

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 بلحاج بوشعيب
Université –Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de Master en : Electrotechnique
Domaine :Sciences et technologies
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes électriques
Thème :

**Étude d'alimentation électrique à correction de facteur de
puissance à commande hystérésis**

Présenté Par :

- 1) Larabi sidi Mohamed
- 2) Mehdaoui Oussama

Devant le jury composé de :

Pr Zelmat S.....Pr UAT.B.B (Ain Temouchent) Président
Dr Benazza B.....MCBUAT.B.B (Ain Temouchent) Examineur
Mr. Ayache Z.....MAAUAT.B.B (Ain Temouchent)Encadrant

Année Universitaire 2020/202

Remerciements

A la fin de ce modeste travail, je remercie d'abord dieu Le tout puissant de m'avoir accordé le courage, la volonté et la puissance pour l'accomplir

Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements les plus sincère a notre encadrant Dr.AYACHE ZOUAOUI enseignant a l'université de Ain Temouchent,pour son aide et ses conseils précieux, pour ses intéressants commentaires sur ce mémoire et avec ils j'ai beaucoup appris.

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenue, d'une façon où d'une autres,et tous les enseignants du département de génie électrique de l'université Ain Temouchent.

j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amies, qui m'ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire

Nous terminerons ces remerciements en saluant vivement les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger notre travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire.

A mes chers parents mon père et ma mère.

Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leur encouragements.

A mes frères.

A mes amis et mes camarades.

*Sans oublier tout les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du
secondaire ou de l'enseignement supérieur.*

A toute personne qui m'a aidé a franchir un horizon dans ma vie ...

Larabi sidi Mohamed

Mehdaoui oussama

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre I	
I Les alimentations électriques.....	2
I.1 Introduction :	2
I.2 Circuit d'entrée des alimentations électriques.....	2
I.3 Les harmoniques.....	4
I.4 Composante harmonique individuelle (ou composante harmonique de rang h)	6
I.5 Définition du facteur de puissance	7
I.6 Facteur de puissance et les harmoniques	7
I.6.1 THD: mesure de la distorsion du courant.....	8
I.6.2 Relation.....	8
I.7 Problèmes créés par les harmoniques	9
I.7.1 Effets immédiats: pertes par effet Joule.....	9
I.7.2 Effets à moyen et long terme.....	10
I.8 Les dispositions normatives / l'environnement normatif et réglementaire.....	10
I.8.1 Normes de compatibilité entre réseaux électriques et produits.....	10
I.8.2 Normes de qualité des réseaux	11
I.8.3 Norme d'installation.....	11
I.8.4 Normes d'appareillage.....	11
I.8.5 Valeurs maximales d'harmoniques acceptables.....	11
I.9 Conclusion.....	12
Chapitre II	
II Correction de facteur de puissance	13
II.1 Introduction :	13
II.2 Circuits de correction du facteur de puissance (PFC) :.....	13
II.3 Méthodes passives de pfc.....	14
II.4 . Méthodes actives de PFC	26

II.4.1	. Méthodes actives à basse fréquence de PFC	26
II.4.2	Méthodes actives à haute fréquence de PFC	28
II.5	Strategie de command a hysteresis	33
II.5.1	Particularités de fonctionnement	34
II.5.2	Modélisation du convertisseur :	35
II.5.3	Etude des boucles d'asservissement :.....	36
II.5.4	Commande par hystérésis :	36
II.6	Avantages de techniques PFC:	39
II.7	Conclusion.....	39
Chapitre III		
III	Simulation d'alimentation électrique PFC à commande hystérésis.....	40
III.1	Introduction.....	40
III.2	Commande par hystérésis - boucles de courant et de tension -	40
III.3	Modélisation du correcteur de tension par bilan de puissance :	41
III.4	Calcul du correcteur de tension :.....	43
III.5	Résultats et interprétation	46
III.6	Analyse harmonique.....	48
III.7	Conclusion	49
Conclusion Générale.....		63
Bibliographie		51

Liste des figures

Figure I-1: Redresseur en pont à diodes..... 3

Figure I-2 : Caractéristiques d'entrée d'une alimentation à découpage typique sans PFC..... 4

Figure I-3: L'analyse harmonique du courant de la Figure I-2 5

Figure I-4 : Exemple d'un courant contenant des harmoniques et décomposition en rangs harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9..... 6

*Figure I-5 Valeurs maximales des taux d'harmoniques acceptables **Error! Bookmark not defined.***

Figure II-1 : Classification des topologies PFC monophasées..... 14

Figure II-2 : Redresseur avec inductance côté AC. 15

Figure II-3 Redresseur avec filtre passe-bande à résonance série 17

Figure II-4 Redresseur avec inductance côté CC 19

Figure II-5 Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle:..... 21

Figure II-6 Redresseur avec filtre piège à harmoniques: 23

Figure II-7 Redresseur avec une inductance, un condensateur et une diode (LCD) supplémentaires:..... 25

Figure II-8 Circuits actifs basse fréquence du PFC..... 28

Figure II-9 Circuits actifs haute fréquence du PFC,..... 29

Figure II-10 Convertisseur Buck-Boost à deux commutateurs 31

Figure II-11 Redresseur PWM 32

Figure II-12 Principe de commande par hystérésis 32

Figure II-13 circuit de commande de convertisseur Buck-Boost, 33

Figure II-14 Dispositif d'étude 34

Figure II-15 Schéma fonctionnel du modèle du convertisseur..... 36

Figure II-16 Commande par hystérésis - boucle de courant 37

Figure II-17 L'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} 37

Figure III-1 Alimentation électrique à PFC commandé par hystérésis 41

Figure III-2 Schéma fonctionnel du système asservi en tension en boucle fermée 44

Figure III-3 Comportement d'alimentation face à une charge constante 47

Figure III-4, Allure des courant simulé. 48

Figure III-5 Analyse harmonique du courant redressé. 49

Liste des Tableaux

Tableau I-1 Valeurs maximales des taux d'harmoniques acceptables..... 12

Tableau II-1 : Paramétrés du circuit redresseur avec induction côté AC..... 16

Tableau II-2 paramètres du circuit Redresseur avec filtre passe bande à résonance série 18

Tableau II-3: Paramétrés du circuit redresseur avec induction côté CC..... 20

*Tableau II-4 Paramétrés du circuit Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle
..... 21*

Tableau II-5 Paramétrés du circuit Redresseur avec filtre piège à harmoniques 22

*Tableau II-6 Paramétrés du circuit Redresseur avec une inductance, un condensateur et une
diode (LCD) supplémentaires..... 25*

*Tableau III-1 Paramétrés du circuit d'alimentation électrique à PFC commandé par
hystérésis 46*

NOTATIONS ET SYMBOLES

Y_0 : valeur de la composante continue généralement nulle et considérée comme telle ci-après,

Y_h : valeur efficace de l'harmonique de rang h,

ω : vitesse angulaire de la fréquence fondamentale,

φ_h : phase de la composante harmonique à $t = 0$.

U_h : tension d'harmoniques

I_h : courant d'harmoniques

K_d : facteur de distorsion

K_θ : facteur de déplacement

$I_{1,rms}$: courant moyen quadratique fondamental (RMS)

I_{rms} : courant RMS total

(φ) : l'angle de déplacement

V_1 : Tension d'entrée efficace

V_2 : Tension de sortie

$L_a, L_s, L_d, L_p, L_1, L_3, L_5$: Inductance

$C_f, C_s, C_a, C_p, C_1, C_3, C_5$: Capacité

R, R_3, R_5 : Charge résistive

(EMI) : génération d'interférence électromagnétique haute fréquence

(CICM) : Mode continue courant d'inducteur

(DICM) : Mode discontinu courant d'inducteur - DICM,

(CCM) : mode de conduction continue

(DCM) : mode de conduction discontinu

PWM : Pulse-Width Modulation

(F_{sw}) : fréquence de commutation

$C(t)$: signal de commande

FPU : Facteur de puissance unitaire

$i_e(t)$: courant de ligne

$I_{red.}$: courant redressé

V_{red} : Tension redressé

RMS : RootMeanSquare(rapporte du courant moyenne quadratique)

f_{dec} : fréquence de découpage :

NOTATIONS ET SYMBOLES

I_{ref} : courant de référence

ω_{res} : La pulsation du réseau

BF : boucle fermée

K_V : Est le gain statique du correcteur PI de la tension de sortie de notre système.

T_V : Est la constante du temps du correcteur PI de la tension de sortie de notre système.

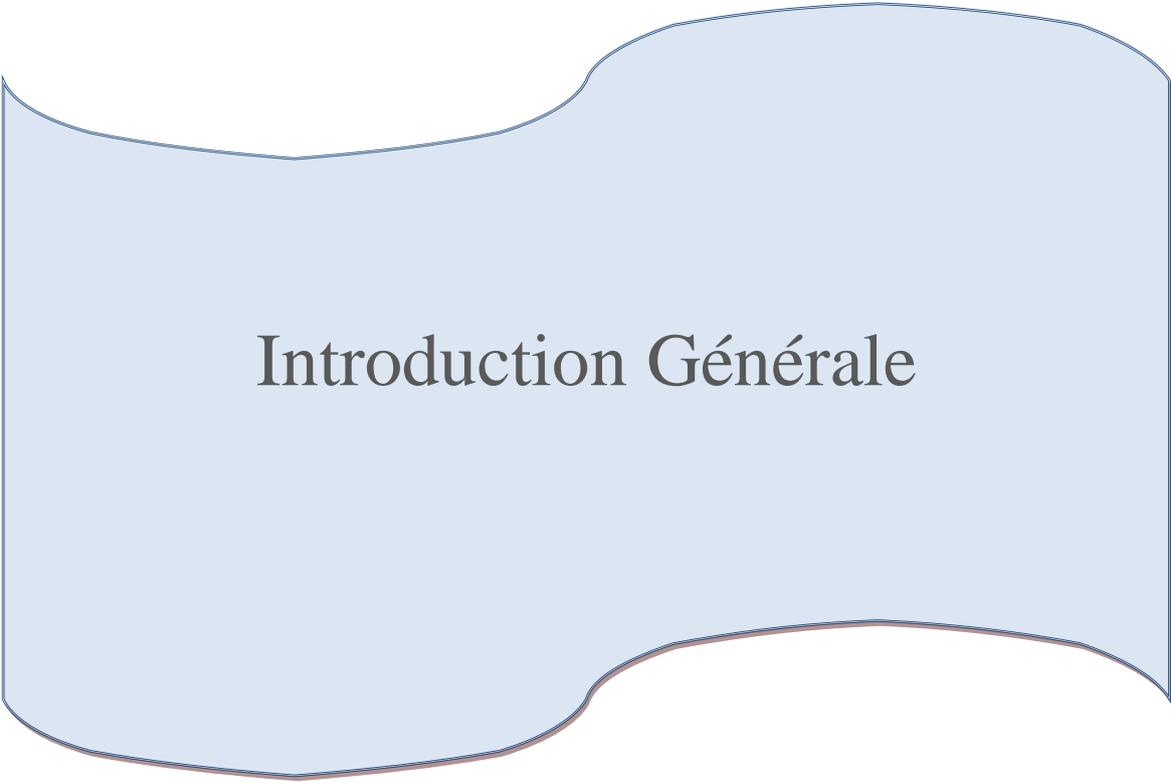
K : Est le gain statique de la fonction de transfert en Boucle Ouverte (BO) de notre système.

τ : Est la constante de temps de cette dernière.

ω_c : Est la pulsation de coupure du système après correction.

ω_n : Est la pulsation propre du système de second ordre.

Z : Est le coefficient d'amortissement du système de second ordre.



Introduction Générale

Introduction Générale

Ces dernières années ont été marquées par une augmentation croissante de l'utilisation des alimentations électriques monophasée dans les équipements électroniques industriels ou domestiques (équipements de traitement de données et les systèmes d'entraînement de moteurs fonctionnent à faible puissance).

La majorité de ces alimentations utilisent à leurs entrées un redresseur à diode monophasé qui redresse la tension de ligne alternative, suivie d'un grand condensateur électrolytique qui a pour fonction de filtrer la tension de sortie.

Cependant, le condensateur tire courant en courtes impulsions. Cela pose plusieurs problèmes y compris la réduction de la puissance disponible et l'augmentation des pertes. Ce processus implique à la fois des éléments non linéaires telles que téléviseurs, ordinateurs, télécopieurs et variateurs de vitesse (utilisé dans la climatisation) et des éléments de stockage [4], et entraîne la génération d'harmoniques dans le courant de ligne [3-5] qui fait une distorsion dans systèmes de distribution électrique.

Des nombreuses méthodes de La correction du facteur de puissance (PFC) ont été proposées pour résoudre les problèmes d'un faible facteur de puissance et pour réduire les harmoniques dans le courant de ligne, qui peut être classé comme méthodes actives et passives, qui augmenter l'efficacité et la capacité des systèmes électriques, et réduire la facture de services publics du client [1-2], et le (PFC) est nécessaire aussi pour le courant alternatif à courant continu convertisseurs

Ce mémoire est divisé en trois parties, il présente dans le premier chapitre les différents problèmes liés au fonctionnement redresseur filtrage par condensateur. Ensuite, les solutions PFC passive et active seront exposées. Le deuxième chapitre présente le principe de fonctionnement la commande Hystérésis, l'optimisation des différents éléments d'alimentation ainsi que la boucle de contrôle. Dans le troisième chapitre la Simulation d'alimentation électrique à corrections de facteur de puissance à commande hystérésis sera présenté.

Chapitre I

Les alimentations électriques

Les alimentations électriques

I.1 Introduction :

Le terme d'alimentation électrique désigne un ensemble de systèmes capables de fournir de l'électricité aux appareils fonctionnant avec cette énergie [6].

Les alimentations à commutation conventionnelle génèrent des harmoniques de courant, élevés, et engendrent des perturbations sur le réseau. Ces harmoniques distorsion aussi les tensions de ligne. Si l'utilisation du condensateur de filtrage réduit l'ondulation de la tension secteur redressée, il réduit également l'angle de conduction des diodes amenant le courant secteur à une allure impulsionnelle.

I.2 Circuit d'entrée des alimentations électriques

Primordiale dans la conception de la boucle de contrôle de tension, l'étude de ces fonctions de transfert a permis de juger de l'influence des grandeurs perturbatrices et de la commande sur la tension de sortie. La fonction de transfert ainsi calculée, il devient aisé de tracer la réponse fréquentielle du système et de déterminer les paramètres du régulateur à l'aide de la formule de Ziegler-Nichols. Dans le chapitre trois on mettra en application tout ce qui a été présenté dans ce chapitre, afin de contrôler la tension de sortie du convertisseur Boost.

Une alimentation est un dispositif qui, à partir d'une source d'énergie, fournit une tension aussi indépendante que possible du courant débité [7], Les alimentations électriques ont à leurs entrées un circuit qui se compose généralement d'un redresseur demi-onde ou pleine onde suivi d'un condensateur de stockage (similaire à la Figure I-1).

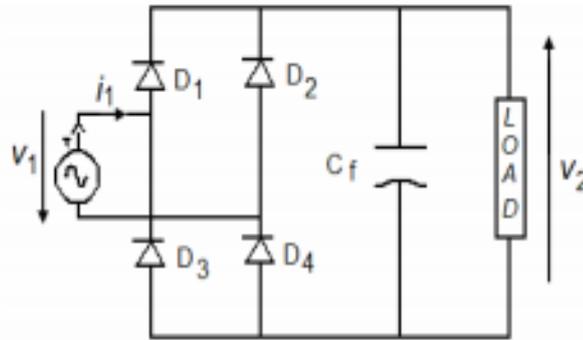


Figure I-1: Redresseur en pont à diodes

Le condensateur maintient une tension d'environ le pic tension de l'onde sinusoïdale d'entrée jusqu'à ce que le pic suivant arrive pour le recharger. Dans ce cas, le courant est tiré de l'entrée seulement aux pics de la forme d'onde d'entrée, et cette impulsion de courant doit contenir suffisamment d'énergie pour soutenir la charge jusqu'à le prochain pic. Cela se fait en déversant une charge importante dans le condensateur pendant une courte période, après quoi le condensateur lentement décharge l'énergie dans la charge jusqu'à ce que le cycle se répète. Il est pas inhabituel pour l'impulsion de courant de 10% à 20% du cycle durée, ce qui signifie que le courant pendant l'impulsion doit être de 5 à 10 fois le courant moyen comme illustré par la (Figure I-2) , Et nous pouvons aussi redresser la tension de ligne alternative d'entrée et en la filtrant les équipements de traitement des données et les systèmes d'entraînement de moteurs de faible puissance fonctionnent avec utilise des grands condensateurs électrolytiques dans l'alimentations à découpage classiques [4].

Le condensateur consomme du courant en courtes impulsions. Cela pose plusieurs problèmes, notamment la réduction de la puissance disponible et l'augmentation des pertes.

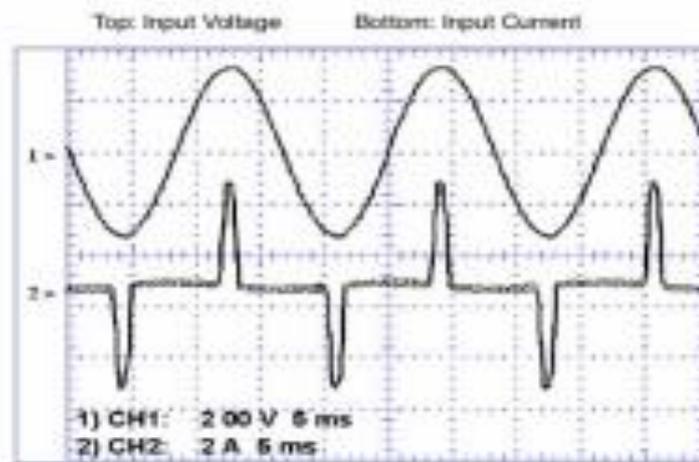


Figure I-2 : Caractéristiques d'entrée d'une alimentation à découpage typique sans PFC

Lorsqu'elles fonctionnent des caractéristiques non linéaires de charges (les téléviseurs, les ordinateurs, les télécopieurs et les entraînements de moteurs à vitesse variable) les systèmes de distribution électrique va exposés des distorsions harmoniques et ces distorsions augmentent avec l'utilisation des plusieurs charges, cela conduit à une mauvaise qualité de l'énergie et un mauvais facteur de puissance, une distorsion de la tension, une sortie continue ondulée variant lentement à l'extrémité de la charge et un faible rendement .

I.3 Les harmoniques

La présence d'harmoniques dans les systèmes électriques signifie que le courant et la tension sont déformés et s'écartent de formes d'ondes sinusoïdales.

Les courants harmoniques sont causés par des charges non linéaires connectées au système de distribution. Une charge est dite non linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme d'onde que la tension d'alimentation. La circulation de courants harmoniques dans les impédances du réseau crée ensuite des harmoniques de tension, qui déforment la tension d'alimentation.

La Figure I-3 montre le contenu harmonique de la forme d'onde actuelle de la fig. I.2 (50 Hz) est représentée par un Amplitude 100% de référence et les harmoniques les plus élevées sont exprimées en pourcentages de la amplitude fondamentale.

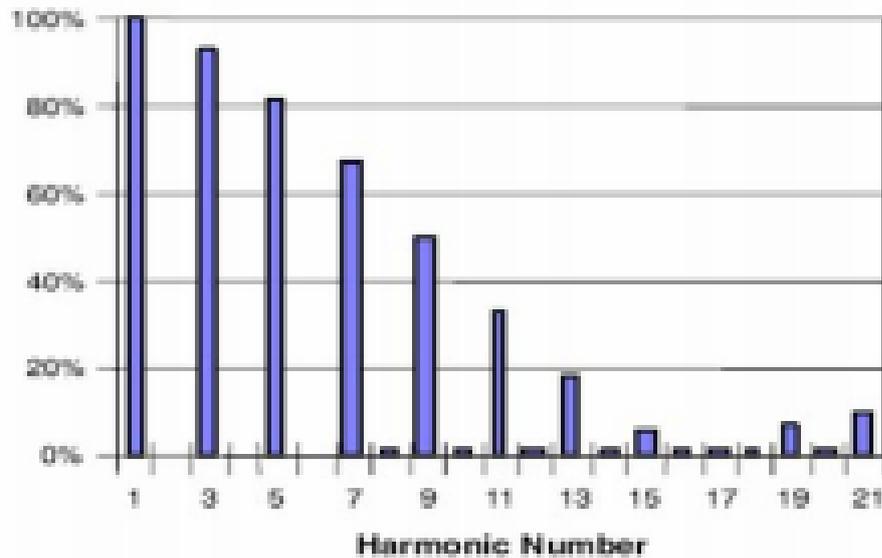


Figure I-3: L'analyse harmonique du courant de la Figure I-2

On remarque que les harmoniques paires sont à peine visibles; c'est le résultat de la symétrie de la forme d'onde.

