

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
المركز الجامعي لعين تموشنت  
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent  
Institut de Technologie  
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE  
Filière : Electrotechnique  
Spécialité : Commande des systèmes Électrique  
Thème

**Alimentation a Correction de Facteur de Puissance (PFC)  
Commande par Mode Glissant.**

**Présenté Par :**

- 1)BELKENADIL Yacine.
- 2)BEKHEDDA Mohamed Hichem.

**Devant les jurys composés de :**

Mme.MANDEZ	MCB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Mr.AYACHE	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Mr.FATMI	MCB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

*Année universitaire 2016/2017*

## **Remerciements**

Nous exprimons notre profonde gratitude et reconnaissance à monsieur Ayache, pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer, nous orienter et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail ainsi pour la confiance qu'il nous a accordé. dans notre cursus.

Nous remercions vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être examinateur de notre mémoire.

Des remerciements vont également à tous ceux qui nous ont apporté, de près ou de loin, orientation, soutien et aide dans la réalisation et la concrétisation de ce travail Nos vifs remerciements à tous nos enseignants du primaire à l'université, ainsi que les Automaticiens de la promotion 2017.

Nous tenons à remercier toutes personnes qui nous ont aidés

# SOMMAIRE

## Chapitre I : Alimentations électriques et les harmoniques

I.1. Introduction.....	(01)
I.2. Structure fonctionnelle d'une alimentation. ....	(02)
I.3 Convertisseurs D'énergie Electrique. ....	(03)
I.3.1 Convertisseurs statiques.....	(03)
I.4 Charges Linéaires et Non Linéaires. ....	(03)
I.4.1 Les Différents Types de Sources et de Charges.....	(04)
I.4.2. Les Sources. ....	(04)
I.4.3. Les Charges.....	(04)
I.5 Origines des Harmoniques.....	(04)
I.5.1 Grandeur Harmonique. ....	(05)
I.5.2 Rang de l'harmonique.....	(05)
I.5.3 Série de Fourier.....	(05)
I.5.4 Valeur Efficace d'un Grandeur Alternative.....	(06)
I.5.5 Taux de distorsion.....	(06)
I.5.6 Spectre d'harmonique (de fréquence).....	(06)
I.5.7 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance FP.....	(07)
I.5.8 Symptômes et conséquences des harmoniques.....	(08)
I.6 Les solutions traditionnelles. ....	(09)
I.6.1 Transformateur à couplage spécial. ....	(09)
I.6.2 Pont dodécaphasé.....	(09)
I.6.3 Surdimensionnement des installations électriques.....	(10)
I.6.4 Agir sur la structure de l'installation. ....	(10)

I.6.5 Utilisation une inductances (selfs) série. ....	(11)
I.7 Solutions modernes de dépollution. ....	(11)
I.7.1 Filtrage actif. ....	(11)
I.7.1.1 Filtrage hybride. ....	(12)
I.7.2 Les redresseurs MLI. ....	(13)
I.8.Conclusion. ....	(13)

## **Chapitre II: les alimentations à absorption sinusoïdale**

II.1 Introduction. ....	(14)
II.2 Alimentation Absorbation Sinusoïdale. ....	(14)
II.3 Redresseur en Pont Monophasé. ....	(15)
II.4 Principe et Fonctionnement du Facteur de Puissance. ....	(15)
II.5 Le convertisseur élévateur BOOST. ....	(16)
II.5.1 Principe de fonctionnement. ....	(17)
II.5.2 Calcul de la fonction de transfert. ....	(18)
II.5.3 Etude des signaux. ....	(18)
II.5.4 Oscillogrammes. ....	(21)
II.6 Correction du Facteur de Puissance. ....	(21)
II.6.1 Alimentation sans PFC. ....	(22)
II.6.2 Alimentation avec PFC. ....	(22)
II.6.3 Correcteur passif de facteur de puissance. ....	(23)
II.6.4 Correcteur actif de facteur de puissance. ....	(24)
II.6.5 la différence entre le PFC active et passive. ....	(25)
II.6.6 Origine du problème nécessitant une correction. ....	(26)
II.7 Conclusion. ....	(28)

## Chapitre III:

III.1. Introduction. ....	(29)
III.2. Systèmes a Structure Variables. ....	(29)
III.3. Conception de la Commande par Mode de Glissement. ....	(29)
III.3.1. Choix de la Surface de Glissement. ....	(30)
III.3.2. Conditions de Convergence. ....	(31)
III.3.2.1. Fonction Directe de Commutation. ....	(31)
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov.....	(32)
III.3.3.Calcul de la Commande. ....	(32)
III.3.3.1. Définition des Grandeurs de Commande. ....	(33)
III. 3.3.2. Expression Analytique de la Commande. ....	(34)
III.3.4. Elimination du Phénomène de Chattering.....	(35)
III.4. Application de Mode Glissant pour le Correcteur du Facteur de Puissance. ....	(36)
III.5. RESULTATS DE SIMULATION. ....	(38)
III.5.1.Réponse à une référence constante de la tension de sortie.....	(38)
III.5.2.Variation de la tension de référence $V_0^*$ .....	(41)
III.5.3.Variation de la charge R.....	(42)
III.6. Conclusion.....	(43)

Conclusion Générale .

# Liste des figures

<b>Figure I.1:</b> Structure fonctionnelle d'une alimentation.	(02)
<b>Figure I.2:</b> convertisseur statique.	(03)
<b>Figure I.3:</b> Le spectre des harmoniques du courant de charge polluante.	(07)
<b>Figure I.4:</b> Diagramme de Fresnel des puissances.	(07)
<b>Figure I.5:</b> Structure du pont dodécaphasé.	(10)
<b>Figure I.6:</b> Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.	(11)
<b>Figure II.1:</b> Le montage de la redresseur commandé.	(15)
<b>Figure II.2:</b> convertisseur BOOST.	(17)
<b>Figure II.3:</b> Phase 1 (0 à T).	(18)
<b>Figure II.4:</b> Phase 2 (T à T').	(18)
<b>Figure II.5:</b> Calcul de la fonction de transfert.	(19)
<b>Figure II.6:</b> Courbe de transfert.	(19)
<b>Figure II.7:</b> oscillogrammes.	(21)
<b>Figure II.8:</b> Exemple d'alimentation sans de PFC.	(22)
<b>Figure II.9:</b> Exemple d'alimentation sans de PFC.	(22)
<b>Figure II.10:</b> Schéma d'un PFC passif.	(23)
<b>Figure II.11:</b> Formes d'ondes d'un PFC passif.	(23)
<b>Figure II.12:</b> Schéma d'un PFC actif.	(24)
<b>Figure II.13:</b> Formes d'ondes d'un PFC actif.	(25)
<b>Figure II.14:</b> Alimentation à un seul condensateur réservoir C.	(26)
<b>Figure II.15:</b> Représentation de formes d'ondes dans un réseau.	(27)
<b>Figure III.1:</b> Linéarisation exacte de l'écart.	(31)
<b>Figure III.2:</b> Commande appliquée aux systèmes à structure variable.	(32)

**Figure III.3:** Valeur continue  $\alpha_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre

$$[ \alpha_{Max} \alpha_{Min} ]. \quad (34)$$

**Figure III.4:** Représentation de la fonction « Sign ». (35)

**Figure III.5:** Fonction « SAT ». (36)

**Figure III.6:** Fonction « SMOOTH ». (36)

**Figure III.7:** Synoptique du contrôleur mode glissant. (38)

**Figure III.8:** Résultats de Simulation pour  $V_0^*=160V$ . (39)

**Figure III.9:** Erreur de la tension de sortie. (39)

**Figure III.10:** Erreur du courant de sortie. (40)

**Figure III.11:** Fréquence de commutation. (40)

**Figure III.12:** Surface de glissement ( $v_0 = 160V, R=212\Omega$ ). (41)

**Figure III.13:** Réponse à une augmentation et diminution de  $V_0^*(160V/192V/160V)$ . (41)

**Figure III.14:** Taux de distorsion du courant absorbé. (41)

**Figure III.14:** Réponse à une variation de la charge  $R(212 \Omega/312 \Omega)$ . (42)

**Figure III.15:** Surface de glissement pour changement de la charge. (42)

## Listes des Symboles et Acronymes

### Symboles :

$e_a, e_b, e_c$	Tensions simples du réseau
$v_a, v_b, v_c$	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur
$i_a, i_b, i_c$	Courants débités par le réseau
$v_o, i_o$	Tension et courant du bus continu
$v_L$	Tension aux bornes de l'inductance de couplage
$V_s$	Tension de la source
$v_H$	Tension aux bornes de l'interrupteur
$V_{sm}$	Amplitude de la tension de la source
$v_{in}$	Tension redressée
$v(k)$	Valeur moyenne de $v$
$i_{ref}$	Courant de référence
$i_L$	Courant d'entrée
$i_o$	Courant de charge
$I_{refDC}$	Amplitude de la composante continue du courant de référence
$I_{refAC}$	Amplitude de la composante alternative du courant de référence
$f_{sw}$	Fréquence de commutation
$T_{sw}$	Période de commutation
$f_{cv}$	Fréquence de coupure de la boucle de tension
$f_c$	Fréquence de coupure de la boucle de courant
$L$	Inductance de couplage
$C$	Capacité du condensateur du bus continu
$R$	Résistance de la charge
$x$	Variable d'état
$\beta$	Largeur de la bande d'hystérésis
$I_1, I_h$	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang $h$



