

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent
Institut de la Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : ELECTROMECHANIQUE

Thème

Etude d'une commande a alimentation PFC

Présenté Par :

- 1) ZENAGUI Youcef
- 2) MiRA Amel Hanine

Devant les jurys composés de :

Mr M.AISSOU	C.U.B.B (Ain Témouchent)	MCB	Président
Mr B.BENSAID	C.U.B.B (Ain Témouchent)	MCA	Encadrant
Mr N.MECIRDI	C.U.B.B (Ain Témouchent)	MCA	Co-encadrant
Mr A.ATTOU	C.U.B.B (Ain Témouchent)	MAA	Examineur

Année universitaire 2019/2020

Remerciements

Nous tenons à exprimer nos remerciement et nôtres profondes gratitudees avant tout à ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Mr. Bensaid boubakeur pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Et en fin je remercier tous mes ami(e)s, chacun à son nom.

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma mère et mon père pour la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, et l'encouragement qu'ils ont su me donner et qui m'a permis avec l'aide de DIEU d'arriver là où je suis.

Je dédie ce travail également :

A toute la famille zenagui et bouzid daho

A mon grand père.

A ma très chère sœur.

A mes très chers frères.

A tous mes chers amis.

A tous ceux qui me sont chers.

Z. YUCEF

Dédicace

DU FOND DU CŒUR JE REMERCIE NOTRE GRAND SEIGNEUR ALLAH DE M'AVOIR DONNÉ LA FORCE, LA SANTÉ, LA PÉREVERANCE ET

D'AVOIR ILLUMINÉ MON CHEMIN MALGRÉ TOUTES LES DIFFICULTÉS RENCONTRÉES. JE DEDIE ENSUITE MON TRAVAIL :

À MA MÈRE QUI EST LA LUMIÈRE DE MES YEUX ET QUI ME COMBLE D'AMOUR,

À MON PÈRE QUI M'A TOUJOURS ÉPAULÉ, SOUTIENU FINANCIÈREMENT ET MORALEMENT ET DONNE SON AMOUR ET SON RESPECT.

À MES CHÈRES FRÈRES, TOUS MES CHÈRES, POUR LEURS AMOURS ET LEURS

ATTENTIONS, LEURS AIDES ET LEURS SOUTIENS QU'ILS M'ONT APPORTÉS.

À TOUTE LA FAMILLE « MIRA ».

À MES MEILLEURS AMI(E)S : À TOUS MES AMIS SANS OUBLIER TOUS LES ÉTUDIANTS DE LA PROMOTION 2019/2020 DE M2 ELM

À TOUS CEUX QUE J'AIME, ET À TOUS CEUX QUI M'AIME.

M. AMEL HANINE

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	v
LISTE DES FIGURE	vii
LISTE DES TABLEAUX	viii
LISTE DES ABREVIATIONS	ix

<i>Introduction générale</i>	<i>1</i>
------------------------------------	----------

CHAPITRE 1 : Pollution harmonique de l'alimentation électrique

I.1	Introduction	2
I.2	Qualité de l'énergie électrique	2
I.3	Problématique des harmoniques	3
I.4	Origine des harmoniques	4
I.5	Les sources d'harmoniques :	4
I.6	Principales charges polluantes.....	4
I.7	Les effets de la pollution harmonique	5
I.7.1	La nécessité de surdimensionner les équipements	5
I.7.2	La dégradation de la qualité de la tension disponible sur le réseau	6
I.7.3	Le vieillissement prématuré du matériel	6
I.7.4	Le dysfonctionnement de certains dispositifs de télécommande	6
I.7.5	Les problèmes de résonances sur les bancs de condensateurs	7
I.8	Conséquences des harmoniques	7
I.8.1	Effets instantanés.....	7
I.8.2	Effets à terme.....	8
I.9	Normes des harmoniques du courant de ligne.....	8
I.10	Limitation des harmoniques	9
I.11	Facteur de puissance.....	11
I.11.1	Définition	11
I.11.2	charge linéaire.....	13
I.11.3	charge non linéaire	14
I.12	Grandeurs harmoniques	14
I.12.1	Définitions des harmoniques	14
I.12.2	Rang harmonique.....	14
I.12.3	Influence des harmoniques sur le facteur de puissance	15
I.13	Conclusion.....	17

CHAPITRE 2 :

La Correction Passive Du Facteur De Puissance

II.1	Introduction	18
II.2	Méthode de correction passive	18
II.2.1	Correction passive avec inductance côté continu.....	18
II.2.2	Correction passive avec inductance côté alternative	19
II.2.3	Correction passive avec filtre passe bas à l'entrée	20
II.2.4	Correction passive avec filtre passe bas résonant parallèle côté de la source AC.....	22
II.3	Conclusion.....	23

CHAPITRE 3 :

La Correction Active Du Facteur De Puissance

III.1	Introduction	25
III.2	Correction active de facteur de puissance.....	26
III.2.1	Principe de la correction active.....	26
III.3	Convertisseurs continu/continu DC/DC	27
III.3.1	Convertisseur dévolteur (Buck).....	28
III.3.2	Convertisseur dévolteur-survolteur (buck-Boost)	28
III.3.3	Convertisseur survolteur (Boost)	28
III.4	Principe de fonctionnement du convertisseur Boost	29
III.5	Modes de conduction	29
III.5.1	Mode de conduction continue (CCM).....	30
III.5.2	Mode de conduction discontinue (DCM)	31
III.5.3	Limite entre le mode CCM et DCM	33
III.6	Model « Circuit moyen » du convertisseur Boost.....	33
III.7	Modulation de Largeur d'impulsion « M.L.I. ».....	36
III.7.1	Principe de fonctionnement	36
III.7.2	La simulation	37
III.8	Modèle de commande du Boost en courant moyen	37
III.9	Technique de commande d'un Boost PFC	38
III.9.1	Application de la commande au Model « Circuit moyen » du Boost PFC.....	39
III.9.2	Boucle interne de courant	40
III.9.2.1	Synthèse du correcteur PI de la boucle interne	40
III.9.3	Boucle externe de tension	41
III.9.3.1	Synthèse du correcteur PI de la boucle externe	42
III.10	Résultats de Simulation.....	42
III.11	Conclusion.....	43

LISTE DES FIGURE

Figure I.1:Circuit redresseur simulé utilisant PSIM.....	5
Figure I.2 ;forme d'onde de tension et de courant.....	5
Figure I.3 Enveloppe du courant d'entrée utilisée pour classer les équipements de la classe D.....	11
Figure I.4: Déphasage entre la tension et le courant.....	14
Figure II.1:Correction avec inductance côté continu.....	18
Figure II.2:Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée	19
Figure II.3:Analyse spectrale du courant d'entrée (cas d'inductance côté continu)	19
Figure II.4:Correction passive avec une inductance.....	19
Figure II.5:Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée	20
Figure II.6:Analyse spectrale du courant d'entrée (cas d'inductance côté alternative).....	20
Figure II.7:Filtre passe pas à l'entrée de la source	21
Figure II.8:Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée	21
Figure II.9:Analyse spectrale du courant d'entrée (Filtre passe bas à l'entrée de la source)	21
Figure II.10:Filtre passe bas parallèle du côté AC	22
Figure II.11:Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée	22
Figure II.12:Analyse spectrale du courant d'entrée (filtre passe bas résonant parallèle côté de la source AC).....	23
Figure III.1: Principe de la correction active	26
Figure III.2: convertisseur Buck.....	28
Figure III.3: Convertisseur Buck-Boost	28
Figure III.4: Convertisseur Boost PFC	29
Figure III.5: Formes d'ondes en conduction continue	30
Figure III.6: Modes d'opération du boost en mode de conduction continue	31
Figure III.7: Mode de conduction discontinue	32
Figure III.8: Modes d'opération du boost en mode de conduction discontinue.....	32
Figure III.9: Signal de commande appliqué au commutateur K_T	33
Figure III.10: Circuit équivalent du convertisseur Boost	34
Figure III.11: Modèle « Circuit moyen » du convertisseur Boost.....	35
Figure III.12:Tension de sortie	35
Figure III.13:Courant d'inductance	36
Figure III.14: schéma de principe d'une commande MLI.....	36

Figure III.15: la simulation MLI.....	37
Figure III.16 :Modèle moyen du convertisseur Boost avec capteur de courant Rc.....	37
Figure III.17: Commande de courant moyen avec l'étage MLI	38
Figure III.18: Model de la commande MLI.....	38
Figure III.19: Principe de la commande pfc appliqué au convertisseur Boost.....	39
Figure III.20: Boucle de contrôle du courant	40
Figure III.21: Boucle de contrôle de tension	41
Figure- III.22: Courant d'entrée et Tension d'entrée	43

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe A	10
Tableau I.2: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe B	10
Tableau I.3: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe D	11

LISTE DES ABREVIATIONS

- P : Puissance active (en watts)
- Q : Puissance réactive (en VAR).
- S : Puissance apparente (en voltampères)
- ω : Fréquence angulaire (rad/s)
- h : le rapport de fréquence de rang harmonique
- f_h : La fréquence de l'harmonique
- f_1 : La fréquence du fondamental
- THD_i : Le taux de distorsion du courant
- $v_e(t)$: Tension d'entrée.
- V_{red} : Tension redressé
- $v_s(t)$: Tension de sortie.
- $i_e(t)$: Courant d'entrée.
- I_{red} : Courant redressé
- $\langle \bullet \rangle$: Valeur moyenne.
- \bullet_{eff} : Valeur efficace de la tension d'entrée alternative.
- \bullet_{max} : Valeur maximale.
- θ : Angle de déphasage entre le courant et la tension.
- FP : Facteur de puissance.
- L : Inductance du circuit Boost.
- C : Capacité de filtrage.
- R : La charge.
- R_c : Résistance capteur de courant
- \hat{d} : Rapport cyclique petit signal
- D : Composante continue du rapport cyclique
- ω_0 : Pulsation propre du système.
- i_L : Courant d'inductance.
- i_d : Courant de diode.
- V_{dc} : amplitude du signal en dent de scie

V_{ref} : Tension référence de sortie

I_{ref} : Courant d'inductance de référence.

G : gain diviseur de tension

$G(p)$: Fonction de transfert du système.

$G_i(p)$: Correcteur de la boucle de courant

$G_v(p)$: Correcteur de la boucle tension.

$FTBO_v$: Fonction de transfert de la boucle ouverte de tension.

k_f : Gain du correcteur de courant

T : Constante de temps du correcteur de courant

k_p, k_i : proportionnel , intégral

R_{max} : Résistance de la diode et du transistor au blocage

R_{min} : Résistance de la diode et du transistor en conduction.

u : Fonction de commande.

e : 'Erreur

K_D : Interrupteur non commandé

K_T : Interrupteur commandé

I_{Lmax} : la valeur maximale du courant d'entrée

P_{max} : La puissance maximale de sortie :

A_m : L'erreur de la tension de sortie

B_m : la tension fournit par le capteur d'entrée

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les systèmes commandés à base d'électronique de puissance très utilisés dans l'industrie tels que les convertisseurs statiques sont considérés comme des charges non linéaires, celles-ci absorbent un courant non sinusoïdal, donc des courants harmoniques.

Un récepteur non linéaire provoque des chutes de tension harmoniques dans les circuits qui l'alimentent. De plus, la circulation des courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique entraîne de plus en plus des problèmes de perturbations au niveau de ce réseau.

Parmi ces perturbations, l'augmentation régulière, de la part des consommateurs, des taux d'harmoniques et de déséquilibre des courants ainsi qu'une importante consommation de la puissance réactive et par conséquent l'obtention d'un mauvais facteur de puissance.

Ces perturbations et d'autres (harmoniques et déséquilibres de tension) ont des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Il existe plusieurs solutions de dépollution des courants harmoniques pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques. Parmi ces solutions,

l'utilisation de dispositifs à absorption sinusoïdale de courant tel que le convertisseur PFC actif (Power Factor Correction) qui permet une réduction importante des harmoniques dans le courant du réseau alternatif alimentant ce convertisseur et par conséquent une compensation de la puissance réactive, ce qui conduit à une amélioration du facteur de puissance en ligne.

Dans ce sens, l'objectif de ce travail consiste à étudier un convertisseur PFC actif qui est une alimentation AC-DC à absorption sinusoïdale de courant, constituée d'un pont redresseur monophasé non commandé (à diodes), d'un hacheur survolteur (ou élévateur de tension) et d'une charge à filtrage capacitif (circuit R et C).

L'étude présentée dans ce mémoire est organisée en trois chapitres :

- Le premier chapitre présente la pollution harmonique de l'alimentation électrique.
- Le second chapitre est consacré à la méthode de correction passive.
- Le dernier chapitre est réservé à la méthode de correction active du facteur de puissance.

CHAPITRE 1 :

**POLLUTION
HARMONIQUE DE
L'ALIMENTATION
ELECTRIQUE**

I.1 Introduction

L'énergie électrique acheminé par les réseaux de transport jusqu'aux différents récepteurs n'est pas toujours propre, présentant ainsi des perturbations et une pollution certaine, sous forme d'énergie réactive et d'harmoniques.

L'équipement électrique relié à un réseau de distribution a besoin habituellement d'un certain genre de puissance conditionnée, typiquement la rectification, qui produit un courant de ligne non-sinusoïdal dû à la caractéristique non-linéaire de l'entrée. Avec l'utilisation fortement croissante d'un tel équipement, les harmoniques du courant de ligne ou bien d'entrée sont devenus un problème significatif. Leurs effets nuisibles sur le système d'alimentation sont bien connus. Ces derniers engendrent dans le système triphasé une augmentation des amplitudes des courants dans le neutre, échauffement des transformateurs et moteurs à induction et sans oublier aussi la dégradation de la forme d'onde de la tension du système. Plusieurs normes internationales existent maintenant, qui limitent le contenu harmonique des équipements électrique connectés au réseau de distribution. En conséquence il y'a le besoin pour une réduction des harmoniques du courant de ligne, ou bien la correction du facteur de puissance PFC.

I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, sursensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : sursensions 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 [02].

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

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,

- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs [05].

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.

Dans ce qui suit nous restreindrons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique [05].

I.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [07].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électrique [07].

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 [07].

I.4 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [05]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [06]. 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 [05].

I.5 Les sources d'harmoniques :

L'utilisation des équipements électriques comportant des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique. Ils ont contribué à la détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution [08].

Les principales sources à l'origine des harmoniques sont les appareils d'éclairage fluorescent, les appareillages informatiques, les appareils domestiques (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre), les arcs électriques et tous les convertisseurs statiques raccordés aux réseaux tels que les redresseurs et les onduleurs. Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés [08].

I.6 Principales charges polluantes

Outre les machines et les transformateurs, les sources principales de la pollution harmonique ont pour origine les charges non linéaires, principalement les fours à arc (en ce qui concerne les fortes puissances) et les convertisseurs d'énergie. On qualifie de charges non linéaires des charges qui absorbent un courant non sinusoïdal, donc des courants harmoniques, même lorsqu'elles sont alimentées par des tensions parfaitement sinusoïdales [11].

Les convertisseurs statiques sont les plus représentatifs de ces charges en terme de puissance Déformante générée :

- Les montages gradateurs, que ce soit pour les entraînements à faible puissance, pour les Systèmes d'éclairage et de chauffage ou pour les systèmes de conduite des réseaux.
- Les redresseurs de tension à diodes ou à thyristors, présents dans la métallurgie ou encore dans les variateurs de vitesse.

- Les redresseurs de courant à diodes avec filtrage capacitif, présents dans les alimentations des ordinateurs ou des téléviseurs.