Le théorème de Fourier indique que toutes les fonctions périodiques non sinusoïdales peuvent être représentées comme la somme des termes (i.e. une série) constituée de :

- Un terme sinusoïdal à la fréquence fondamentale,
- Des termes sinusoïdaux (harmoniques) dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale,
- Une composante continue, le cas échéant.

L'harmonique de rang h (communément appelé "harmonique h ") d'un signal est la composante sinusoïdale dont la fréquence est h fois la fréquence fondamentale.

L'équation (1.1) de la décomposition harmonique d'une fonction périodique $y(t)$ est présentée ci-dessous :

$$y(t) = Y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} Y_h \sqrt{2} \sin(h\omega t - \phi_h) \quad (1.1)$$

Où :

Y_0 : valeur de la composante continue généralement nulle et considérée comme telle ci-après,

Y_h : valeur efficace de l'harmonique de rang h ,

ω : vitesse angulaire de la fréquence fondamentale,

φ_h : phase de la composante harmonique à $t = 0$.

La Figure I-4 représente un exemple d'une onde de courant affectée par la distorsion harmonique sur un système de distribution électrique à 50 Hz. Le signal déformé est la somme de composantes harmoniques superposées :

- La valeur de la fréquence fondamentale (ou harmonique de rang 1) est de 50 Hz,
- L'harmonique de rang 3 a une fréquence de 150 Hz,
- L'harmonique de rang 5 a une fréquence de 250 Hz,
- etc.

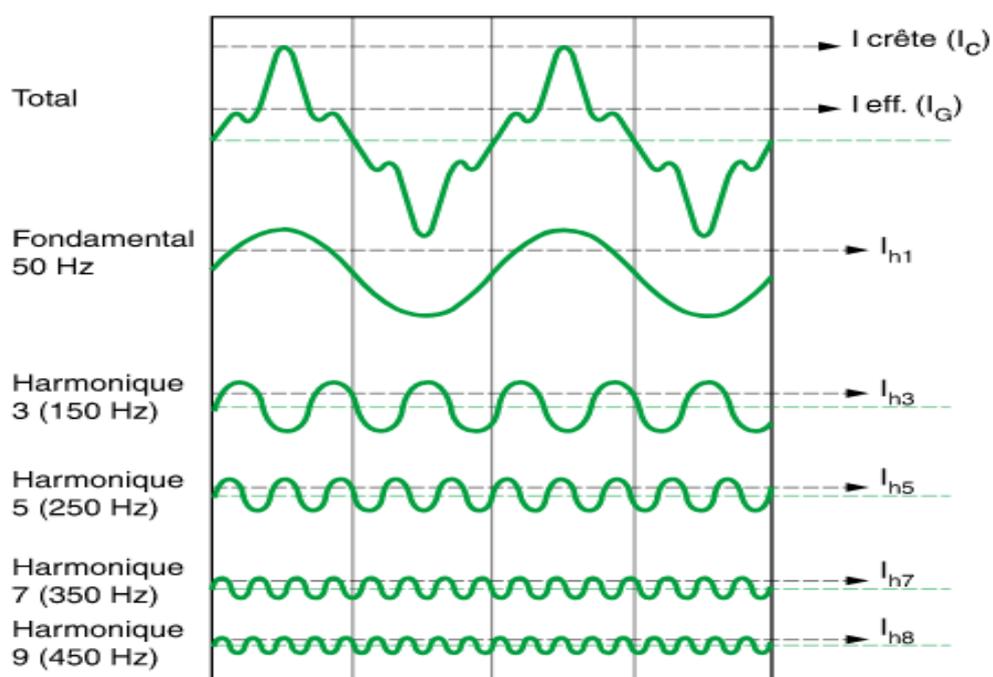


Figure I-4 : Exemple d'un courant contenant des harmoniques et décomposition en rangs harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9

I.4 Composante harmonique individuelle (ou composante harmonique de rang h)

La composante harmonique individuelle est définie comme étant le pourcentage d'harmoniques de rang h par rapport à la composante fondamentale [8].

Notamment :

$$U_h(\%) = 100 \frac{U_h}{U_1} \quad (1.2)$$

Pour les harmoniques de tension

$$I_h(\%) = 100 \frac{I_h}{I_1} \quad (1.3)$$

Pour les harmoniques de courant

I.5 Définition du facteur de puissance

Le facteur de puissance (PF) est défini comme le rapport de la puissance réelle (P) à la puissance apparente (S), ou cosinus (pour une onde sinusoïdale pure pour courant et tension) l'angle de phase entre le courant et les formes d'onde de tension [4].

$$FP = \text{Puissance réelle} / \text{Puissance apparente} \quad (1.4)$$

La puissance réactive c'est une puissance perdue nécessaire pour produire les champs magnétiques, où la puissance apparente est considérée comme le total l'énergie fournie par la compagnie d'électricité et Cette puissance totale et fournie par le secteur pour produire la quantité requise de puissance réelle (watts).

Le facteur de puissance (FP) est égal à 1,0 Si le courant et la tension sont sinusoïdaux et en phase, mais ces les deux sont sinusoïdales mais pas en phase, la FP prendre la valeur de le cosinus de l'angle de phase.

I.6 Facteur de puissance et les harmoniques

En supposant une source de tension d'entrée sinusoïdale idéale (1.5),

$$PF = \frac{V_{rms} I_{1,rms} \cos \varphi}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos \varphi = K_d \cos \varphi \quad (1.5)$$

Le facteur de puissance peut être exprimé comme le produit de la distorsion facteur et le facteur de déplacement, comme indiqué par l'équation (1.6).

$$PF = K_d K_\theta \quad (1.6)$$

Le facteur de distorsion K_d est donné par l'équation suivante:

$$K_d = I_{rms(1)} / I_{rms} \quad (1.7)$$

Le facteur de déplacement K_θ est donné par ce qui suit équation:

$$K_\theta = \cos \varphi \quad (1.8)$$

Le facteur de distorsion K_d : est le rapport du courant moyen quadratique fondamental (RMS) ($I_{rms(1)}$) au courant RMS total (I_{rms}).

Le facteur de déplacement K_θ : est le cosinus de l'angle de déplacement (φ) entre le courant d'entrée fondamental et la tension d'entrée.

Remarque : Lorsqu'un convertisseur a une puissance inférieure à l'unité facteur, cela signifie que le convertisseur absorbe la puissance apparente supérieure à la puissance active (la puissance de la source à une valeur VA plus élevée que la charge à besoin).

De plus, les harmoniques élevées peuvent influencer de manière négative le fonctionnement des autres appareils connectés sur le réseau. [9]

Ces effets sont mesurés avec le THD (**Total Harmonic Distortion**), ce qui est la somme des courants des harmoniques élevées divisé par le courant de la première harmonique.

I.6.1 THD: mesure de la distorsion du courant

La distorsion harmonique totale (THD) est un indicateur de la distorsion d'un signal. Il est largement utilisé en génie électrique et dans la gestion des harmoniques en particulier.

Pour un signal Y, le THD est défini comme l'équation

$$K_\theta = \cos \varphi \quad (1.9)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=H} \left(\frac{Y_h}{Y_1}\right)^2}}{Y_1} \sqrt{Y_2^2 + Y_3^2 + \dots + Y_h^2} \quad (1.10)$$

THD est le rapport entre la valeur efficace de toutes les composantes harmoniques du signal Y, ramenée à la composante fondamentale Y1

H est généralement pris égal à 50, mais peut être limité dans la plupart des cas à 25.

A noter que THD peut être supérieur à 1 et est généralement exprimé en pourcentage.

I.6.2 Relation entre facteur de puissance et THD

Le facteur de puissance (PF) ne doit pas être confondu avec le facteur de déplacement (K_θ ou

$\cos \varphi$), relatif uniquement aux signaux fondamentaux [4].

Les équations suivantes lient la distorsion harmonique totale à facteur de puissance

$$THD(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{1}{K_d^2} - 1} \quad (1.11)$$

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (1.12)$$

Par conséquent, lorsque le composant fondamental de l'entrée de courant est en phase avec la tension d'entrée, $K_\theta = 1$. Alors nous avons,

$$PF = K_d K_\theta = K_d \quad (1.13)$$

Puis :

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (1.14)$$

Lorsque le facteur de puissance n'est pas égal à 1, la forme d'onde actuelle ne suit pas la forme d'onde de tension. Cette résultat ne pas seulement en pertes de puissance, elle aussi provoquer des harmoniques qui descendent la ligne neutre et perturber les autres appareils connectés à la ligne.

- Les taux de tension harmonique $THD-V < 5\%$
- Les taux de courants harmoniques $THD-I < 10\%$

I.7 Problèmes créés par les harmoniques

I.7.1 Effets immédiats: pertes par effet Joule

- ✓ Dégradations de facteur de puissance, Réductions de la puissance de moteur (couple négative)
- ✓ Surcharges des câbles, transformateurs et moteurs
- ✓ Augmentation du bruit dans les moteurs
- ✓ Erreur d'enregistrement dans les compteurs
- ✓ Surdimensionnement des câbles
- ✓ Réduction de la capacité du réseau

- ✓ Mauvais fonctionnement des contacteurs
- ✓ Perturbation des systèmes électroniques

I.7.2 Effets à moyen et long terme

- ✓ Réduction de la durée de vie des moteurs
- ✓ Détérioration des batteries de condensateurs
- ✓ Réduction de la durée de vie des transformateurs
- ✓ Vieillesse accélérée des isolants et des diélectriques
- ✓ Pertes Fer (Ironlosses), pertes créées par le champ magnétique + pertes dues aux courants de Foucault, Entraînant un déclassement des transformateurs et des moteurs

I.8 Les dispositions normatives / l'environnement normatif et réglementaire

Les émissions harmoniques sont soumises à différentes dispositions normatives et réglementaires :

- normes de compatibilité adaptées aux réseaux,
- normes d'émission applicables aux produits générateurs d'harmoniques,
- recommandations des distributeurs d'énergie applicables aux installations.

Afin d'atténuer rapidement les effets de la pollution harmonique, un triple dispositif normatif et réglementaire est actuellement en vigueur, et se retrouve dans les éléments suivants [10].

I.8.1 Normes de compatibilité entre réseaux électriques et produits

Ces normes donnent des directives pour la compatibilité entre les réseaux électriques et les produits :

- les harmoniques générés par un appareil ne doivent pas perturber le réseau au-delà de niveaux spécifiés ;
- chaque appareil doit pouvoir fonctionner normalement en présence des perturbations égales aux niveaux spécifiés par les normes :

- CEI 61000-2-2 pour les réseaux publics à basse tension,
- CEI 61000-2-4 pour les installations industrielles à basse tension et moyenne tension.

I.8.2 Normes de qualité des réseaux

- La norme EN 50160 précise les caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics basse tension et moyenne tension.

IEEE 519 est une approche conjointe entre le distributeur d'énergie et le client pour limiter l'impact des charges non-linéaires. Par ailleurs, les distributeurs d'énergie encouragent les actions de prévention afin de réduire les dégradations de la qualité de l'électricité, les échauffements et les altérations du facteur de puissance. Ils réfléchissent de plus en plus à la possibilité de taxer les clients pollueurs.

I.8.3 Norme d'installation

La norme NF C 15-100 prend en compte les courants harmoniques, notamment pour le calcul de la section des conducteurs et en particulier du conducteur de neutre (§ 523.5.2 et 524.3).

I.8.4 Normes d'appareillage

- CEI 61000-3-2 ou EN 61000-3-2 pour les appareils basse tension raccordés au réseau public absorbant un courant inférieur ou égal à 16 A.
- CEI 61000-3-12 ou EN 61000-3-12 pour les appareils absorbant un courant supérieur à 16 A et inférieur ou égal à 75 A.

I.8.5 Valeurs maximales d'harmoniques acceptables

Des résultats d'études internationales ont permis de rassembler un certain nombre de données dont l'analyse conduit à une estimation de valeur typique d'harmoniques pouvant être rencontrées dans les réseaux de fourniture.

Vous trouverez ci-après un Tableau I-1 qui reflète l'opinion d'un bon nombre de distributeurs sur les niveaux qu'il est souhaitable de ne pas dépasser.

harmoniques impairs non multiples de 3				harmoniques impairs multiples de 3				harmoniques impairs			
RANG h	BT	MT	THT	RANG h	B T	M T	TH T	RANG h	B T	M T	TH T
5	6	6	2	3	5	2.5	1.5	2	2	1.5	1.5
7	5	5	2	9	1.5	1.5	1	4	1	1	1
11	3.5	3.5	1.5	15	0.3	0.3	0.3	6	0.5	0.5	0.5
13	3	3	1.5	21	0.2	0.2	0.2	8	0.2	0.2	0.2
17	2	2	1	>21	0.2	0.2	0.2	10	0.2	0.2	0.2
19	1.5	1.5	1					12	0.2	0.2	0.2
23	1.5	1	0.7					>12	0.2	0.2	0.2
25	1.5	1	0.7								
>25	0.2+25 h	0.2+25 h	0.1+25 h								

Tableau I-1 Valeurs maximales des taux d'harmoniques acceptables

I.9 Conclusion

Comme nous l'avons vu tous le long de ce chapitre, le redressement conventionnel du courant alternatif est un processus utiliser pour convertir la courant alternatif en courant continu. Malheureusement ce processus produit une distorsion de la forme d'onde du courant tiré de la ligne électrique.

En conséquence, il provoque un grand spectre de signaux harmoniques pouvant perturber d'autres équipements du réseaux de distribution d'énergie.

En outre, nous avons expliqué la fonction de facteur de puissance et comment les harmoniques affectent le réseau électrique.

On peut résoudre ces problèmes avec plusieurs méthodes de la correction du facteur de puissance (PFC) qui on va étudié dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Correcteur de facteur de puissance

Correction de facteur de puissance

II.1 Introduction :

La correction du facteur de puissance (PFC) afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Les PFC peuvent être passives ou actives. Les PFC passifs sont de grande taille et présentent une compensation fixe avec résonance. Pour remédier à ses inconvénients la recherche est orientée vers les PFC actifs, et cela grâce au développement des composants de puissance.

II.2 Circuits de correction du facteur de puissance (PFC) :

Les dispositifs de correction de facteur de puissance (PFC, Power Factor Correction) sont des circuits ou des modules qui améliorent la qualité et l'efficacité du courant en augmentant la charge avec une tension d'alimentation V_2 à faible ondulation obtenue de l'utilisaient d'une capacité proportionnellement élevée du condensateur de sortie C_F . Qui conduit à courts intervalles de conduction des diodes de redressement et le courant de ligne se compose d'impulsions étroites avec un contenu harmonique important. [11]

Pour réduire l'harmonique contenu du courant de ligne dans les systèmes monophasés il existe plusieurs méthodes-La. Figure II-1. Illustre La classification des topologies PFC monophasées

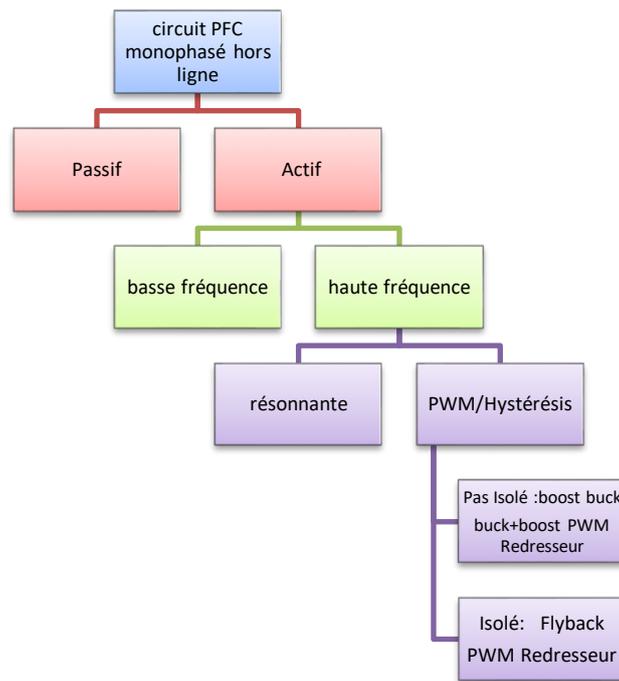


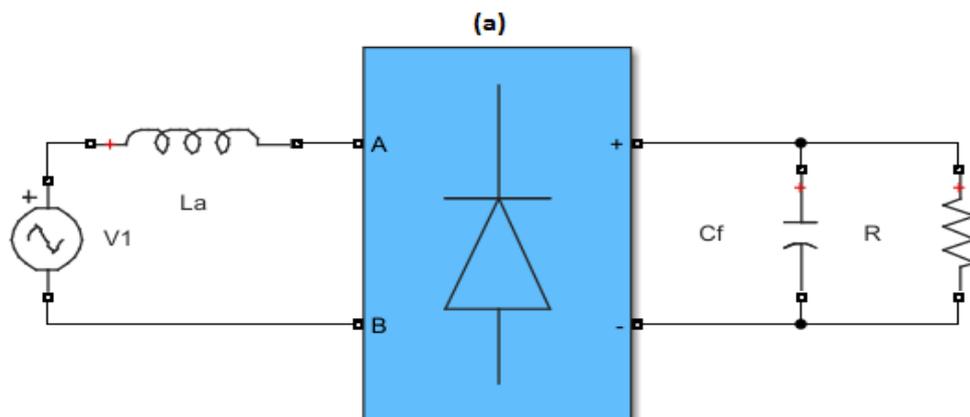
Figure II-1 : Classification des topologies PFC monophasées.

II.3 Méthodes passives de PFC

Les méthodes passives de PFC utilisent des composants passifs supplémentaires en liaison avec le redresseur à pont de diodes

II.3.1 . Redresseur avec inductance côté AC

L'une des méthodes les plus simples consiste à ajouter une inductance au Côté AC du pont à diodes, en série avec la tension de ligne comme illustré sur la Figure II-2 (a). On peut avoir par cette configuration un facteur de puissance maximal égale 0,76.