$V_1, V_h$	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h
$\alpha_1, \alpha_h$	Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h
W	Energie électrique
S	Puissance apparente
P	Puissance active
q	Puissance réactive
$P^*, q^*$	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta P, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
$\theta$	Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire
$\theta_i$	Secteur numéro i
$\omega$	Pulsation fondamentale du réseau
$Z_{cc1}, Z_{cch}$	Impédance de court-circuit à la fréquence fondamentale et du rang h
$\Delta I$	Largeur de la bande à hystérésis
FA	Fonction d'appartenance du sous-ensemble flou A
$\bar{A}$	Complément du sous-ensemble flou A
$\mu_A(x)$	Degré d'appartenance de x au sous-ensemble A
$\min(\mu_A(x))$	Minimum des deux degrés d'appartenance
$\mu_B(x)$	Minimum des deux degrés d'appartenance
$\max(\mu_A(x))$	Maximum des deux degrés d'appartenance
$\mu_B(x)$	Maximum des deux degrés d'appartenance
$\text{hgt}(A)$	Hauteur du sous-ensemble flou A
$\text{supp}(A)$	Support du sous-ensemble flou A
$\text{noy}(A)$	Noyau du sous-ensemble flou A
$\alpha\text{-cut}(A)$	Coupe de niveau $\alpha$ du sous-ensemble flou A
u	Sortie du contrôleur flou
$\varepsilon$	Ecart de réglage
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage

$f_s$	Fréquence d'échantillonnage
$T_s$	Période d'échantillonnage
$\Delta T$	Largeur du créneau centré pour le redresseur monophasé
$S(v_o)$	Surface de glissement
$u_{\text{éq}}$	Commande équivalente
$u_{\text{att}}$	Commande attractive

### **Acronymes :**

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
HCC	Hysteresis Current Control
VSC	Voltage Source Converter
AC/DC	Conversion alternative continue
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
SVC	Static Var Compensator
STATCOM	Static Synchronous Compensator
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor
UPFC	Unified Power Flow Controller
PFC	Power Factor Correction
THD	Total Harmonic Distortion
SVM	Space-Vector Modulation
FP	Facteur de Puissance
HVDC	High Voltage Direct Current
MT	Moyenne Tension
BT	Basse Tension
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Série
UPS	Uninterruptible Power Supply
UPF	Unit Power Factor

PLL	Phase Locked Loop
PI	Regulateur Proportionnel intégral
SMC	Sliding Mode Controller
FBH	Fixed band Hysteresis
SBH	Sinudoidal band Hysteresis
VBH	Variable band Hysteresis

# Introduction général

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

Tout phénomène physique affectant un ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme perturbation. La présence des harmoniques dans le réseau électrique, appelée également pollution harmonique, est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie, plus particulièrement la déformation ou la distorsion de l'onde de tension. Cette distorsion résulte de la superposition, sur l'onde de tension fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Ce phénomène est souvent la cause d'une mauvaise exploitation de l'énergie électrique et risque d'endommager les appareils électriques connectés aux réseaux. Les conséquences néfastes les plus connues de la pollution harmonique se résument dans la destruction de condensateurs, le déclenchement intempestif de protections électriques.

Le nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux industriels ne cesse d'augmenter. Ces convertisseurs posent quelques problèmes aux réseaux car ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent, par conséquent, des courants non sinusoïdaux. En effet, l'obtention d'une tension continue à partir du réseau se fait généralement par une alimentation qui présente en amont, dans la plupart des cas, un condensateur de filtrage au travers d'un pont de diodes. La présence de ce condensateur à l'entrée du convertisseur impose à celui-ci de n'absorber du courant que lorsque la tension secteur est supérieure à celle du condensateur. Il en résulte que le facteur de puissance est médiocre et est réduit à des valeurs

voisines de 0,5 à 0,6. L'ajout d'une inductance de lissage en sortie du pont de diodes améliore relativement le facteur de puissance mais le résultat demeure modeste et le poids et le volume ainsi que le coût augmentent notablement. Pour ces mêmes raisons l'utilisation de filtres passifs d'ordre supérieurs est aussi insatisfaisante. A l'opposé de ces solutions de filtrage passif, d'autres techniques ont été développées. Ces derniers consistent à intercaler entre la charge et le pont redresseur un convertisseur DC/DC qui permettra de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension réseau.

Le but de ce mémoire est consacré au control du PFC par modes glissants. Il présente les deux composants de base d'une telle commande: la surface de glissement et la loi de commande forçant le système à l'atteindre en temps fini et à y rester , puis nous allons présenter un type de régulateur avancé à base mode glissant. Ce travail se termine par une simulation de ces deux types de régulateur en utilisant le logiciel MATLABSIMULINK, et une conclusion générale.

## I.1. Introduction:

La fonction des alimentations est de fournir de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement des équipements électriques. Dans la plupart des cas, la fonction de l'alimentation est de transformé les caractéristiques de l'énergie livrée par le réseau électrique pour les adapter aux conditions des équipements électriques (le fonctionnement des circuits électroniques nécessite en général une alimentation sous Très Basse Tension Continue).

Pour réaliser ces convertisseurs on utilise deux types de structures :

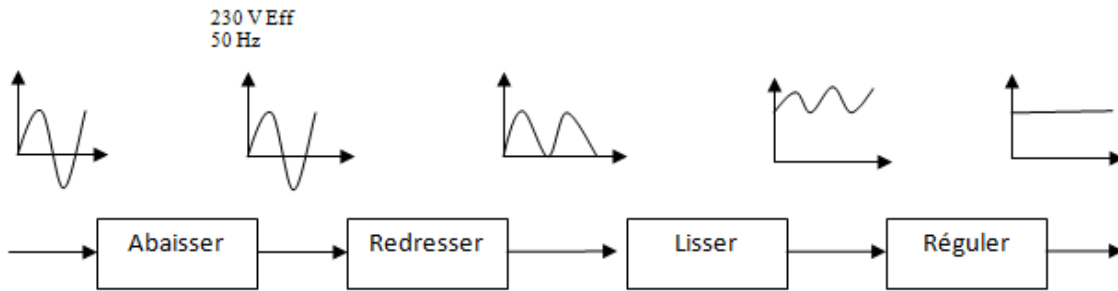
- Les alimentations linéaires.
- Les alimentations à découpage.

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

## I.2. Structure fonctionnelle d'une alimentation:

La tension du réseau est sinusoïdale, alternative, de valeur efficace (230 V 50HZ). Le fonctionnement des circuits électroniques d'un objet technique électronique nécessite en général une alimentation Très Basse Tension (inférieure à 24 V), en courant continu.

Alors Nous devons passer d'une forme à une autre, Ceci peut se décomposer en plusieurs étapes [2].



**Figure I.1:** Structure fonctionnelle d'une alimentation.

- **Abaisser** : permet de passer d'une tension sinusoïdale de valeur élevée à une tension de même forme mais de valeur plus faible.
- **Redresser** : ne garde que la partie positive ( ou négative ) de la sinusoïde d'entrée.
- **Lisser** : c'est réduire ses variations les plus rapides de manière à obtenir une valeur approximativement continue.
- **Réguler** : La tension de sortie de cette fonction doit être constante quelque soit le courant demandé.

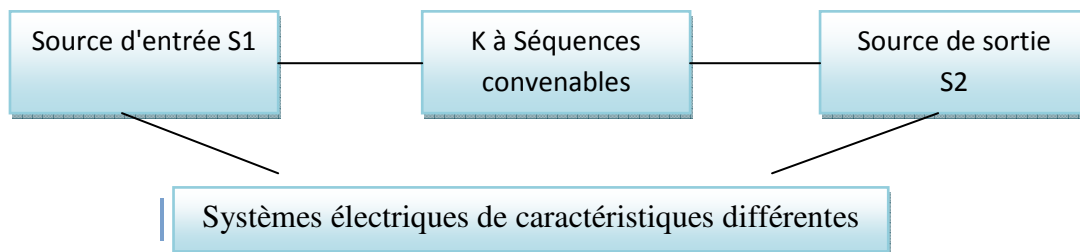
### I.3 Convertisseurs D'énergie Electrique:

· L'énergie électrique utilisée dans l'industrie et chez les particuliers provient principalement du réseau triphasé (excepte les piles, les batteries...). les dispositifs utilisant cette énergie ne fonctionnent que très rarement sous formes d'ondes sinusoïdales à 50 Hz (penser par exemple à un PC alimenté par le secteur 50Hz et dans lequel on doit alimenter différentes cartes électroniques...l'énergie initiale a forcément été considérablement transformée pour être utilisable par le système).