A titre d'exemple, la forme d'onde et le spectre du courant absorbé par un redresseur triphasé à diodes sont présentés sur la figure I.1

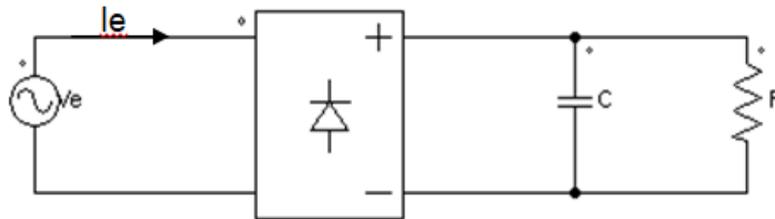


Figure I.1: Circuit Redresseur avec condensateur de filtrage

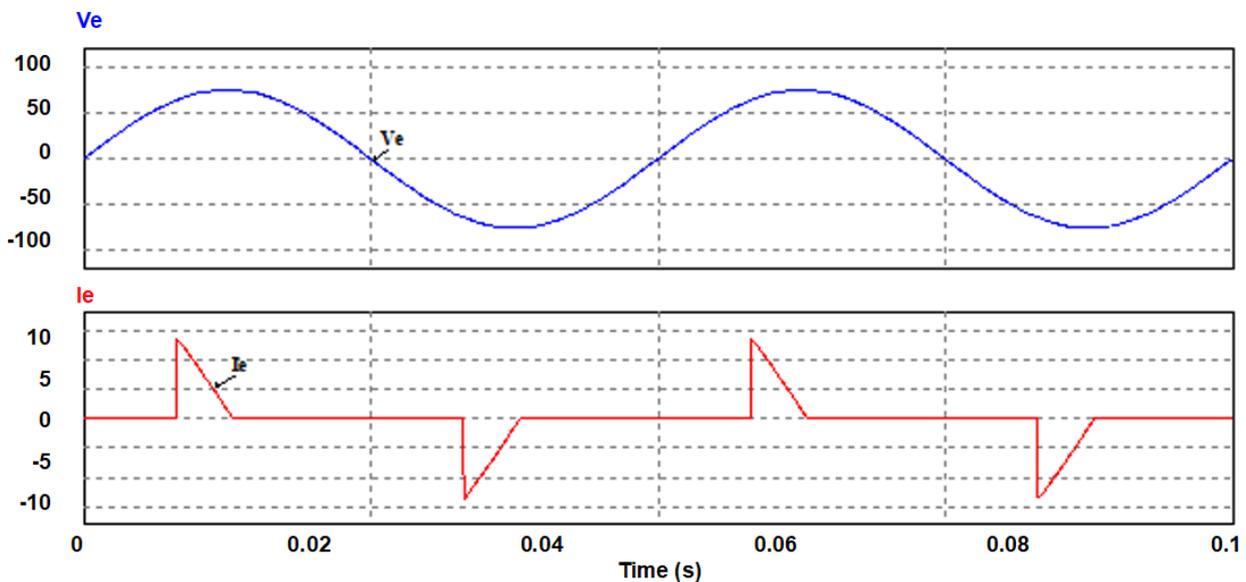


Figure I.2; forme d'onde de tension et de courant d'entré

I.7 Les effets de la pollution harmonique

I.7.1 La nécessité de surdimensionner les équipements

Comme le fondamental du courant, les harmoniques participent à l'effet Joule dans tous les conducteurs et imposent donc un surdimensionnement des câbles et des lignes, ce qui se traduit, pour un réseau national, par des quantités élevées de matériaux supplémentaires. Lorsque les conducteurs ne sont pas dimensionnés en conséquence, la circulation d'harmoniques de courant conduit irrémédiablement à une surchauffe. Ainsi, pour les installations triphasées, l'existence d'harmoniques de courant peut dans certains cas conduire [12].

A la circulation d'un courant efficace dans le fil du neutre supérieur au courant dans chaque phase. De ce fait, à section égale, la puissance dissipée par effet Joule dans le fil du neutre

peut atteindre jusqu'à trois fois celle d'un fil de phase. Le problème est souvent aggravé par le fait que la section du fil du neutre est généralement plus petite que celle des fils de phase, car en régime sinusoïdal le neutre ne conduit que les courants dus au déséquilibre entre les phases. Plus généralement et indépendamment de l'effet Joule, les effets des courants harmoniques doivent être pris en considération au niveau du dimensionnement de chaque appareil, voire de chaque composant [TOL-96]. Prenons, à titre d'exemple le redresseur à diodes le choix des diodes constituant le pont ne peut être guidé par de simples considérations sur la puissance active délivrée par le redresseur. En effet, ce type de convertisseur est connu pour prélever des pics de courant sur le réseau électrique. Une contrainte forte lors du choix des diodes : elles doivent être dimensionnées pour supporter ces pics de courant [13].

I.7.2 La dégradation de la qualité de la tension disponible sur le réseau

Les harmoniques de courants créent des harmoniques de tension du fait de l'impédance (principalement inductive) du réseau. Les harmoniques du courant ont donc des effets potentiels sur tous les dispositifs connectés au réseau. Les harmoniques de tension peuvent notamment avoir des effets désastreux sur les filtres passifs anti-harmoniques des installations industrielles. On peut aussi observer des couples oscillatoires dans les machines tournantes connectées directement sur le réseau [16].

I.7.3 Le vieillissement prématuré du matériel

C'est un effet à long terme des harmoniques de courant. Ce vieillissement prématuré concerne différentes catégories de matériel, principalement les condensateurs de compensation de l'énergie réactive et les conducteurs de neutre. On observe notamment, une usure accélérée des conducteurs et des composants traversés par les courants déformés et soumis à un échauffement non prévu, et la dégradation des isolants soumis à des surtensions. Les effets à long terme de la pollution harmonique ne se manifestent pas uniquement sur les éléments électriques. Ainsi, dans le cas des machines tournantes connectées directement au réseau, les couples oscillatoires générés par les harmoniques contribuent au vieillissement des éléments mécaniques (roulements, réducteurs, ...). Plus généralement, les harmoniques de courant sont à l'origine d'efforts électrodynamiques non prévus et participant à l'usure prématurée des éléments mécaniques [16].

I.7.4 Le dysfonctionnement de certains dispositifs de télécommande

Sur les réseaux de distribution d'énergie circulent non seulement un courant fondamental assurant le transfert de la puissance électrique mais aussi des signaux de télécommande ou de signalisation sous la forme de courants sinusoïdaux de faible amplitude et de fréquence supérieure

à la fréquence fondamentale. Les courants harmoniques générés par les dispositifs de puissance peuvent leurrer les dispositifs de télécommande et de signalisation et conduire à des informations erronées ou à des dysfonctionnements. Afin de pallier ces problèmes, les signaux de télécommande et de signalisation sont généralement transmis à des fréquences qui ne sont pas multiples de la fréquence réseau. Ainsi aucun des harmoniques n'est sensé interférer avec les signaux de télécommande. Néanmoins cette parade n'est pas toujours efficace car des phénomènes d'intermodulation peuvent réinjecter des perturbations liées aux harmoniques de courant dans la bande des signaux de télécommande. Dans le domaine de la traction ferroviaire, ces phénomènes d'intermodulation doivent être pris en compte sur les réseaux d'alimentation des motrices électriques, car les signaux de télécommande sont généralement liés à des impératifs de sécurité [16].

I.7.5 Les problèmes de résonances sur les bancs de condensateurs

Les bancs de condensateurs de compensation d'énergie réactive des installations industrielles constituent des circuits résonants LC avec les inductances des lignes de distribution et des transformateurs. On peut donc en présence d'harmoniques de courant observer l'apparition de tensions harmoniques très importantes conduisant à la destruction des équipements [18].

Cette liste n'est pas exhaustive, car les problèmes rencontrés peuvent être extrêmement variés (bruits acoustiques sur les appareils HI-FI [TOL-96], bruits acoustiques dans les ballasts des éclairages fluorescents [TOL-96], vibration et bruits acoustiques dans les moteurs, les inductances et les transformateurs [TOL-96], mauvaise qualité d'image sur les téléviseurs et les moniteurs, interférence avec certains dispositifs de télécommunication, etc.).

I.8 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déformant 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 types : les effets instantanés et les effets à terme [20].

I.8.1 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages [21].

- **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 pulsatrices 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).

I.8.2 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 et des lignes [21].

- **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 sur échauffement 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 aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs**

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leur circuit rotoriques (cages, 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.

I.9 Normes des harmoniques du courant de ligne

Les effets négatifs de la déformation du courant de ligne mentionnées précédemment ont incité un besoin de limiter les harmoniques du courant des équipements connectés au réseau de distribution. Des activités de standardisation dans ce secteur ont été effectuées. Dès 1982 le comité international de l'électrotechnique le CEI a édité une norme standard CEI555-2 [CEI 82] ce qui a été également adopté en tant que norme européenne en 1987 NE 60555-2 par le comité européen de standardisation CENELEC. La norme standard CEI555-2 a été remplacé en 1995 par la norme CEI 1000-3-2 [CEI95], aussi adopte par CENELEC comme norme européenne NE6100-3-2 applicable à un équipement ayant un courant évalué à 16 A par phase de fréquence 50HZ et une tension efficace en monophasée 220V-240V, en triphasé une tension allant de 380V- 415V. L'appareillage électrique est classé en catégories dans quatre classes (A, B, C, D) et dans chacune on a spécifié les limites des harmoniques du courant de ligne. La norme a été mis à jour plusieurs fois et une deuxième édition a été éditée dans l'année 2000 [CEI 00] suivie d'une modification en l'an 2001 [CEI 01].

- **Classe A** : Appareil triphasé équilibré et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes. Les limites pour la classe A sont présentées dans le tableau (I-1).
- **Classe B** : Outils portatifs, et équipement non professionnel de soudure à l'arc. Les limites pour cette classe sont présentes dans le tableau (I-2) multiplié par un facteur égal à 1.5.
- **Classe C** : On trouve l'équipement d'éclairage. Pour une puissance active à l'entrée supérieure à 25 watts, les harmoniques du courant ne doivent pas dépasser les limites présentés dans le tableau (I-1). (Sauf les gradateurs des lampes incandescentes qui appartiennent à la classe A).
- **Classe D** : Appareil ayant un courant d'entrée à "forme d'onde spéciale" et dont la puissance active est inférieure à 600W tableau (I-3).

I.10 Limitation des harmoniques

Pour une bonne qualité de l'énergie électrique, plusieurs agences nationales et internationales ont fixées des limites relatives à l'injection des courants [23].

A titre d'exemple les tableaux suivants donnent la limitation des harmoniques obligatoire depuis le 1er janvier 1997 : la norme NF EN 61000-3-2.

rang harmonique n	Courant harmonique maximum admissible (A)
---------------------	---

Harmoniques impaires	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Harmoniques paires	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Tableau I.1: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe A

Rang harmonique N	Harmoniques maximales admissibles du courant exprimées par le courant d'entrée à la fréquence fondamentale %
2	2
3	4
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
FP facteur de puissance du circuit	

Tableau I.2: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe B

Rang harmonique N	Harmoniques max du courant admissibles par watt mA/watt	Courant harmonique maximum admissible A
3	3,14	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$13 \leq n \leq 39$	$3,85/n$	Comme dans la classe A

Tableau I.3: Limites des courants harmoniques pour le matériel de la classe D

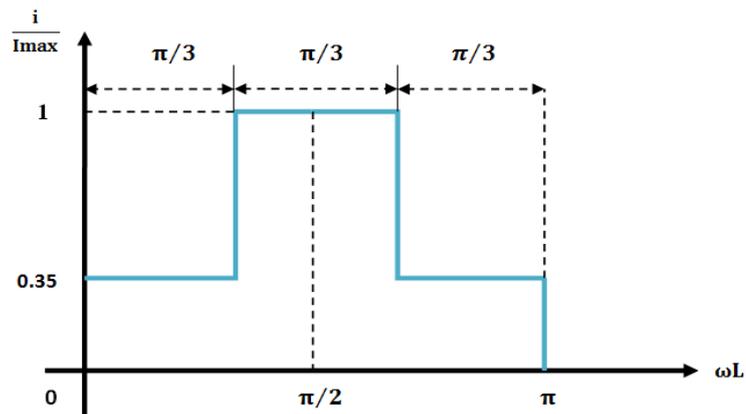


Figure I.3 : Enveloppe du courant d'entrée utilisée pour classer les équipements de la classe D

I.11 Facteur de puissance

I.11.1 Définition

Pour alléger les notations, on notera FP pour Facteur de Puissance. Le FP est un terme qui décrit les caractéristiques des signaux en entrée d'un appareil électrique utilisant du courant alternatif. Il faut savoir qu'en alternatif, tous les calculs et raisonnements sont plus compliqués qu'en continu car il y a une multitude de facteurs et de nouvelles puissances qui apparaissent.

Globalement, le FP est défini par le rapport entre la puissance active P (en watts) et la puissance apparente S (en voltampères). Il varie entre 0 et 1 et n'a pas d'unité.

La puissance active P est la puissance utile : c'est celle qui produit un travail utile suivant

la fonction de l'appareil électrique. Elle se calcule en faisant $U \cdot I \cdot \cos(\phi)$ en régime sinusoïdal, U étant la tension, I étant le courant (tous les 2 en valeurs efficaces) et ϕ est le déphasage entre tension et courant. C'est celle que l'on consomme réellement, ce qu'un wattmètre mesure en watts et c'est ce qu'on paye en tant que particulier grâce au compteur de la maison [26].

La puissance apparente S est celle qui est appelée par l'appareil sur le réseau. Elle se calcule en faisant $U \cdot I$ en valeurs efficaces et s'exprime en Voltampères (VA), attention ce ne sont pas des watts ! Comme son nom le laisse supposer, elle n'est qu'apparente car c'est ce que semble consommer l'appareil vu de l'extérieur. Or, une partie de celle-ci sera non productrice de travail si le PF ne vaut pas 1. Dans ce cas, il y a apparition de ce que l'on appelle la puissance réactive Q à laquelle s'ajoutera une puissance déformante D dans le cas de signaux déformés non sinusoïdaux (à cause des harmoniques encore une fois).

Cette puissance réactive Q n'est en moyenne pas consommée par le système et elle s'exprime en Voltampères réactifs (VAR). Elle se calcule en faisant $U \cdot I \cdot \sin(\phi)$ en régime sinusoïdal. Elle sert à magnétiser des bobinages par exemple. Elle fait transiter un courant supplémentaire bien réel dont il faut tenir compte dans le dimensionnement des installations électriques. Il en va de même pour la puissance déformante.

Un système peut très bien appeler 10 A sur le réseau, alors qu'il n'en utilisera réellement que 8 pour produire un travail utile. Le reste sera renvoyé au réseau car le courant est réel et c'est ce qui surcharge ce réseau (+ pertes accrues dans les câbles). C'est pour cela qu'on n'utilise pas la simple formule $P=U \cdot I$ en alternatif car la puissance n'est pas forcément consommée. La formule est fautive et surévalue la consommation réelle dans des systèmes à courant alternatif. Ces systèmes ne sont plus simplement résistifs, mais également capacitifs (condensateur) ou inductifs (bobinage), donc complexes au final. Un appareil qui absorbe une puissance apparente de 500 VA ne consommera que 250 W si son PF vaut 0.5, et non pas 500 W.