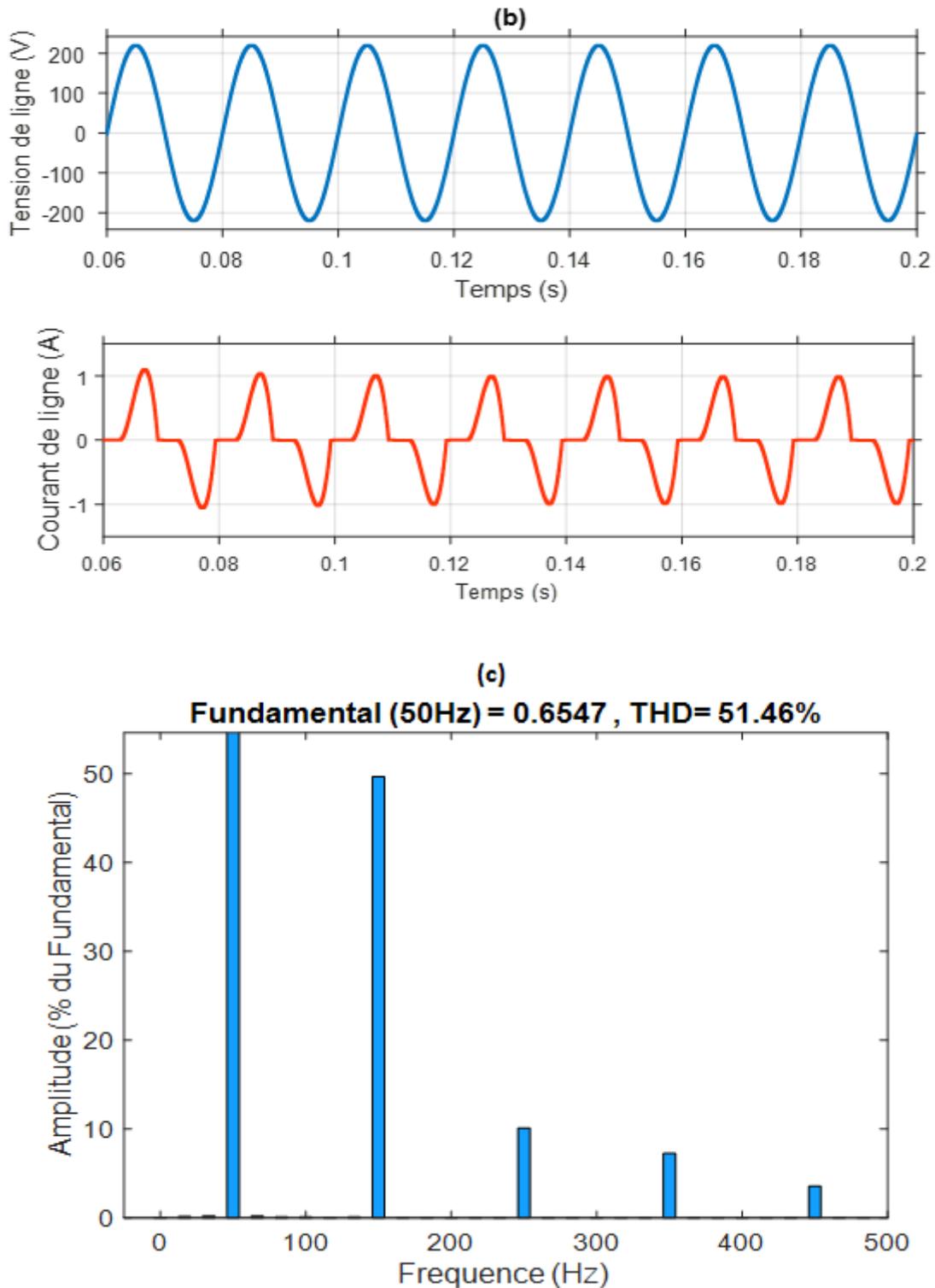


Figure II-2 : Redresseur avec inductance côté AC. -a- Schéma redresseur avec inductance côté AC; -b- forme d'onde tension et courant de ligne, -c- spectre harmonique du courant de ligne

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-2 (a) sont représentés dans le Tableau II-1

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace (V_1)	V	220
Inductance L_a	H	$130 \cdot 10^{-3}$
Capacité C_f	F	$470 \cdot 10^{-6}$
Charge résistive R	Ω	500

Tableau II-1 : Paramétrés du circuit redresseur avec induction côté AC

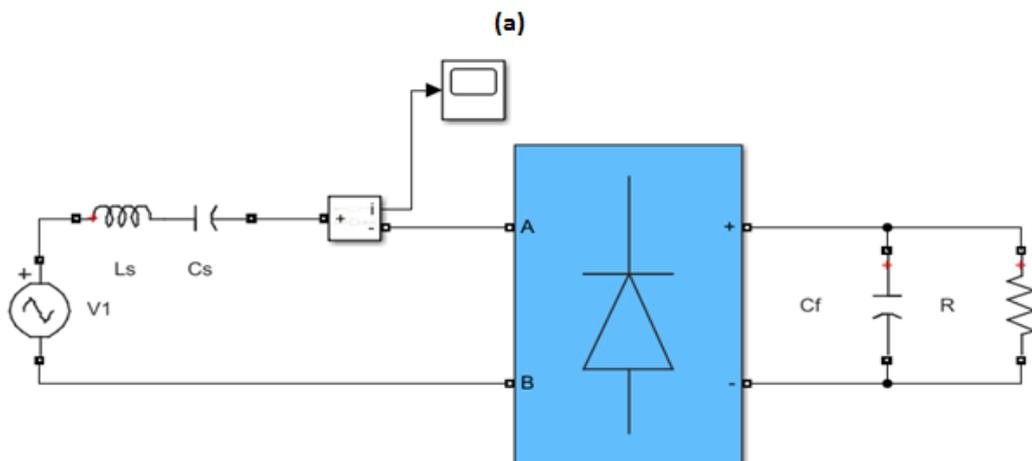
La Figure II-2 (b) présente Les résultats simulés du redresseur avec inductance côté AC, où l'inductance L_a a été choisie pour maximiser le facteur de puissance. Dans ces conditions le courant de ligne a les coefficients suivants : $K_d = 0,888$, $\cos \varphi = 0,855$ et $PF = 0,759$.

Le spectre harmonique du courant de ligne est présenté à la Figure II-2 (c) avec un THD égale à 51,46%.

II.3.2 Redresseur avec filtre passe-bande résonnant en série

La forme du courant de ligne peut être encore améliorée ces en utilisant une combinaison de filtres d'entrée et de sortie passe-bas. [12]

Il existe également aussi plusieurs solutions basées sur des réseaux résonnants qui sont utilisés pour atténuer les harmoniques. Par exemple, un filtre passe-bande de type résonnant série, accordé à la fréquence de ligne, est introduit entre la source AC et le charge et nécessite aussi des grandes valeurs des éléments réactifs. La -Figure II-3 (a) montre le diagramme schématique et la-Figure II-3 (b) montre les résultats simulés. Pour les réseaux 50 Hz.



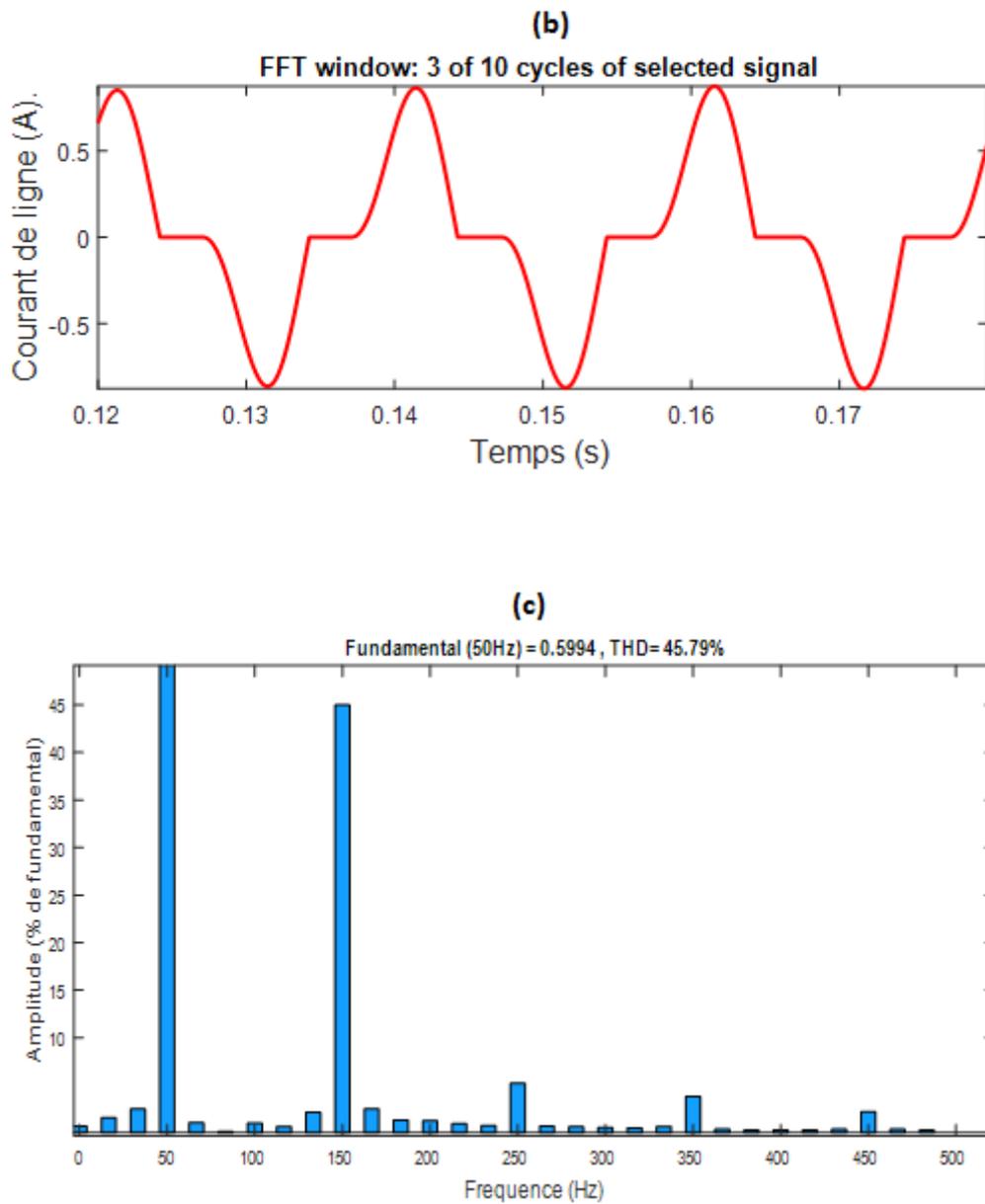


Figure II-3 Redresseur avec filtre passe-bande à résonance série : -a- Schéma Redresseur avec filtre passe-bande à résonance série ; -b- forme d'onde de courant de ligne, -c- spectre harmonique du courant de ligne

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-3(a) sont représentés dans le Tableau II-2 paramètres du circuit Redresseur avec filtre passe bande à résonance série

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace (V_1)	V	220
L'inductance (L_s)	H	1.5
La capacité C_s	F	$6.75 \cdot 10^{-6}$
La capacité C_f	F	$470 \cdot 10^{-6}$
La charge résistive (R)	Ω	500

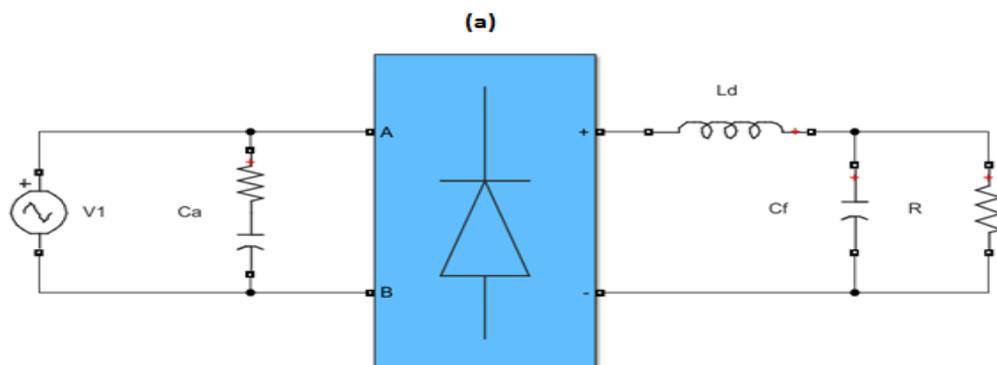
Tableau II-2 paramètres du circuit Redresseur avec filtre passe bande à résonance série

Les résultats simulés du Redresseur avec filtre passe-bande à résonance série dans les coefficients de courant de ligne suivent : $K_d=0.993$, $\cos \varphi=0.976$ et $PF=0.969$, et la tension de sortie est $V_2=250V$.

Le spectre harmonique est présenté à la Figure II-3 (c) avec un THD égale à 47,79%.

II.3.3 . Redresseur avec inductance côté CC

L'inducteur peut également être placé du côté DC, comme indiqué dans Figure II-4 (a) [11]. Le courant inducteur est continu pour une grande assez d'inductance L_d , et la très grande inductance dans le cas théorique de la quasi-infinité inductance mener aussi à un courant d'inductance constant, et cela provoque une forme carrée de l'entrée du courant du redresseur et une facteur de puissance de 0.9, comme l'illustre la simulation forme d'onde du courant de ligne, pour $L_d = 1H$ (sans C_a), représentée dans Figure II-4(b). Pour une inductance L_d inférieure, le courant d'inductance devient discontinu. Le facteur de puissance maximal qui peut être obtenu dans ce cas est 0,76, et le mode de fonctionnement étant identique au cas de l'inductance côté AC, qui est discuté précédemment.



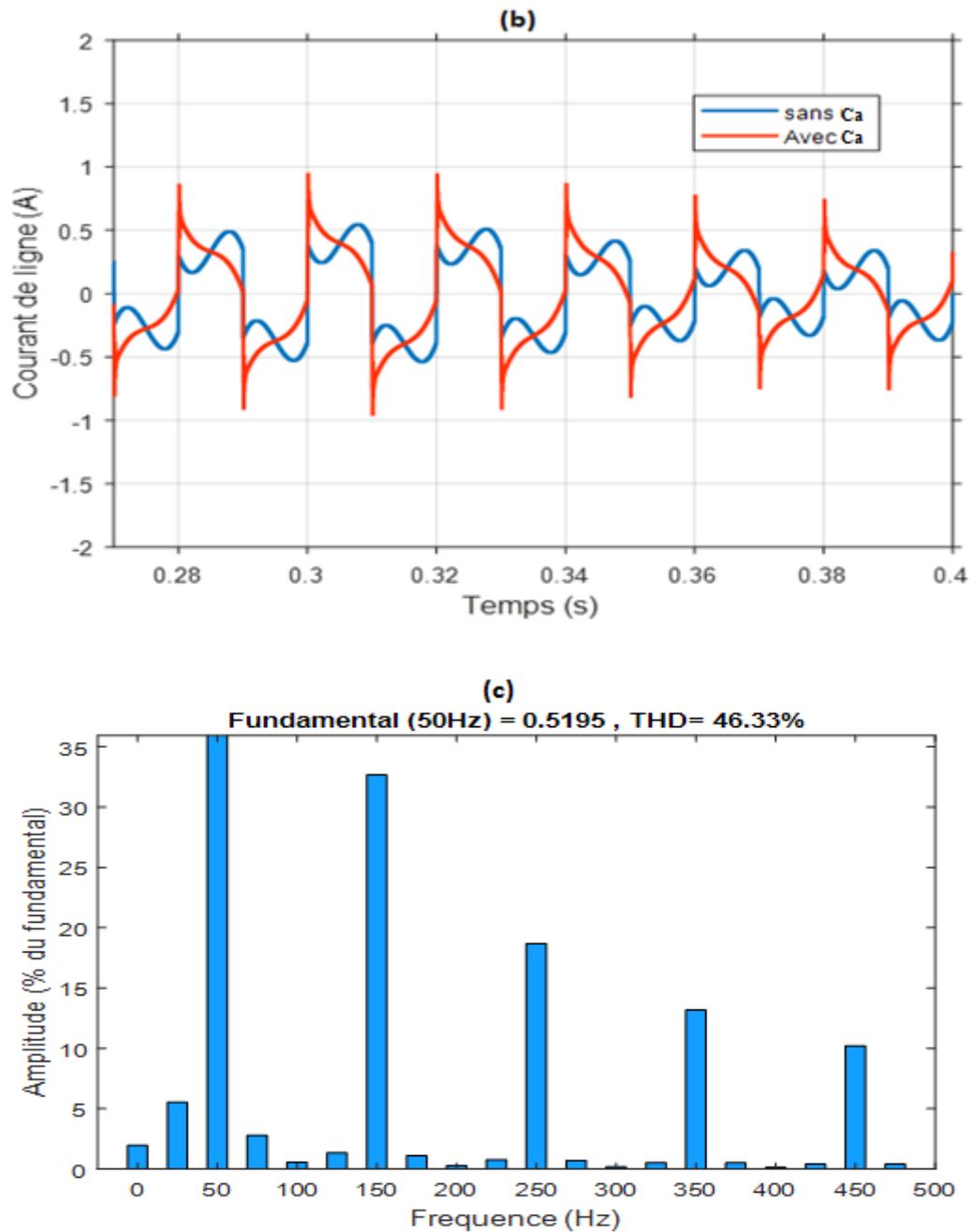


Figure II-4 Redresseur avec inductance côté CC: -a) Schéma redresseur avec inductance côté CC; -b) forme d'onde tension et courant de ligne, -c- spectre harmonique du courant de ligne

On peut améliorer le facteur de puissance c'est en ajoutant le condensateur C_a comme indiqué sur la Figure II-4(a), qui compense le facteur de déplacement, $\cos \varphi$. Il est possible de concevoir le K_d et le facteur de déplacement unitaire $\cos \varphi$, ce qui entraîne à un facteur de puissance 0.905 maximal, [13] Cela est représenté sur la Figure II-4(b) par le courant de ligne simulé pour ($L_d=275\text{mH}$ et $C_a=4.8\mu\text{F}$).

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-4(a) sont représentés dans le Tableau II-3

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace (V_1)	V	220
L'inductance (L_d)	H	1
La capacité (C_f)	F	$470 \cdot 10^{-6}$
La charge résistive (R)	Ω	500

Tableau II-3: Paramétrés du circuit redresseur avec induction côté CC

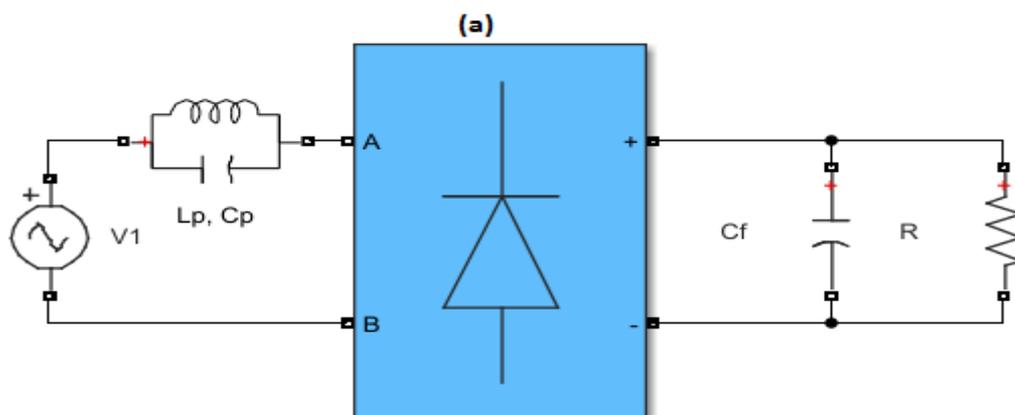
Sur Figure II-4, avec $L_d = 1\text{H}$ et sans C_a , le courant de ligne a $K_d = 0,897$, $\cos \varphi = 0,935$ et $\text{PF} = 0,839$, et tension de sortie est $V_2 = 200\text{V}$. Avec $L_d = 275\text{mH}$ et avec $C_a = 4,8 \mu\text{F}$, la ligne courant a $K_d = 0,905$, $\cos \varphi = 0,999$ et $\text{PF} = 0,904$, et sortie la tension est $V_2 = 230\text{V}$, et cela prouve ce que nous avons parlé que l'ajouton de condensateur C_a amélioré le facteur de puissance

Le spectre harmonique du courant de ligne est présenté à la Figure II-4 (c) avec un THD égale à 46,33%.

II.3.4 . Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle

Le filtre est réglé au troisième harmonique, par conséquent, il est proposé pour les valeurs plus faibles du réactif élément par rapport au passe-bande résonnant en série filtre.

La Figure II-5 montre le diagramme schématique et les formes d'onde simulées.



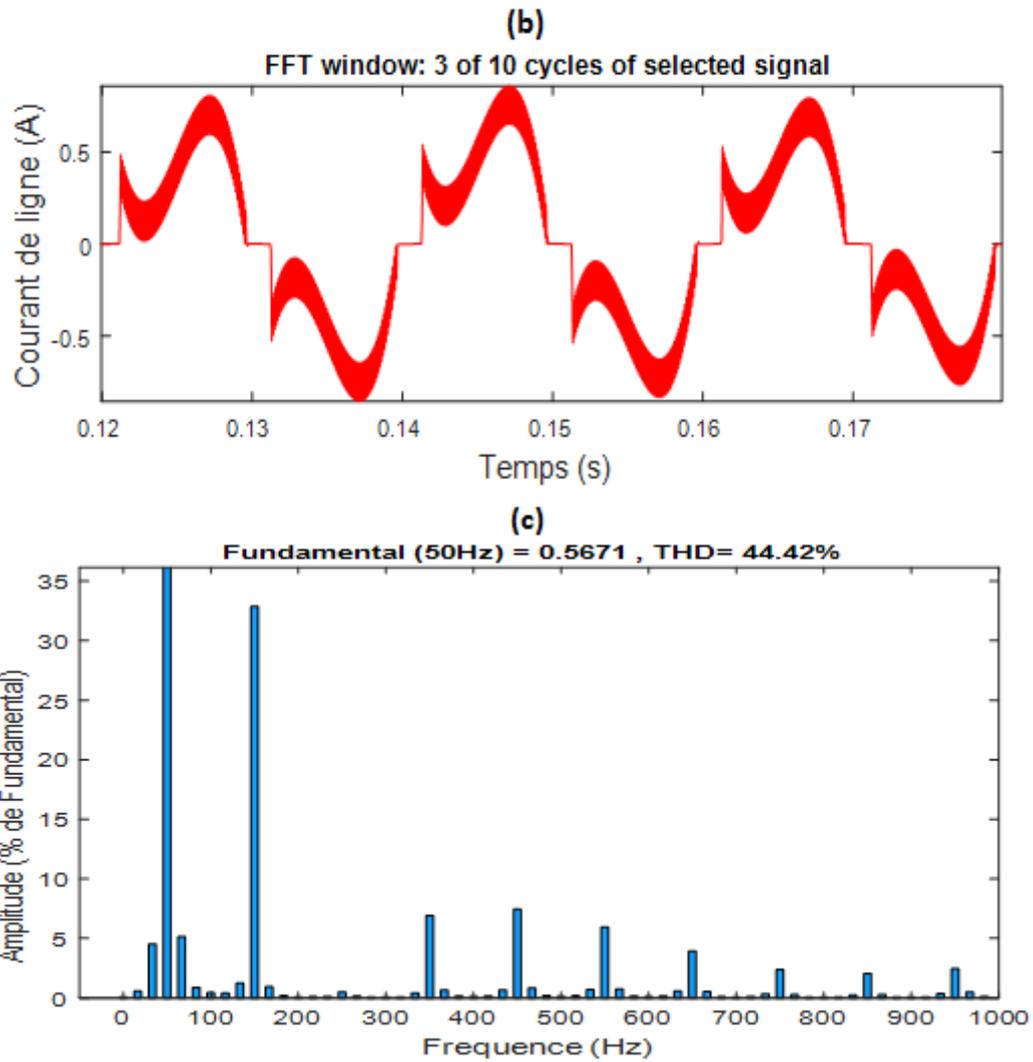


Figure II-5 Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle: -a- Schéma Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle -b- forme d'onde tension et courant de ligne-c- spectre harmonique du courant de ligne

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-5 (a) sont représentés dans le Tableau II-4 Paramétrés du circuit Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace (V_1)	V	220
L'inductance (L_p)	H	$240 \cdot 10^{-3}$
La capacité C_p	F	$4.7 \cdot 10^{-6}$
La capacité C_f	F	$470 \cdot 10^{-6}$
La charge résistive (R)	Ω	500

Tableau II-4 Paramètres du circuit Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle

Les résultats simulés du Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle: dans une courant de ligne a $K_d = 0,919$, $\cos \varphi = 0,999$ et $PF = 0,918$, et la tension de sortie est $V_2=260V$.