· Dans le cas de l'utilisation d'une batterie, il peut être intéressant de contrôler le niveau de tension en sortie (pour contrôler la vitesse d'un moteur par exemple) et on aura là encore besoin d'un dispositif, entre source et charge, permettant d'effectuer cette opération [22].

#### I.3.1 Convertisseurs statiques:

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie comme le montre la figure I.2. [22]



**Figure I.2:** convertisseur statique.

La source d'entrée peut être un générateur ou un récepteur (idem pour la source de sortie).

L'étude et la conception de ces dispositifs est souvent appelée électronique de puissance. En effet, si ces dispositifs comportent des composants qui fonctionnent à courant faible (partie de commande du convertisseur qui permet le contrôle et la régulation des paramètres de la conversion), leur fonction principale consiste à faire commuter des courants souvent importants (destinés à apporter une énergie suffisante pour une action mécanique par exemple) [1].

## I.4 Charges Linéaires et Non Linéaires:

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires),
- Les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances.

Une charge est dite non-linéaire si l'on alimente une charge non linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans cette charge n'est plus sinusoïdal. Ce courant peut être décomposé en une composante fondamentale et des harmoniques.

### I.4.1 Les Différents Types de Sources et de Charges.

La source est le dispositif qui va apporter l'énergie électrique. La charge est le dispositif qui va utiliser cette énergie (la consommer ou éventuellement la transformer).



## I.4.2. Les Sources.

- Les principales sources alternatives sont:

le réseau électrique triphasé (1 ou plusieurs phases), les alternateurs (machine électrique convertissant l'énergie mécanique en énergie électrique dans les centrales notamment), les onduleurs (indispensables pour obtenir de la fréquence variable comme dans les TGV).

- Les principales sources continues sont:

Les dispositifs électrochimiques (piles, batteries), les génératrices à courant continu, les sorties des redresseurs et des hacheurs (ou des alimentations à découpage)....

## I.4.3. Les Charges.

Il s'agira de moteurs électriques (alternatifs ou continus) et de divers appareils électriques (dont l'entrée comporte souvent un ou plusieurs convertisseurs)....

## I.5 Origines des Harmoniques:

L'augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique du réseau électrique est une conséquence de la prolifération des convertisseurs statiques [5] .

Les harmoniques ne proviennent pas de l'alimentation mais du réseau client, les centrales électriques générant des tensions parfaitement sinusoïdales, les courants harmoniques sont dus à la présence d'une charge électrique non linéaire dans un réseau électrique. On dit qu'une charge est non linéaire quand, soumise à une tension sinusoïdale (typiquement à 50 Hz), elle n'absorbe pas un courant sinusoïdal[2].

### I.5.1 Grandeur Harmonique:

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent (%) de celle du fondamental [4].

### I.5.2 Rang de l'harmonique:

C'est le rapport de sa fréquence  $f_n$  à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) :

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (\text{I.1})$$

Par principe, le fondamental  $f_1$  a le rang un [4].

## I.5.3 Série de Fourier:

Ceci revient à dire que : « tout signaux, périodique de période  $T=1/f$ , peut se décomposer en une somme infinie de termes sinus et cosinus de fréquences multiples de  $f$  ».

Mathématiquement, cela s'écrit [5] [22]:

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (\text{I.2})$$

la valeur  $a_0$  représente la valeur moyenne de  $s(t)$ .

On calcule les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  avec les formules suivantes:

$$a_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad \text{ET} \quad b_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt. \quad (\text{I.3})$$

De plus, il existe quelques pré-requis qui permettent de ne pas faire de calculs inutiles :

- si la fonction est symétrique par glissement , la valeur  $a_0$  est nulle.
- si la fonction est paire, les coefficients  $b_n$  sont nuls.
- si la fonction est impaire, les coefficients  $a_n$  sont nuls.
- si la fonction possède une symétrie sur ses deux demi-périodes, les termes d'indice pairs sont nuls .

## I.5.4 Valeur Efficace d'une Grandeur Alternative:

Il y a identité entre l'expression usuelle de cette valeur efficace calculée à partir de l'évolution temporelle de la grandeur alternative ( $y(t)$ ) et l'expression calculée à partir de son contenu harmonique [5] [22]:

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T Y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2} \quad (\text{I.4})$$

## I.5.5 Taux de distorsion:

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative .

$$\text{THD}(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n Y_n^2}}{Y_1} \times 100 \quad (\text{I.5})$$

$Y_1$ : La valeur efficace de la composante fondamentale (du courant ou de la tension) .

$Y_n$ : Les valeurs exactes des différentes composantes harmoniques (du courant ou de la tension).

## I.5.6 Spectre d'harmonique (de fréquence):

C'est la représentation de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang, la valeur des harmoniques étant généralement exprimée en pourcentage du fondamental par un histogramme (figure (I.3)) [22].

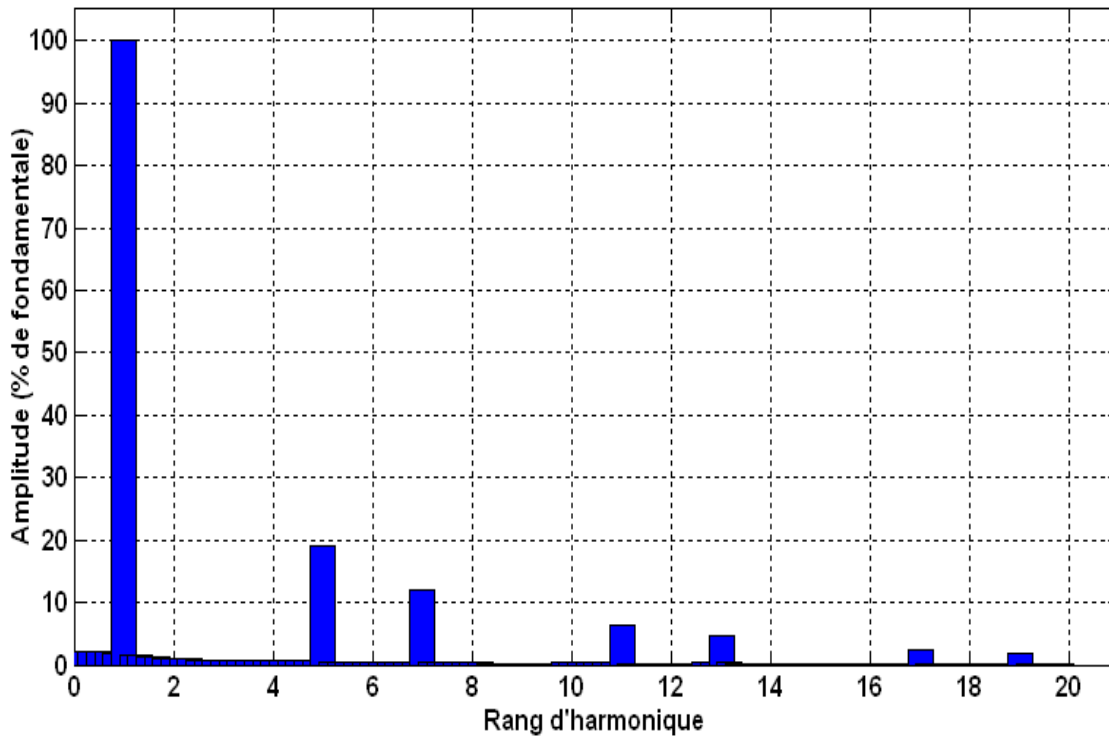


Figure I.3: Le spectre des harmoniques du courant de charge polluante.

## I.5.7 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance FP :

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par rapport entre la puissance  $P$  et puissance apparente  $S$ .

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties active  $P$ , réactive  $Q$  et déformante  $D$ , cette dernière est la puissance provoquée par les courants harmoniques, tel que  $I=I_f+I_h$  [22].

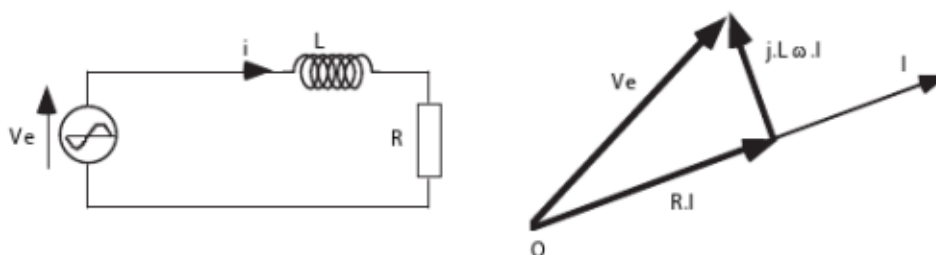


Figure I.4: Diagramme de Fresnel des puissances.

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties comme le montre l'équation suivante:

$$s = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.6})$$

Où  $Q$  : la puissance réactive associée au courant fondamental.