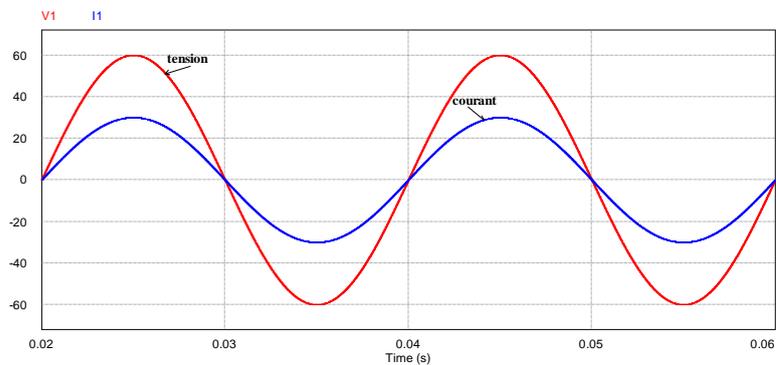
Par exemple, le fournisseur d'électricité (Sonalgaz) impose à ses clients d'avoir un facteur de puissance minimum car s'il est trop faible, le courant appelé est bien plus grand que nécessaire et on diminue la capacité de ses installations électriques. En effet, ses transformateurs sont définis pour une puissance apparente en VA, pas pour une puissance active en watts ! Si on génère beaucoup de puissance réactive, on diminue la capacité des transformateurs à fournir une puissance active (utile). S'ils autorisaient les petits facteurs de puissance, Sonalgaz devrait surdimensionner tout son réseau, ce qui est bien sûr hors de question pour des raisons évidentes de coût. Sans parler que les pertes augmenteraient aussi, et elles sont déjà assez élevées comme ça [27].

I.11.2 charge linéaire

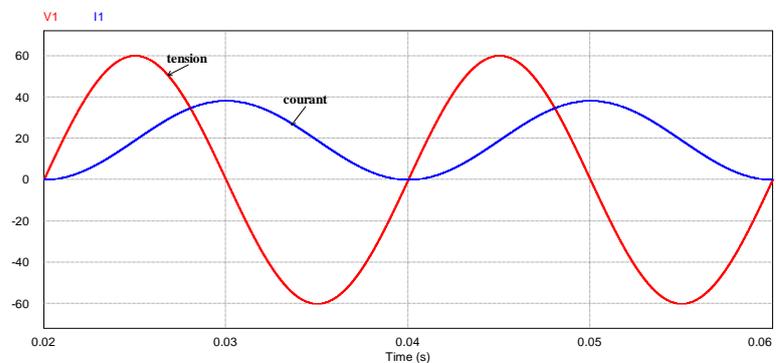
Une charge linéaire absorbe un courant sinusoïdal lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale. Une résistance, une inductance sans fer, un condensateur, une machine électromagnétique non saturée, une lampe à incandescence sont autant d'exemples de charges linéaires. Elle met en jeu exclusivement de la puissance active P et de la puissance réactive Q [29].

La présence de la puissance réactive conduit à une puissance apparente S supérieure à P . Les appareillages de distribution (alternateurs, transformateurs et lignes) sont dimensionnés par rapport à la puissance apparente. La présence de la puissance réactive conduit à un surdimensionnement de ces équipements. Le distributeur impose alors une valeur minimale du facteur de puissance, ce qui contraint les industriels à limiter leur consommation de puissance réactive sous peine de pénalité. Cette correction du facteur de puissance se fait par la mise en œuvre de batteries de condensateurs ou de compensateurs statiques ou synchrones [29].

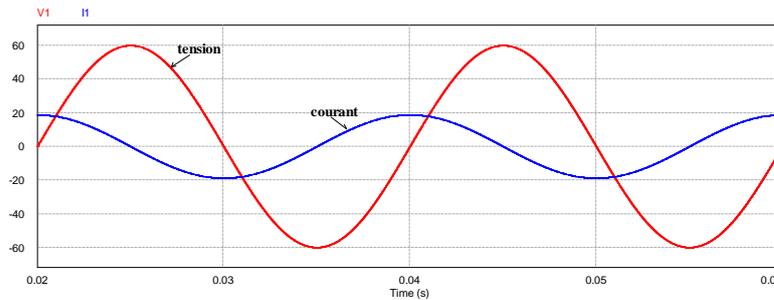
Tant du point de vue des utilisateurs que du distributeur, la situation est idéale lorsque la puissance réactive est nulle, le facteur de puissance est égal à 1, le courant est alors en phase avec la tension [29].



-1-



-2-



-3-

Figure I.4: Déphasage entre la tension et le courant

- 1- charge résistive.
- 2- charge inductive.
- 3- charge capacitive.

I.11.3 charge non linéaire

Une charge non linéaire absorbe un courant non sinusoïdal lorsqu'elle est soumise à une tension sinusoïdale. On peut citer, à titre d'exemples de charges non linéaires, des machines électromagnétiques saturées, des dispositifs d'électronique de puissance comprenant des redresseurs, lampes à décharge, tubes fluorescents...

La puissance échangée entre le distributeur et l'utilisateur comprend les puissances active P et réactive Q véhiculées par le fondamental du courant, auxquelles s'ajoute la puissance déformante D mise en jeu par la composante harmonique du courant en admettant qu'il n'y ait pas de composante continue. La puissance apparente S est donc encore plus importante et le facteur de puissance plus défavorable qu'avec une charge linéaire [32].

De plus, à très forte échelle, l'absorption de courants non sinusoïdaux provoque également des déformations de la tension du secteur non négligeables, préjudiciables à tous [32].

I.12 Grandeurs harmoniques

I.12.1 Définitions des harmoniques

Une perturbation harmonique est définie comme une déformation de la forme d'onde d'un signal sinusoïdal pur. Sur le réseau électrique, les perturbations de la forme d'onde sont principalement dues à la présence de charges non linéaires. On peut prendre l'exemple d'un pont redresseur suivi d'un condensateur de filtrage [36].

I.12.2 Rang harmonique

Le rang harmonique est défini comme le rapport de la fréquence f_h à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle est de 50Hz ou 60 Hz) [38]

$$h = \frac{f_h}{f_1} \quad (\text{I-1})$$

La fondamentale f_1 à le rang 1.

Le courant étant fortement déformé, l'utilisation de l'analyse Fourier permet d'écrire le courant en fonction de ses composantes harmoniques :

$$i_e(t) = i_{e1}(t) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} i_{eh}(t) \quad (\text{I-2})$$

Où $i_{e1}(t)$ est le courant à la fréquence fondamentale ; $i_{eh}(t)$ sont les composantes harmoniques du courant à la fréquence. $f_h = hf_1$

La valeur efficace du courant peut se calculer par la formule :

$$I_{e\text{eff}} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_e^2(t) d(t) \right]^{1/2} \quad (\text{I-3})$$

En remplaçant l'équation (I-2) dans (I-3), nous obtenons :

$$I_{e\text{eff}} = \left(I_{e1\text{eff}}^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{eh\text{eff}}^2 \right)^{1/2} \quad (\text{I-4})$$

La distorsion totale du courant d'entrée $i_{dis}(t)$, est calculée par :

$$i_{dis}(t) = i_e(t) - i_{e1}(t) = \sum_{h \neq 1}^{\infty} i_{eh}(t) \quad (\text{I-5})$$

Sa valeur efficace est :

$$I_{dis\text{eff}} = (I_{e\text{eff}}^2 - I_{e1\text{eff}}^2)^{1/2} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{eh\text{eff}}^2 \right)^{1/2} \quad (\text{I-6})$$

Le taux de distorsion du courant est défini comme :

$$\%THD_i = 100 \frac{I_{dis\text{eff}}}{I_{e1\text{eff}}} = 100 \frac{\sqrt{I_{e\text{eff}}^2 - I_{e1\text{eff}}^2}}{I_{e1\text{eff}}} = 100 \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{eh\text{eff}}}{I_{e1\text{eff}}} \right)^2} \quad (\text{I-7})$$

Où l'indice i indique une distorsion en courant.

I.12.3 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance

Le facteur de puissance FP est défini dans le cas général par le rapport de la puissance active sur la puissance apparente S [6] :

$$FP = \frac{P}{S} \quad (\text{I-8})$$

La puissance active P_e est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} P_e = \frac{1}{T} \int_0^T p_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_e(t) i_{e1}(t) dt \\ = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} V_{e\text{eff}} \sin \omega_1 t \sqrt{2} I_{e1\text{eff}} \sin(\omega_1 t - \theta) dt \\ = V_{e\text{eff}} I_{e\text{eff}} \cos \theta \end{cases} \quad (\text{I-9})$$

La puissance apparente peut se calculer par la relation suivante :

$$S = V_{e\text{eff}} I_{e\text{eff}} \quad (\text{I-10})$$

En remplaçant l'équation (I-9) et (I-10) dans (I-8), nous obtenons :

$$FP = \frac{V_{e\text{eff}} I_{e1\text{eff}} \cos \varphi}{V_{e\text{eff}} I_{e\text{eff}}} = \frac{I_{e1\text{eff}}}{I_{e\text{eff}}} \cos \theta = k_p k_d \quad (\text{I-11})$$

Où k_p est le facteur de distorsion :

$$k_p = \frac{I_{e1\text{eff}}}{I_{e\text{eff}}} \quad k_p \in [0,1] \quad (\text{I-12})$$

Et

$k_d = \cos \theta$ est le facteur de déplacement.

Le facteur de puissance peut aussi s'exprimer en fonction du THD par la formule suivante :

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} k_p \quad (\text{I-12})$$

En régime sinusoïdal le facteur de distorsion est nul. Le facteur de puissance s'exprime alors simplement par :

$$FP = \frac{P_e}{S} = \cos \theta \quad (\text{I-13})$$

I.13 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. Ensuite nous avons présenté les normes et la limitation 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.

En effet, pour améliorer la qualité du courant d'entrée, deux méthodes sont utilisées à savoir la méthode passive et la méthode active.

CHAPITRE 2 :

**LA CORRECTION
PASSIVE DU FACTEUR
DE PUISSANCE**

II.1 Introduction

Corriger le facteur de puissance c'est imposé un facteur de déplacement unitaire, donc un angle $\theta=0$ et un facteur de distorsion égal à 1. Si ces deux conditions ne sont pas respectées alors, le facteur de puissance est inférieur à l'unité ($FP < 1$).

En réalité il existe deux techniques bien distinctes pour la correction du facteur de puissance, l'une repose sur l'utilisation d'éléments passifs supplémentaires pour réduire les harmoniques dans les alimentations électriques, c'est la correction passive, l'autre basée sur l'utilisation des convertisseurs statiques DC/DC connue sous le nom de correction active.

Dans ce chapitre on a réalisé la première méthode (méthode de correction passive) et son contenu.

II.2 Méthode de correction passive

Les anciennes conceptions de systèmes de conversion d'énergie employaient des sortes de filtres passifs pour améliorer le facteur de puissance d'entrée dans un redresseur conventionnel ca-cc .

Cette technique emploie principalement des filtres passifs composés d'éléments capacitifs et inductifs. Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du système sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée

II.2.1 Correction passive avec inductance côté continu

L'inductance L est placée à la sortie du redresseur donne un courant de ligne de forme carrée Figure (II.1) . Le courant est dégradé dans le cas de petites valeurs.

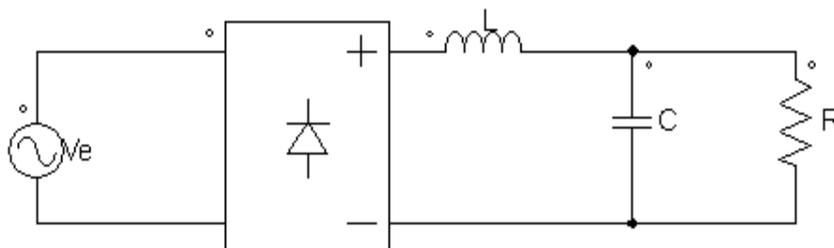


Figure II.1: Correction avec inductance côté continu

- Tension d'entrée $V_e = 100$ volts (valeur efficace).
- L'inductance d'entrée $L = 0.1$ (henry).
- Capacité d'entée $C = 10$ (milli farad).

- Résistance de charge $R = 10$ (Homs).

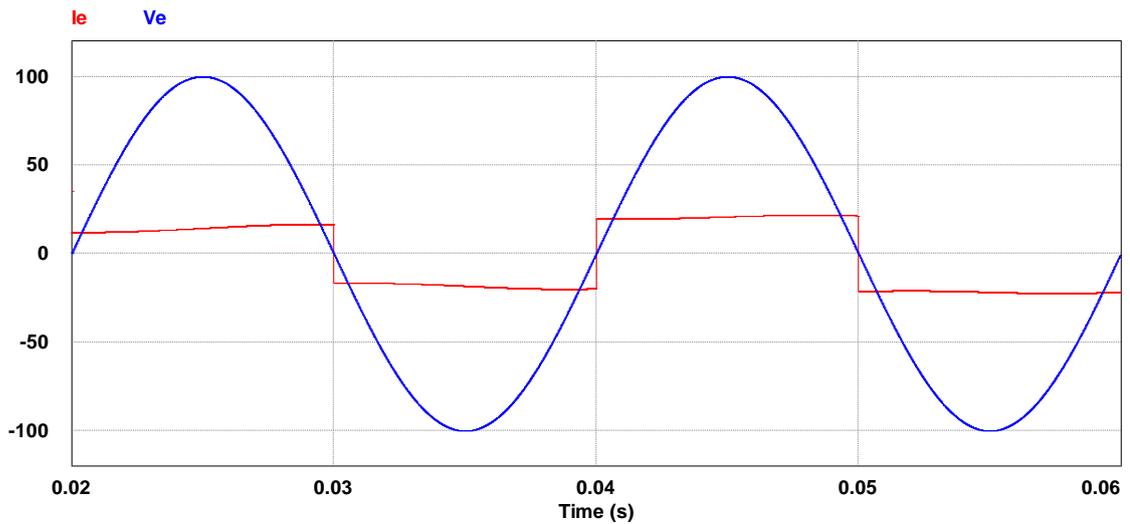


Figure II.2: Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée

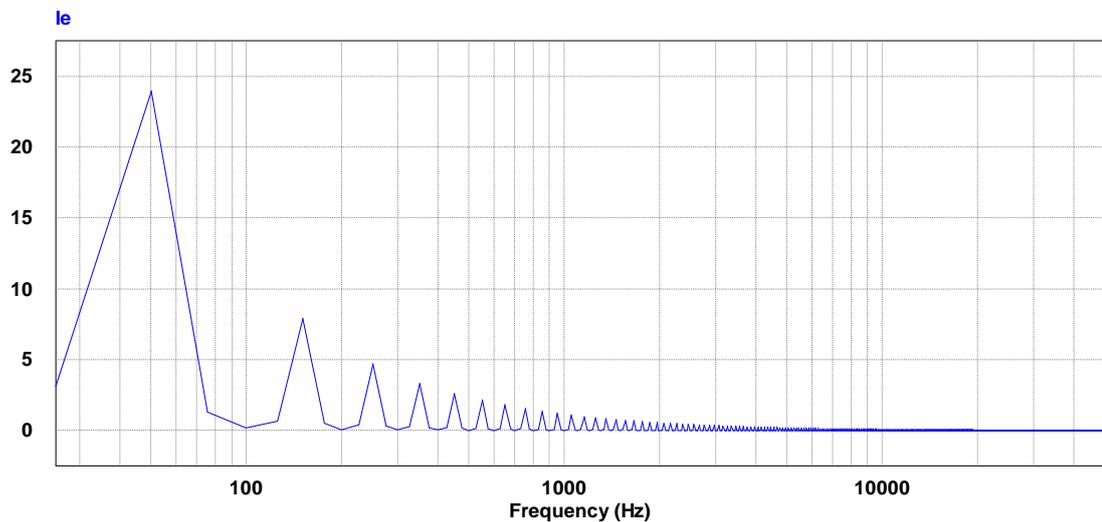


Figure II.3: Analyse spectrale du courant d'entrée (cas d'inductance côté continu)

II.2.2 Correction passive avec inductance côté alternative

L'inductance L est placée en série avec la source de tension alternative comme le montre la figure (II.4).