Le spectre harmonique est présenté à la Figure II-5 (c) avec un THD égale à 44,42%.

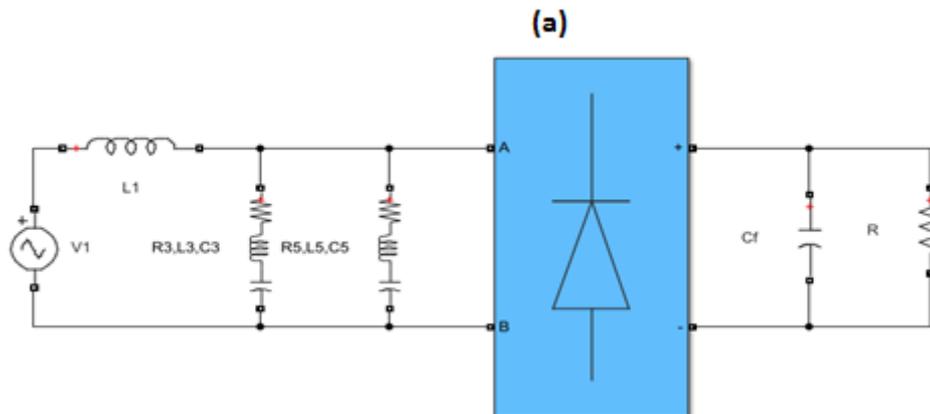
II.3.5 . Redresseur avec filtre piège à harmoniques

Une autre possibilité consiste à utiliser un filtre piège à harmoniques. Le piège harmonique se compose d'un réseau résonant en série, connecté en parallèle avec la source AC et accordé sur une harmonique qui doit être atténué.[14] Par exemple, le filtre représenté sur la Figure II-6 (a) deux pièges harmoniques, qui sont accordés aux 3^e et 5^e harmonique, respectivement. Comme on le voit sur la Figure II-6 (b), la ligne de courant est améliorée, au détriment de l'augmentation de la complexité du circuit.

Les pièges à harmoniques peuvent également être utilisés en conjonction avec d'autres réseaux réactifs, comme un filtre coupe-bande.

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-6 (a) sont représentés dans le Tableau II-5 Paramètres du circuit Redresseur avec filtre piège à harmoniques

Tableau II-5 Paramètres du circuit Redresseur avec filtre piège à harmoniques



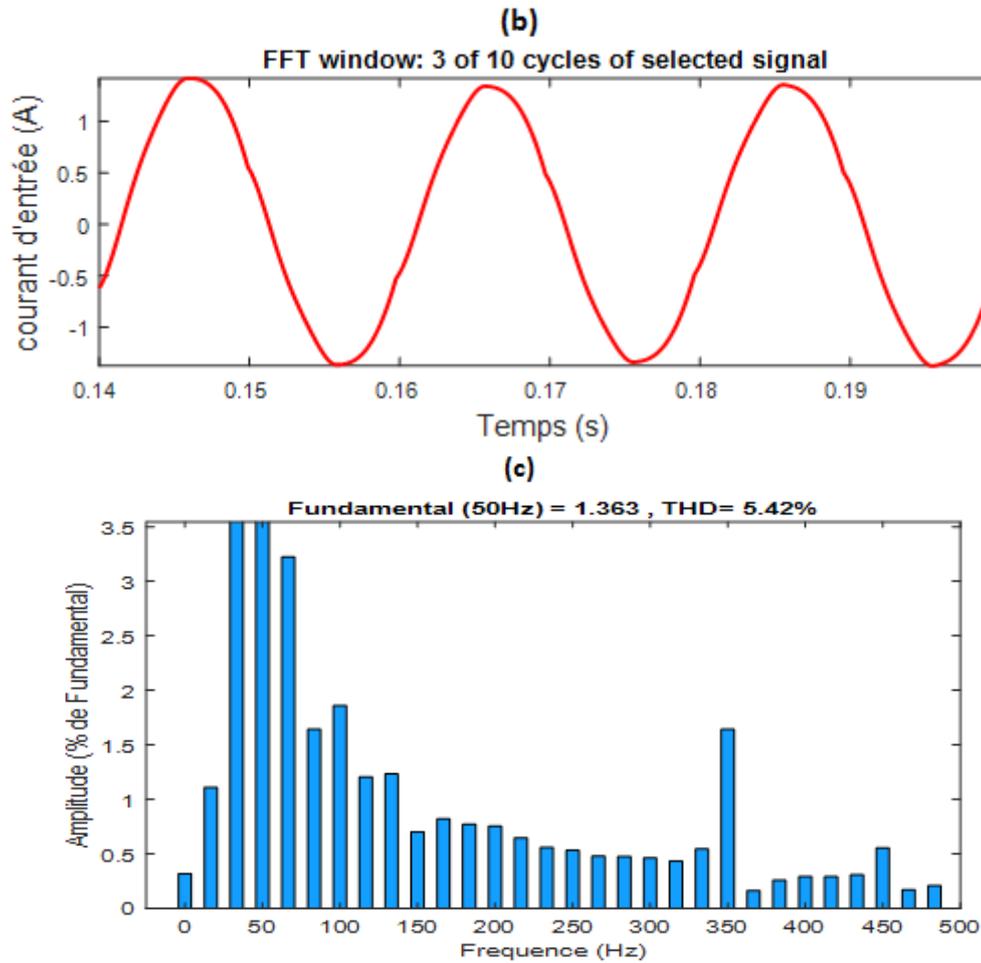


Figure II-6 Redresseur avec filtre piège à harmoniques: – a) Schéma Redresseur avec filtre piège à harmoniques – b) forme d'onde de courant de ligne – c) spectre harmonique du filtre piège harmonique

Paramètres		Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace	(V_1)	V	220
Inductance	L_1	H	$400 \cdot 10^{-3}$
	L_3		$200 \cdot 10^{-3}$
	L_5		$100 \cdot 10^{-3}$
Capacité	C_3	F	$5.6 \cdot 10^{-6}$
	C_5		$4,04 \cdot 10^{-6}$
	C_f		$470 \cdot 10^{-6}$
Resistance	R_3	Ω	0.1
	R_5		0.1

Charge résistive	R	Ω	500
------------------	---	----------	-----

Tableau II-5 Paramétrés du circuit Redresseur avec filtre piège à harmoniques

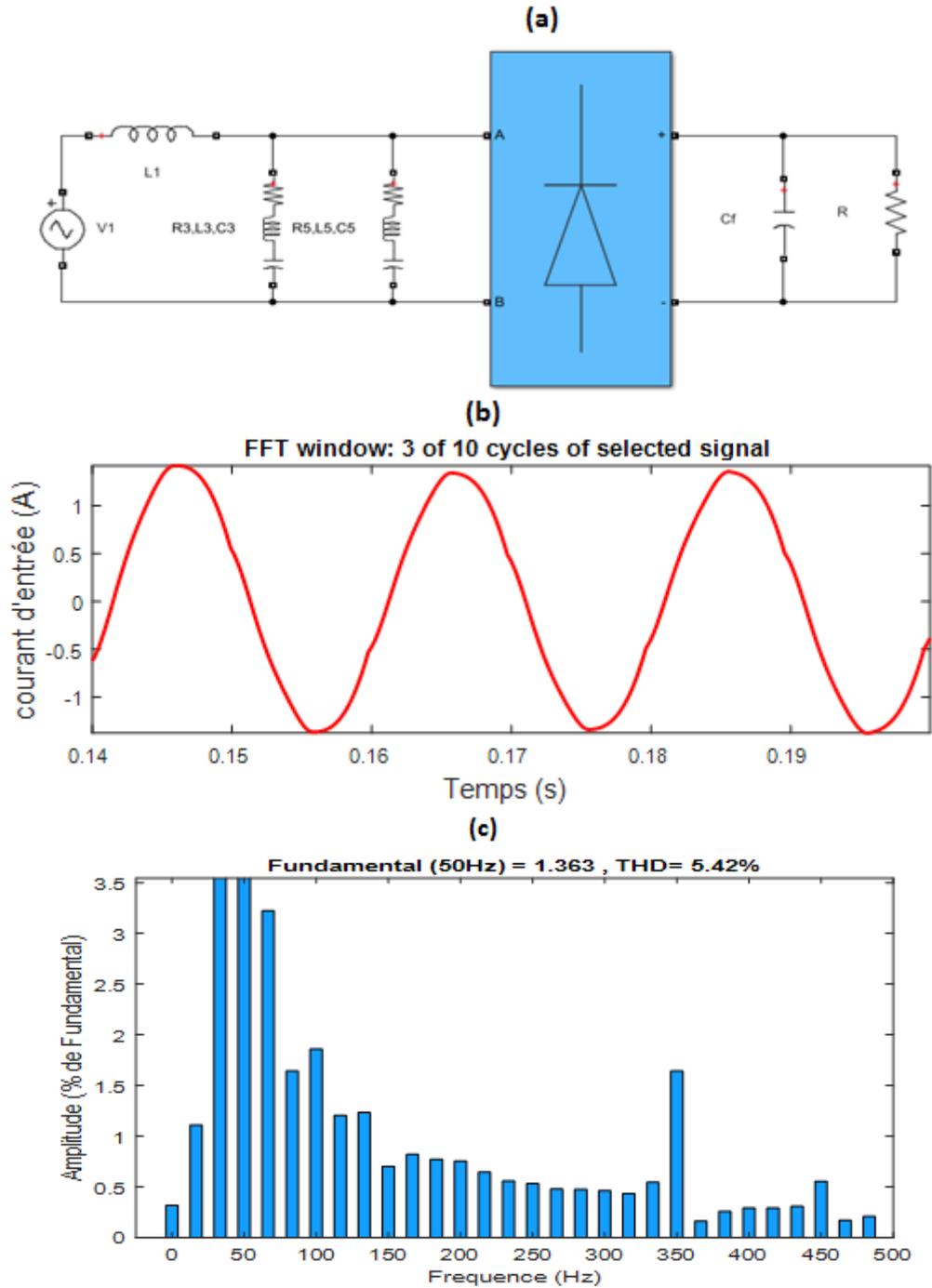


Figure II-6 Redresseur avec filtre piège à harmoniques: – a) Schéma Redresseur avec filtre piège à harmoniques – b) forme d'onde de courant de ligne. – c) spectre harmonique du filtre piège harmonique

Les résultats simulés dans ces conditions du redresseur avec filtre piège à harmoniques

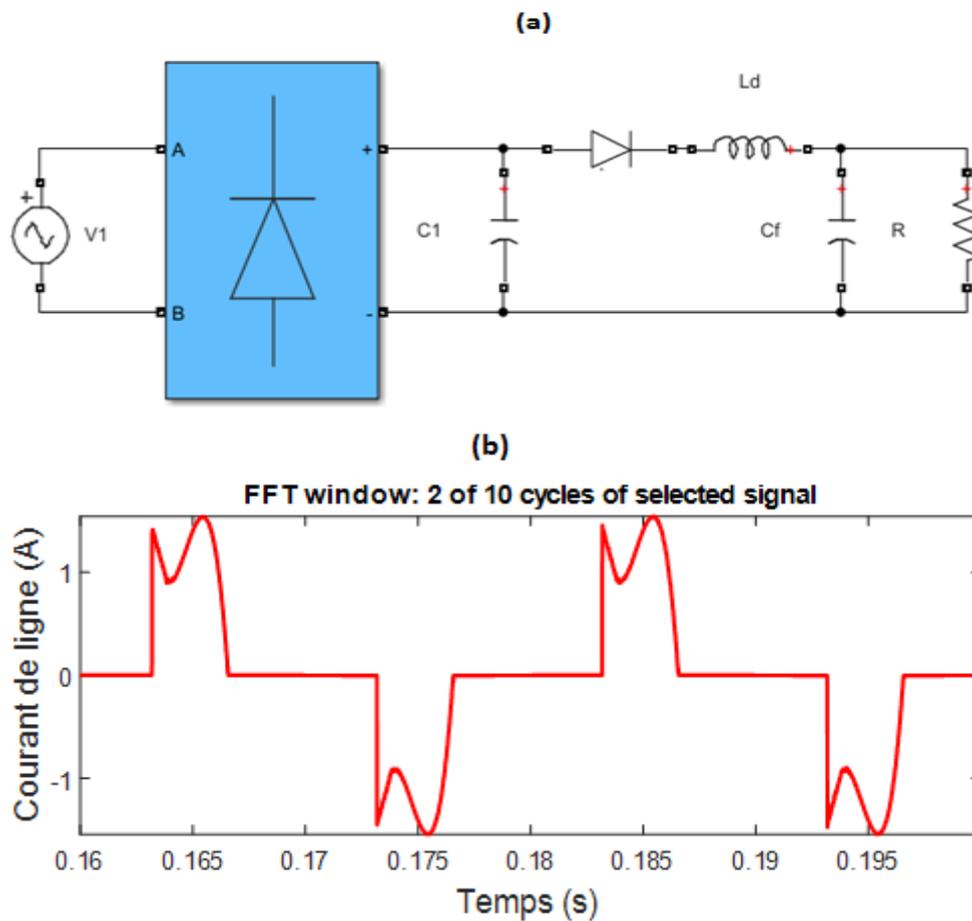
donnant une courant de ligne avec $K_d=0.999$, $\cos \varphi=0.999$ et $PF=0.998$, et la tension de sortie est $V_2=290V$.

Le spectre harmonique est pr esent e à la Figure II-6 (c) avec un THD égale à 5,42%.

II.3.6 . Redresseur avec inductance supplémentaire, condensateur et diode (LCD) :

On ajoutant dans Le redresseur avec une inductance supplémentaire, un condensateur et diode redresseur (LCD) des éléments réactifs avec des valeurs relativement faibles, qui conduite. Le circuit change la forme du courant d'entrée, tandis que seule une réduction limitée de l'harmonique courants peuvent être obtenues. [15]

La Figure II-7 (a) -illustre ce type de redresseur, avec formes d'onde simulées Figure II-7 (b).



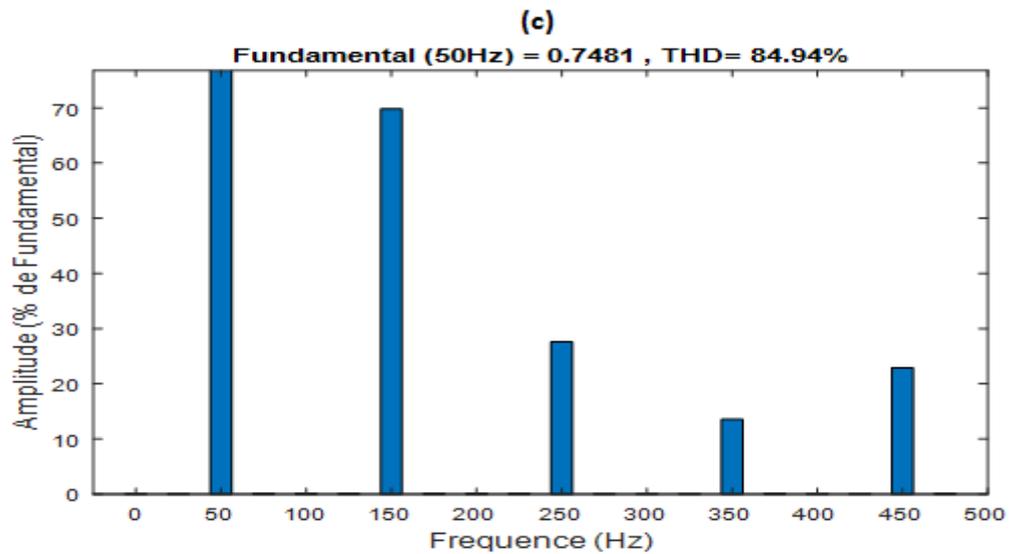


Figure II-7 Redresseur avec une inductance, un condensateur et une diode (LCD) supplémentaires: –a- Schéma Redresseur avec une inductance, un condensateur et une diode (LCD) supplémentaires –b- forme d’onde de courant de ligne– c) spectre harmonique du filtre Redresseur avec une inductance, un condensateur et une diode (LCD) supplémentaires

Les paramètres de simulation du circuit de la Figure II-7 (a) sont représentés dans le Tableau II-6

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d’entrée efficace (V_1)	V	220
Inductance L_d	H	$10 \cdot 10^{-3}$
Capacité C_1	F	$40 \cdot 10^{-6}$
Capacité C_f		$470 \cdot 10^{-6}$
Charge résistive R	Ω	500

Tableau II-6 Paramétrés du circuit Redresseur avec une inductance, un condensateur et une diode (LCD) supplémentaires

Les résultats simulés de ce type de redresseur Figure II-7 (a), donnant une courant de ligne avec $K_d=0.794$, $\cos \varphi=0.998$ et $PF=0.792$, et la tension de sortie est $V_2=300V$.

Le spectre harmonique est présenté à la Figure II-7 (c) avec un THD égale à 84,94%.

II.3.7 Avantage et inconvénient des méthode passives

Les méthodes passives de correction du facteur de puissance ont certains avantages, tels que la simplicité, la fiabilité et la robustesse, insensibilité au bruit et aux surtensions, pas de génération d’interférence électromagnétique haute fréquence (EMI) et pas de haute perte de

commutation de fréquence. D'autre part, ils ont aussi plusieurs inconvénients. Les solutions à base de filtres sont lourdes et volumineux, car les composants réactifs de fréquence de ligne sont utilisés. Ils ont aussi une mauvaise réponse dynamique, manquent de tension régulation et la forme de leur courant d'entrée dépend de la charge. Même si les harmoniques de courant de ligne sont réduites, le composante fondamentale peut présenter un déphasage excessif qui réduit le facteur de puissance. De plus, les circuits basés sur les réseaux résonants sont sensibles à la fréquence de ligne.

Dans filtres pièges à harmoniques, la résonance série est utilisée pour atténuer un harmonique spécifique. Cependant, la résonance parallèle différents des fréquences spécifique se produisent aussi, ce qui peut amplifier d'autres harmoniques. [14]

II.4 . Méthodes actives de PFC

Les méthodes actives de PFC, qui impliquent la mise en forme de courant de ligne, en utilisant des dispositifs de commutation tels que des MOSFET et IGBT, est le résultat des progrès dans les semi-conducteurs de puissance dispositifs.

