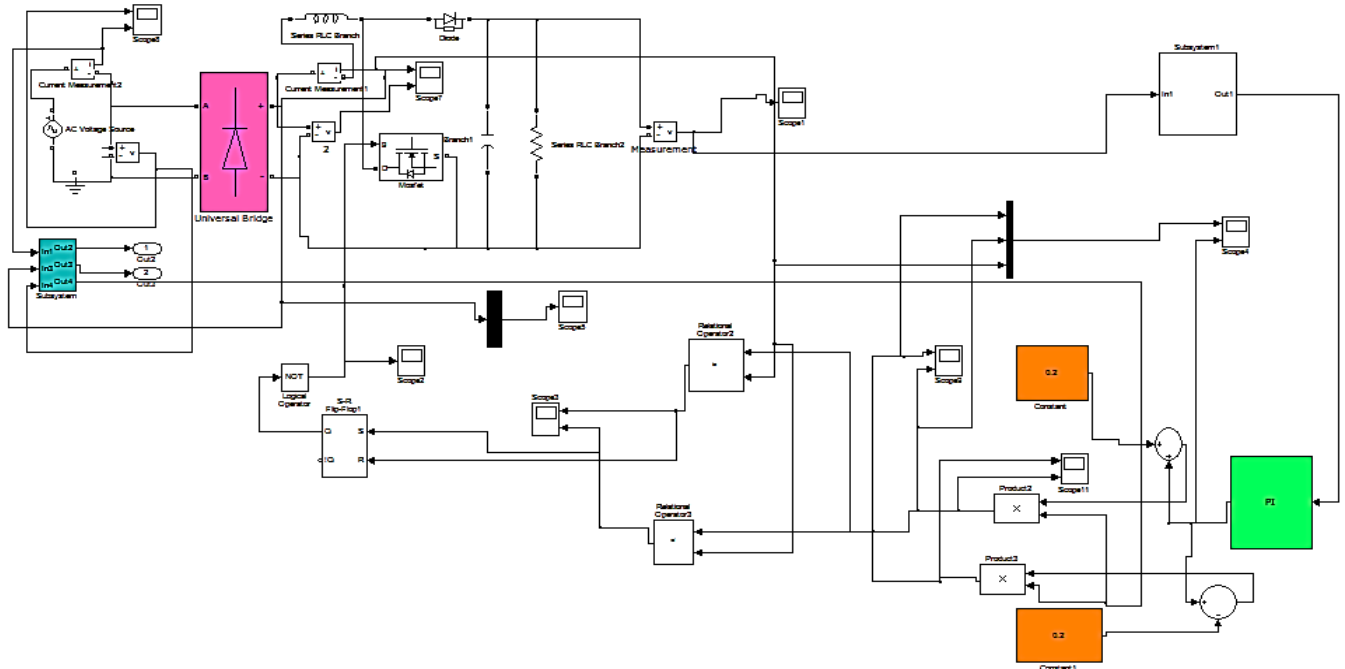


Figure 3.20 tension redressée $\Delta I = \pm 0.1$ A.

3.11.2 Hystérésis à bande sinusoïdale CCHBS

Les figures 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 variable ($\Delta I = \pm 0.3 \text{ A}$; $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$; $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$).



Le bloc représentant la loi de commande (bande sinusoïdale) est formé d'un signal de référence i_{refmax} et deux constantes pour définir les limites supérieures et inférieures, des multiplicateurs, deux comparateurs et un commutateur logique sous forme d'une bascule R-S pour assurer la commutation des interrupteurs suivant les résultats de comparaison de i_L avec i_{sup} ou i_{inf} comme est montré en tableau (3.2) suivant:

Tableau 3.2: Fonctionnement de bloc de la commutation de CHBS

		Entrée de la bascule SR		Sortie de la bascule SR	Etat des interrupteurs	
		S	R	Q		
$i_{ref} > 0$	$i_L > I_{sup}$	0	1	0	K_2 fermé	K_1 ouvert
	$I_{inf} < i_L < I_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédente	Conservation de l'état précédente	Conservation de l'état précédente
	$i_L < I_{inf}$	1	0	1	K_2 ouvert	K_1 fermé

1- Cas: Largeur de la bande $h=0.6$ A, $\Delta I = \pm 0.3$ A.

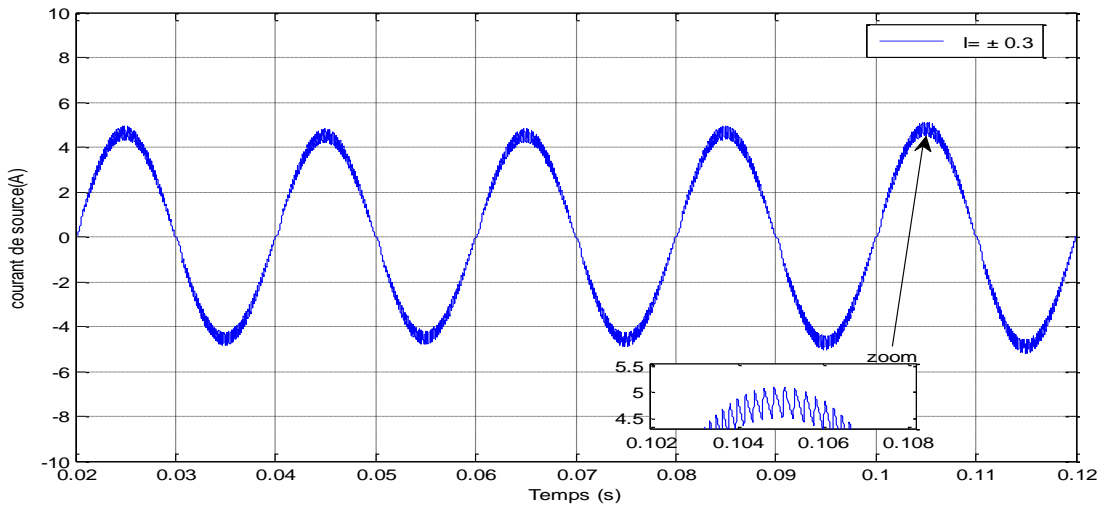


Figure 3.21 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.3$ A.