$D$  : la puissance déformante due aux harmoniques du courant.

$$\text{Où } P = 3 \cdot U \cdot I_1 \cos(\varphi_1). \quad (\text{I.7})$$

$\varphi_1$ : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension .

$$Q = 3 \cdot U \cdot I_1 \sin(\varphi_1). \quad (\text{I.8})$$

$$\text{Et, } D = 3 \cdot U \cdot I_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}. \quad (\text{I.9})$$

Finalement le facteur de puissance  $F_p$  est donné par l'expression:

$$F = \frac{P}{S} = F_{dis} \cdot \cos(\varphi) = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.10})$$

Où  $F_{dis}$  représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît [22].

## I.5.8 Symptômes et conséquences des harmoniques:

La présence d'harmoniques perturbe les autres charges, même linéaires, connectées aux bornes de la même source de tension. En effet, ces charges risquent de ne plus être alimentées dans des conditions satisfaisant aux références de tension exigées [22].

Les autres conséquences possibles sont :

- Echauffement du câble de neutre : les courants de fréquence harmonique de rang 3 et multiples de trois se somment dans le conducteur de neutre ; le courant de neutre valant fréquemment 120 à 130 % des courants de phase
- Disjonctions principales intempestives, dues aux surintensités
- Disjonctions différentielles intempestives dues aux fréquences des harmoniques, associées aux capacités parasites du réseau.
- Valeurs des courants efficaces plus élevées que celles nécessaires pour les besoins énergétiques de la charge.

- Suréchauffement des installations (transformateur, câbles...) par effet pelliculaire
- Résonance en tension sur un système composé de condensateurs destinés à relever le facteur de déplacement.

## I.6 Les solutions traditionnelles:

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [22].

voici quelques un:

### I.6.1 Transformateur à couplage spécial:

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie aussi petite que possible de l'installation à l'aide de transformateurs à couplage approprié. L'utilisation d'un transformateur d'isolement, de rapport 1/1 à couplage triangle-étoile ou triangle zigzag, empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples circulant dans le neutre, ce procédé n'a aucun effet sur les autres rangs harmoniques [1].

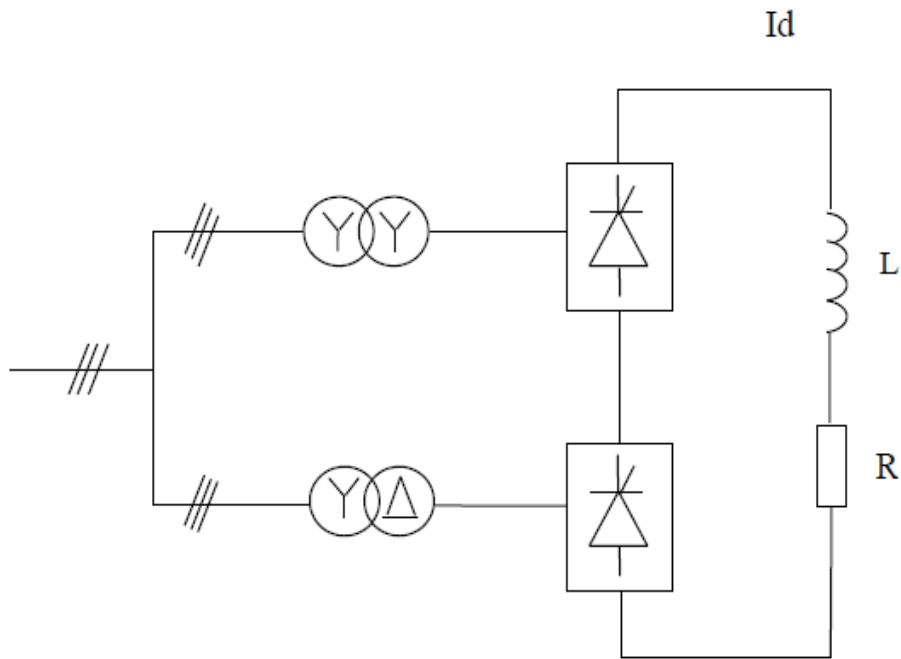
### I.6.2 Pont dodécaphasé

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

Un convertisseur composé de  $(mC)$  convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation  $p$ , sera à indice de pulsation  $n$  tel que  $n = mC.p$ , si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de  $\frac{2\pi}{m_c.p}$ .

La figure (I.5) illustre un exemple pour  $p = 6$  (pont de graëtz) et  $mC=2$ , soit un convertisseur à indice de pulsation égale à 12 [7].

Ce convertisseur appelé dodécaphasé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de  $\pi/6$  est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire.



**Figure I.5:** Structure du pont dodécaphasé.

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation.

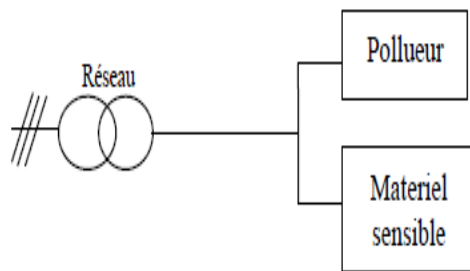
### I.6.3 Surdimensionnement des installations électriques:

Cette stratégie consiste à surdimensionner les équipements du réseau de telle sorte à supporter les surtensions produites par les harmoniques.

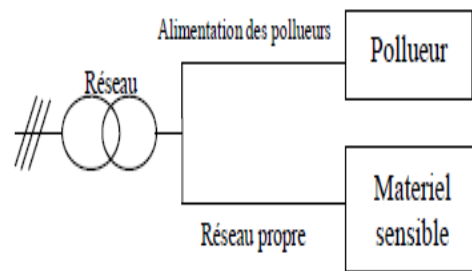
### I.6.4 Agir sur la structure de l'installation:

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur (figure (I.6)). Une alimentation par câble distinct est préférable .

a) Solution à éviter



b) Solution à préconiser



**Figure I.6:** Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

## I.6.5 Utilisation une inductances (selfs) série:

Cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. La self a cependant efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

## I.7 Solutions modernes de dépollution:

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs et les redresseurs MLI sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques.

En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [22].

### I.7.1 Filtrage actif:

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent pas plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. En effet, les méthodes dites "classiques" de filtrage ou de dépollution des réseaux électriques présentent un certain nombre d'inconvénient. Le plus important d'entre eux est sans doute le fait d'être sensible aux évolutions de l'environnement.

Ils voient leur efficacité baisser avec les variations des perturbations (variation des fréquences et des amplitudes des harmoniques).

La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveau composant à commutation forcée, comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et les transistors IGBT qui ont permis de réaliser de nouvelles structures qui permettent le contrôle de la forme d'onde de la phase du courant d'entrée. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Ainsi le filtrage actif tend à annuler les courants harmoniques en injectant dans la source perturbatrice des courants harmoniques d'amplitudes identiques, mais en opposition de phase à l'aide d'un pont onduleur. A cet effet, une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir [4].

Nous citerons configurations possibles des filtres actifs

- Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive;
- Le filtre actif série (FAS): conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension;
- La combinaison parallèle série actif : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

### **I.7.1.1 Filtrage hybride:**

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations [2].

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature , les plus étudiées étant:

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.



## I.7.2 Les redresseurs MLI:

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives.

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans les paragraphes ci-après [3].

## I.8. Conclusion:

Au terme de ce chapitre, on a parlé d'alimentation électrique et les harmoniques, pour commencer on a donné une vue globale sur l'alimentation et après on a précisé ces différentes étapes passer d'une tension alternative sinusoïdale à un courant continu stable.

dans la 2<sup>ème</sup> partie on s'est intéressé à l'origine des harmoniques et leur influence sur le réseau d'alimentation d'une façon approfondie, et pour finir on a donné des solutions afin de pouvoir contrôler ces harmoniques et stabiliser le réseau le maximum possible, et aussi il ne faut cependant pas perdre de vue que le traitement du problème ne dispense pas de rester vigilant. Les problèmes liés aux harmoniques pourront réapparaître suite à des accroissements de charges non linéaires ou d'autres modifications sur l'installation ( installation de compensateurs d'énergie réactives par exemple).

Il faudra donc lors de la phase de prescription être attentif à prendre en compte les évolutions prévues dans un avenir proche sur site, afin d'éviter la mise en place de solutions trop faiblement dimensionnées ou qui risquent de se révéler inadaptées rapidement.

## II.1 Introduction

Depuis quelques années, il y a une forte augmentation des charges non linéaires sur les réseaux électrique créé par les équipements d'informatique et des télécommunications (ordinateurs, télécopieurs, chargeurs de batterie, onduleurs, alimentations électroniques....) connectées à ces réseaux, ces charges provoquent une diminution de la tension d'alimentation ainsi une perturbation au fonctionnement optimal des équipements et matériels électrotechniques.

D'une façon générale pour connecter les alimentations continues des équipements cité auparavant au réseau, on utilise un convertisseur alternatif-continu pour les puissances faibles et moyennes (<3kW) en monophasé et pour les puissances supérieures en triphasé, Cette étage alternatif-continu, non isolé, est constitué d'un redresseur à pont de diodes débitant sur une charge capacitive, des perturbations BF et RF vont être créés ou bien engendrés sur le réseau électrique par les alimentations lier au redresseur , ces perturbations peuvent être quantifiées par le facteur de puissance (FP), et donc le spectre du courant est absorbé par le spectre des ondes électromagnétiques rayonnées.