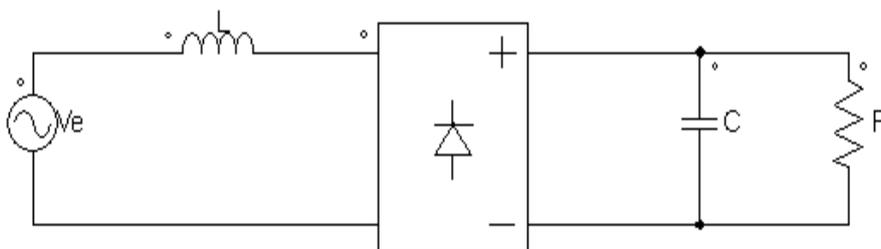


Figure II.4: Correction passive avec une inductance

- Tension d'entrée $V_e = 75$ volts (valeur efficace).
- L'inductance de l'entrée $L = 5$ (milli henry).
- Capacité de sortie $C = 15$ (milli farad).
- Résistance de charge $R = 10$ (ohms).

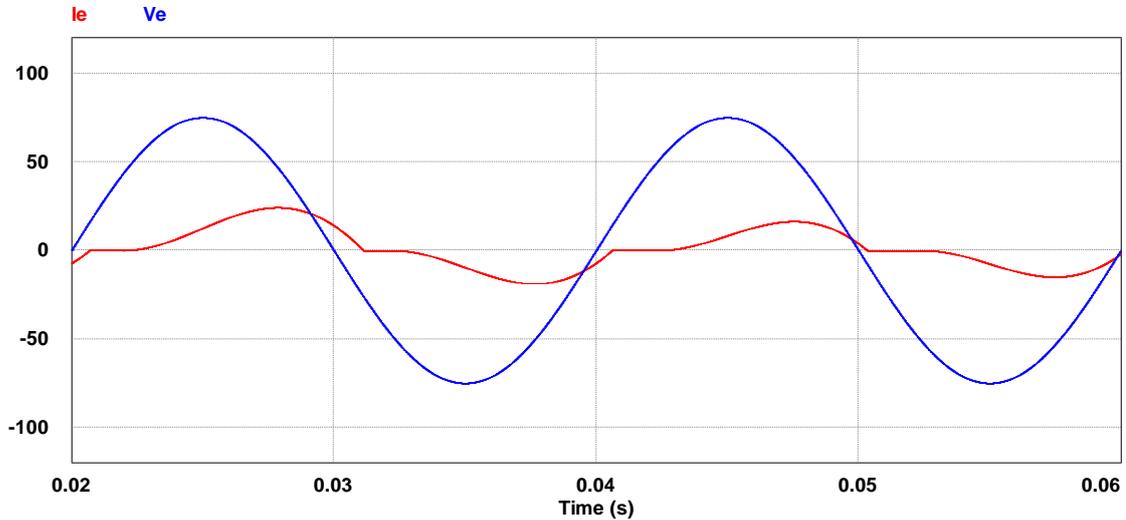


Figure II.5: Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée

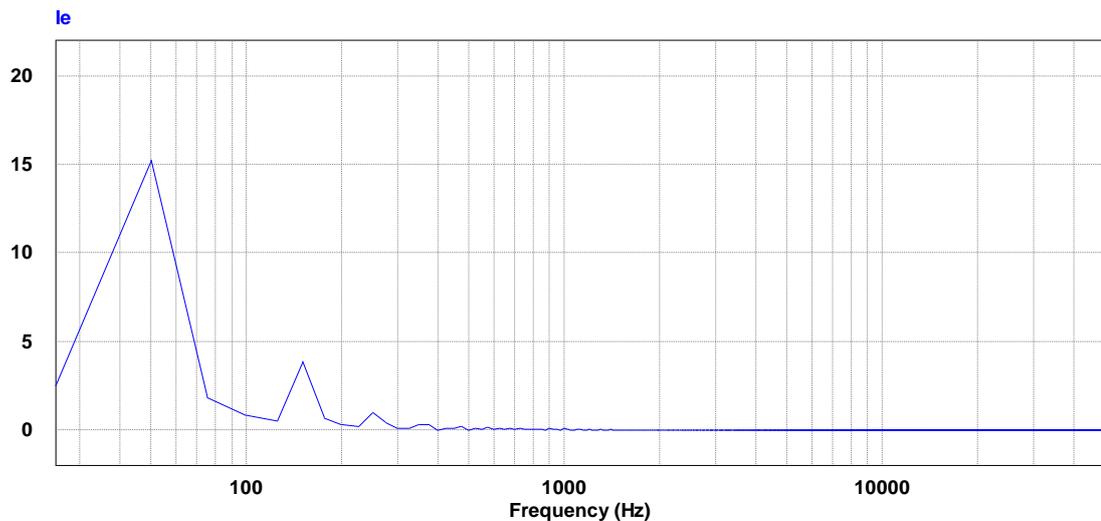


Figure II.6: Analyse spectrale du courant d'entrée (cas d'inductance côté alternative)

II.2.3 Correction passive avec filtre passe bas à l'entrée

La forme d'onde peut-être amélioré en utilisant cette fois-ci des filtres passe-bas à l'entrée du pont. Il y a beaucoup de solutions qui sont basées sur les circuits à résonance utilisés pour l'atténuation des harmoniques. Dans cette méthode les valeurs des éléments réactifs sont très larges et par conséquent elle est pratiquement utilisée pour les hautes fréquences de l'ordre de 400Hz jusqu'à 20kHz.

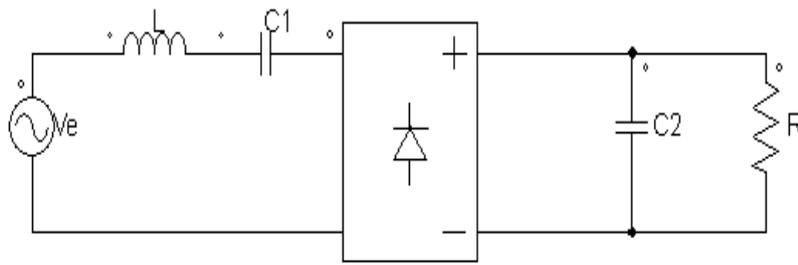


Figure II.7: Filtre passe bas à l'entrée de la source

- Tension d'entrée $V_e = 75$ volts (valeur efficace).
- L'inductance d'entrée $L = 5$ (milli henry).
- Capacité d'entrée $C1 = 50$ (milli farad).
- Capacité de sortie $C2 = 1$ (milli farad).
- Résistance de charge $R = 10$ (Homs).

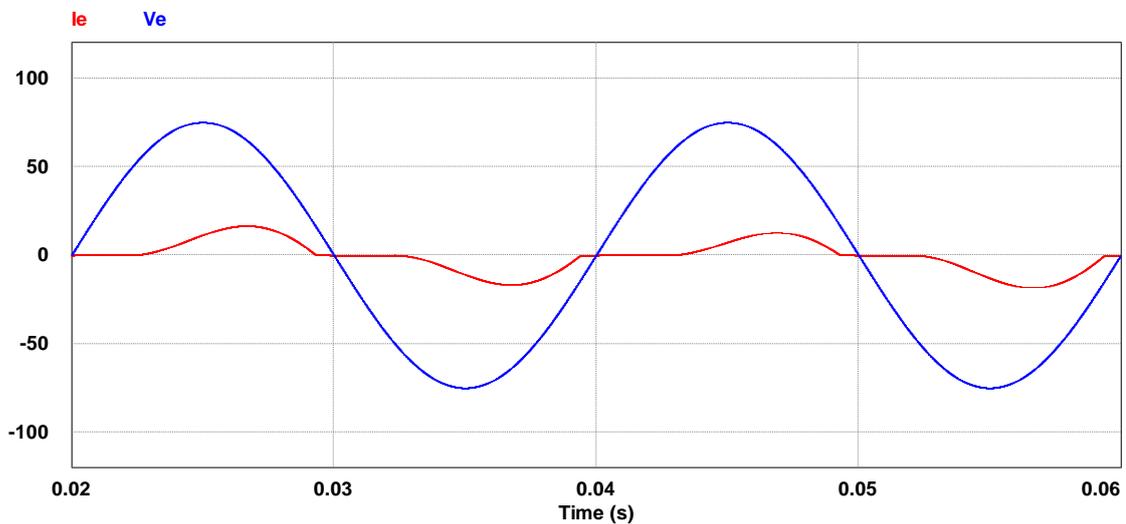
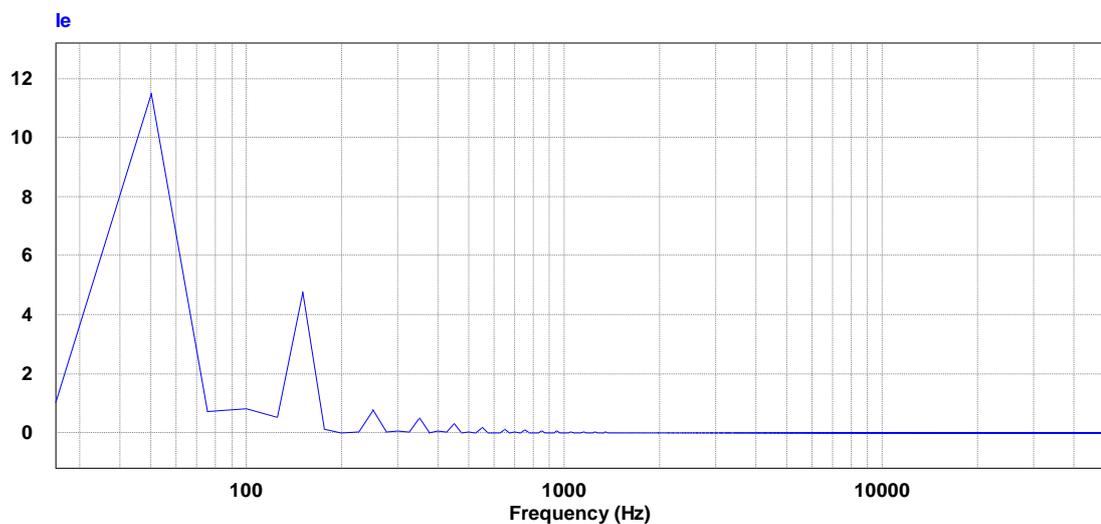
Figure II.8: Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée

Figure II.9: Analyse spectrale du courant d'entrée (Filtre passe bas à l'entrée de la source)

II.2.4 Correction passive avec filtre passe bas résonant parallèle côté de la source AC

L'inductance $L1$ et la capacité $C1$ qui sont parallèle est mise en série avec la source de tension alternative comme le montre la figure (II.10),

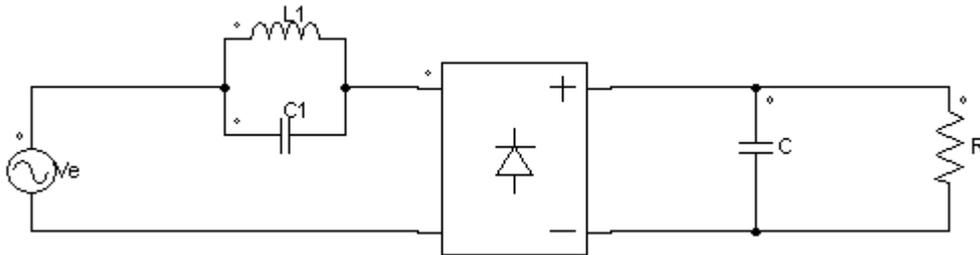


Figure II.10: Filtre passe bas parallèle du coté AC

- Tension d'entrée $V_e = 75$ volts (valeur efficace).
- L'inductance d'entrée $L1 = 0.4$ (milli henry).
- Condensateur d'entrée $C1 = 10$ (micro milli farad).
- Condensateur de sortie $C = 1$ (milli farad).
- Résistance de charge $R = 10$ (ohms).

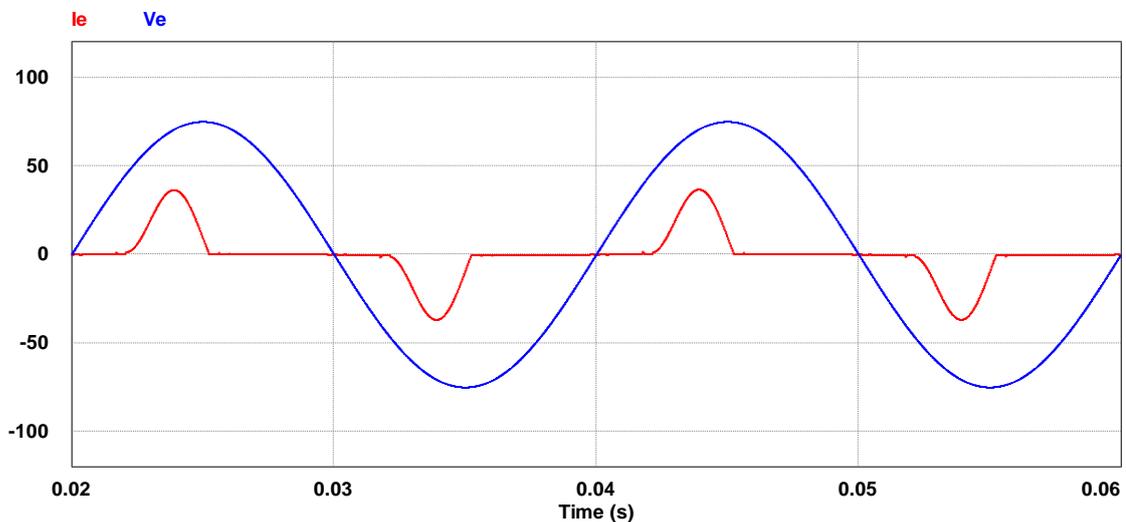


Figure II.11: Forme d'onde de la tension (V_e) et du courant (I_e) d'entrée

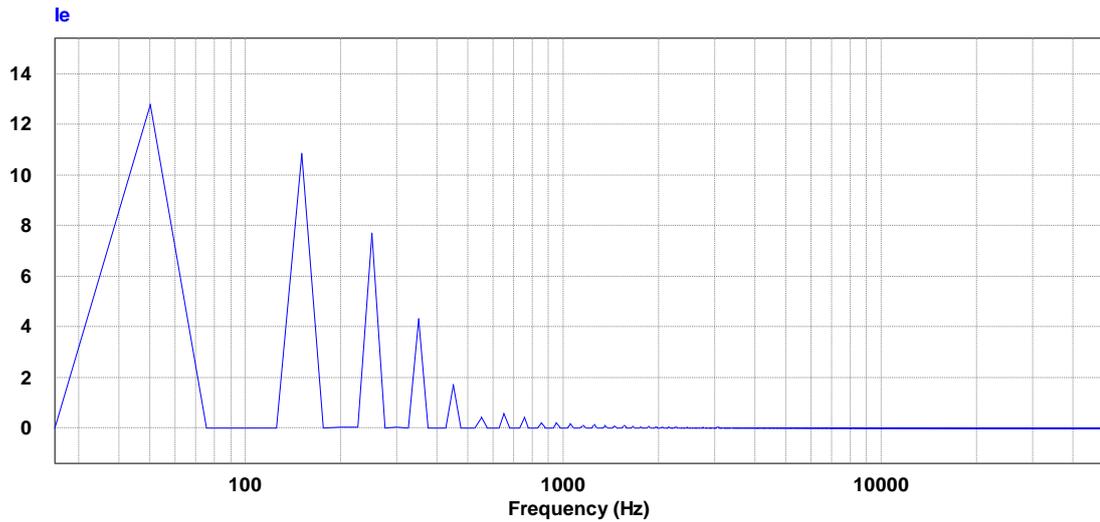


Figure II.12: Analyse spectrale du courant d'entrée (filtre passe bas résonant parallèle côté de la source AC)

L'emploi de la Correction passive représente une solution peu coûteuse. Cependant, la grande taille et le poids de ces éléments abouti à un filtre LC lourd et encombrant. De plus, la Correction passive présente une incapacité de donner un facteur de puissance unitaire, ce qui les rend inacceptables dans beaucoup d'applications.