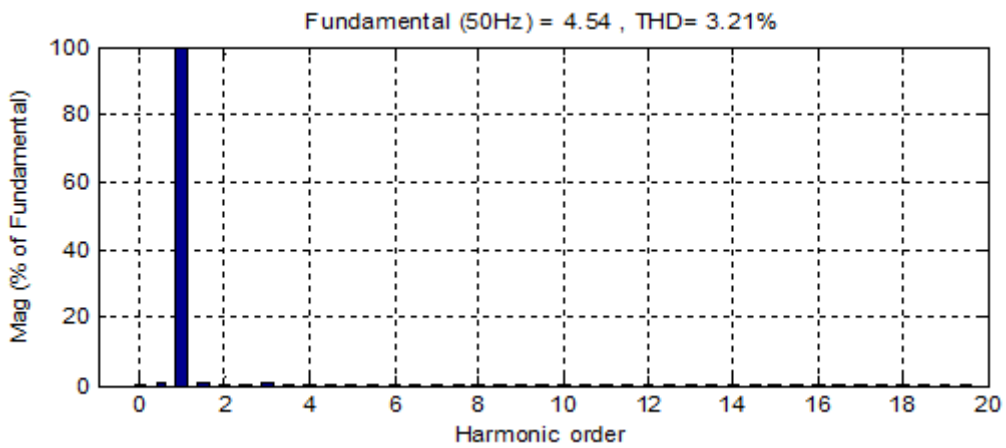


Figure 3.22 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.3$ A.

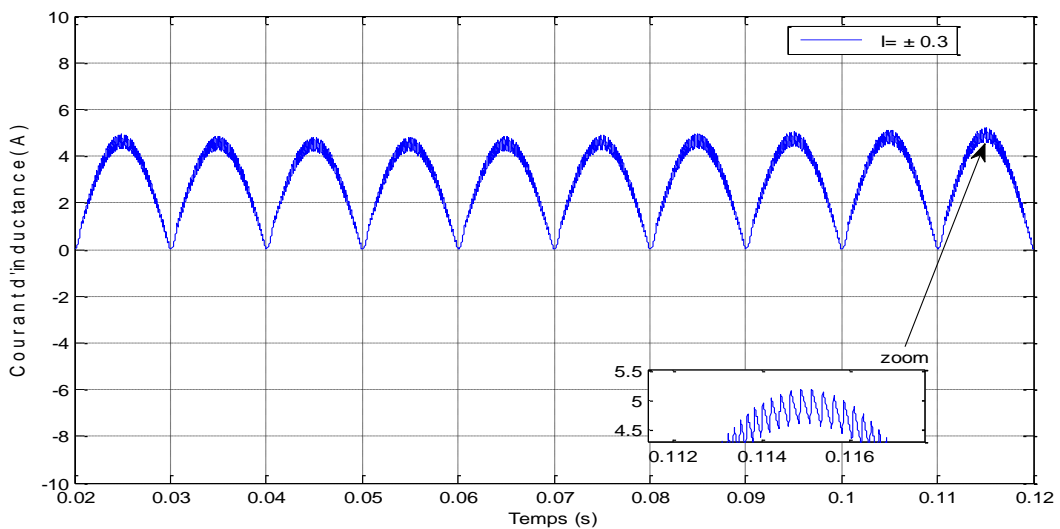


Figure 3.23 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.3$ A.

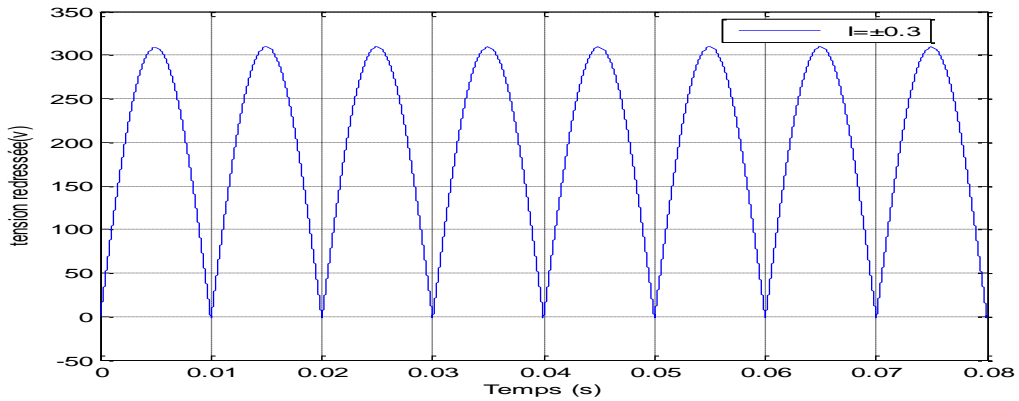


Figure 3.24 tension redressée $\Delta I = \pm 0.3 \text{ A}$.