Dans ce chapitre on va étudier une alimentation à facteur de puissance unitaire(UFP), couramment appelée alimentation absorption sinusoïdale.

## II.2 Alimentation Absorption Sinusoïdale

Les alimentations à découpage prélèvent leur énergie à partir du secteur industriel à travers un redresseur à diodes en pont suivi d'un condensateur de filtrage. Ce dernier se charge à une tension continue proche de la valeur crête du réseau. La présence de ce condensateur à l'entrée du convertisseur impose à celui-ci de n'absorber du courant que lorsque la tension secteur est supérieure à celle du condensateur. Le courant à l'entrée est, alors, constitué par un large palier nul et une pointe étroite avec une valeur crête élevée. Ce courant d'entrée, impulsionnel et riche en harmoniques, impose un facteur de puissance médiocre, de l'ordre de 0,6. Et présente une valeur efficace élevée. C'est pourquoi des restrictions ont été définies et ont fait l'objet d'une norme traitant les valeurs limites d'harmoniques que peut avoir le courant d'entrée d'un appareil électrique [23].

### II.3 Redresseur en Pont Monophasé

Les redresseurs monophasés commandés à absorption sinus assurent le redressement d'une tension réseau monophasée à une tension DC réglable tout en formant le courant d'entrée pour être sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau [9]. Dans les redresseurs commandés, les diodes sont remplacées par des thyristors pour commander la puissance voulue aux bornes du récepteur. Le montage de la redresseur commandé est présentée sur la Figure 1 permet d'obtenir une tension continue réglable ( de valeur moyenne non nulle ) à partir d'une tension alternative sinusoïdale ( de valeur moyenne nulle). L'utilisation de commutateurs commandables tels que les thyristors permet de réaliser des redresseurs dont la tension moyenne de sortie peut varier en fonction de l'angle d'amorçage  $\delta$  des commutateurs [14].

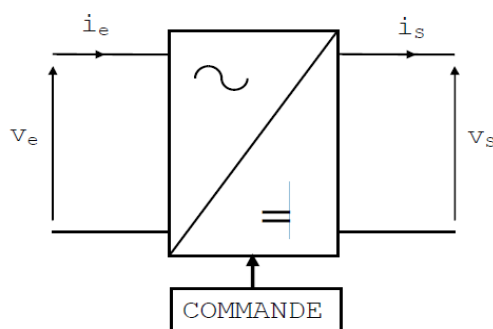


Figure II.1: Le montage de la redresseur commandé.

### II.4 Principe et Fonctionnement du Facteur de Puissance :

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 :

$$FP = \frac{\text{puissance active}}{\text{puissance apparente}} = \frac{U * I \cos \varphi}{U * I} \quad (\text{II.1})$$

- **La puissance active :** est la puissance utile c'est celle qui produit un travail utile suivant la fonction de l'appareil électrique. Elle se calcule en faisant le produit du courant et de la tension et le déphasage entre eux, ça donne [10] [23].

$$P = U * I \cos \varphi \quad (\text{II.2})$$

En régime sinusoïdal :

- U étant la tension
- I étant le courant (tous les 2 en valeurs efficaces)
- $\cos \varphi$  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.

- **La puissance apparente S** : est celle qui est appelée par l'appareil sur le réseau. Elle se calcule en faisant le produit du courant et de la tension et ça nous donne [23]

$$S = U * I \quad (\text{II.3})$$

En valeurs efficaces et s'exprime en Voltampères (VA).

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).

- **La 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 du courant et de la tension et leur déphasage [23].

$$Q = U * I \sin \varphi \quad (\text{II.4})$$

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.

### II.5 Le convertisseur élévateur BOOST

Un convertisseur boost , appelée aussi hacheur élévateur est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une tension continue de plus grande valeur. il est la plus répandue dans les applications à prélèvement sinusoïdal [21].

## Chapitre II: les alimentations à absorption sinusoïdale

Cette structure qu'est présentée sur la Figure II.1 Elle présente l'avantage de ne pas découper le courant d'entrée. Cela permet un contrôle aisé du courant par l'interrupteur et facilite le filtrage HF du courant d'entrée. D'autre part, le Boost ne présente pas de protection contre les court-circuit ou les surcharges, du fait que l'interrupteur n'est pas placé entre l'entrée et la sortie. De plus, il présente l'inconvénient de ne pouvoir démarrer sans circuit auxiliaire.

### II.5.1 Principe de fonctionnement

Le transistor K est commandé périodiquement avec une période de modulation T. Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de 0 à a T), le transistor K est commandé et la bobine L emmagasine de l'énergie et le condensateur C restitue son énergie à la charge. Pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de a T à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée, la diode est passante donc  $U_s$  est supérieur à  $U_e$ .

$$V_s = \frac{1}{1-a} V_c \text{ avec } V_s > V_c$$

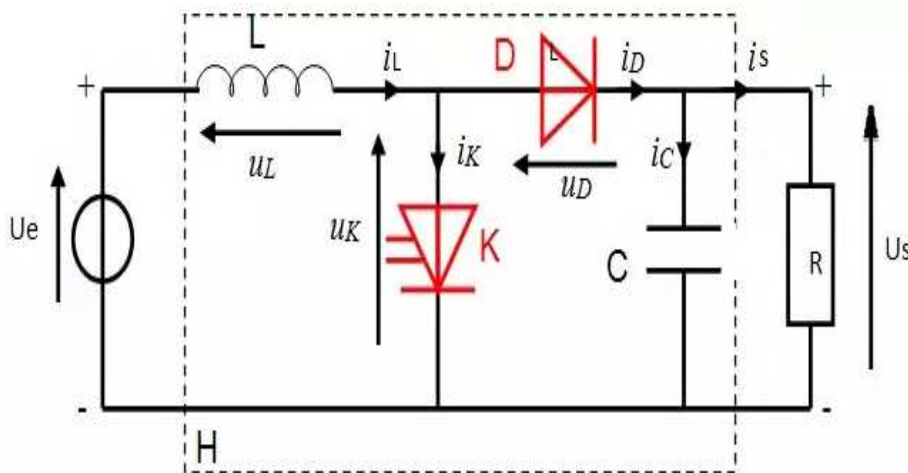


Figure II.2: convertisseur BOOST.

### 2.Phases de fonctionnement:

- Séquence 1

A l'instant  $T=0$ , le transistor est passant. La diode D est bloquée, donc le transistor conduit seul et. Le condensateur restitue son énergie [11].

$$U_L = U_E \text{ avec } U_S > U_E$$

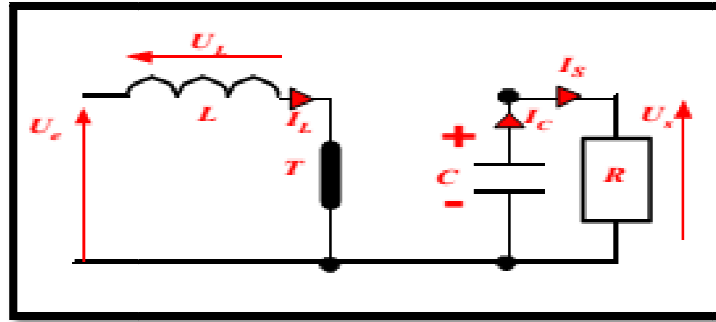


Figure II.3: Phase 1 (0 à T).

- Séquence 2

A l'instant  $T=T'$ , Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode D est passante:

$$U_S = U_E - U_L \text{ et } U_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Donc:  $U_E - U_S < 0$ .

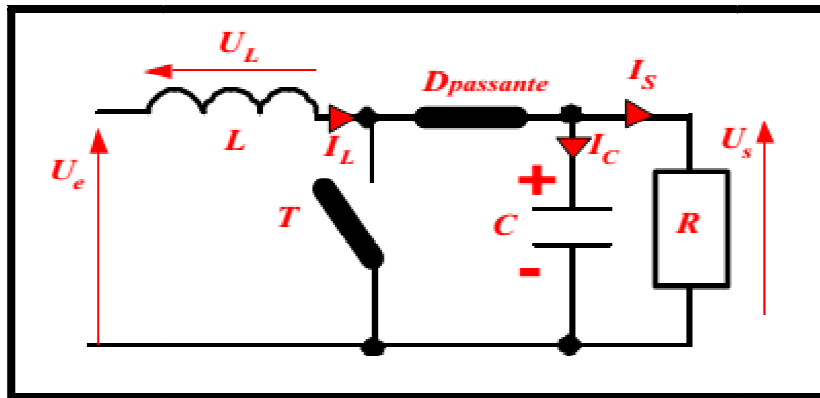
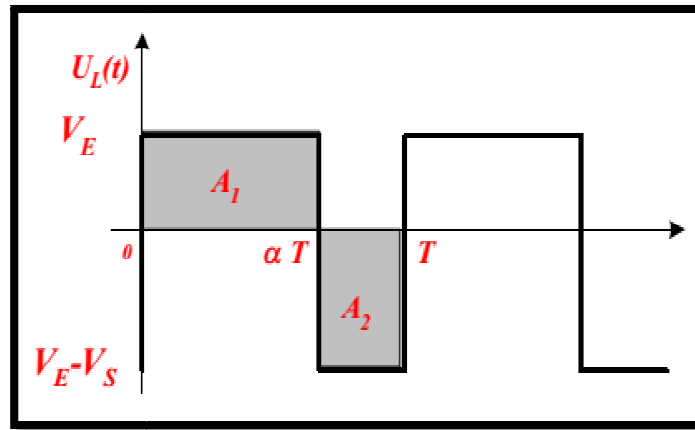


Figure II.4: Phase 2 (T à T').