II.3 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons vu que les harmoniques sont à l'origine des convertisseurs statiques de puissance qui sont de plus en plus présents sur les réseaux de distribution. Considérés comme des charges non linéaires, ils absorbent un courant de ligne non sinusoïdal. Les harmoniques présents dans la forme d'onde du courant se propagent de la charge vers le réseau électrique et ont des effets plus ou moins important selon la configuration du réseau et les équipements présents.

Nous avons vu comment les condensateurs de filtrage de sortie perturbent la forme d'onde du courant d'entrée de ligne. Nous avons vu également comment nous pouvons améliorer cette forme d'onde du courant par une technique assez simple. L'analyse de la méthode passive a été présentée. Les résultats théoriques présentés ici ont été vérifiés par simulation.

L'utilisation des composants passive telle que condensateur, bobine peu coûteuse, avec rendement faible, et présentent un poids encombrant. C'est pour cette raison que les recherches a été orientent vers la méthode active utilisant des composants électronique l'objet de notre prochain chapitre.

CHAPITRE 3 :

**LA CORRECTION
ACTIVE DU FACTEUR
DE PUISSANCE**

III.1 Introduction

La méthode de correction active a plusieurs avantages par rapport à la méthode de correction passive. Par exemple, la méthode active atteint toujours un meilleur facteur de puissance que la méthode passive pour un même circuit de puissance. De plus, le courant- haché actif est capable de mieux maintenir un facteur de puissance élevé malgré les variations de la tension de ligne et de la charge. Finalement, chaque alimentation a découpage monophasé avec un circuit actif ne fournit pas seulement un facteur de puissance unitaire, mais si on désire une tension de sortie cc régulée en même temps.

Les composants actifs qui prouvent ces bénéfices du circuit actif sont appelés en général des interrupteurs de puissance. Dans la pratique un interrupteur peut être un mosfet, un transistor bipolaire, un IGBT, un thyristor, ou un GTO. La caractéristique importante de tous ces composants est que la fermeture du composant est déterminée par un circuit de commande. Cela est contraire au circuit passif à pont à diodes qui s'ouvre et se ferme par les formes d'ondes, sans aucune possibilité d'intervention ou de contrôle.

Dans la littérature, on trouve une variété de pré-régulateur ca-cc 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 cc-cc qui force le courant d'entrée à suivre la forme d'onde désirée. Généralement, le courant dans une inductance selon deux modes: mode 1 ou l'interrupteur est fermé et mode 2 ou 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-régulateur de puissance.

Dans ce chapitre, première, on introduit une étude comparative de différents pré-régulateurs ca-cc afin de nous permettre d'analyser le pré-régulateur le plus adéquat à notre application. Second, nous rappelons les principales méthodes de contrôle qu'on peut adopter à la structure choisie. Nous aborderons, à la fin de ce chapitre, un exemple de commande appliquée au convertisseur survolteur et qui peut être appliquée aux différents convertisseurs en exploitant leurs particularités structurelles.

III.2 Correction active de facteur de puissance

La correction active [36] est réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC/DC, entre le pont redresseur à diodes et le condensateur de filtrage figure (III.1) commutant à une fréquence plus grande que celle du réseau. La taille de l'élément réactif de ce convertisseur est très réduite comparativement à celle de la correction passive puisqu'il est dimensionné en fonction de la fréquence de commutation du convertisseur.

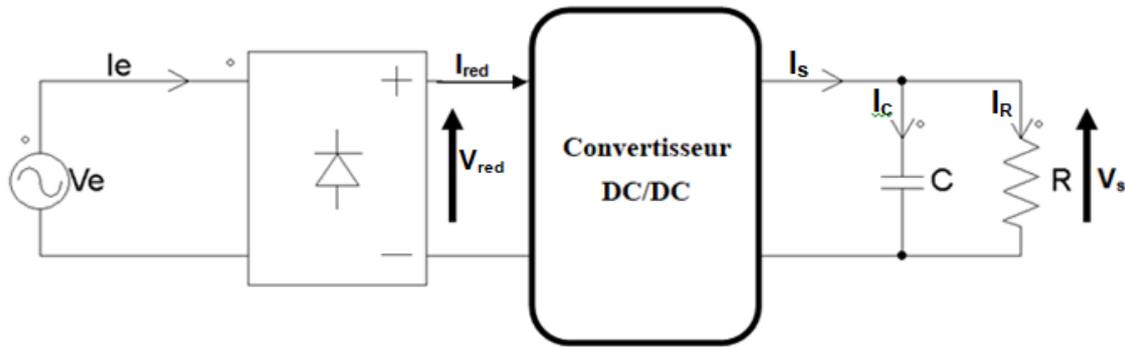


Figure III.1: Principe de la correction active

III.2.1 Principe de la correction active

La fonction du convertisseur est de se comporter comme une résistance à la sortie du redresseur à diode. En raison de cette caractéristique, le convertisseur est également connu comme émulateur de résistance.

Puisque le redresseur à diodes voit le convertisseur DC-DC comme une résistance R_e , le courant redressé $i_{red}(t)$ sera alors:

$$i_{red}(t) = \frac{V_{red}(t)}{R_e} \quad (\text{III-1})$$

Avec $V_{red}(t)$ la tension redressée

Dans ce cas, sur une période sinusoïdale T , une paire de diode est conductrice de 0 à $\frac{T}{2}$ et l'autre paire de $\frac{T}{2}$ à T . Par conséquent, la tension $V_{red}(t)$ redressée est sinusoïdale et peut être exprimée par :

$$V_{red}(t) = V_{red} |\sin(\omega t)| \quad (\text{III-2})$$

En remplaçant l'équation (III-2) dans l'équation (III-1) nous obtenons :

$$i_{red}(t) = \frac{V_{red}(t) |\sin(\omega t)|}{R_e} = i_{red} |\sin(\omega t)| \quad (\text{III-3})$$

Avec i_{red} le courant maximal

On conclut à partir de (III-3) que le courant redressé est également sinusoïdal. Dans ces conditions, le courant d'entrée i_e sera également purement sinusoïdal :

$$i_e(t) = i_{red} |\sin(\omega t)| \quad (\text{III-4})$$

En supposant que $V_e(t)$ et $i_e(t)$ sont sinusoïdales et en phase, le facteur de puissance (PF) sera unitaire avec une distorsion harmonique nulle. $R_e(t)$ étant un convertisseur de commutation ne présentant pas de dissipation de puissance. En second lieu, la fréquence de commutation (en général 50 à 200 kHz) est beaucoup plus grande que la fréquence du réseau électrique (50Hz). Cela signifie que la tension d'entrée ne change pas pendant un cycle de commutation du convertisseur.

En outre, les éléments réactifs ne peuvent que stocker de l'énergie pendant la période de commutation. Avec ces considérations, la puissance instantanée à l'entrée du convertisseur est définie par :

$$Pe(t) = V_{red}(t)i_{red}(t) = V_{red}i_{red} \sin^2(\omega t) \quad (\text{III-5})$$

La puissance d'entrée $p_e(t)$ est égale à la puissance de sortie $p_s(t)$ du convertisseur DC/DC, nous pouvons donc déterminer la valeur de cette puissance de sortie par la relation suivante :

$$p_s(t) = V_s(t)i_s(t) = V_{red}i_{red} \sin^2(\omega t) \quad (\text{III-6})$$

Puisque l'objectif final est de produire une tension continue, la présence d'un condensateur de grande capacité C à la sortie du convertisseur DC/DC figure (III.1) est nécessaire et permet à la tension de sortie $V_s(t) = V_s$ de rester constante.

Des équations (III-5) et (III-6) on peut écrire :

$$i_s(t) = \frac{V_{red}i_{red}}{V_s(t)} \sin^2(\omega t) \quad (\text{III-7})$$

L'équation (III-7) peut être également exprimée par la relation suivante :

$$i_s(t) = \frac{V_{red}i_{red}}{2V_s} - i_s(t) = \frac{V_{red}i_{red}}{2V_s} \cos(2\omega t) \quad (\text{III-8})$$

L'équation (III-8) montre clairement que le courant de sortie est composé d'un premier terme continu I_R exprimé par :

$$I_R = \frac{V_{red}i_{red}}{2V_s} \quad (\text{III-9})$$

Le second terme est harmonique $I_c(t)$ deux fois la fréquence du réseau.

$$I_c(t) = \frac{V_{red}i_{red}}{2V_s} \cos(2\omega t) \quad (\text{III-10})$$

III.3 Convertisseurs continu/continu DC/DC

Les alimentations à prélèvement sinusoïdal sont constituées de convertisseurs continu/continu (DC/DC), d'où la nécessité de bien connaître les caractéristiques de ces différents circuits de conversion, ainsi que leurs modes de fonctionnement afin de modéliser ses convertisseurs. Le choix du convertisseur DC/DC dépend de l'application, de la puissance, etc...

Parmi ces convertisseurs on a le Boost, le Buck, le Fly back, le Buck-Boost, le sepic, etc.... Les topologies multi niveaux peuvent être une option. Nous concentrerons notre étude sur la topologie Boost puisque c'est l'application la plus populaire pour des applications de moyennes et grandes puissances [10].

III.3.1 Convertisseur dévolteur (Buck)

Le convertisseur dévolteur est utilisé dans les applications où l'on désire avoir une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée. Le schéma de principe est donné dans la figure III.2. Le prérégulateur dévolteur est constitué d'un pont à diodes suivi d'un convertisseur dévolteur cc-cc [10]. Ce prérégulateur est souvent utilisé dans les applications de puissance élevée à faible fréquence de commutation.

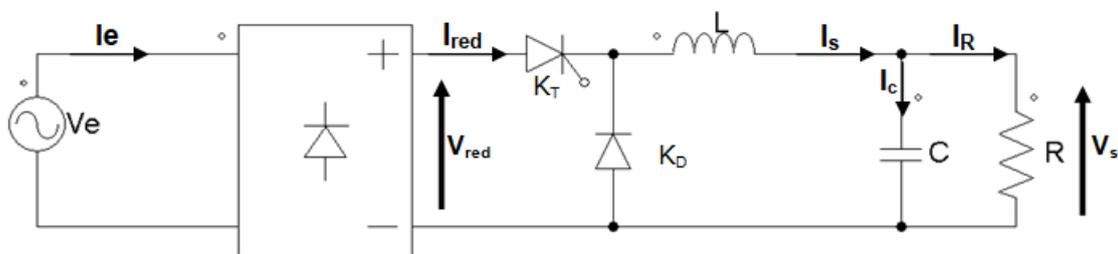


Figure III.2: convertisseur Buck

III.3.2 Convertisseur dévolteur-survolteur (buck-Boost)

Le deuxième type du prérégulateur est le dévolteur-survolteur [11]. Le schéma de principe est donné dans la figure III.3. Ce prérégulateur est constitué d'un pont à diodes suivi par le convertisseur survolteur-dévolteur cc-cc. Ce convertisseur est caractérisé par une tension de sortie qui peut être inférieure ou supérieure à la tension d'entrée, mais avec un courant haché à l'entrée et la sortie contrairement au convertisseur survolteur.

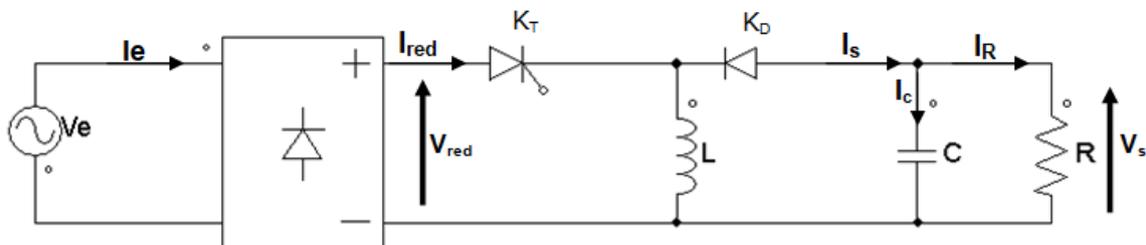


Figure III.3: Convertisseur Buck-Boost

III.3.3 Convertisseur survolteur (Boost)

Le convertisseur survolteur est le plus populaire des convertisseurs pour les prérégulateurs de correction du facteur de puissance. Ce prérégulateur est généralement constitué par un pont à diodes suivi d'un convertisseur de puissance cc-cc, comme montré dans la figure III.4. Le

convertisseur survolteur est caractérisé par le fait que de la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée.

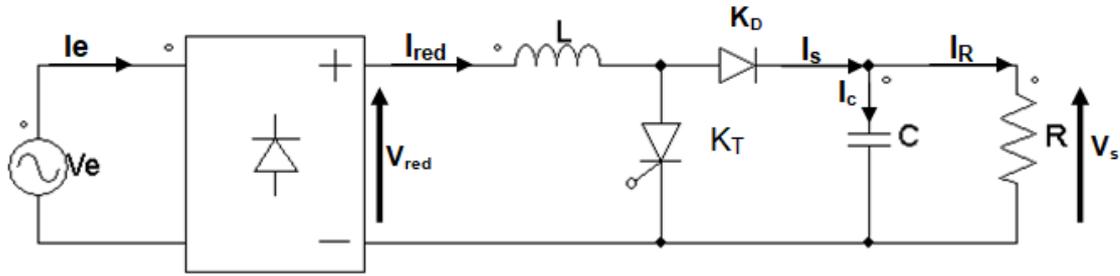


Figure III.4: Convertisseur Boost PFC

III.4 Principe de fonctionnement du convertisseur Boost

Le fonctionnement de ce type de convertisseur peut être résumé comme suit :

La tension de sortie est obtenue en agissant sur le commutateur K_T commandé à l'ouverture et à la fermeture. En fermant K_T on charge l'inductance L puis on ouvre K_T pour transférer l'énergie emmagasinée vers la charge.

Sur une période fixe τ , on définit le rapport cyclique D du convertisseur par :

$$D = \frac{t_{on}}{\tau} \quad (III-11)$$

$$1 - D = \frac{t_{off}}{\tau}$$

Avec : t_{on} temps de fermeture du commutateur K_T .

t_{off} temps d'ouverture du commutateur K_T .

III.5 Modes de conduction

La relation qui lie la tension d'entrée V_{red} à la tension de sortie V_s dépend du mode de conduction [32] [37] [42]. Le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue (CCM) si le courant ne s'annule jamais dans l'inductance: le commutateur commandé K_T et le commutateur non commandé K_D ne sont jamais bloqués en même temps. Si ces derniers sont unidirectionnels en courant et/ou en tension, le courant d'inductance peut s'annuler, donnant naissance à un mode dit de conduction discontinue (DCM). Dans ce cas, le principe de la faible ondulation ne peut être appliqué, car l'ondulation du courant sera plus importante que sa valeur moyenne [42]. Ceci a pour conséquence l'augmentation de l'impédance de sortie et l'apparition d'une dépendance entre le rapport cyclique et la charge.