II.4.1 . Méthodes actives à basse fréquence de PFC

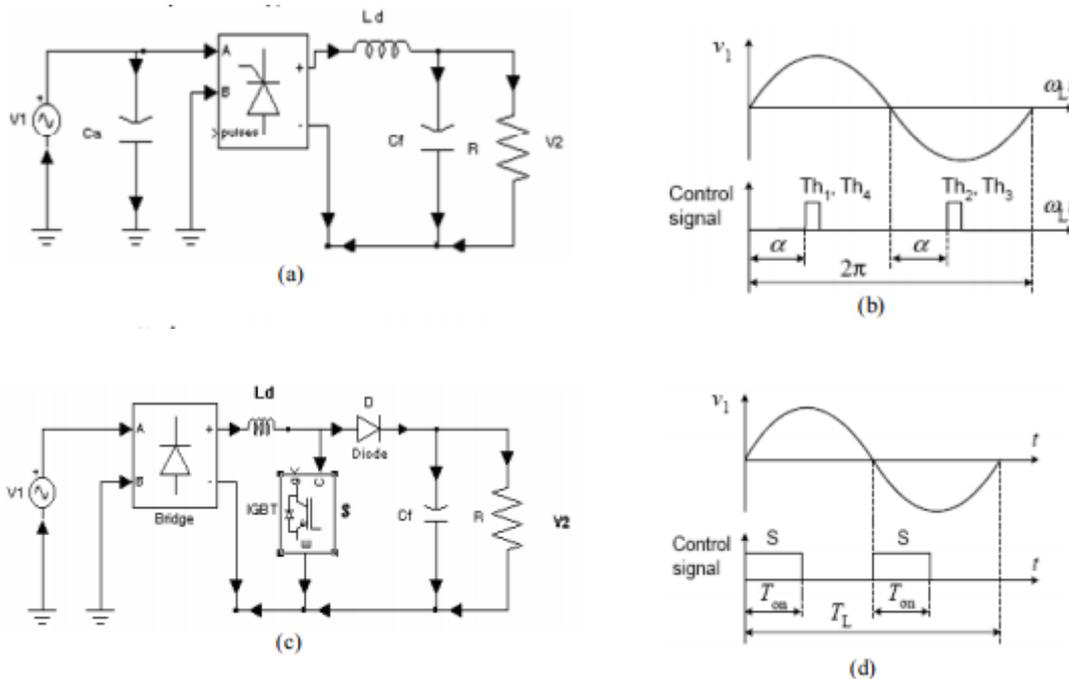
Trois solutions représentatives sont présentées dans la Figure II-8. Le redresseur à commande de phase et ses signaux de commande sont illustrés à la Figure II-8 (a) et Figure II-8. (b) respectivement. Il est dérivé du redresseur avec une inductance côté courant continu (Figure II-4), où les diodes sont remplacées par des thyristors. Selon Réf. [16], On peut obtenir un facteur de distorsion proche de l'unité K_d ou facteur de déplacement $\cos \varphi$ à partie de l'inductance L_d et de l'angle d'amorçage α . Cependant, le facteur de puissance global PF est toujours inférieur que 0,7. Dans Réf. [17].

L'inductance L_d et l'angle d'amorçage α sont choisis pour maximiser K_d . Cela implique un déplacement retardé facteur, $\cos \varphi$ qui est compensé par une entrée supplémentaire capacité C_a . Cette approche est similaire à celle utilisée pour le redresseur à pont de diodes avec une inductance côté courant continu. Cette solution offre une tension de sortie contrôlable, il est simple, fiable et utilise des thyristors moins chère. Du côté négatif, la sortie la régulation de la tension est lente et une inductance L_d relativement importante est toujours nécessaire.

Le convertisseur Boost à commutation basse fréquence est illustré dans Figure II-8. (c). L'interrupteur actif S est allumé pendant la durée T_{on} , comme illustré à la Figure II-8. (d), pour agrandir la conduction intervalle des diodes de redressement. [2] Il est également possible d'avoir commutations multiples par demi-cycle de ligne, à faible commutation fréquence, afin d'améliorer la forme du courant de ligne. [18] Néanmoins, le courant de ligne a une ondulation considérable contenu.

Le convertisseur Buck à commutation basse fréquence est illustré dans Figure II-8. (e). Théoriquement, le courant inducteur est constant pour une inductance quasi infinie L_d . L'interrupteur est allumé pour le durée T_{on} et les intervalles de temps sont symétriques par rapport aux passages par zéro de la tension de ligne, comme illustré dans la Figure II-8. (F). La forme actuelle de la ligne est carrée, avec réglage cycle de service. On utilisant plusieurs commutations par cycle de ligne Pour obtenu des contenus harmoniques inférieurs du courant de ligne, Cependant, le l'inductance requise L_d est grande et peu pratique. [19].

Pour conclure, la commutation basse fréquence PFC offre la possibilité de contrôler la tension de sortie dans certaines limites. Dans tels circuits, les pertes de commutation et les interférences électromagnétiques hautes fréquence sont négligeable. Cependant, les éléments réactifs sont grands et la régulation de la tension de sortie est lente.



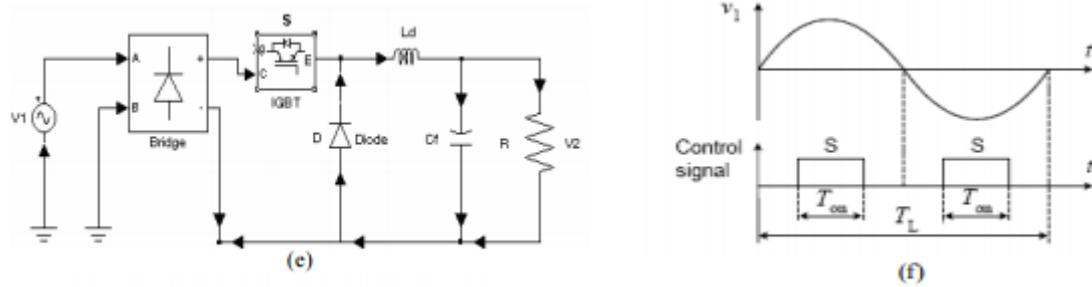
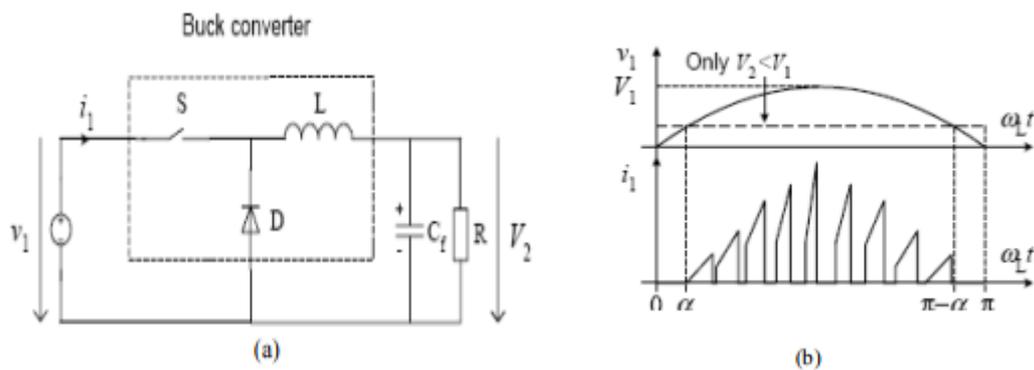


Figure II-8 Circuits actifs basse fréquence du PFC, a) Redresseur commandé avec Inductance côté courant continu avec, b) contrôle de phase, c) Convertisseur Boost, d) commutation par demi-cycle de ligne, e) Convertisseur Buck, f) commutation par demi-cycle de ligne

II.4.2 Méthodes actives à haute fréquence de PFC

L'étage PFC peut être réalisé en utilisant un pont de diodes et un convertisseur DC/DC avec une fréquence de découpage plus supérieure que la fréquence de ligne. En principe, tout DC/DC convertisseur peut être utilisé à cette fin, si un contrôle approprié méthode est utilisée pour façonner son courant d'entrée, ou s'il a un Propriétés PFC.

Les convertisseurs peuvent fonctionner en inductance continue Mode courant - CICM, où le courant de l'inducteur jamais atteint zéro pendant un cycle de commutation, ou discontinu Mode courant d'inducteur - DICM, où le courant d'inducteur est zéro pendant les intervalles du cycle de commutation.



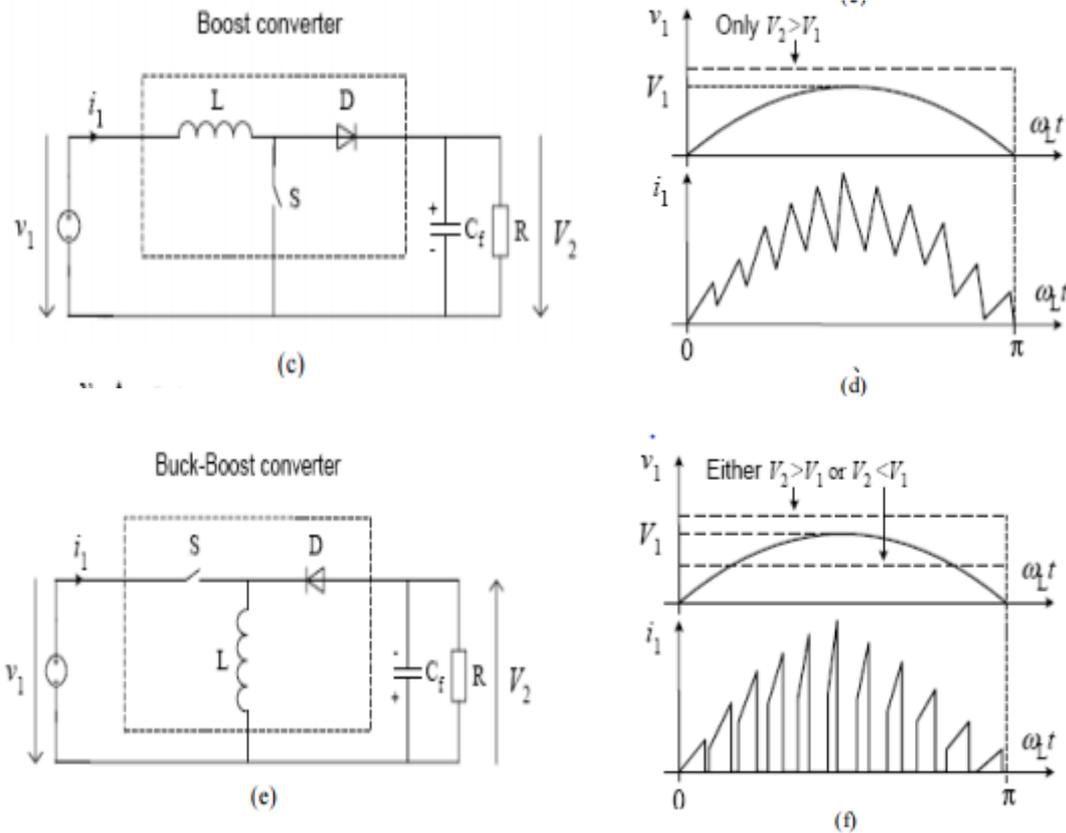


Figure II-9 Circuits actifs haute fréquence du PFC, a) Convertisseur Buck, b) formes d'onde, c) convertisseur Boost, d) formes d'onde, e) Convertisseur Buck-Boost, f) des formes d'onde

La Figure II-9 illustre les convertisseurs avec des formes d'onde pertinentes pour une application PFC, et en supposant que le fonctionnement au CICM.

II.4.2.1 Convertisseur Buck:

Le convertisseur Buck, représenté sur la Figure II-9 (a), a un rapport de conversion abaisseur. Il est donc possible d'obtenir une tension de sortie V_2 inférieure à la tension d'entrée (V_1). Cependant, le convertisseur ne peut fonctionner que lorsque l'entrée instantanée la tension V_1 est supérieure à la tension de sortie V_2 . Par conséquent, la ligne courant d'une correction de facteur de puissance basée sur un convertisseur Buck a des distorsions de croisement, comme illustré sur la Figure II-9 (b).

De plus, le courant d'entrée du convertisseur est discontinu. Par conséquent, même dans CICM, le courant d'entrée a une composante haute fréquence significative qui augmente l'EMI et filtre est requis. Certaines applications PFC basées sur cette topologie est rapportée dans la Réf [20-21]

II.4.2.2 Convertisseur boost:

Le convertisseur boost, est la topologie la plus couramment utilisée pour la correction du facteur de puissance, et il peut fonctionner en deux modes - mode de conduction continue (CCM) et discontinu mode de conduction (DCM). Le convertisseur Boost est montré dans Figure II-9 (c). Il a un taux de conversion progressif ; d'où la sortie de tension V_2 est toujours supérieure à la tension d'entrée V_1 .

Le fonctionnement est possible tout au long du cycle de ligne, de sorte que le courant d'entrée n'a pas de distorsions de croisement. Comme illustré dans Figure II-9 (d), lorsqu'on fonctionne dans le CICM on peut obtenir un courant d'entrée continu avec un contenu haute fréquence réduit.

Afin d'obtenir une puissance moyenne et supérieure applications, où les exigences de filtre d'entrée dominent la taille des éléments magnétiques, le convertisseur boost CCM est un meilleur choix, en raison du courant de crête inférieur (ce qui réduit pertes de conduction) et un courant d'ondulation plus faible (ce qui réduit exigences du filtre d'entrée et pertes CA de l'inducteur). Pour ces raisons, le convertisseur Boost fonctionnant dans CICM est largement utilisé pour PFC [22-23].

II.4.2.3 Convertisseur Buck-Boost :

Le convertisseur Buck-Boost, illustré à la Figure II-9 (e), peut fonctionner soit comme un convertisseur abaisseur, soit comme un convertisseur élévateur. Cette signifie que la tension de sortie V_2 peut être supérieure ou inférieure à l'amplitude V_1 de la tension d'entrée, ce qui laisse la liberté de spécifiant la tension de sortie. L'opération est possible tout au long du cycle de ligne et un courant de ligne sinusoïdal peut être obtenu. Cependant, la tension de sortie est inversée, ce qui se traduit par une tension plus élevée pour le commutateur. En outre, similaire au convertisseur Buck, le courant d'entrée est discontinu avec des contenus de haute fréquence significatifs, comme illustré à la Figure II-9 (f). Ainsi, le courant d'entrée a une composante haute fréquence significative qui augmente l'EMI et exigences de filtrage. [9].

En plus de ces convertisseurs de base, les deux commutateurs Le convertisseur Buck - Boost illustré à la Figure II-10 [24] est une solution. Il fonctionne comme un convertisseur Buck lorsque la tension d'entrée est supérieure à la tension de sortie et comme un

convertisseur Boost lorsque la tension d'entrée est inférieure à la tension de sortie. Par conséquent, le fonctionnement est possible tout au long du cycle de ligne et la tension de sortie peut être modifiée dans une large plage, de la même manière que le convertisseur Buck-Boost.

Une autre L'aspect positif est que, à cause de sa tension de sortie non inversée, la contrainte de tension des interrupteurs est plus faible que dans un convertisseur Buck Boost. Cependant, cette topologie a une augmentation nombre de commutateurs, ce qui entraîne un coût et une conduction plus élevés des pertes.

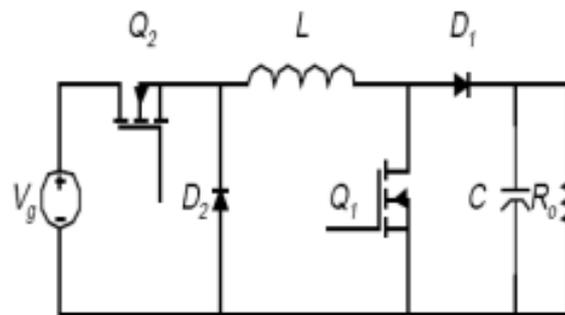


Figure II-10 Convertisseur Buck-Boost à deux commutateurs

II.4.2.4 Redresseur PWM :

Une autre topologie PFC non isolée est le redresseur PWM [25-26], illustré à la Figure II-11. La topologie de la Réf [25] peut alimenter les sorties élévatrices ou abaisseuses comme le buck-boost circuit. Un redresseur PWM à pont complet dans la référence [26] fournit le sortie élévatrice. Le circuit redresseur PWM a besoin de deux [25] ou quatre [26] commutateurs de puissance pour atteindre le facteur de puissance unitaire, car il utilise une configuration en demi-pont ou en pont complet. Ça aussi nécessite un contrôle plus compliqué que la topologie boost.

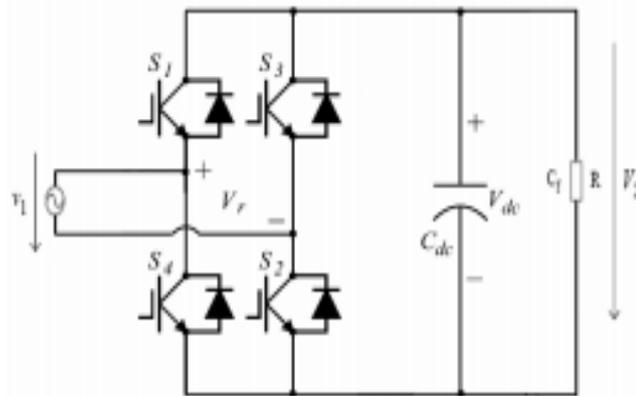


Figure II-11 Redresseur PWM

II.4.2.5 Modulation par Hystérésis :

La réalisation de cette technique, régulation par tout ou rien, consiste à accomplir les deux étapes suivantes :

- Comparer le courant mesuré avec le courant de référence ce qui produit un signal de commande qui sera le signal d'entrée appliqué au comparateur à hystérésis;
- Fixer une bande dans laquelle le courant peut évoluer. L'atteinte du courant à l'une des limites provoque le changement du fonctionnement des interrupteurs de telle manière que le courant ne dépasse pas cette limite et se dirige vers l'autre

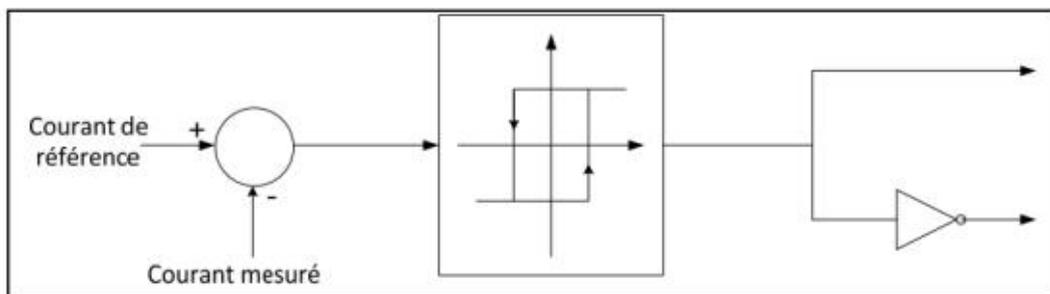


Figure II-12 Principe de commande par hystérésis

Cette technique a l'avantage d'être simple et facile d'implémentation. (Figure II-12) À l'opposition de la technique de modulation MLI, celle-ci, a l'inconvénient de fonctionner à des fréquences de commutation variables et non contrôlables (Kanaan et Al-Haddad, 2005) [27]. Plusieurs solutions ont été proposées afin de régler des problèmes. Parmi elles la commande par hystérésis modulée qui consiste à comparer le signal d'erreur, produit suite à la première comparaison entre le courant de référence et le courant réel, avec un signal

triangulaire qui fixe la fréquence de commutation

II.5 Stratégie de commande à hysteresis

La stratégie de commande à hystérésis variable (ou à fréquence libre et rapport cyclique libre) est la solution retenue dans cette étude.

Elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur, tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur. L'idée dans cette stratégie est de changer le non linéarité du système en un système linéaire. Avec le contrôle actif du courant de ligne (Figure II-13), le convertisseur présente une impédance linéaire pour le réseau et, par conséquent, on obtient un courant d'entrée sinusoïdal à faibles harmoniques avec un FPU. Il convient donc d'exprimer la fréquence de commutation (F_{sw}) des interrupteurs afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec les aptitudes techniques dans la commande des interrupteurs et selon les possibilités de refroidissement. Alors, une relation entre la fréquence de commutation (F_{sw}) et la forme du courant de ligne $i_e(t)$ est établi, pour les deux modes de fonctionnement du convertisseur.