## II.5.2 Calcul de la fonction de transfert:

La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance doit être nulle. Cette tension à la forme d'onde suivante [23]:

$$U_S = f(U_E).$$



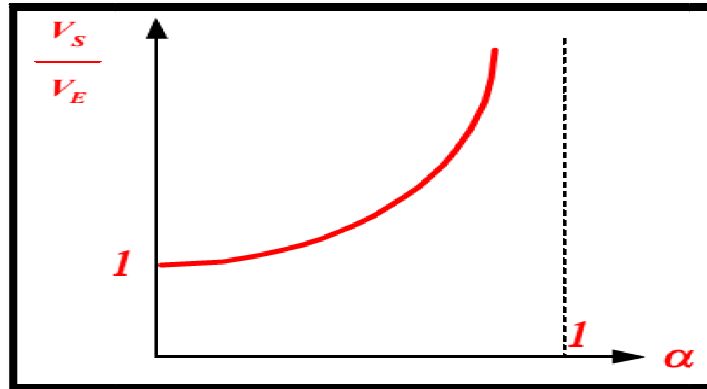
**Figure II.5:** Calcul de la fonction de transfert.

$$A_1 = U_E * \alpha T. \quad (\text{II.9})$$

$$A_2 = (U_E - U_S) (T - \alpha T). \quad (\text{II.10})$$

l'expression de la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$$U_S = U_E (1 - \alpha).$$



**Figure II.6:** Courbe de transfert.

Comme  $\alpha < 1$ , on retrouve que  $U_S > U_E$  : le hacheur est bien survolteur.

Les tensions élevées avec un rapport cyclique proche de 1 sont difficiles à atteindre à cause des imperfections des composants [23].

### II.5.3 Etude des signaux:

Phase 1 (0 à T) :

- Courant dans la bobine : le courant augmente :

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E. \quad (\text{II.12})$$

$$i_L(t) = \frac{U_E}{L}t + i_{\min}. \quad (\text{II.13})$$

- Courant dans la diode : la diode est bloquée:

$$i_D(t) = 0. \quad (\text{II.14})$$

- Courant dans le transistor : le transistor est passant:

$$i_T(t) = i_L(t). \quad (\text{II.15})$$

Phase 2 (T à T') :

- **Courant dans la bobine** : le courant diminue:

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E - U_S. \quad (\text{II.16})$$

$$i_L(t) = -\frac{U_S - U_E}{L}t + i_{\min}. \quad (\text{II.17})$$

- **Courant dans la diode** : la diode est passante :

$$i_D(t) = i_L(t). \quad (\text{II.18})$$

- **Courant dans le transistor** : le transistor est bloqué:

$$i_T(t) = 0. \quad (\text{II.19})$$



## II.5.4 Oscillogrammes:

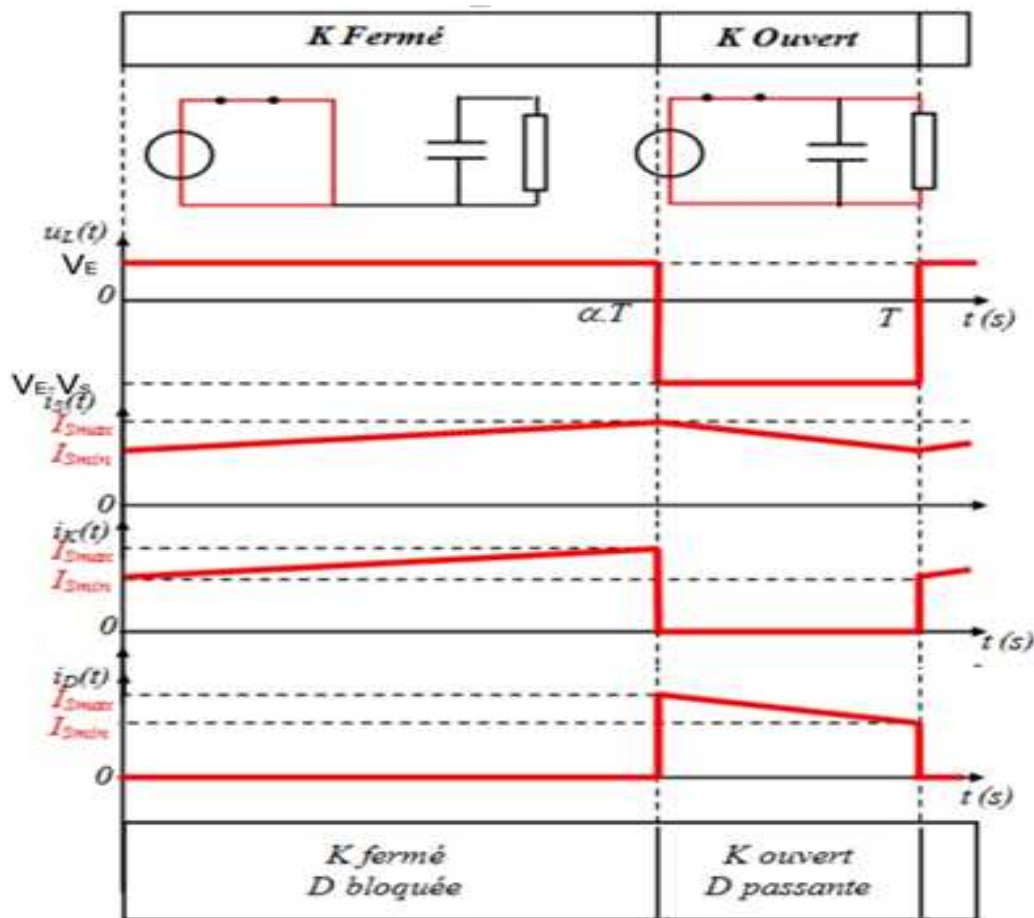


Figure II.7: oscillogrammes.

## II.6 Correction du Facteur de Puissance:

PFC signifie Power Factor Correction (Correction du Facteur de Puissance). En gros, il agit d'un système de régulation de tension qui améliore la stabilité en corrigeant au mieux le signal (sinusoïdal) de la tension, il sert principalement à éliminer les déformations du réseau électrique sur le courant absorbé pour éviter l'apparition de courants harmoniques néfastes au réseau. Il aura aussi pour rôle de mettre le courant et la tension bien en phase. Autrement dit, un PFC fera en sorte que le réseau voit l'alimentation comme une résistance pure (le seul élément électrique qui ne déforme rien ni ne déphase le courant) et non pas comme une charge non linéaire [12].

### II.6.1 Alimentation sans PFC:

Dans Alimentation sans PFC, Le courant est très déformé et, de ce fait, il contient beaucoup d'harmoniques, La décomposition spectrale de l'allure du courant permet de connaître l'amplitude des courants harmoniques par rapport au courant issu du fondamental (celui qui nous intéresse). C'est ce que le graphe de droite montre avec des harmoniques d'amplitude très élevées [12].

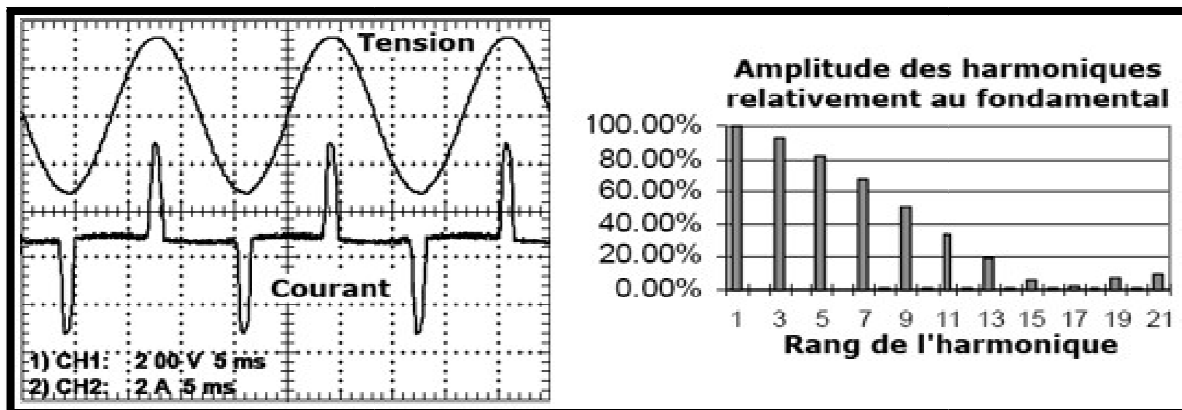


Figure II.8: Exemple d'alimentation sans PFC.