2-Cas: Largeur de la bande h=0.4 A, $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$

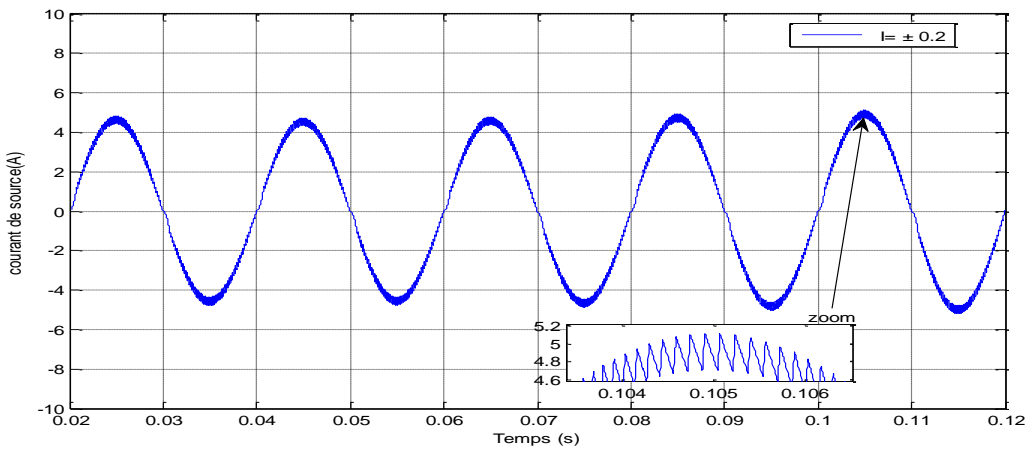


Figure 3.25 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$.

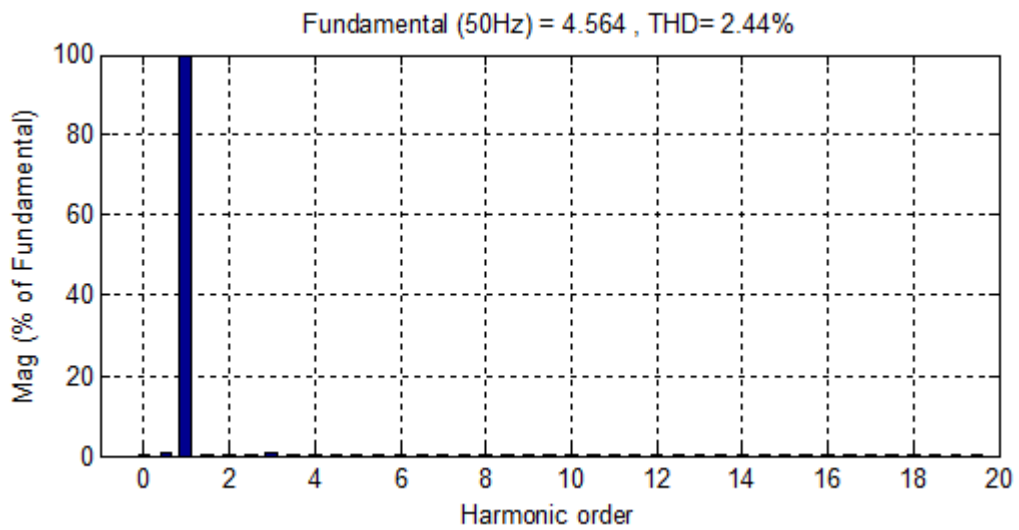


Figure 3.26 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$.

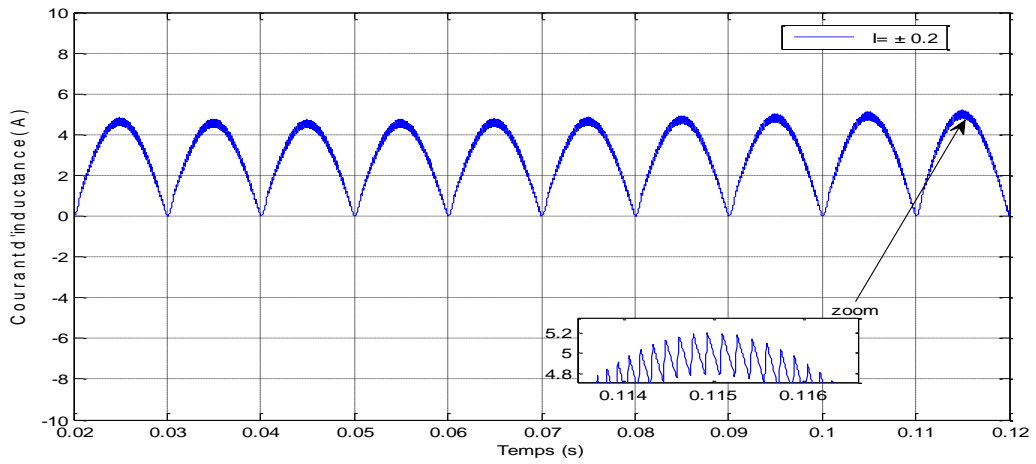


Figure 3.27 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$.