III.5.1 Mode de conduction continue (CCM)

Pendant la fermeture du commutateur K_T , la tension d'entrée V_{red} au bornes de l'inductance L , provoque une variation du courant I_L traversant l'inductance pendant une variation de temps Δt Figure (III.5) exprimé par:

$$\frac{\Delta L}{\Delta t} = \frac{V_{red}}{L} \quad (III-12)$$

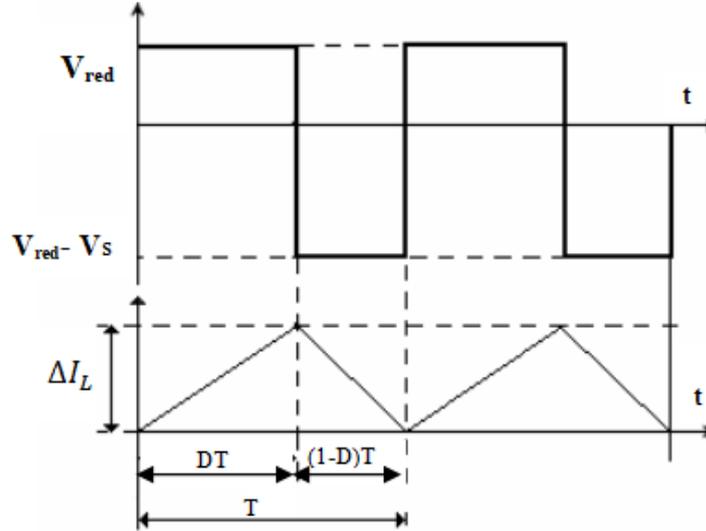


Figure III.5: Formes d'ondes en conduction continue

Pendant $t_{on} = DT$ la variation du courant I_L est donc :

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{DT} \frac{V_{red}}{L} dt = \frac{V_{red} * D * T}{L} \quad (III-13)$$

Pendant $t_{off} = (1 - D)T$, la diode devient conductrice, ainsi le courant d'inductance traverse la charge. Si nous considérons la chute de tension nulle dans la diode, et un condensateur assez grand pour que sa tension reste constante, l'évolution du courant I_L est :

$$V_{red} - V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (III-14)$$

Par conséquent, la variation du courant I_L pendant $t_{off} = (1 - D)T$ est :

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{(1-D)T} dI_L \quad (III-15)$$

D'après les équations (III-14) et (III-15) on peut écrire :

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{(1-D)T} \frac{(V_{red} - V_s) dt}{L} = \frac{(V_{red} - V_s)(1 - D)T}{L} \quad (III-16)$$

En supposant que le convertisseur fonctionne en conditions équilibrées, le courant d'inductance est le même au début et à la fin du cycle de commutation, nous aurons ainsi :

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (\text{III-17})$$

La substitution de $\Delta I_{L_{on}}$ et de $\Delta I_{L_{off}}$ par leurs expressions exprimées par les équations (III-13) et (III-16) donne :

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = \frac{V_{red} * D * T}{L} = \frac{(V_{red} - V_s)(1 - D)T}{L} = 0 \quad (\text{III-18})$$

De l'équation (III-18) on peut écrire :

$$\frac{V_s}{V_{red}} = \frac{1}{1 - D} \quad (\text{III-19})$$

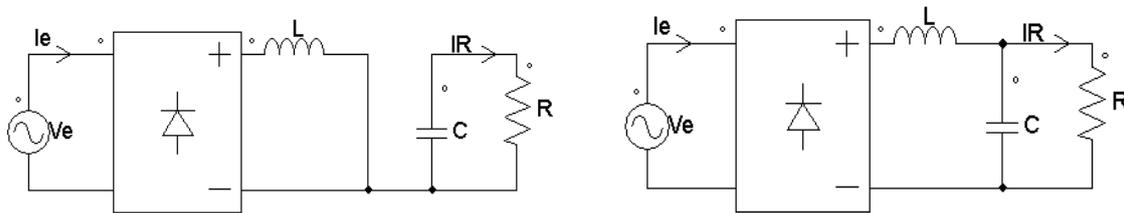


Figure III.6: Modes d'opération du boost en mode de conduction continue

III.5.2 Mode de conduction discontinu (DCM)

$\langle I_L \rangle$ étant la composante moyenne du courant I_L , le fonctionnement en mode de conduction discontinu est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_L \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (\text{III-20})$$

De l'équation (III-20), il vient alors:

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \Delta I_L (1 - D) \quad (\text{III-21})$$

Avec I_{olim} comme valeur limite de I_s pour laquelle on observe la conduction discontinu. Le report de l'équation (III-13) dans (III-21) donne la condition de fonctionnement en mode de conduction critique :

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \frac{V_{red}}{L} (1 - D)DT \quad (\text{III-22})$$

Lorsque la quantité d'énergie exigée par la charge est assez faible, le courant d'inductance chute à zéro avant la fin de la période de commutation figure (III.7) Ce phénomène a un grand effet sur l'équation de la tension de sortie.

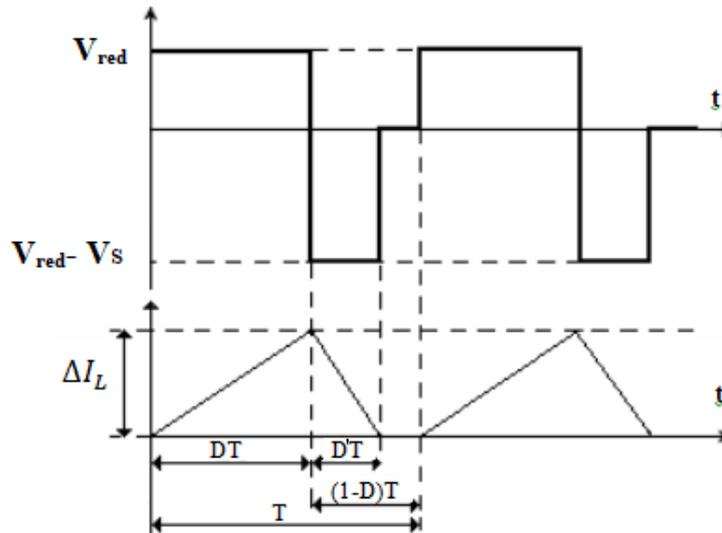


Figure III.7: Mode de conduction discontinue

D'après l'équation (III-13), et à $t = DT$ on a :

$$\Delta I_L = \frac{V_{red} * D * T}{L} \tag{III-23}$$

A la fermeture du commutateur le courant I_L s'annule à $t = D'T$ alors:

$$\Delta I_L = \frac{V_{red} - V_s * D' * T}{L} \tag{III-24}$$

En utilisant les deux équations (III-23) et (III-24) on aura :

$$D' = \frac{D * V_{red}}{V_s - V_{red}} \tag{III-25}$$

En outre, lorsque la diode est passante ($t = DT$), $I_s = I_L$ il vient donc :

$$I_s = \frac{1}{2} \Delta I_L D' \tag{III-26}$$

En se référant aux équations (III-23) et (III-25) on aura :

$$I_s = \frac{T}{2} \frac{V_{red}^2}{V_s - V_{red}} D^2 \tag{III-27}$$

De là, on obtient le gain en tension suivant:

$$\frac{V_s}{V_{red}} = 1 + \frac{V_{red} * T}{2LI_s} D^2 \tag{III-28}$$

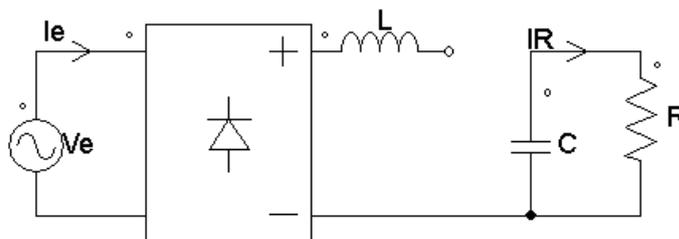


Figure III.8: Modes d'opération du boost en mode de conduction discontinue

III.5.3 Limite entre le mode CCM et DCM

En mode de conduction continue (CCM) la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique, par contre le mode de conduction discontinue (DCM) impose de plus une dépendance vis-à-vis du courant moyen I_s . Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur [39].

Le mode (DCM) pose de plus un problème de divergence : la tension V_s peut croître grandement, indépendamment de la valeur faible du rapport cyclique.

Pour ces raisons la commande est choisie en mode de conduction continue CCM.

III.6 Model « Circuit moyen » du convertisseur Boost

Le model « circuit moyen » est une technique bien connue pour la dérivation des circuits équivalents des convertisseurs [11]. Avec cette technique nous faisons directement la moyenne des formes d'onde du convertisseur Boost. Toutes les manipulations sont effectuées sur le model du circuit, au lieu sur ses équations, et par conséquent la technique du circuit moyen donne une interprétation plus physique au modèle.

L'analyse des formes d'onde du convertisseur Boost peut être divisée en 2 étapes :

1. Quand un signal de commande est appliqué au commutateur K_T ce dernier est fermé et se comportera en tant que court-circuit.
2. Quand le signal de commande n'est pas appliqué, le commutateur K_T est bloqué et se comportera en tant que circuit ouvert.

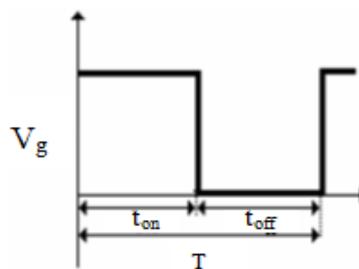
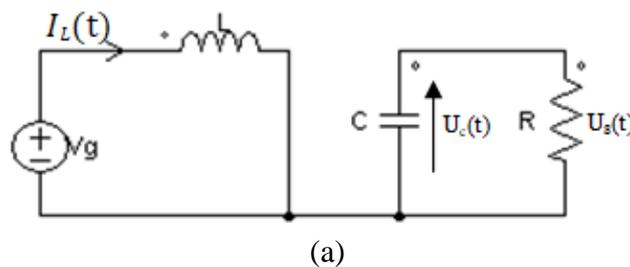
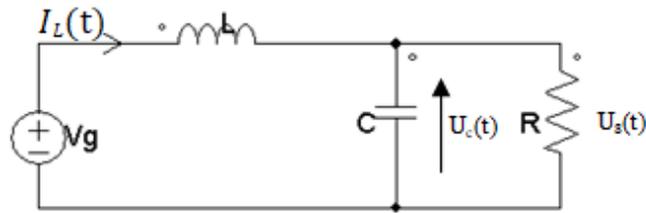


Figure III.9: Signal de commande appliqué au commutateur K_T





(b)

Figure III.10: Circuit équivalent du convertisseur Boost

(a) K_T fermé(b) K_T ouvert

Lorsque K_T est fermé figure (III.10.a) le courant qui le traverse est identique au courant d'inductance d'entrée. La tension aux bornes de la diode est égale à la tension V_s de sortie et le courant traversant la diode est nul car sa polarisation est inversée.

Lorsque K_T est ouvert figure (III.10.b), le courant traversant K_T sera nul. La diode est polarisée ainsi en direct et se comportera comme un court-circuit et la tension à ses bornes est nulle.

Le commutateur K_T est remplacé par une source de courant commandée et la diode K_D remplacée par une source de tension commandée figure (III.11). La valeur moyenne de courant fournit par la source de courant commandée pendant chaque période de commutation est $\langle I_{K_T} \rangle$, et la valeur moyenne de la tension fournit par la source de tension commandée est $\langle V_{K_D} \rangle$.

Les valeurs moyennes du courant $\langle I_{K_T} \rangle$ et de la tension $\langle V_{K_D} \rangle$ sont liées au rapport cyclique D .

L'expression du courant $\langle I_{K_T} \rangle$ est donnée par :

$$\langle I_{K_T} \rangle = \frac{t_{on}}{T} I_L = DI_L \quad (\text{III-29})$$

L'expression de la tension $\langle V_{K_D} \rangle$ est donnée par :

$$\langle V_{K_D} \rangle = \frac{t_{on}}{T} V_s = DV_s \quad (\text{III-30})$$

avec I_L le courant d'inductance et V_s la tension de sortie du convertisseur Boost. La résistance, le condensateur, l'inductance et la tension d'alimentation restent inchangés dans le modèle par rapport au circuit réel puisqu'ils sont présents dans les deux états de fermeture et d'ouverture de K_T .

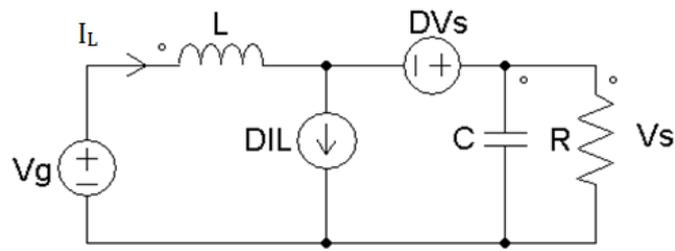


Figure III.11: Modèle « Circuit moyen » du convertisseur Boost

On constate qu'à travers les équations (III-29) (III-30), toutes les formes d'ondes peuvent être déterminées par rapport à trois variables [14].

- $\langle I_{K_T} \rangle$: courant d'inductance moyen.
- $\langle V_{K_D} \rangle$: tension de sortie moyenne.
- D : rapport cyclique.

Grâce au logiciel Powersim le modèle « circuit moyen » du convertisseur a été simulé avec ces paramètres du convertisseur :

Tension d'entrée V : $V_{\text{eff}} = 100\text{v}$.

Inductance $L = 12\text{ mH}$.

Capacité $C = 0.15\text{ F}$.

Résistance de charge $R = 5\ \Omega$.

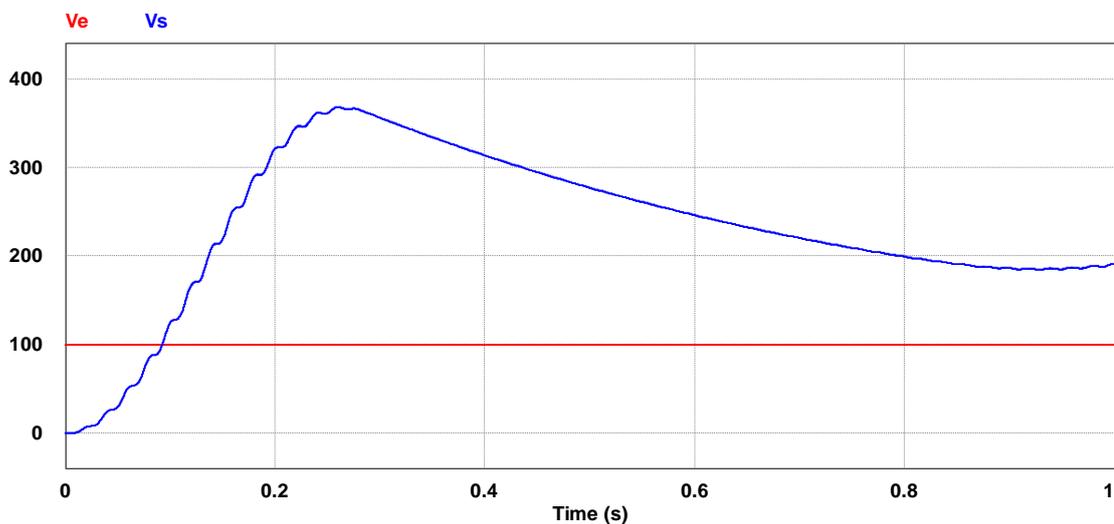


Figure III.12: Tension de sortie

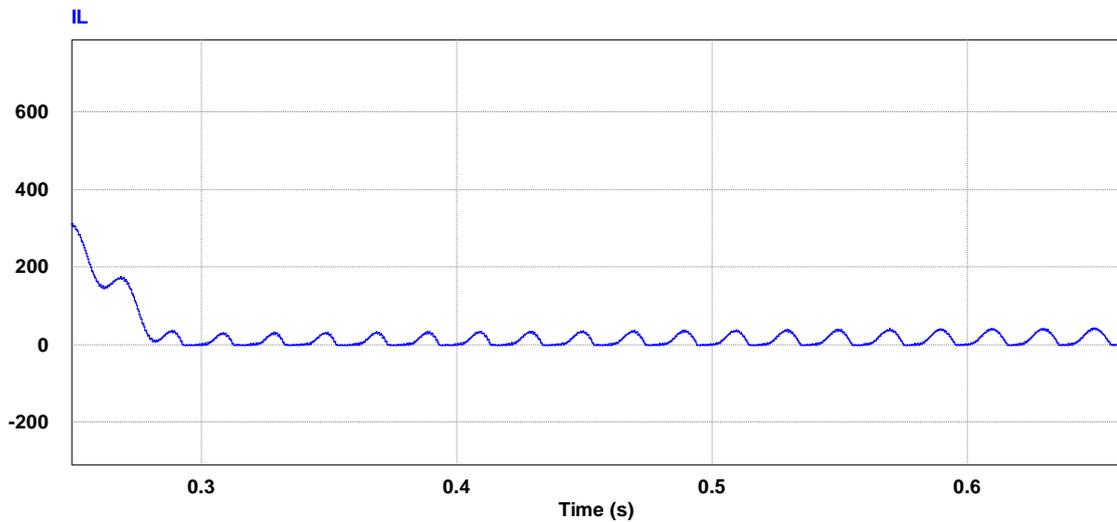


Figure III.13: Courant d'inductance

La simulation montre l'évolution de la tension de sortie figure (III.12) ainsi que le courant d'inductance figure (III.13) par rapport au rapport cyclique D .