### II.6.2 Alimentation avec PFC:

dans alimentation avec PFC il existe deux types de correcteurs de facteur de puissance (actif et passif ). Ci-dessous, c'est la même chose mais avec un PFC passif qui rectifie déjà bien l'allure du courant et lui permet de contenir moins d'harmoniques. Sa forme est beaucoup plus proche d'une sinusoïde et c'est beaucoup mieux pour le réseau, le niveau des harmoniques a déjà bien diminué [12].

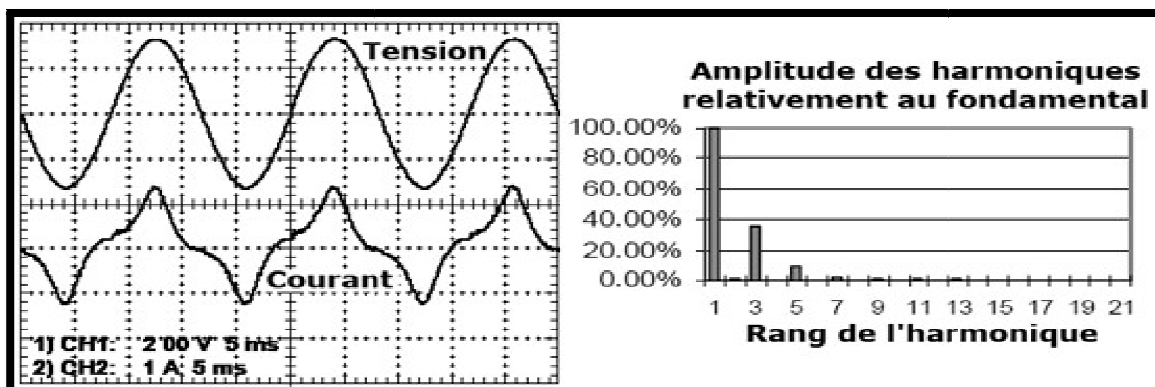


Figure II.9: Exemple d'alimentation avec PFC.

### II.6.3 Correcteur passif de facteur de puissance:

C'est la solution la plus simple et la moins chère d'entre toutes, mais également la moins performante. Comme son nom l'indique, elle utilise des éléments purement passifs pour tenter d'améliorer l'allure du courant [12].

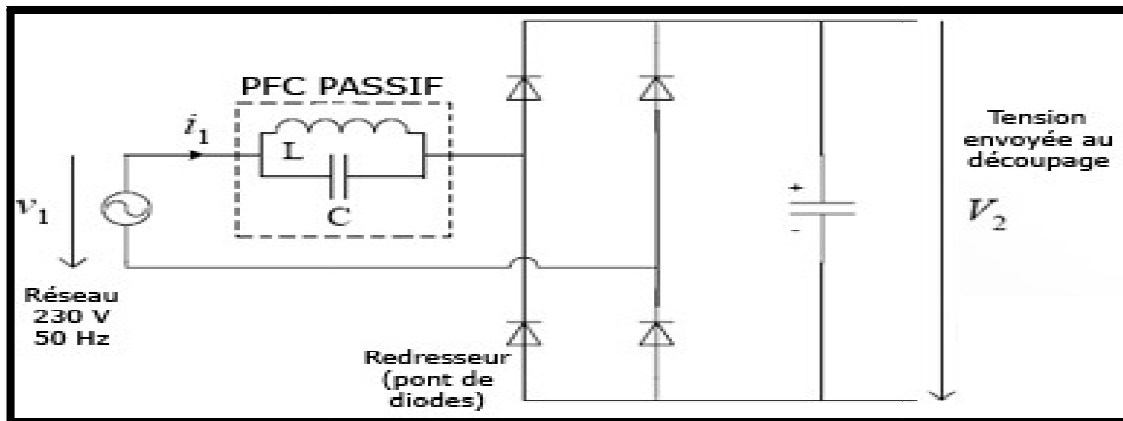


Figure II.10: Schéma d'un PFC passif.

Cette bobine va générer une contre-réaction à la variation brutale du courant lors des cycles de charge du condensateur. Le courant induit dans la bobine, à cause du champ magnétique créé lors du passage du courant issu du réseau, va s'opposer à la variation du courant qui lui a donné naissance, autrement dit le courant tiré du réseau. En atténuant la déformation créée par les harmoniques, et notamment celle de rang 3, ça a pour conséquence de lisser son allure et de le remettre un peu en phase avec la tension.

On atténue la raideur des fronts de montée du courant grâce à l'inductance en stockant un peu d'énergie puis en la redistribuant. On peut espérer obtenir un facteur de puissance entre 0.6 et 0.8 suivant la charge :

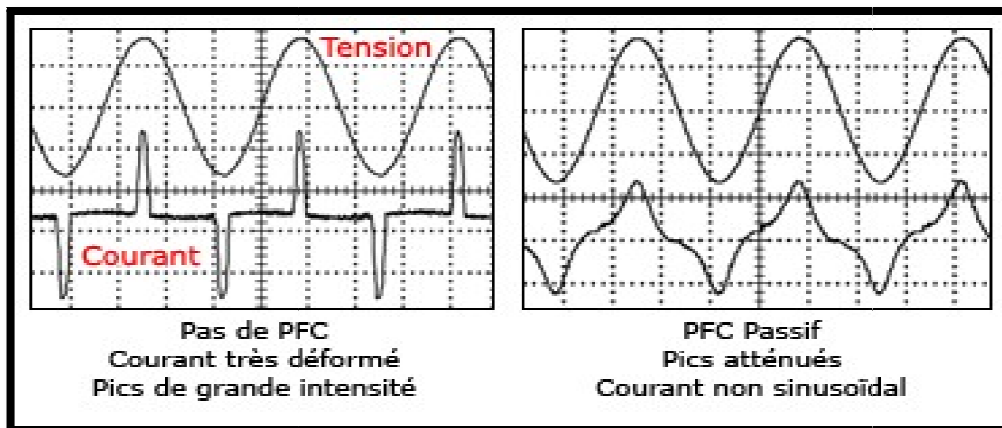


Figure II.11: Formes d'ondes d'un PFC passif.

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

Néanmoins, un PFC passif ça ne vaudra jamais un module actif qui se charge des corrections d'une manière beaucoup plus pointue.

### II.6.4 Correcteur actif de facteur de puissance:

Un PFC actif est un petit module intercalé à l'entrée de l'alimentation et géré par un contrôleur intégré qui analyse et corrige en temps réel l'allure du courant par rapport à la tension. Il en déduit les erreurs de forme par comparaison avec la sinusoïde redressée de la tension et il les corrige en contrôlant le flot d'énergie grâce à un découpage haute fréquence et un stockage d'énergie dans une inductance. Son rôle est d'obtenir un courant non déphasé et le plus sinusoïdal possible en entrée de l'alimentation [23].

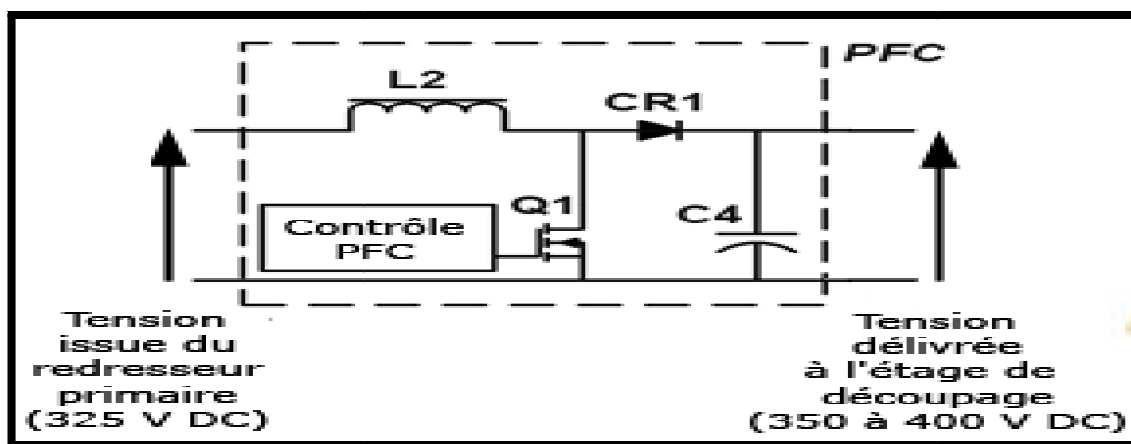


Figure II.12: Schéma d'un PFC actif.