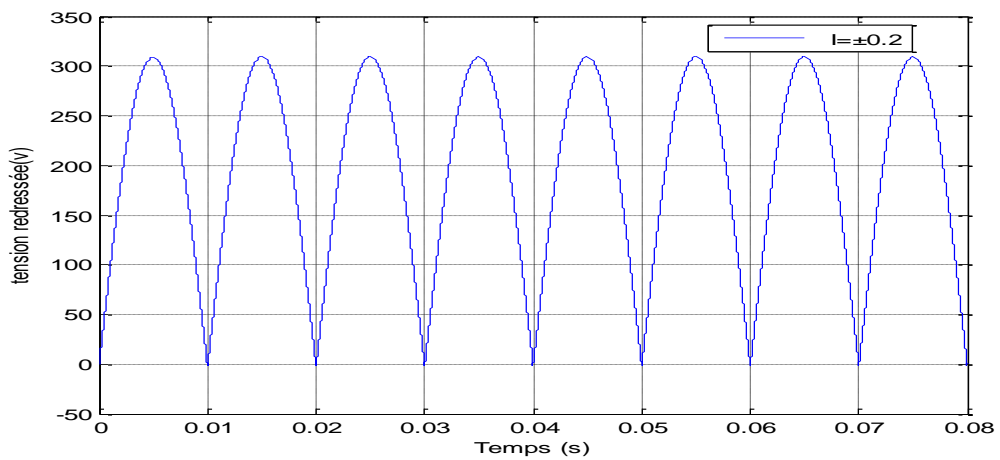


Figure 3.28 tension redressée $\Delta I = \pm 0.2 \text{ A}$.

1- Cas: Largeur de la bande h=0.2 A, $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$.

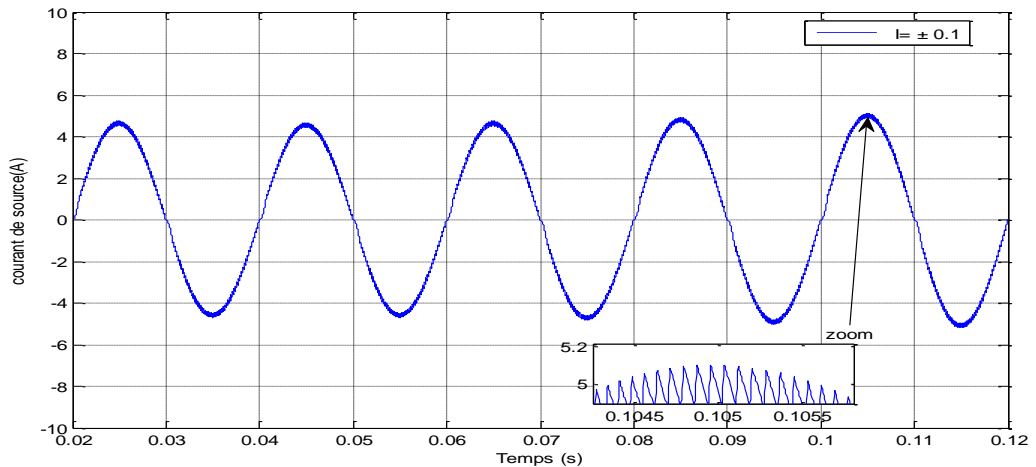


Figure 3.29 forme d'onde de courant de source $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$.

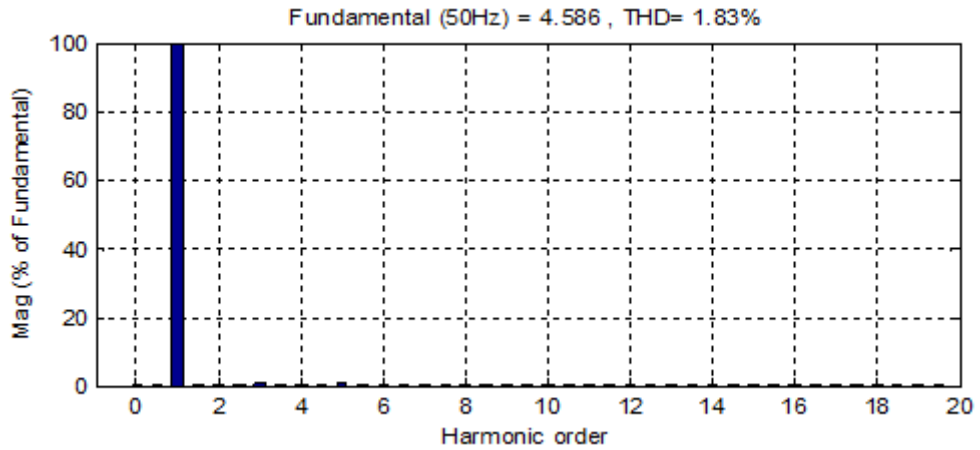


Figure 3.30 Spectre d'harmonique du courant de source $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$.

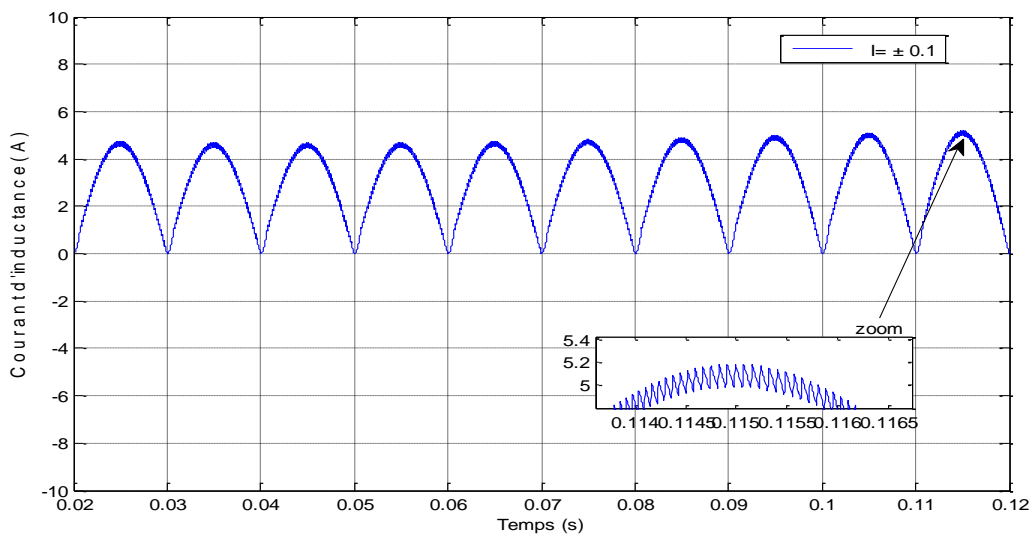


Figure 3.31 courant d'inductance $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$.