III.7 Modulation de Largeur d'impulsion « M.L.I. »

III.7.1 Principe de fonctionnement

La technique de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM) consiste à générer un signal carré avec un rapport cyclique modulé en fonction d'un signal de commande. Le signal généré peut servir à commander un circuit de puissance à découpage.

La figure suivante (Figure III.14) montre le fonctionnement de la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Une porteuse triangulaire est comparée à un signal sinusoïde. Le signal de consigne doit avoir une fréquence bien plus petite que la porteuse. Le signal de sortie est au niveau haut lorsque la consigne est supérieure à la porteuse, au niveau bas dans le cas contraire. On considère le cas d'un signal de consigne à valeurs positives. Pour traiter un signal alternatif, il suffira de lui appliquer un décalage.

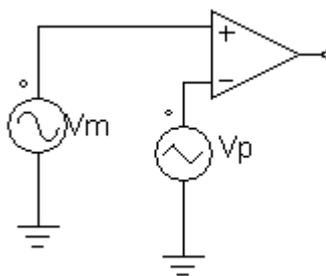


Figure III.14: schéma de principe d'une commande MLI

III.7.2 La simulation

V_m : amplitude $V_{m_{\max}} = 0.85 \text{ V}$, fréquence $f_m = 50 \text{ Hz}$.

V_p : valeur crête à crête = 1 V , fréquence $f_p = 1000 \text{ Hz}$.

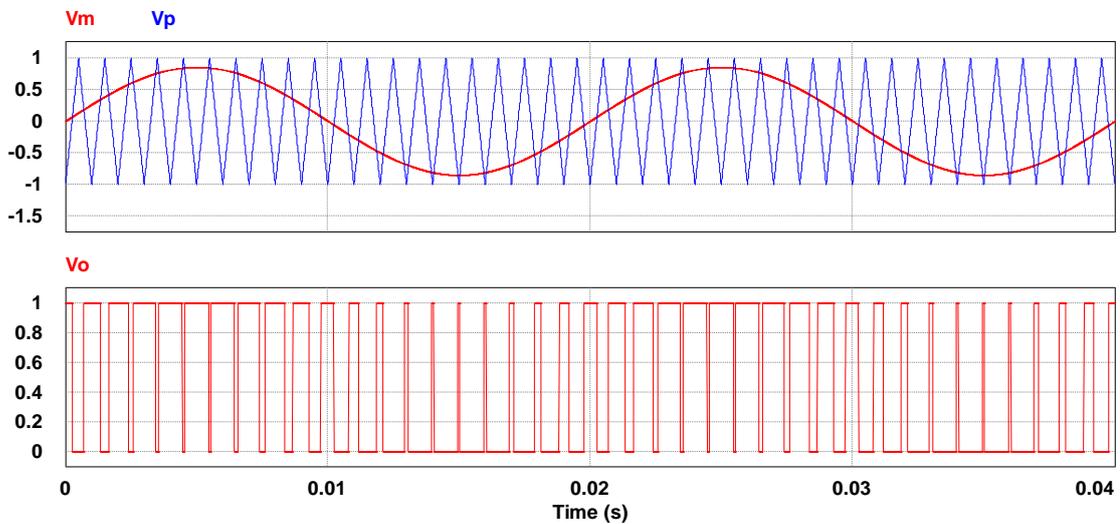


Figure III.15: la simulation MLI

III.8 Modèle de commande du Boost en courant moyen

La méthode de commande en courant moyen est employée souvent pour des applications où la régulation du courant est nécessaire [44], comme dans le cas de PFC.

Dans la commande de courant moyen, la variable de commande est la référence du courant comparée au signal fournit par un capteur de courant. Le capteur de courant est réalisé à partir d'une résistance R_C de faible valeur placée dans la branche de passage du courant $I_L(t)$ figure (III.16).

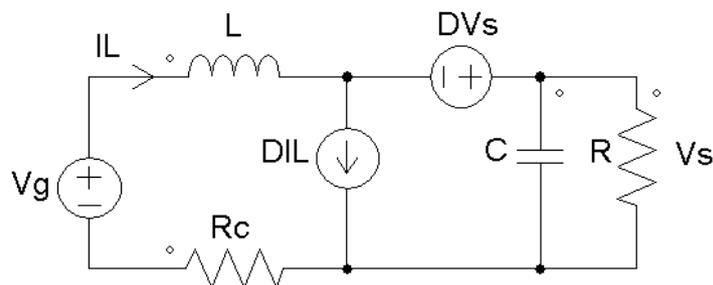


Figure III.16 :Modèle moyen du convertisseur Boost avec capteur de courant R_c

Avec le courant fournit par le capteur et la valeur du courant de référence, il est possible de déterminer la valeur du rapport cyclique D pour la commande de courant moyen. Ce rapport cyclique D est introduit dans le modèle du convertisseur pour obtenir les formes d'onde désirées.

La figure (III.17) illustre le circuit de la commande de courant moyen avec l'étage de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

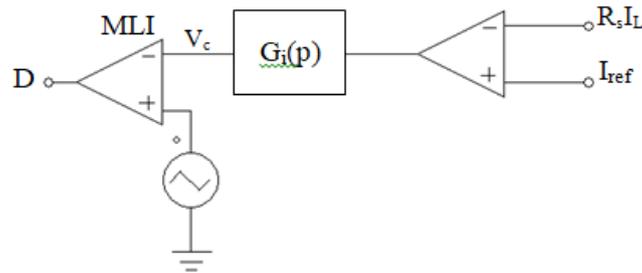


Figure III.17: Commande de courant moyen avec l'étage MLI

Le signal $R_s I_L$ fournit par le capteur est comparé au courant de référence I_{ref} . La différence entre le signal $R_s I_L$ fournit par le capteur et le signal de référence I_{ref} sera amplifié par le circuit de compensation pour produire un signal V_c . Par un comparateur dont la borne positive est connecté au signal V_c et la borne négative à un signal V_{dc} en dent de scie et de fréquence f , le rapport cyclique est généré en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Lorsque le circuit de commande de courant moyen est dimensionné correctement, la valeur de V_c ne varie pas beaucoup pendant une période de commutation T .

Par conséquent, lorsque le signal V_{dc} varie linéairement en fonction de t pour chaque période de commutation et pour $0 \leq V_c \leq V_{dc}$, le rapport cyclique est une fonction linéaire de V_c [11].

Par cette analyse le circuit MLI est modélisé par une constante $\frac{1}{V_{dc}}$ et un limiteur de tension qui limite le rapport cyclique D entre D_{min} et D_{max} figure (III.18).

Le but du limiteur de tension est de garantir que la valeur D est toujours entre 0 et 1.

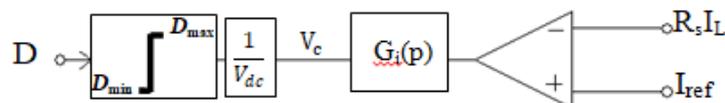


Figure III.18: Model de la commande MLI

III.9 Technique de commande d'un Boost PFC

Un PFC active, basé sur la topologie Boost fonctionnant en mode de conduction continue (CCM) avec une commande de courant moyen, est un choix privilégié dans des applications de grandes puissances figure (III.19). Le système de commande est composé de deux boucles, avec une boucle de courant interne, le système maintient la forme sinusoïdale du courant absorbé de ligne,

et une boucle externe de tension qui maintient la tension de sortie DC au niveau recommandé.

Le schéma de principe de la commande à absorption sinusoïdale à base de convertisseur BOOST est illustré à la figure (III.19).

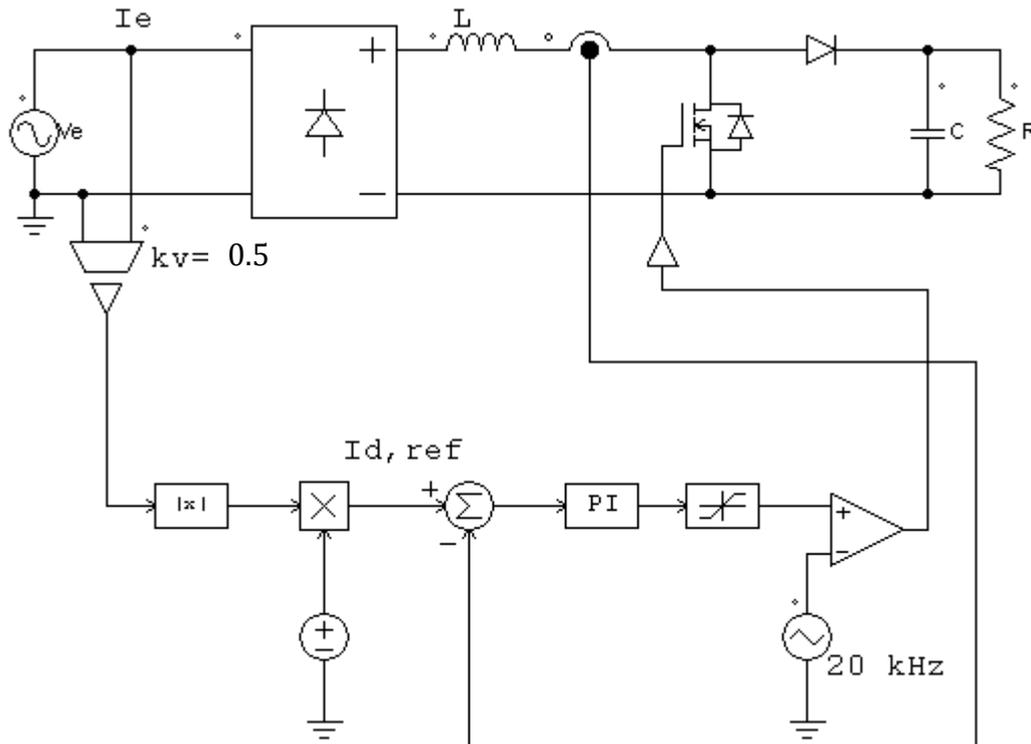


Figure III.19: Principe de la commande pfc appliqué au convertisseur Boost

III.9.1 Application de la commande au Model « Circuit moyen » du Boost PFC

Cette méthode tire profit du développement des logiciels de simulation en utilisant la représentation du modèle de circuit plutôt que d'une forme d'équation [44].

Le modèle se compose de deux parties :

1. Le modèle du convertisseur Boost dont lequel les éléments de commutation sont remplacés par des sources dépendantes.
2. Le circuit de commande du PFC utilisant la commande de courant moyen avec la représentation du model MLI.

Le model proposé de PFC utilise le modèle « Circuit moyen » du convertisseur pour développer un modèle non lié à la commutation des interrupteurs du convertisseur.

La méthode proposée a plusieurs avantages :

1. Un modèle de circuit simplifié est utilisé au lieu des fonctions de transfert complexes et/ou des équations différentielles.

2. Ce model peut être facilement utilisé pour déterminer les performances dynamiques large signal des convertisseurs de PFC.
3. Le modèle proposé est intuitif puisque sa topologie est très semblable à la topologie du circuit.
4. Le modèle de l'étage de puissance est non commuté, donc le temps de simulation est considérablement réduit.

III.9.2 Boucle interne de courant

La fonction de la boucle du courant figure (III.20) est de forcer le courant à suivre sa référence générée par le multiplicateur de même forme que la tension d'entrée. Ainsi la bande passante de la boucle de courant doit être plus large que la bande passante de référence [44] . Dans le domaine de Laplace, la boucle de contrôle du courant est présentée par la figure (III.20) [44].

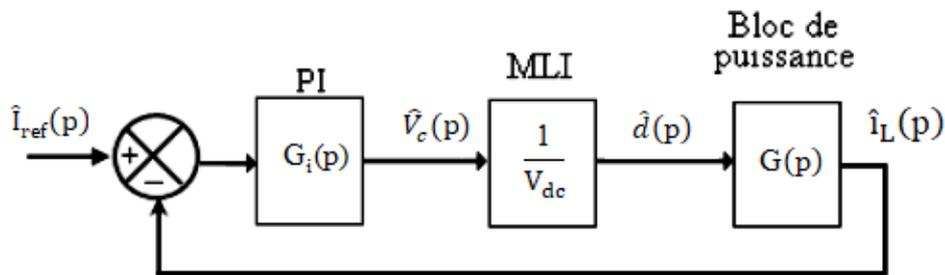


Figure III.20: Boucle de contrôle du courant

L'approximation de la fonction de transfert $G(p) = \frac{\hat{i}_L(p)}{\hat{d}(p)}$ du convertisseur Boost en haute fréquence, est donnée par l'équation suivante [44] :

$$G(p) = \frac{V_s}{p * L} \quad (III-31)$$

III.9.2.1 Synthèse du correcteur PI de la boucle interne

Pour garantir une poursuite du courant de l'inductance au courant de référence, on doit maintenir une réponse rapide et une marge de phase d'environ 60° [44]. La fonction de transfert du correcteur PI (proportionnel intégral) est donnée par :

$$G_i(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = K_i \left(1 + \frac{1}{T^* p} \right) \quad (III-32)$$

De plus, la fonction de transfert en boucle ouverte du correcteur associée aux fonctions de transferts MLI et $G(p)$ du convertisseur est :

$$FTBO_i = K_f \left(1 + \frac{1}{T^* p} \right) \left(\frac{V_s}{p * L} \right) \left(\frac{1}{V_{dc}} \right) \quad (III-33)$$

Nous pouvons calculer les paramètres du correcteur PI (K_f , T) selon le cahier de charge (erreur statique $e=0$, marge de phase $M\varphi=60^\circ$).

K_f est déterminé par $|FTBO_i|=1$ ce qui donne l'équation suivante :

$$\left| K_f \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \left(\frac{1}{T}\right)^2}}{\omega_{ci}} * \frac{V_s}{L * \omega_{ci}} * \frac{1}{V_{dc}} \right| = 1 \quad (\text{III-34})$$

T est déterminé d'après le principe de calcul de la marge de phase :

$$M\varphi = 180 - \text{Arg} [FTBO_i] \quad (\text{III-35})$$

Ce qui donne

$$M\varphi = A \text{Tan} \left(\frac{\omega_{ci}}{1/T} \right) \quad (\text{III-36})$$

De l'équation (III-37) on détermine T par :

$$T = \frac{\text{Tan}(M\varphi)}{\omega_{ci}} \quad (\text{III-37})$$

Les paramètres du correcteur PI sont définis comme suit :

$$K_p = K_f \text{ et } K_i = \frac{K_f}{T} \quad (\text{III-38})$$

III.9.3 Boucle externe de tension

Comme cité précédemment, la boucle externe maintient la tension de sortie DC au niveau exigé et détermine l'amplitude du courant d'inductance I_L . Dans cette boucle de tension, la bande passante est limitée approximativement à 15Hz. Ce choix est dû à la présence d'ondulation harmonique d'ordre deux présenté par l'équation (III-11).