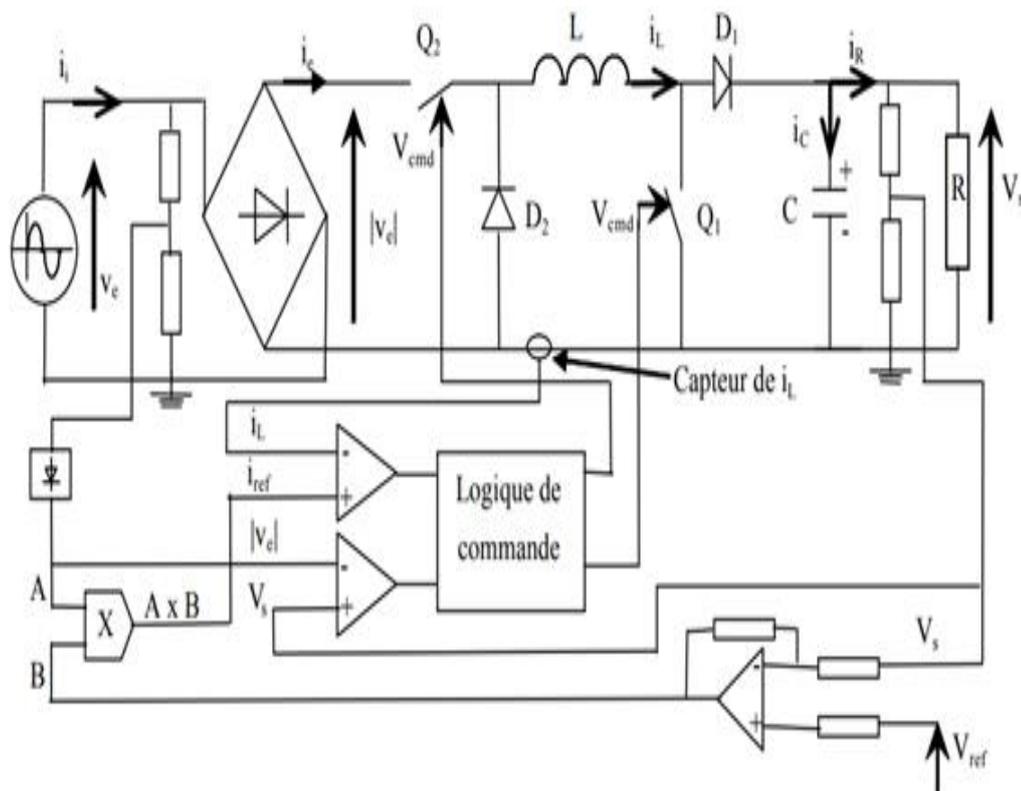


Figure II-13 circuit de commande de convertisseur Buck-Boost,

II.5.1 Particularités de fonctionnement

Quelques remarques de base sur les spécificités de fonctionnement du dispositif (Figure II-14) s'imposent :

Lorsque le transistor T est passant [$C(t)=1$], la diode D est bloquée ($V_d = -V_s$) et l'on écrit:

$$\frac{DI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0 \quad (2.1)$$

Lorsque T est bloqué [$C(t)=0$], D est passante ($I_D = I_{red}$) et l'on écrit:

$$\frac{DI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_s}{L} \quad (2.2)$$

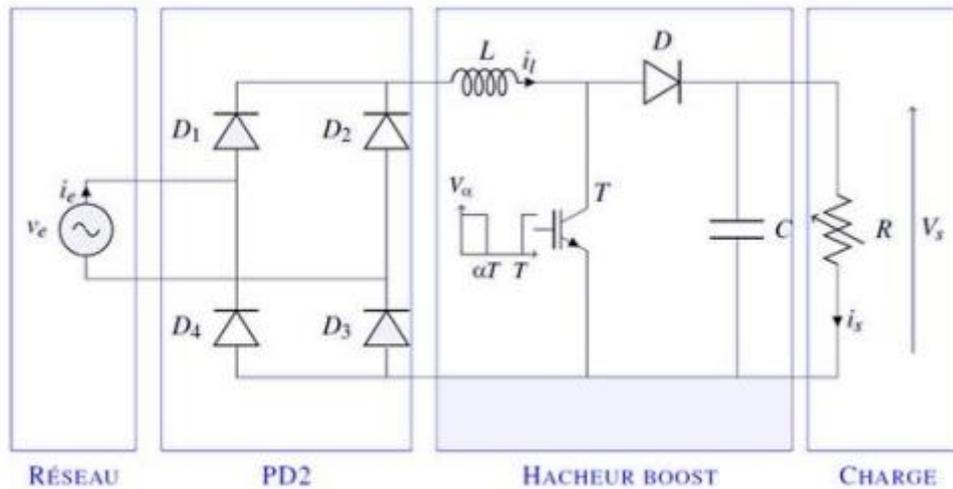


Figure II-14 Dispositif d'étude

Ces deux relations montrent que tant que $V_s < VM$, $\frac{dI_{red}}{dt} > 0$, quelque soit l'état du transistor. Pendant cette phase heureusement transitoire, le convertisseur ne gouverne pas le fonctionnement et I_{red} croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur C atteigne la valeur $V_s = VM$. L'état ON/OFF du transistor ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition : $V_s > VM$.

- 1) Ce procédé opère donc un contrôle indirect du courant par action sur sa pente selon l'état 0/1 du signal de commande $C(t)$. Le réglage du rapport durée à l'état 1 / durée à l'état 0 de la commande, permet globalement d'augmenter ou de diminuer I_{red} . Sur chaque demi-période secteur, le rapport cyclique du signal de commande variera en

conséquence.

- 2) Au départ de chaque demi période secteur, la croissance du courant I_{red} est commandée par la mise à l'état ON du transistor. La vitesse de croissance de I_{red} est alors imposée par la tension V_{red} , la valeur de l'inductance L, et ceci sans rapport direct avec celle souhaitée. Il en résulte pendant un certain temps, une loi d'évolution du courant I_{red} imposée et non corrigible par la commande.
- 3) la puissance fournie varie sinusoïdalement de 0 à $VM * IM$ autour d'une valeur moyenne $VM * IM / 2$. En admettant le dispositif sans pertes, cette puissance moyenne correspond à celle consommée par la charge. Pour que cette puissance consommée soit continue, le condensateur de stockage doit cycliquement absorber puis restituer l'écart avec la puissance fournie par le redresseur. La capacité de stockage nécessaire au maintien de la tension V_s devra tenir compte de ces variations de charge à 100 Hz en vue de son dimensionnement [28].

II.5.2 Modélisation du convertisseur :

Soit $C(t)$ la commande du transistor T,

Lorsque $C(t)=1$;

- T est à l'état ON $\rightarrow V_t=0$
- D est à l'état OFF $\rightarrow V_d=0$

Lorsque $C(t)=0$;

- D est à l'état ON $\rightarrow I_d = I_{red}$
- T est à l'état OFF $\rightarrow V_t = V_s$

Il vient les 4 relations du convertisseur :

$$V_t = [1 - C(t)] * V_s \quad (2.3)$$

$$I_d = [1 - C(t)] * I_{red} \quad (2.4)$$

$$L \frac{DI_{red}}{Dt} = V_{red} - V_t \quad (2.5)$$

$$I_d = C * \frac{DV_s}{Dt} + \frac{V_s}{R} \quad (2.6)$$

Bien que les multiplications intervenant dans les équations (2.3) et (2.4) donnent un caractère non linéaire au modèle du convertisseur, nous utiliserons pour des commodités de

représentation l'opérateur (p) permettant d'établir le schéma fonctionnel de la Figure II-15

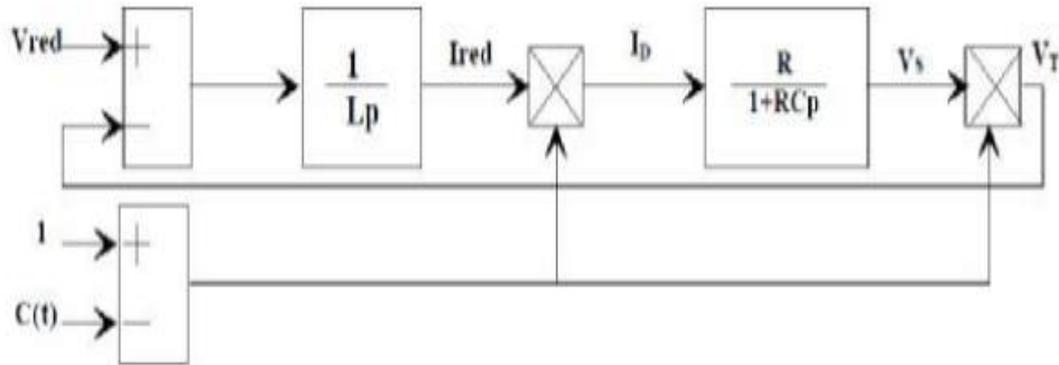


Figure II-15 Schéma fonctionnel du modèle du convertisseur

II.5.3 Étude des boucles d'asservissement :

On distingue 2 types de stratégies de commande :

- 1) celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de commande par hystérésis ou par fourchette de courant. Cette seconde solution a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur (de courant) ; tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur (2 multiplications). Néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des transistors et selon ses possibilités de refroidissement.
- 2) celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Le rapport cyclique du signal de commande C(t) peut être déterminé de différentes façons.

II.5.4 Commande par hystérésis :

II.5.4.1 Étude de la boucle de courant :

La Figure II-16 illustre le principe retenu du contrôle du courant I_{red}

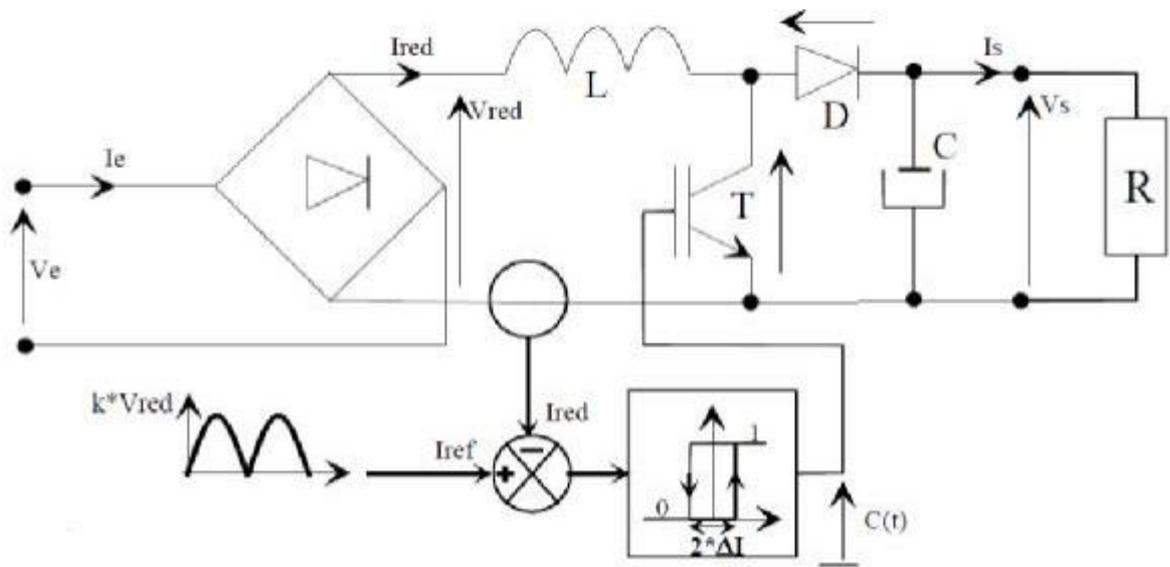


Figure II-16 Commande par hystérésis - boucle de courant

La Figure II-17 explicite l'effet de la commande C(t) du transistor sur l'évolution du courant *Ired*. Les changements d'état du signal C(t) se produisent aux instants pour lesquels le courant *Ired* atteint par excès ou par défaut la référence *Iref* à $\pm \Delta i$ près.

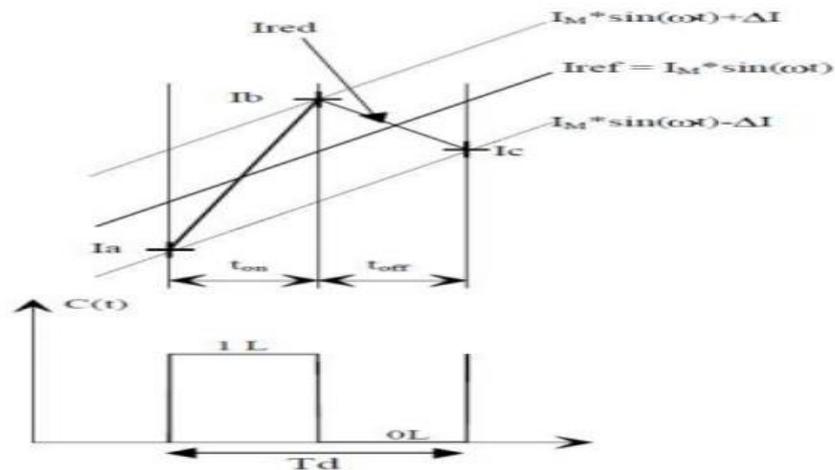


Figure II-17 L'effet de la commande C(t) du transistor sur l'évolution du courant *Ired*

En considérant *Vs* constant et *Vred* constant sur une demi période de découpage, on peut écrire :

$$T_{on} = \frac{L}{V_{red}} (I_b - I_a) \text{ et } T_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_s} (I_c - I_b) \tag{2.7}$$

Avec

$$V_{red} = V_m * \sin(\omega t) \quad (2.8)$$

$$I_a = V_m * \sin(\omega t) - \Delta I \quad (2.9)$$

$$I_b = I_m * \sin(\omega(t + t_{on})) + \Delta I \quad (2.10)$$

$$I_c = I_m * \sin(\omega(t + T)) - \Delta I \quad (2.11)$$

On en déduit la fréquence de découpage :

$$F_{dec} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} + \frac{1}{T_{dec}} \quad (2.12)$$

Soit

$$F_{dec} = \frac{(V_m \sin(\omega t) - L\omega I_m \cos(\omega t)) * (V_s - V_m \sin(\omega t) + L\omega I_m \cos(\omega t))}{2 * L * V_s * \Delta I} \quad (2.13)$$

De l'égalité $\frac{d(f_{dec})}{d(\omega t)} = 0$, on en déduit l'expression d'un maximum de la fréquence en fonction de l'inductance L.[28]

Là encore, une des motivations majeures de cette étude est de prendre en compte qu'il ne faut pas oublier les contraintes technologiques incontournables lors de la réalisation pratique du montage. Certes, en diminuant L ou ΔI , le courant redressé se rapproche plus d'une sinusoïde mais cela conduit à des fréquences maximales (HF) incompatibles avec un fonctionnement raisonnable pour le hacheur Boost : les pertes en commutation deviennent prohibitives ainsi que les surtensions aux bornes des interrupteurs dues aux inductances « parasites » que l'on ne peut évidemment minimiser à l'infini [29]

II.5.4.2 Étude de la boucle de tension :

Le but premier de ce convertisseur est d'assurer une tension de sortie constante. Il est donc impératif que la structure soit régulée en tension.

II.5.4.2.1 Principe :

La commande en courant impose la puissance moyenne $\frac{(V_m * I_m)}{2}$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension V_s d'évoluer selon la charge R dans le rapport $\frac{V_s^2}{R}$. En général, les utilisateurs demandent des générateurs de tension. Il s'en suit la nécessité d'une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations pour maintenir V_s . Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension V_s dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courant I_{ref} avec une

contrainte de forme sinusoïdale.

II.6 Avantages de techniques PFC:

- ✓ Contenu harmonique inférieur dans le courant d'entrée dans comparaison avec les techniques passives.
- ✓ Courant efficace réduit du condensateur du filtre de sortie.
- ✓ Un facteur de puissance unitaire est possible d'atteindre.
- ✓ Pour des niveaux de puissance plus élevés, les techniques actives de PFC entraînent des avantages en termes de taille, de poids et de coût par rapport au passif techniques de PFC.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous introduisons le principe de la correction du facteur de puissance (PFC) avec toutes ces méthodes, qu'elles soient passives ou actives à basse fréquence ou à haute fréquence et on à expliquons comment elles améliorent la qualité et l'efficacité du courant et de facteur de puissance par réduisant les harmoniques dans le courant électrique.

La simulation d'alimentation électrique PFC à commande hystérésis , font l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III

Simulation d'alimentation électrique

PFC à commande hystérésis

Simulation d'alimentation électrique PFC à commande hystérésis

III.1 Introduction

La commande par hystérésis est une commande non linéaire très utilisée à cause de sa facilité et simplicité d'utilisation, sa dynamique rapide et sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, ils appelée aussi "commande en tout ou rien".

L'avantage majeur de l'utilisation de cette stratégie de commande est qu'elle assure un contrôle du courant sans exiger une connaissance du modèle du système à contrôler où de ses paramètres.

Dans ce chapitre nous allons déterminer les paramètres des régulateurs de courant et de tension, et suivre l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie par réaliser la simulation de cette commande

III.2 Commande par hystérésis - boucles de courant et de tension -

Le schéma de principe complet de la l'alimentation électrique à commande hystérésis sous Matlab Simulink est celui de la Figure III-1 Une première remarque s'impose. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente par rapport au 100Hz pour ne pas dégrader la contrainte de forme.

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

- prélever V_s au travers d'un filtre éjecteur de fréquence centrale 100 Hz
- accroître la capacité de filtrage
- échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension
- filtrer la mesure [28].

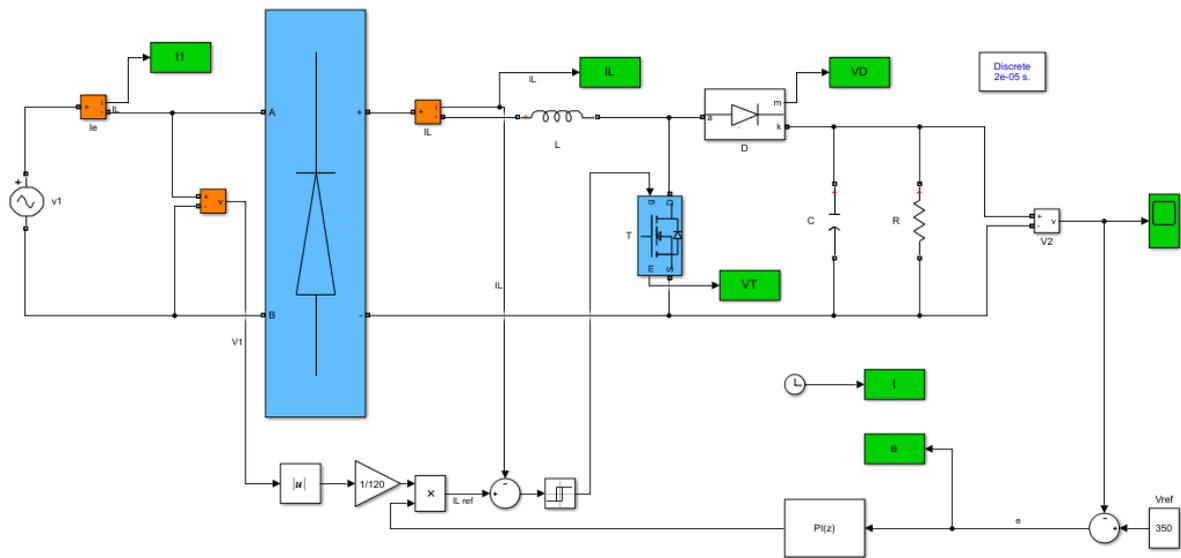


Figure III-1 Alimentation électrique à PFC commandé par hystérésis

III.3 Modélisation du correcteur de tension par bilan de puissance :

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

Remarque :

Les grandeurs électriques réelles telles que V_T , I_T , V_D , I_D , par nature discontinues, ne peuvent plus s'exprimer directement. Par contre on peut exprimer des grandeurs continues équivalentes dans leurs effets, sur le réglage du courant I_{red} et de la tension V_s . Pour éviter toute confusion avec les grandeurs réelles, nous leur assignerons l'indice (e) pour équivalent. Nous devons établir une relation qui ne prend pas en compte le fonctionnement du convertisseur. Cette relation procède de la remarque suivante :

Le transistor et la diode étant considérés parfaits, la puissance instantanée qu'ils dissipent est nulle (tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué, commutations instantanées). Sous cette hypothèse, un bilan de puissance sera indépendant de la présence du

convertisseur. Soit :

$$P_{red} = V_{red_e} * I_{red_e} = (V_l * I_{red_e}) + (V_{t_e} * I_{red_e}) = P_{inductance} + V_{t_e} * (I_{t_e} + I_{d_e})$$

$$P_{red} = P_{ind} + 0 + (V_{d_e} + V_{s_e}) * I_{d_e} = P_{ind} + 0 + 0 + V_{s_e} * I_{d_e}$$

$$P_{red} = P_{ind} + P_{charge} \quad (3.1)$$

avec : $I_{red_e} = I_m * \sin(\omega t)$, la relation (3.1) devient :

$$V_m * I_m * [\sin(\omega t)]^2 = V_m I_m \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} = L\omega I_M^2 \sin(\omega t) * \cos(\omega t) + p_{charge}$$

Soit :

$$\frac{V_M I_M}{2} - \frac{I_M}{2} [V_M \cos(2\omega t) + L\omega I_M \sin(2\omega t)] = P_{charge}$$

Pour que la distorsion du courant I_{red} soit réduite, il faut respecter la condition $L\omega I_M \ll V_M$. Cette condition est censée être satisfaite puisque nous avons posé l'hypothèse $I_{red} \cong I_{ref}$, d'où :

$$V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 \cong V_{s_e} I_{d_e} \quad (3.2)$$

$\bar{p}(1 - \cos(2\omega t)) = V_{s_e} * (c \frac{dv_{s_e}}{dt} + \frac{V_{s_e}}{R})$ Avec $V_{s_e} = \bar{V}_s + \delta V_s$ pour la valeur moyenne plus l'ondulation à 100 Hz.