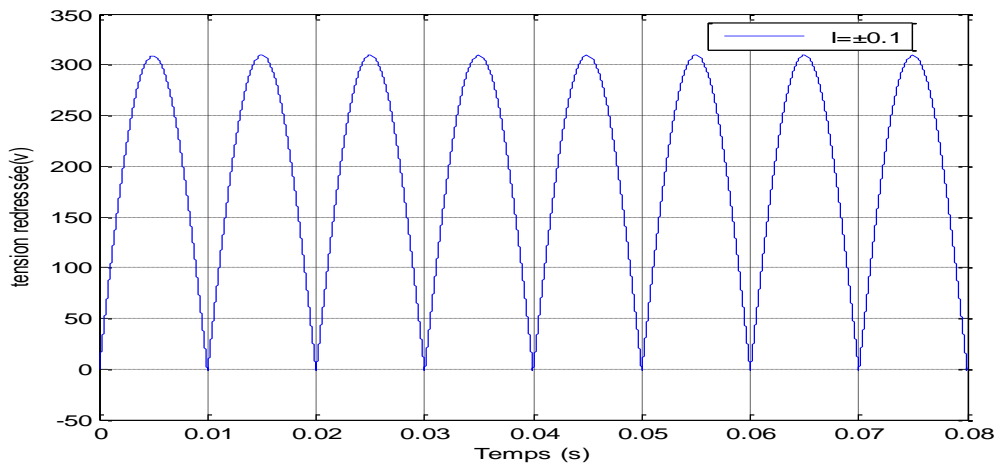


Figure 3.32 tension redressée $\Delta I = \pm 0.1 \text{ A}$.

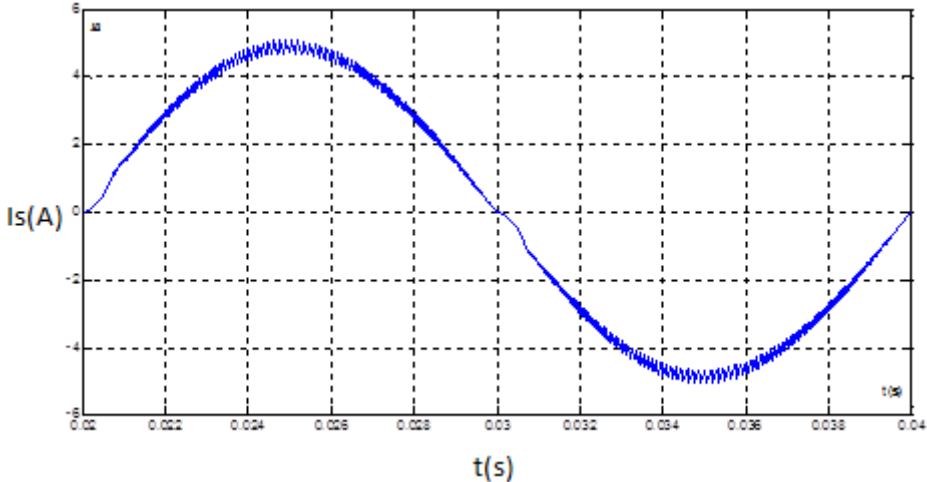


Figure 3.33 Courant de source (bande sinusoïdale $\Delta I = \pm 0.2$ A)

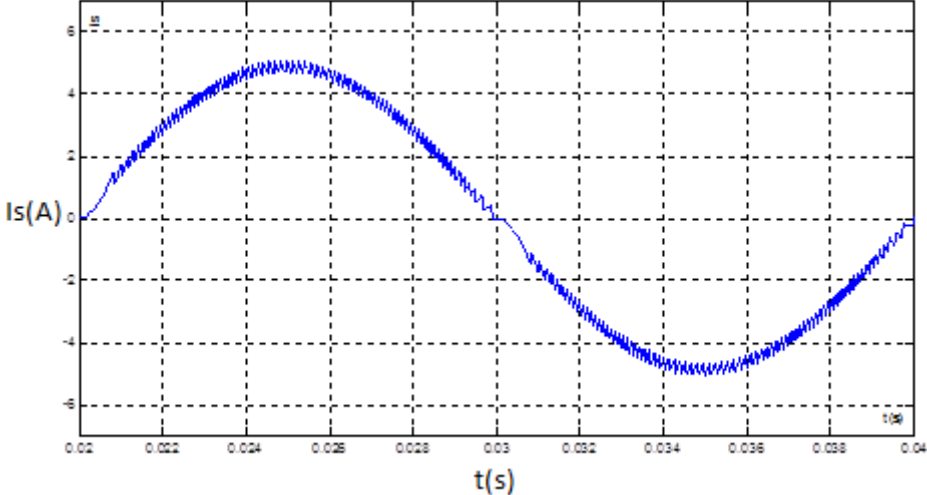


Figure 3.34 Courant de source (bande fixe $\Delta I = \pm 0.2$ A).