La boucle de contrôle de tension en basse fréquence est illustrée par la figure (III.21). La boucle de courant en basse fréquence est idéale en raison d'une si basse bande passante de la boucle de tension.

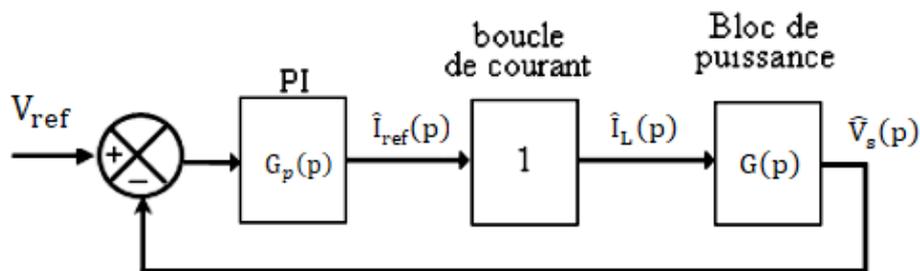


Figure III.21: Boucle de contrôle de tension

La fonction de transfert en basse fréquence est : $G_p(p)$

$$G(p) = \frac{\hat{V}_s(p)}{\hat{I}_L(p)} \quad (\text{III-39})$$

III.9.3.1 Synthèse du correcteur PI de la boucle externe

La boucle de régulation de la tension est nécessaire pour limiter $V_s(t)$ à cause du caractère élévateur du montage. En outre, réguler $V_s(t)$ revient à régler la puissance fournie à la charge. Si on veut un réglage linéaire, il faut réguler $V_s^2(t)$ [45] puisque la puissance moyenne du côté continu est donnée par :

$$P_s(t) = \frac{V_s^2(t)}{R} \quad (\text{III-40})$$

On prenant la même fonction de transfert du correcteur PI (proportionnel intégral) donnée par l'équation (II-39), la fonction de transfert du système, correcteur PI associée à la fonction de transfert coté continu en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_v = K_f \left(1 + \frac{1}{T^*p}\right) \left(\frac{V_s}{C^*p}\right) \quad (\text{III-41})$$

En prenant $T=C$ [50], cette fonction de transfert se simplifie et se réduit alors a:

$$FTBO_v = K_f \left(1 + \frac{1+T^*p}{T^2 * p^2}\right) \quad (\text{III-42})$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée

$$FTBO_v = \frac{1+T^*p}{1+T^*p + \frac{T^2}{K_f} p^2} \quad (\text{III-43})$$

Pour une première estimation des paramètres du correcteur, K_f doit être choisit pour que le système se comporte comme un système du premier ordre. Il suffit donc que T soit supérieur a $\frac{T^2}{K_f}$ ce qui est facilement obtenu avec un choix convenable du facteur K_f du correcteur.

III.10 Résultats de Simulation

Les résultats de simulation sous le logiciel Powersim sont obtenus en prenant les paramètres du Boost PFC suivants :

- Tension d'entrée $V_e = 200\text{v}$
- Inductance $L = 5\text{mH}$
- Capacité $C = 2\text{mF}$
- Charge $R = 144\Omega$

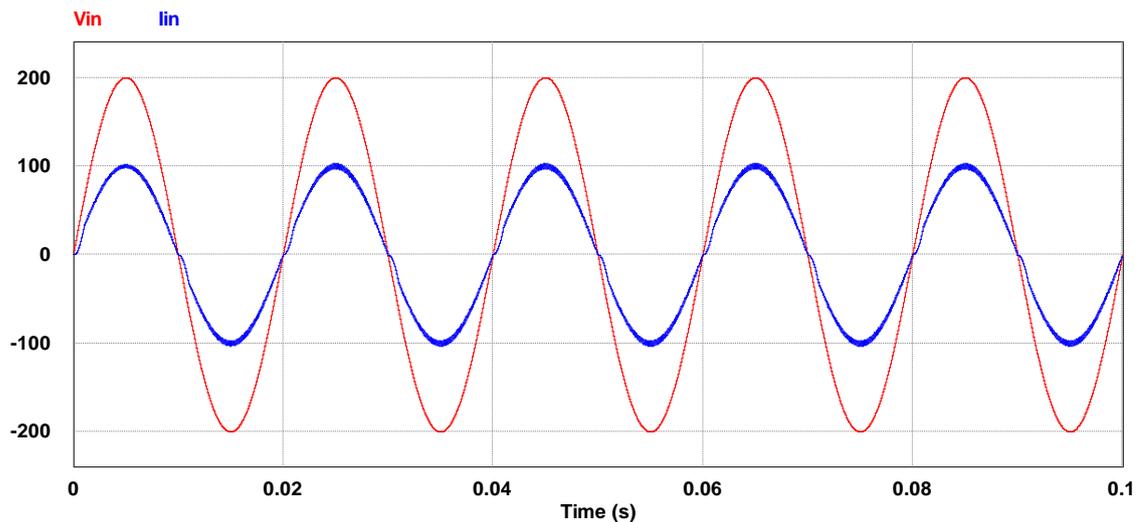


Figure- III.22: Courant d'entrée et Tension d'entrée

le courant d'entrée a une allure sinusoïdale en phase avec la tension d'entrée figure (III.22)

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, en première partie, nous avons exposé les cinq différentes topologies de convertisseurs continu-continu à modulation de largeur d'impulsion qu'on peut utiliser comme circuit actif (*resistor emulator*) 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.

Malgré ses problèmes, la topologie la plus populaire comme pré-régulateur du facteur de puissance est le convertisseur survolteur (boost), bien que les convertisseurs Sepic et Cuk présentent plusieurs avantages importants à être employés comme pré-régulateur du facteur de puissance.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient pour but l'étude des différentes techniques de commande des alimentations à absorption sinusoïdale dans le domaine linéaire et non linéaire sur la base de la simulation.

Pour atteindre cet objectif, nous avons présenté les différentes solutions utilisées pour réduire les courants harmoniques injectés par les redresseurs à pont de diodes munis d'un condensateur de filtrage à la sortie sur les réseaux électriques.

La solution passive où les résultats de la simulation ont montré la réduction des courants harmoniques et l'amélioration de la forme d'onde du courant d'entrée était limitée. Avec la miniaturisation progressive des équipements industriels et domestique, la recherche s'est orientée vers la solution des PFC actifs.

Les PFC actifs sont composés de convertisseurs DC-DC commutant à une fréquence supérieure à celle du réseau (50Hz), réduisant ainsi l'encombrement causé par les PFC passif.

Les résultats de simulation obtenus par la modélisation d'un Boost PFC ont montré que l'approche active représente une solution idéale au problème des harmoniques générés par les alimentations à découpage.

Les résultats obtenus sont fort encourageants. Pour clore notre travail, et pour un futur travail de recherche, nous pouvons proposer toute méthode qui permet d'aboutir à un réglage exploitable et robuste, en particulier nous pouvons citer quelques-unes :

- Commande logique flou.
- Commande H_∞ .
- Les algorithmes adaptatifs.
- Réseaux Neurones.
- La méthodologie des plans d'expériences.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [01] BELHAOUCHET NOURI « *Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées* » thèse de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF, 2011.
- [02] Eric Félice. Perturbation harmonique « *effets, origines, mesures, diagnostics, remèdes* » Dunod, Paris, 2000.
- [03] Abdelmalek BOULAHIA « *Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique* » mémoire magister en électrotechnique Université de Constantine, 2009.
- [04] Mohamed Muftah ABDUSALAM « *Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales* » thèse de doctorat, L'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2008.
- [05] KIFOUICHE REZKI « *Identification des courants harmoniques et génération du courant référence "application au convertisseur statique"* » mémoire magister en génie électrique Université M'hamed Bouguarra Boumerdes, 2005.
- [06] M.Chen “*Modélisation et contrôle de convertisseurs de correction de facteur de puissance monophasés hautes performances* » *Ces Rensselaer Polytechnic Institute Troy, NewYork octobre 2006.*
- [07] K.P. Louganski “*Contrôle généralisé en mode courant moyen des convertisseurs élévateurs monophasés à courant alternatif-continu avec correction du facteur de puissance*” April 23, 2007 Blacksburg, Virginia.
- [08] M.G.Smoes “*Techniques de contrôle et d'estimation avancées basées sur la logique floue et les réseaux de neurones dans l'électronique de puissance et les variateurs ca*” University of Tennessee,1995
- [09] Y.Shi “*Amélioration des performances des convertisseurs à l'aide de Fuzzy Logic Control (FLC)*” these,Queen’s University Kingston,Ontario,Canada, September,1999
- [10] A.G.Perry “*Nouvelles méthodes d'analyse et de conception de contrôleurs à logique floue pour convertisseurs DC-DC*” these, Kingston,Ontario, Canada, septembre 2002
- [11] Y.W.Lu ” *Modélisation de signaux importants de contrôle de courant moyen*” these, Kingston,Ontario, Canada, octobre ,2004.
- [12] IEC 555-2: “*Perturbations des systèmes d'alimentation causées par les appareils électroménagers et les équipements électriques similaires - Partie 2: Harmoniques*”, IEC, 1982.
- [13] IEEE Standard 519-1992: “*Pratiques et exigences recommandées par l'IEEE pour le contrôle*

des harmoniques dans les réseaux électriques”, IEEE, 1992.

[14] IEC 1000-3-2 (1995-3) Ed. 1: “*Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-2: Limites - Limites pour les émissions de courant harmonique (courant d'entrée d'équipement $\leq 16A$ par phase)*”, IEC, 1995.

[15] IEC/TS 61000-3-2 (1998-10) Ed. 1: “*Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-4: Limites - Limitation de l'émission de courants harmoniques dans les systèmes d'alimentation basse tension pour les équipements avec un courant nominal supérieur à 16A*”,

[16] R. W. Erickson, D.Maksimovic, ‘*Fondamentaux de l'électronique de puissance*’, University of Colorado, second edition 2001

[17] D.Grafham “*les powermosfets améliorés augmentent l'efficacité dans un PFC monophasé de 3,5 kW*” <http://www.advancedpower.com>, Mars 2001.

[18] S.Beaulieu “*Étude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique*” université du Québec à Chicoutimi mai 2007.

[19] K.GUESMI “*Contribution a la commande floue d'un convertisseur statique*” université de Reims champagne Ardenne, décembre 2006

[20] V.S.C. Raviraj and P.C.Sen “*Étude comparative des contrôleurs proportionnel-intégral, à mode glissant et à logique floue pour les convertisseurs de puissance*” IEEE Trans. On Ind. App., pp. 518-524,1997.

[21] S.M.R.Rafiei, R.Ghazi, R.Asgharian, M.Barakati, and H.A.Toliat, “*Contrôle robuste des convertisseurs PWM CC / CC: une comparaison des approches basées sur la logique H, μ et la logique floue*”. IEEE Conf. on Control App., pp. 603-608, 2003.

[22] L. Zadeh, “*Fuzzy sets*”, Information and Control, pp. 338–353, 1965.

[23] E .H. Mamdani, “*Application d'algorithmes flous pour le contrôle d'une centrale dynamique simple*”, Proc. of the IEEE Control and Science, pp. 1585-1588, 1974.

[24] T.Takagi and M.Sugeno, “*Dérivation de règles de contrôle floues à partir des actions de contrôle de l'opérateur humain*”, Proc. of the IFAC Symposium on Fuzzy Information, pp. 55-60, 1983.

[25] H.Hamdaoui “*amélioration de la stabilité des systèmes de puissance par des FACTS de type avancé en utilisant le contrôle flou adaptatif*” these, Université de Sidi-Bel-Abbes, 2005.

[26] Bühler H., “*Réglage par logique floue*”. Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1994

[26] J.Faucher “*Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*”

thèse, l'institut national polytechnique de toulouse, septembre 2006

[27] H.Helali *"méthodologie de pre-dimensionnement de convertisseurs de puissance:utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM"* thèse, Institut National des Sciences Appliqués de Lyon, 2006

[28] Keng C. Wu. *"Circuits à transistors pour le système d'alimentation des engins spatiaux"*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2002.

[29] E.BETTEGA J.N.FIORINA *Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs*

[30] C. Collombet J.M. Lupin J. Schonek *"Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement"* Cahier technique n_□152

[31] Z.AYACHE *"Application de la Commande Non Linéaire au Convertisseur à Prélèvement Sinusoïdal"* thèse de magister 2006

[32] L.Petersen *"Redresseurs hautement efficaces"* PhD thesis Technical University of Denmark 2003

[33] *"Correction du facteur de puissance Prévisions du marché potentiel, tendances des applications et environnement concurrentiel"* First Edition 2006.

[34] Keng C. Wu *"Conception et analyse de convertisseurs de puissance à découpage"* Copyright _ 2006

[35] J. Arrillaga & N.R. Watson, *"harmoniques du système d'alimentation"*, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.

[36] F.Canales *"Correction du facteur de puissance"* Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia. Copyright 2003

[37] K.F. Cheng *"Conception et modélisation de circuits de correction de puissance active"* these these, National Sun Yat-Sen University Taiwan Juin 2005

[38] J.L.Fang *"Conception et mise en œuvre de circuits de correction de facteur de puissance active hautement efficaces"* these, National Sun Yat-Sen University Taiwan October 2006

[39] M.Douglas *"Redresseur de facteur de puissance Unity 2,4 kW"* School of Information Technology and Electrical Engineering University of Queensland, these Octobre 2003

[40] A.Pandey, B.Singh, D.P.Kothari, *"Évaluation comparative des topologies des convertisseurs de suralimentation ac-dc à facteur de puissance unitaire monophasé"* IE (I) Journal-EL 2004

[41] M.Pieniz, J.R.Pinheiro and H.L.Hey *"Une enquête sur le volume de l'inductance de suralimentation appliquée aux convertisseurs PFC"* 37th IEEE Power Electronics Specialists

Conference / June 18 - 22, 2006, Jeju,

[42] A.Rufer, P.Barrade “Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC” école Polytechnique Fédérale de Lausanne

[43] M.Ahmed ” contrôle du mode coulissant pour les alimentations à découpage” these Acta Universitatis Lappeenrantaensis 196, 2004

[44] N.Mohan, “*Premier cours sur l'électronique de puissance et les pilotes*”, Published by MNPERE, USA, 2003

[45] C.P Basso “*Alimentation à découpage SPICE Cookbook*” McGraw-Hill copyright 2001

Résumé:

Nous sommes intéressés aux améliorations du facteur de puissance et on a mis en évidence l'influence de l'harmonique dans les réseaux électriques. Il existe deux techniques bien distinctes pour la correction du facteur de puissance, l'une repose sur l'utilisation d'éléments passifs pour réduire les harmoniques dans les alimentations électriques, et l'autre basée sur l'utilisation des convertisseurs statiques.

Abstract:

We have interested in improvements in the power factor and the influence of the harmonic in power systems was highlighted. There are two distinct techniques for power factor correction, one based on the use of passive elements to reduce harmonics in power supplies, and the other based on the use of static converters.

Mots clés :

Facteur de puissance, correction du facteur de puissance, les filtres passive, les convertisseurs statiques, boost converter, MLI, courant électrique,

ملخص:

لقد اهتمنا بتحسين معامل الاستطاعة من اجل ذلك وضحنا تاثير التشوهات التي تحدث في انظمة الطاقة. يوجد تقنيتان مفصلتان من اجل تحسين معامل الاستطاعة. الاولى تعتمد على استعمال عناصر سلبية من اجل تخفيض التشوهات في الانظمة و التغذية الكهربائية و الاخرى تعتمد على المحولات المستقرة .