En pratique, un cahier des charges impose un taux d'ondulation de la tension de sortie. Fixons des valeurs usuelles telles que $\frac{\delta V_s}{\bar{V}_s} < 0.1$. Dans ces conditions la relation se simplifie et devient :

$$\bar{p}(1 - \cos(2\omega t)) \cong (c \frac{d\delta v_s}{dt} + \frac{\bar{v}_s}{R}) * \bar{v}_s \quad (3.3)$$

Par identification, on obtient :

$$\bar{p} = \frac{\bar{v}_s^2}{R} \text{ et } \frac{\bar{p} \cos(2\omega t)}{\bar{v}_s} c \frac{d\delta v_s}{dt}$$

Ces deux égalités traduisent le fait que le circuit RC agit comme un véritable séparateur de la composante continue et de la composante à 100 Hz du courant I_{d_e} dans la mesure où la

tension v_{s_e} conserve une valeur moyenne $\overline{v_s}$ grande devant l'ondulation. On en déduit,

$$\delta v = -\frac{\overline{p}}{2c\omega v_s} \sin(2\omega t) \quad \text{Soit } c \geq 10 * \frac{\overline{p}}{2\omega v_s^2} \quad (3.4)$$

Le raisonnement par les bilans de puissance fournit une expression utilisable pour modéliser le système et assurer l'asservissement de la tension. v_s

Hormis la mise sous tension qui est un événement unique non contrôlable par la commande et donc de peu d'intérêt pour la modélisation, cette approche à l'avantage de valider un comportement grâce à une équation portant sur des grandeurs continues équivalentes mais non linéaire.

III.4 Calcul du correcteur de tension :

Pour le calculer on peut chercher à simplifier encore le modèle en vue de le linéariser. Il est certain que l'ondulation à 100 Hz de la tension de sortie n'intéresse en rien le calcul du correcteur de tension dont la bande passante sera très faible (quelques Hz en pratique), pour satisfaire la contrainte de forme du courant *Ired*.

On peut donc sans modifier le résultat, considérer que l'équation établie aux puissances instantanées peut être réduite à celle des puissances moyennes. La différence essentielle concernera la disparition des ondulations à 100 Hz de cette tension, ondulations dues à la puissance fluctuante. [30]

L'action du correcteur sera de maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie et non la valeur instantanée. Sous cette hypothèse, la relation devient :

$$\frac{V_M I_M}{2} \cong V_{s_0} * \left(c \frac{V_{s_0}}{dt} + \frac{V_{s_0}}{R} \right) \quad (3.5)$$

L'indice (*O*) est utilisé pour rappeler que seule la valeur moyenne de V_s est exprimée dans cette équation. Le réglage de V_{s_0} (sortie) est rendu possible par action sur l'amplitude de I_M (Entrée) du courant *Ired*. La contrainte de forme du courant *Ired* est supposée respectée. On en conclut que le réglage de V_{s_0} par I_M nécessite des variations très lentes de I_M par rapport au 50Hz.

Malheureusement, le calcul du correcteur de tension reste très délicat car l'équation du système reste non linéaire. On peut néanmoins linéariser l'équation autour d'un point de fonctionnement afin de déterminer un correcteur dans le cadre d'une théorie linéaire.

$$\text{On écrit : } \frac{V_{s_0}^2}{R} + \frac{C}{2} * \frac{dV_{s_0}^2}{dt} = \frac{V_M * I_M}{2} \text{ avec } [V_{s_0}]^2 = [(V_{s_0})_{repos} + \delta V_{s_0}]^2$$

$$\text{pour : } I_M = (I_M)_{repos} + \delta I_M \text{ et } \frac{(V_{s_0})_{repos}^2}{R} = \frac{V_M * (I_M)_{repos}}{2}$$

Utilisons de nouveau la bonne règle du 1/10. Si $(\delta V_{s_0})^2 \leq \frac{(\delta V_{s_0})_{repos}^2}{10}$

$$\text{alors } V_{s_0}^2 \cong (V_{s_0})_{repos}^2 + 2 * \delta V_{s_0} (V_{s_0})_{repos}$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante [31] :

$$G_V(p) = \frac{\delta V_{s_0}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{s_0})_{repos}} * \frac{R}{1 + \frac{RC}{2} P}$$

$$G_V(p) = \frac{K}{1 + \tau p} \text{ Avec } \begin{cases} K = \frac{V_M * R}{4 * (V_{s_0})_{repos}} \\ \tau = \frac{RC}{2} \end{cases} \quad (3.6)$$

La boucle de tension doit compenser l'ondulation de la tension de sortie. Mais en même temps, elle permet d'obtenir une distorsion harmonique $2\omega_{res}$ (ω_{res} : pulsation du réseau) superposée au courant d'entrée. Ce compromis conduit à choisir une bande passante dont la largeur recommandée varie entre quelques Hz à quelques dizaines de Hz (de 10 Hz à 30 Hz) et une marge de phase supérieure ou égale à 70° [31].

Le schéma fonctionnel du système asservi en tension est représenté par la Figure III-2

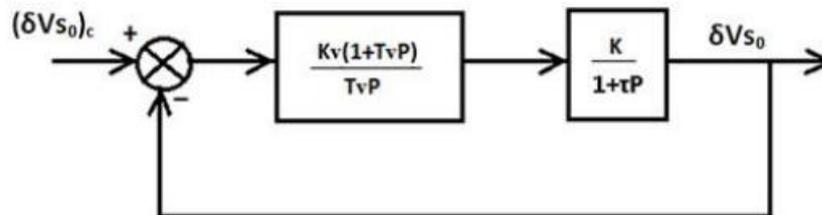


Figure III-2 Schéma fonctionnel du système asservi en tension en boucle fermée

Comme il s'agit d'avoir une bande passante qui varie de quelques Hz à quelques dizaines de

Hz et une erreur statique nulle, donc, un correcteur de type PI semble adapté à la situation. Sa fonction de transfert est :

$$C_v(p) = \frac{K_v(1+T_v p)}{T_v p} \quad (3.7)$$

D'après le schéma fonctionnel de la Figure III-1, la fonction de transfert en boucle fermée (BF) :

$$G_{vBF} = \frac{\frac{K_v(1+T_v p)}{T_v p} * \frac{K}{(1+\tau p)}}{1 + \frac{K_v(1+T_v p)}{T_v p} * \frac{K}{(1+\tau p)}} \quad (3.8)$$

Après simplification de (3.8) on trouve :

$$G_{vBF} = \frac{1+T_v p}{\left[1 + \frac{T_v(1+K_v)}{KK_v}\right] P + \frac{T_v \tau}{(KK_v) P^2}} \quad (3.9)$$

Par identification du dénominateur de la fonction de transfert de notre système en BF avec celui de la fonction de transfert généralisée du système du second ordre :

$$G(p) = \frac{k}{1 + \frac{2z}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2} \quad \text{On trouve} \quad \begin{cases} \frac{2z}{\omega_n} = \frac{T_v(1+K_v)}{KK_v} \\ \omega_n^2 = \frac{KK_v}{T_v \tau} \end{cases}$$

Où :

K_v Est le gain statique du correcteur PI de la tension de sortie de notre système.

T_v Est la constante du temps du correcteur PI de la tension de sortie de notre système.

K Est le gain statique de la fonction de transfert en Boucle Ouverte (BO) de notre système.

τ Est la constante de temps de cette dernière.

ω_c Est la pulsation de coupure du système après correction.

ω_n Est la pulsation propre du système de second ordre.

Z Est le coefficient d'amortissement du système de second ordre.

Ce qui implique que :

$$\begin{cases} K = \frac{\omega_n^2 T_V \tau}{K} \\ T_V = \frac{2Z\omega_n \tau - 1}{\omega_n^2 \tau} \end{cases} \quad (3.10)$$

On a pour un coefficient d'amortissement $Z = 1; \frac{\omega_c}{\omega_n} = 0.64$ donc : $\omega_n = \frac{\omega_c}{0.64}$; [32].

III.5 Résultats et interprétation

Les paramètres de simulation du circuit d'alimentation électrique à PFC commandé par hystérésis de la Figure III-1 sont représentés dans le Tableau II-4 Paramétrés du circuit Redresseur avec filtre coupe-bande à résonance parallèle

Paramètres	Unité	Valeur
Tension d'entrée efficace (V_1)	V	220
Inductance L	H	$87 \cdot 10^{-4}$
Capacité C	F	$7.2757 \cdot 10^{-4}$
Charge résistive R	Ω	306.25

Tableau III-1 Paramétrés du circuit d'alimentation électrique à PFC commandé par hystérésis

A la Figure III-3 (a), la forme d'onde de la tension de sortie est donnée, elle reste stabilisée à 350V avec une ondulation qui ne dépasse pas 2% et ne présente pas de dépassement . L'erreur entre la tension de sortie est la tension référence est présenter Figure III-3 (b)

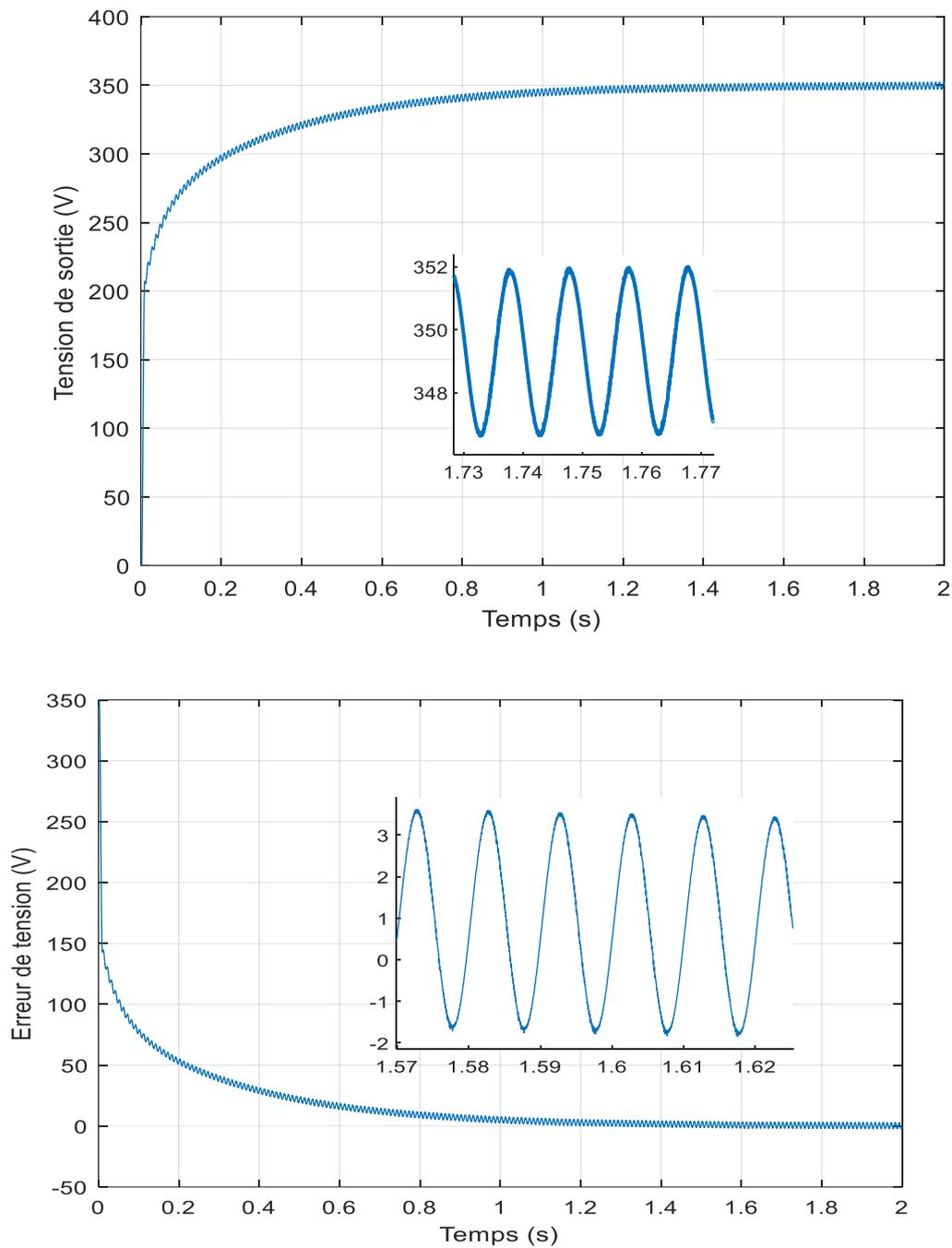


Figure III-3 Comportement d'alimentation face à une charge constante -a-tension de sortie -
b- Erreur de tension référence et tension de sortie

Le courant redressé qui travers l'inductance est parfaitement ondulée avec une amplitude de crête de 7A, son allure est présenter à la Figure III-4 (a), le courant de diode est hacher Figure III-4 (b)

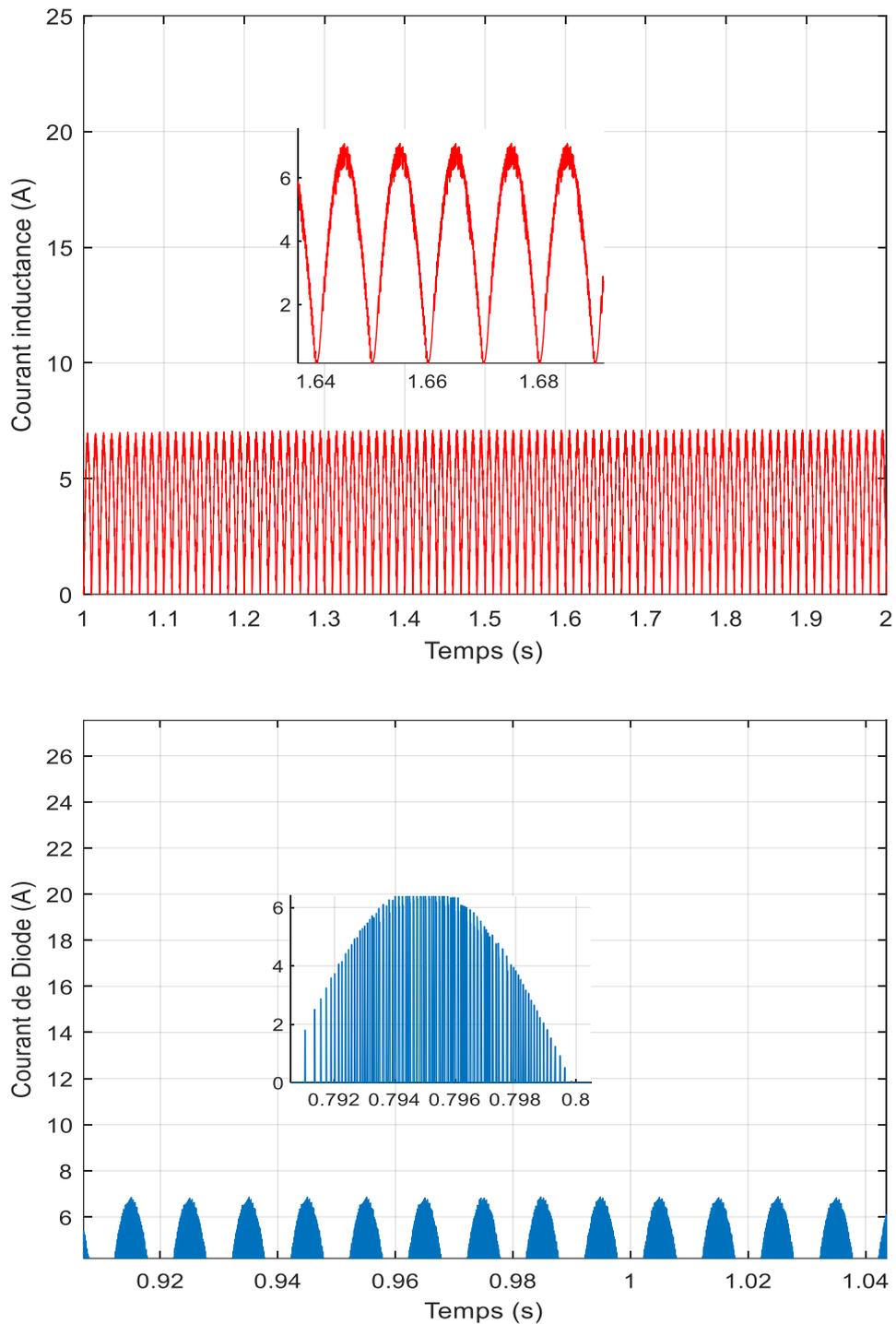


Figure III-4, Allure des courant simulé. –a- courant redressé. –b- courant de diode

III.6 Analyse harmonique

Enfin, une analyse harmonique est effectuée sur le courant de ligne (entrée) Figure III-5(a), le résultat de l'analyse harmonique est présenter dans la Figure III-5(b), une THD très

satisfaisant est obtenue de l'ordre 4.77%.