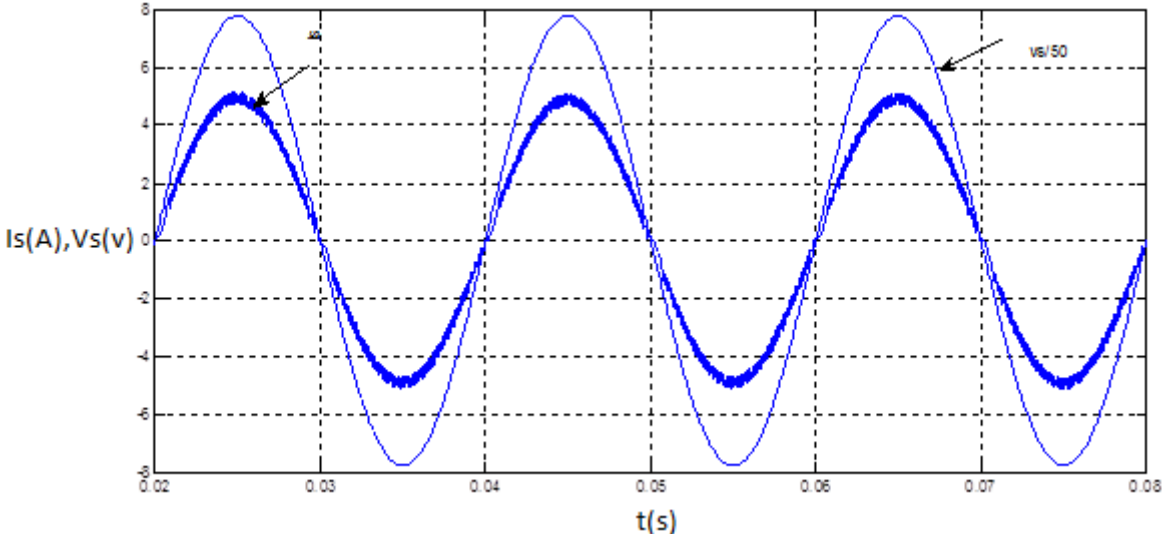


Figure 3.35 Courant de source (bande fixe $\Delta I = \pm 0.2$ A) et tension de source.

Une simulation sous Matlab/Simulink, a été effectuée pour comparer les performances des deux contrôleurs pour PFC. Les figures (3.9.... 3.32), montrent les différentes formes d'onde à l'entrée et à la sortie du convertisseur ainsi que les spectres d'harmoniques des courants de source correspondants obtenues pour différentes valeurs de ΔI . La commande à bande sinusoidale présente un THD_1 (2.44% pour $h=0.4A$, $\Delta I=\pm 0.2 A$) faible par rapport à celui de la commande à bande fixe (2.71% $h=0.4A$). Pour voir l'effet de la bande d'hystérésis sur la qualité de courant de source et récepteur nous présentons aussi les différentes formes d'onde ainsi que les spectres de courants de source correspondants pour $h=0.6 A$ et $h=0.2 A$ et pour la même valeur de tension de référence. Nous constatons une bonne amélioration de toutes les formes d'ondes pour les deux techniques de commandes. Nous observons effectivement une poursuite correcte du courant i_L dans la bande d'hystérésis imposée.

Le facteur de puissance en simulation présente une valeur améliorée et proche à l'unité : Pour $h=0,4 A$ et $\Delta I= \pm 0.2 A$ pour les deux contrôleurs CCHBF et CCHBS: on a un facteur de distorsion $F_{dis}=0.9995$ et une distorsion totale $THD = 2.71\%$, facteur de déplacement $F_d = 0.991$ et un facteur de puissance quasi unitaire $FP =0,991$

3.12 Performances de la commande

3.12.1 Robustesse vis à vis des variations de tension de référence

Dans le but d'examiner la robustesse de la commande vis à vis d'une variation brutale du tension de référence, nous allons envisager le cas suivant:

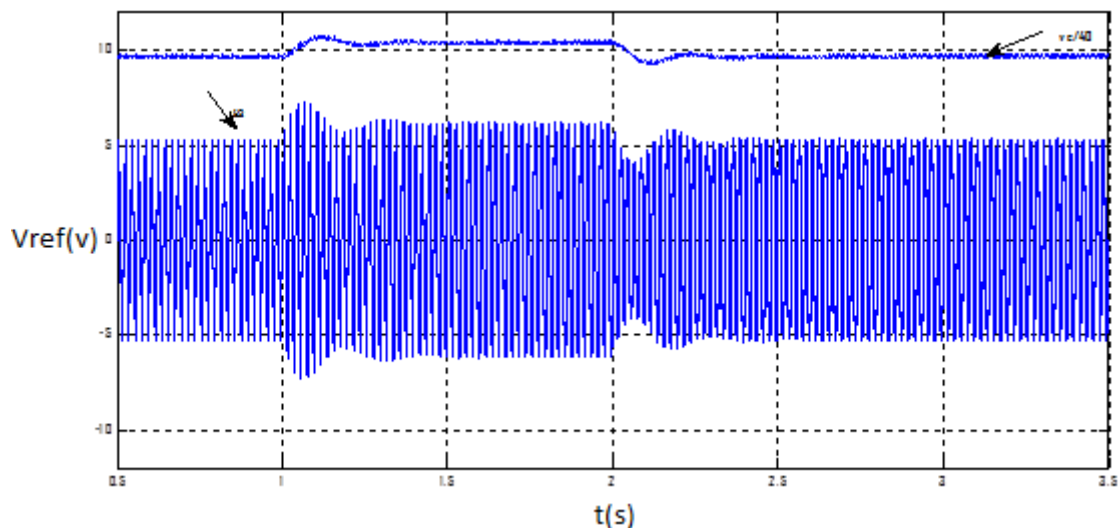


Figure 3.36 Réponse à une augmentation /diminution de V_{ref} de 385 V à 415 V à 385 V.