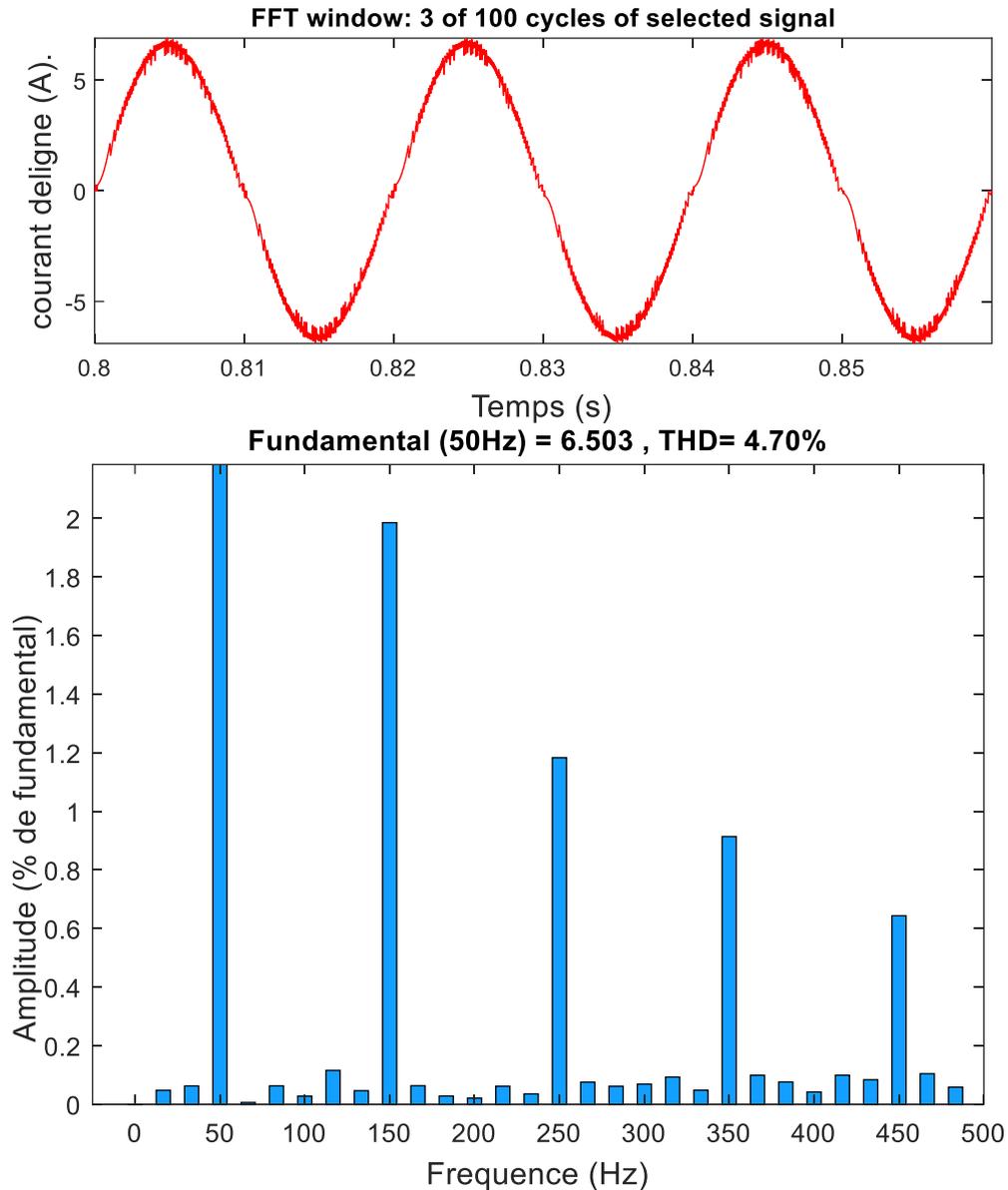
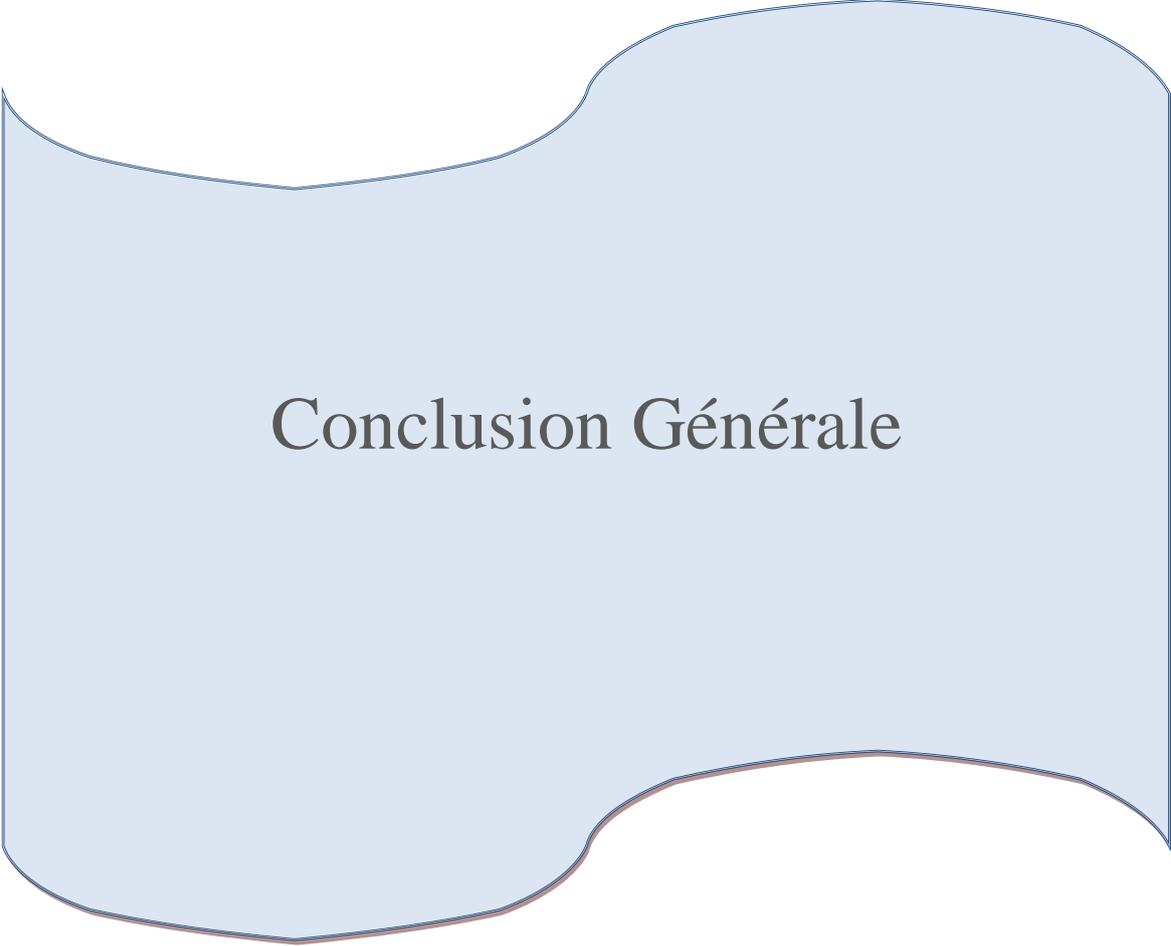


Figure III-5 Analyse harmonique du courant redressé. -a-courant de ligne -b-spectre harmonique du courant de ligne

III.7 Conclusion

Le dernier chapitre de notre travail était consacré à la simulation d'une alimentation électrique à corrections de facteur de puissance à commande hystérésis qui permet de contrôler le courant redressé. Cette commande a l'avantage de ne pas nécessiter un correcteur pour le contrôle du courant mais un correcteur (PI) pour le contrôle de la tension de sortie. Les résultats de l'étude ont montré que ce type de commande permet de réduire les

harmoniques et augmenter le facteur de puissance.



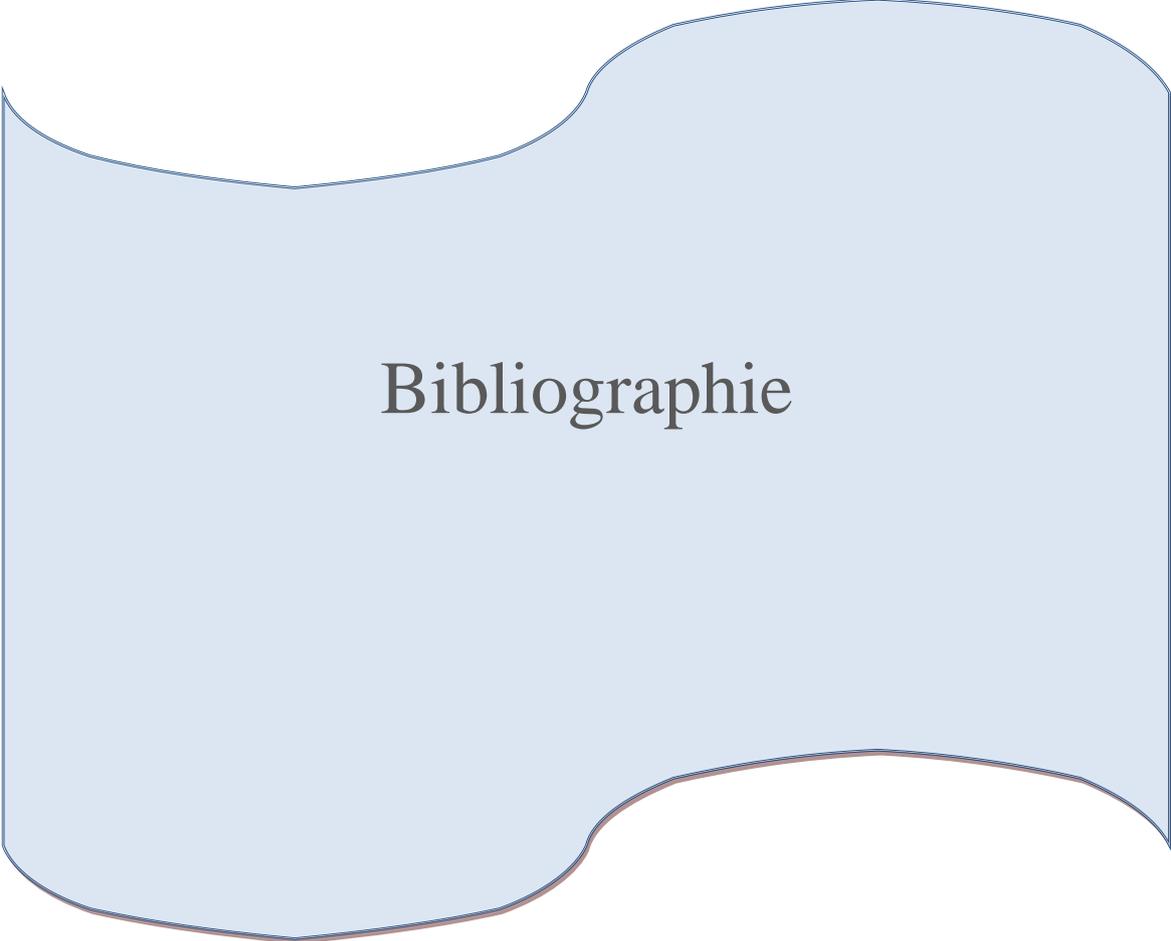
Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire a porté essentiellement sur l'étude d'une des solutions modernes de dépollution des courants harmoniques. Cette solution réside dans l'utilisation d'un convertisseur PFC actif pour minimiser la distorsion du courant à son entrée, ce qui permet d'améliorer, surtout, le facteur de puissance en ligne.

Cette étude nous a permis de :

- comprendre le principe de fonctionnement du convertisseur PFC actif et le dimensionnement de ses éléments principaux à partir de l'analyse de son fonctionnement au cours d'une période de fonctionnement.
- d'appliquer un types de commande particulier permettant de corriger d'une façon active le facteur de puissance en ligne. ce type est la commande par hystérésis qui se base sur le calcul d'un seul correcteur (PI) pour la régulation de la tension de sortie.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu et Bin Wu, " Un pouvoir numérique stratégie de contrôle de correction de facteur (PFC) optimisée pour DSP" IEEE Transactions sur l'électronique de puissance, vol. 19, numéro : 6, p. 1474 - 1485, 2004.
- [2] Tests de conformité aux normes IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) et IEC 1000-3- 3 (EN 61000- -3) Normes, Note d'application 1273, Hewlett Packard Cie, décembre 1995.
- [3] SupratimBasu et Math.H.J.Bollen, "A Novel Common Power Factor Schéma de correction pour les maisons et les bureaux", Transactions IEEE sur l'alimentation Livraison, Vol.20, No.3, pp. 2257-2263, juillet 2005.
- [4] article sur Review of Passive and Active Circuits for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power ACDC Converters:
<<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.1054.59&rep=rep1&type=pdf>>
- [5] C.K.Tse et M.H.L.Chow, "Etude théorique de la puissance à découpage convertisseurs avec correction du facteur de puissance et régulation de sortie", IEEE Transactions sur Circuits et Systèmes - Partie I : Fondamentaux et Applications, vol.47, n°7, pp.1047-1055, juillet 2000.
- [6] article wikipédia sur l'alimentation électrique :
<https://fr.wikipedia.org/wiki/Alimentation_%C3%A9lectrique>
- [7] memoir sur alimentations linéaires et aux alimentations à découpage :
<<http://www.qostic.org/Qostic/wp-content/uploads/Qostic6/Alimentations-%C3%A0-d%C3%A9coupage.pdf>>
- [8] article sur définition des harmoniques :
<https://fr.electrical-installation.org/frwiki/D%C3%A9finition_des_harmoniques>
- [9] SupratimBasu, "Convertisseurs monophasés de correction de facteur de puissance active Méthodes d'optimisation des interférences électromagnétiques, des performances et des coûts", thèse de doctorat, ChalmersUniversity of Technology, Göteborg, Suède, juin 2006.
- [10] arcticle sur les normes sur les harmoniques :
<https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Les_normes_sur_les_harmoniques>
- [11] Omar Stihi et Boon-Teck Ooi, "Un courant contrôlé monophasé PWM Rectifier," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 453-459, octobre 1988.
- [12] A. W. Kelley, W. F. Yadusky, « Conception de redresseur pour les harmoniques de

courant de ligne minimales et le facteur de puissance maximal », IEEE Trans. Sous tension Electronique, vol. 7, non. 2, p. 332-341, avril 1992.

[13] S.B.Monge, J.C.Crebier, S.Ragon, E.Hertz, D.B.Z.Gürdal, M.Arpilliere, et D.K. Lindner "Conception d'un convertisseur de correction de facteur de puissance Boost Utilisation de techniques d'optimisation", IEEE Transactions on Power Électronique, Vol. 19, n° 6, pp. 1388-1396, novembre 2004.

[14] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics : Convertisseurs, applications et conception", New York, NY, États-Unis, John Wiley& Fils, Inc., 1995.

[15] N. Sokal, K. Sum et D. Hamill « A Redresseur monophasé, non isolé », dans Proc. de la puissance appliquée IEEE Conférence sur l'électronique, APEC'98, pp. 208-215, 1998.

[16] R. Redl, « Un facteur de puissance passif monophasé économique corrigé Redresseur : Topologie, exploitation, extensions et conception pour la conformité », dans Proc. of IEEE Applied Power ElectronicsConference, APEC'98, pp. 454-460, 1998.

[17] A. W. Kelley et W. F. Yadusky « Harmoniques de courant de ligne de redressement à phase contrôlée et facteur de puissance en fonction de l'angle de tir et Inductance du filtre de sortie », dans Proc. de l'électronique de puissance appliquée IEEE Conférence, APEC'90, pp. 588-597, 1990.

[18] S.Basu, Math H.J.Bollen et Tore M.Undeland, "PFC Strategies in Light of EN 61000-3-2", Conférence EPE PEMC 2004, Riga, Lettonie, 1-3 septembre 2004.

[19] Abdelkader Benaïssa, Mohamed Karim Fellah et Ahmed Massoum "Réduction harmonique basée sur des solutions actives," Electronic Journal (Acoustique Technique), Université Sidi Bel Abbes, Algérie, 2005. Disponible sur : <http://ejta.org/en/benaïssa1>

[20] P. Vijayraghavan et R. Krishnan "Topologie de convertisseur Front-End Buk for SRM Drives- Design and Control", Actes de l'IEEE/IECON'03 p. 3013-3018, 2003.

[21] TeuvoSuntio, , Idris Gadoura, , et Kai Zenger "Interactions des filtres d'entrée dans le convertisseur abaisseur contrôlé en mode courant de crête fonctionnant dans le CICM », Transactions IEEE sur l'électronique industrielle, vol. 49, n° 1, pp. 76-86, février 2002.

[22] Koen Gussem, David M. Van Sype, Alex P. Van den Bossche et Jan A. Melkebeek "Contrôle numérique des convertisseurs Boost PFC fonctionnant dans les deux Mode de conduction continue et discontinue," 35e IEEE annuel Conférence des spécialistes de l'électronique de puissance, Aix-la-Chapelle, Allemagne, 2004.

[23] Grace Chu, Chi K. Tse, Siu Chung Wong et Siew-Chong Tan "A Approche unifiée pour la dérivation d'un contrôle robuste pour Boost PFC Convertisseurs," IEEE Transactions on

Power Electronics, Vol. 24, pp. 2531- 2544, nov. 2009.

[24] Andersen, G.K. Blaabjerg, F. "Contrôle programmé en courant d'un circuit de correction de facteur de puissance Buck-Boost monophasé à deux commutateurs" IEEE Transactions sur l'électronique industrielle, vol. 53, n° 1, p. 263-270, février 2006.

[25] Chingchi Chen et Deeparkraj M. Divan, « Topologies simples pour Phase AC Line Conditioning », IEEE IAS 1991 Conf., pp. 911-917, 1991.

[26] Omar Stihl et Boon-Teck Ooi, "Un courant contrôlé monophasé PWM Rectifier," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 453-459, octobre 1988.

[27] Kanaan, Hadiet Kamal Al-Haddad. 2005. « Évaluation Comparative des Techniques de Commande par MLI et par Hystérésis : Application au Redresseur Triphasé à Injection de Courant». Can. J. Elect. Comput. Eng., Vol. 30, N°4, (Automne), p. 215-223.

[28] Alain Cuniere& Gilles Feld, ''Etude et simulation d'une alimentation AC/DC à absorption sinusoïdale de courant ENS de Cachan'', France.

[29]Michael Petit & all ''Simulation et mise en œuvre pratique d'un convertisseur AC/DC monophasé à prélèvement sinusoïdal'', Ecole Nationale Supérieure de l'Energie, France.

[30] memoir sur etuded'un convertisseur PFC actif (Power Factor Correction) <<http://bib.univ-oeb.dz:8080/jspui/bitstream/123456789/7584/1/MGE-00057.pdf>>

[31] S. Kerai& all ''Calcul du convertisseur AC/DC avec correction de facteur de puissance'', Université Abou BakrBelkaïd de Tlemcen.

[32] M. Rivoire & G. L. Ferrier ''Cours d'automatique, tome 2 : Asservissement, Régulation, Commande analogique'', Edition Eyrolles, 1990.

Résumé :

De nombreux appareils électriques (micro-ordinateurs, électroménagers, etc...) nécessitent une alimentation continue dans leur électronique de commande.

Ce type de charges non linéaires (ou polluantes) impose l'absorption d'un courant non sinusoïdal du réseau alternatif, donc riche en harmoniques qui conduit à une distorsion locale de la tension du réseau alternatif à travers les impédances de ligne, une augmentation des pertes en ligne, la consommation élevée de puissance réactive conduit à un mauvais facteur de puissance. Il existe plusieurs solutions pour limiter la propagation et l'effet des courants harmoniques dans les réseaux électriques. Parmi celles-ci, l'utilisation de dispositifs à absorption sinusoïdale de courant tel que le convertisseur PFC actif et passif (Power Factor Correction).

L'objectif de ce mémoire, est l'étude et la simulation d'alimentation électrique PFC à commande hystérésis qui consiste à comparer le signal d'erreur, produit suite à la première comparaison entre le courant de référence et le courant réel, les principaux avantages de cette technique sont la très grande simplicité, la facilité d'implémentation, la robustesse et la rapidité, et elle conduit aussi à des améliorations apportées sur la qualité des formes d'ondes des courants contrôlés.

Les performances de la loi de cette commande sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

Mots clés: Circuit d'entrée, courants harmoniques, charges non linéaires, correcteur PI, convertisseur PFC actif et passif, commande par hystérésis, (ou PWM).

Abstract:

Many electrical devices (microcomputers, household appliances, etc.) require a continuous power supply in their control electronics.

This type of non-linear (or polluting) loads impose the absorption of a non-sinusoidal current from the AC network, therefore rich in harmonics which leads to a local distortion of the voltage of the AC network through the line impedances, an increase in line losses, the high consumption of reactive power leads to a bad power factor. There are several solutions to limit the propagation and the effect of harmonic currents in electrical networks. Among these, the use of sinusoidal current absorption devices such as the active and passive PFC converter (Power Factor Correction).

The objective of this thesis is the study and simulation of a PFC power supply with hysteresis

control which consists in comparing the error signal, produced following the first comparison between the reference current and the real current, the main advantages of this technique are very great simplicity, ease of implementation, robustness and speed, and it also leads to improvements made in the quality of the waveforms of the controlled currents.

The performance of the law of this control is verified by simulation using Matlab / Simulink software

Keywords: Input circuit, harmonic currents, non-linear loads, PI corrector, active and passive PFC converter, control by hysteresis, (or PWM).

ملخص:

تتطلب العديد من الأجهزة الكهربائية الصغيرة ، والأجهزة المنزلية ، وما إلى ذلك) مصدر طاقة مستمر في إلكترونيات التحكم الخاصة بها.

يفرض هذا النوع من الأحمال غير الخطية (أو الملوثة) امتصاص تيار غير جيبي من شبكة التيار المتردد ، وبالتالي فهي غنية بالتوافقيات التي تؤدي إلى تشويه محلي لجهد شبكة التيار المتردد من خلال ممانعات الخط ، وزيادة في خسائر الخط ، يؤدي الاستهلاك العالي للطاقة التفاعلية إلى عامل طاقة سيئ. توجد عدة حلول للحد من انتشار وتأثير التيارات التوافقية في الشبكات الكهربائية. من بينها ، استخدام أجهزة امتصاص التيار الجيبي مثل محول PFC النشط والسلبى (Power Factor Correction).

الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة ومحاكاة مصدر طاقة PFC مع التحكم في التخلف والذي يتكون من مقارنة إشارة الخطأ الناتجة بعد المقارنة الأولى بين التيار المرجعي والتيار الحقيقي ، والمزايا الرئيسية لهذه التقنية هي البساطة الكبيرة جداً ، سهولة التنفيذ ، المتانة والسرعة ، كما أنها تؤدي إلى تحسينات في جودة أشكال الموجات للتيارات الخاضعة للرقابة.

يتم التحقق من أداء قانون هذا التحكم عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج Matlab / Simulink

الكلمات الرئيسية: إدارة الإدخال ، التيارات التوافقية ، الأحمال غير الخطية ، مصحح PI ، محول PFC النشط والسلبى ، التحكم عن طريق التباطؤ ، (أو PWM).