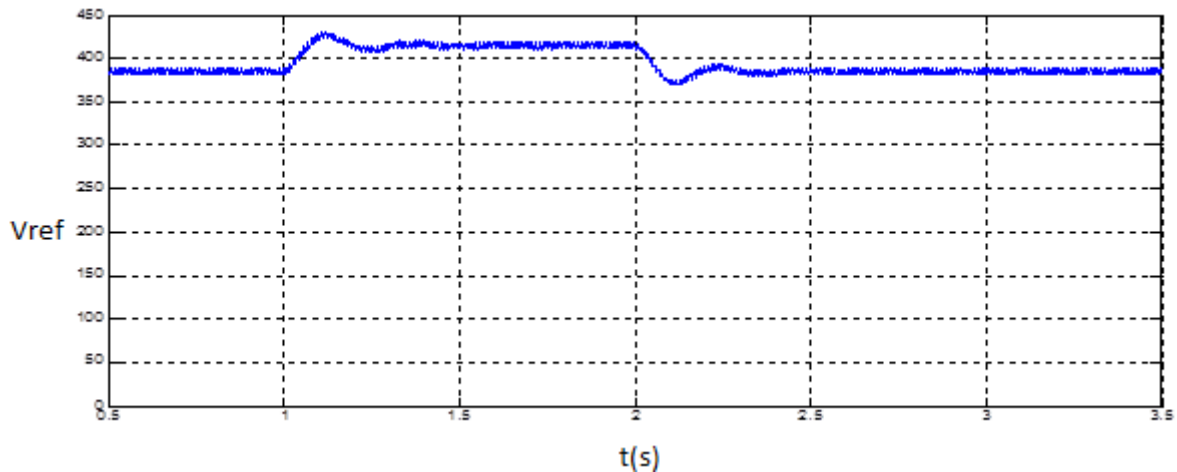


Figure 3.37 Réponse à une augmentation /diminution de V_{ref} de 385 V à 415 V à 385 V.

Les Figures 3.36 et 3.37 montrent respectivement les formes d'ondes du courant de source et tension de sortie en cas d'une augmentation et d'une diminution brutale de la référence. A l'instant $t=1s$ la tension de référence augmente de 385V à 415V et a l'instant $t=2s$ la tension de référence diminue de 415 V à 385 V, Le courant i_s suit à nouveau correctement sa trajectoire après d'un bref régime transitoire, puis la suit de manière tout à fait satisfaisante tout en restant confiné dans la bande d'hystérésis.

une fois passée cette phase transitoire, La tension de sortie suit à nouveau correctement sa référence.

3.13 Conclusion

Le principe de contrôle consiste à utiliser une boucle fermée pour l'asservissement de la tension de sortie V_S et ce pour générer le signal référence de la deuxième boucle dont la sortie sert à délivrer le signal de qui commande l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur H. L'erreur délivrée par le comparateur est compensée par un correcteur PI.

Le principe de commande en courant par hystérésis est présenté aussi 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.

Nous avons appliqué deux types de modulation, la modulation par hystérésis du courant dans une bande fixe et puis dans une bande sinusoïdale. L'analyse spectrale des formes d'ondes obtenues par simulation montre une amélioration de la qualité du courant d'entrée, les harmoniques du courant de source sont fortement atténués dans le cas de la commande CCBS par rapport à la commande CCBF, ce qui explique l'amélioration du facteur de distorsion. Cette technique a montré une absorption du courant sinusoïdal avec un nombre réduit de composants.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les convertisseurs monophasés sont utilisés en tant que redresseurs d'entrée dans la conception des alimentations à découpages pour une variété d'applications dues aux avantages du bon rendement et de l'efficacité énergétique. Si l'utilisation du condensateur de filtrage réduit l'ondulation de la tension secteur redressée, il réduit également l'angle de conduction des diodes amenant le courant secteur à une allure impulsionnelle.

Cependant, ces convertisseurs classiques absorbent un courant non sinusoïdal à l'entrée menant à une réduction du facteur de puissance à l'entrée et à l'injection de courants harmoniques dans le réseau électrique. La réglementation rigoureuse de la qualité de l'énergie électrique et les limites strictes sur la distorsion harmonique du courant d'entrée a poussé la recherche dans diverses techniques pour la correction du facteur de puissance (PFC) afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Les PFC peuvent être passives ou actives. La recherche est orientée vers les PFC actifs, et cela grâce au développement des composants de puissance. Nous distinguons trois topologies distinctes le buck, le boost et le buckboost [28]. La topologie boost est considérée comme la plus appropriée puisque l'inductance est en série avec la ligne d'entrée et produit une plus faible ondulation de courant. Cette topologie, non polluante, permet d'obtenir un courant non seulement sinusoïdal mais aussi en phase avec la tension de ligne en utilisant la stratégie de commande à hystérésis.

Nous nous sommes intéressés dans ce travail aux 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 un régulateur.
- 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 présenté l'apport prépondérant de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie.

La première stratégie de commande proposée dans ce travail consiste à contrôler la tension continue à la sortie à l'aide d'un régulateur PI. Ce type de commande est simple, robuste et facile à implanter, mais l'inconvénient majeur réside dans la difficulté de

Conclusion générale

dimensionner le régulateur. Par la suite, nous avons abordé l'étude du contrôle par hystérésis au niveau de boucle de courant. Ce type de commande est aussi simple, robuste et facile à implanter mais son inconvénient majeur est la variation de la fréquence de commutation. Les résultats de simulation obtenus montrent les performances précitées de ces deux types de contrôle. Les harmoniques du courant d'ordre inférieur sont éliminées, le facteur de puissance est amélioré (>98%) ainsi que le rendement du système. Ils assurent aussi 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.

Nous avons examiné deux types de modulation, la modulation par hystérésis du courant dans une bande fixe et puis dans une bande sinusoïdale. L'analyse spectrale des formes d'ondes obtenues par simulation montre une amélioration de la qualité du courant d'entrée, les harmoniques du courant de source sont fortement atténués dans le cas de la commande CCBS par rapport à la commande CCBF, ce qui explique l'amélioration du facteur de distorsion. En contre partie l'augmentation de la fréquence de commutation pour la commande CCBS lors du passage par zéro de courant de référence, entraîne des pertes considérables dans les composants. Si la bande de modulation est suffisante les harmoniques de faibles rangs ont disparu et les harmoniques restants sont faciles à filtrer.

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

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **J D Van Wyk** : “.Power Quality, Power Electronics and Control”, in Proceedings EPE.93, 1993, pp 17-32.
- [2] R. Bausiere,G. Seguiet : "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" La conversion Continu-Continu 3.,2^eédition, Lavoisier.
- [3] **N.Mohan** “Power electronics and drives” 2003 Published by: MNPERE.
- [4] **M. Shafiee Khood** : "*Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [5] **L. Benchaita** : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [6] **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.
- [7] **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.
- [8] **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.
- [9] **bouafia abdelouahab**: "techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a mli" thèse de doctorat, université Ferhat Abbes Sétif.
- [10] **Benmeddour Mostefa** : "Etude et conception d'un convertisseur CA/CC dévolteur survolteur a facteur de puissance unitaire a bas voltage et a haut courant". Université de Biskra 2008.
- [11] **:Belhouchet Nouri** : "Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des Techniques de commande Avancées" ,thèse de doctorat, université Ferhat Abbes Sétif , soutenance le 06/07/2011.

- [12] **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".
- [13] **R.Balamurugan ,G.Gurusamy**: "Harmonic Optimization by Single Phase Improved Power Quality AC-DC Power Factor Corrected Converters", **2010 International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 1 – No. 5**.
- [14] **Amar Bouafassa, Lazhar Rahmani, Saad Mekhilef** : "Design and real time implementation of single phase boost power factor correction converter" ISA Transactions, 2014 ISA. Published by Elsevier.
- [15] **M. Benmeddour 1 , M. boumahraz 2 & m.c. Ghane** "Facteur de puissance unitaire par commande a hysteresis variable dans la cascade dévolteur-survolteur, **Courrier du Savoir** – N°08, Juin 2007, pp.133-142.
- [16] **Z.Dey, M K Fella, A.BenaissaL** : "Technique de Correction du Facteur de Puissance (PFC) dans les convertisseurs AC-DC monophasé : Application boost PFC" ICEEA'08 – International Conference on Electrical Engineering and its Applications. Sidi Bel-Abbès, May 20 & 21, 2008.
- [17] **H.Z.Azazi*, E. E. EL-Kholy**, S.A.Mahmoud* and S.S.Shokralla** " Review of Passive and Active Circuits for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC/DC Converters" Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10), Cairo University, Egypt, December 19-21, 2010, Paper ID 154.
- [18] **P. SURESH KUMAR1, S. SRIDHAR2, T. RAVI KUMAR3** "Design and Simulation of Boost Converter for Power Factor Correction and THD Reduction " International Journal of Scientific Engineering and Technology Research Volume.03, IssueNo.42, November-2014, Pages: 8462-8466.
- [19] **Pratap Ranjan Hohanty** "power factor correction (pfc) of ac-dc system using boost-converter" Thèse Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela- 2014.
- [20] **A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim**: "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter", Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, Jun. 2010.
- [21] **A. Kessal , L. Rahmani, J.Gaubert , M. Mostefai** «Power Factor Corrector with a Fast Regulation and Constant Switching Frequency », Arab J Sci Eng (2013) 38:651–659, springer.

Références Bibliographiques

- [22] **A. Rufer, P. Barrade**, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », , octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [23] **Michel Pinard**, « Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en oeuvre » Edition Dunod, Paris, 2007.
- [24] **BENSACI Wafa**, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », mémoire de master, Université de Ouargla, 2012.
- [25]«Electrotechnique&ElectroniquedePuissance»,<http://sitelec.org/cours/redresscomm.pdf>
- [26].**L.Rahmani, A-H.Kessal, F.Krim, A.Bouafia**, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source ac chopper," 9th Mediterranean conference on control and automation MED01, Dubrovnik Croatia 27-29 June 2001, pp: 77-84.
- [27].**A. Tripathi et al**, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters," IEEE, Trans. on Ind. Electronics, Vol. 39, No 1, February 1992, pp: 63-73.
- [28] **HAMID MAÇBAHI**, CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE DANS UN CONVERTISSEUR À RÉSONANCE PAR UNE MÉTHODE ACTIVE, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, Juillet 1996.