En jouant sur le temps de conduction-blocage du transistor, on fera varier la quantité d'énergie stockée dans l'inductance. Il suffit maintenant d'imaginer des dents de scie infiniment plus petites (ouverture-fermeture rapides de Q1) et l'on comprend aisément que l'allure du courant tiré du réseau tend vers une sinusoïde parfaite avec une valeur crête à crête bien plus faible qu'une alimentation sans PFC. On a étalé la demande de courant dans le temps et le facteur de puissance peut maintenant aller de 0.8 à 0.999 suivant la charge demandée :

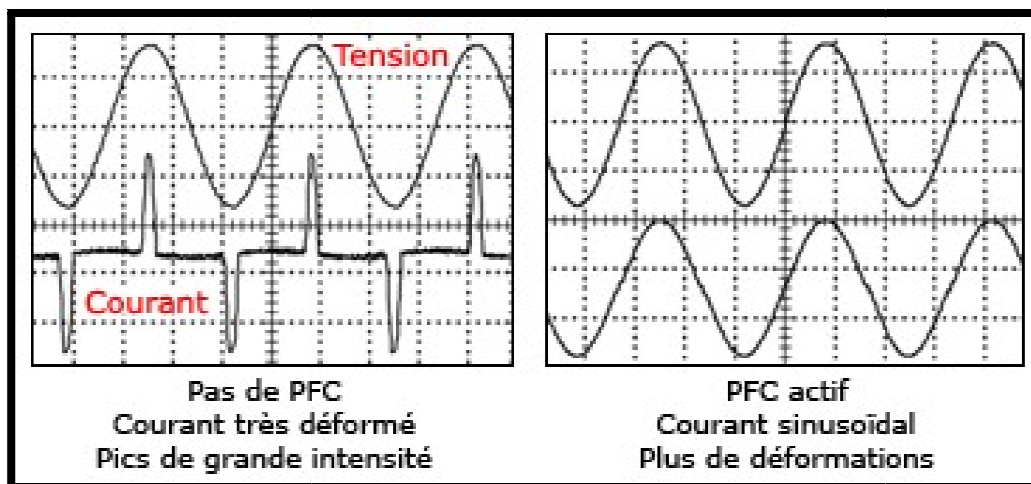


Figure II.13: Formes d'ondes d'un PFC actif.

Avec ce montage, on va pouvoir générer des tensions plus élevées en sortie très facilement par rapport à l'entrée. Ca permet de travailler plus efficacement avec l'étage de découpage entre 350-400 V DC tout en ayant moins de pertes par conduction car le courant qui circule est plus faible. Le condensateur en sortie du PFC se chargera grâce à l'inductance quand Q1 sera bloqué et il fournira l'énergie nécessaire pour maintenir le niveau de tension par rapport à la charge quand Q1 sera passant pour charger L2.

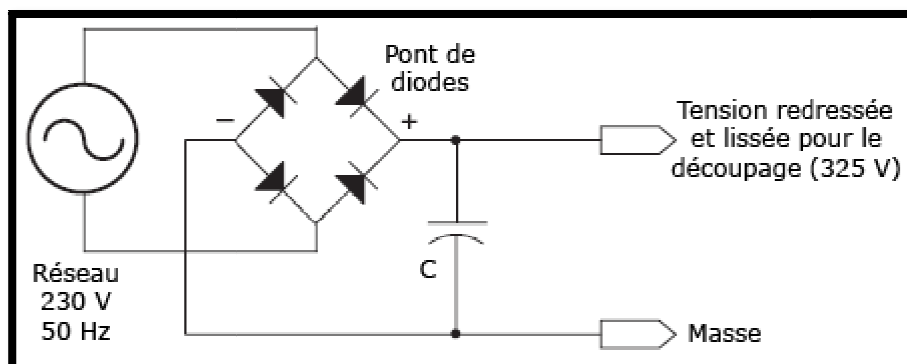
### II.6.5 la différence entre le PFC active et passive:

Le PFC actif agit comme si l'alimentation était une résistance pure vue de l'extérieur, c'est à dire que le courant est en phase avec la tension et il est sinusoïdal sans déformations. L'efficacité du transport énergétique est alors maximale. On ne fait pas circuler de courants inutiles et on ne pollue pas le réseau avec un tas d'harmoniques. C'est beaucoup plus efficace qu'un PFC passif. De plus, le facteur de puissance ne s'effondre pas quand on augmente la charge, et au contraire il ne fait que se rapprocher de 1 s'il est bien conçu [23].

Néanmoins, Un module PFC actif seul a un rendement électrique d'environ 94 %, alors qu'un PFC passif est à environ 97 %. L'ajout d'un module actif tend donc à réduire le rendement d'une alimentation de 1 à 5 % suivant la charge qu'on lui demande.

### II.6.6 Origine du problème nécessitant une correction:

Une source continue destinée à alimenter l'étage de découpage. Cette source continue n'est pas Dans une alimentation, la première étape consiste à redresser la tension alternative du réseau en constante et doit donc être lissée grâce à un ou deux gros condensateurs pour alimenter au mieux et ne pas stresser les transistors. Pour expliquer l'origine du problème posé, on prend l'exemple d'une alimentation à un seul condensateur réservoir C et sans PFC évidemment [23] [12]:



**Figure II.14:** Alimentation à un seul condensateur réservoir C.

Comme on l'a vu précédemment, le condensateur C fournit l'énergie nécessaire au découpage, donc la tension à ses bornes va décroître au fur et à mesure qu'il libère l'énergie emmagasinée. Comme la fréquence du réseau (50 Hz) est très petite devant celle du découpage (32-100 kHz), il faut un condensateur suffisamment gros pour assurer l'approvisionnement en énergie d'un grand nombre de cycles de découpage en attendant que la tension sinusoïdale du réseau ne remonte suffisamment haut pour le recharger.

A 100 kHz, on a 100000 impulsions par seconde à générer, or la tension redressée mettra 10 ms à revenir à un niveau identique pour recharger le condensateur. Celui-ci doit donc fournir l'énergie pour environ 1000 impulsions en complète autonomie (en fait c'est un peu moins car lors du rechargement on pourra tirer du réseau directement).

Voici ce qu'il se passe une fois connecté au réseau :

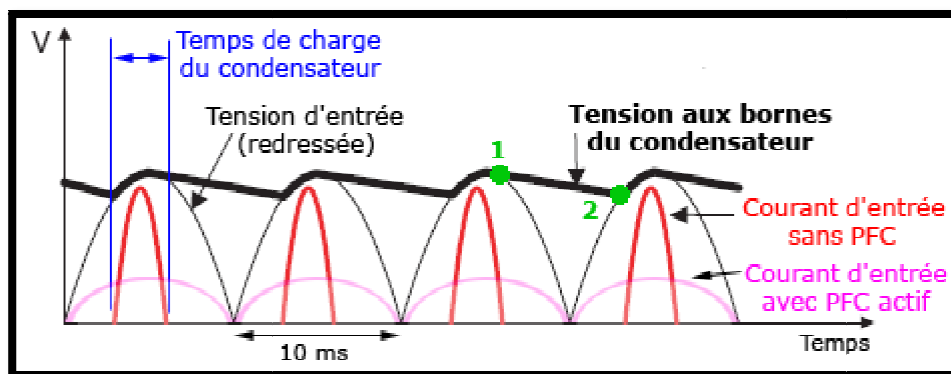


Figure II.15 : Représentation de formes d'ondes dans un réseau.

Chargé initialement à 325 V, le condensateur se décharge lentement dans l'étage de découpage à partir du moment où la tension d'entrée commence à diminuer (point n°1). Quand la tension redressée remonte à l'alternance suivante, il aura peut être perdu 20 V juste avant de se recharger (point n°2). Entre ces 2 points, le condensateur est autonome et c'est à lui seul de fournir l'énergie à l'étage de découpage. Il doit donc être bien dimensionné pour pouvoir tenir la pleine charge pendant qu'il est coupé du réseau et pendant un certain temps (supérieur à 10 ms). Avant ce point n°2, la tension d'entrée n'est pas supérieure à celle aux bornes du condensateur, il ne se passe rien, mais dès qu'elle la dépasse, le condensateur se charge à très grande vitesse. Puisqu'il n'est jamais entièrement déchargé, la tension doit grimper très haut (quasiment au maximum) pour commencer son rechargement. Celui-ci dure alors très peu de temps, la tension du réseau redescend très vite et le cycle recommence [23].

Ces cycles de charge très brefs provoquent des appels de courants brutaux sous forme de pics (en rouge). Ces pics représentent l'allure du courant tiré du réseau. Il n'est plus du tout sinusoïdal, ni même en phase avec la tension. Cette déformation devra donc être corrigée par un module PFC pour retrouver un courant d'allure sinusoïdale et en phase (en rose) [12].

Ces appels brutaux de courant génèrent de la pollution électrique avec l'apparition des courants harmoniques. Ça engendre aussi des interférences électromagnétiques car les variations et les transitions des signaux sont extrêmement rapides. Par rapport à une solution avec PFC actif, ça provoque un peu plus de pertes sur les éléments situés avant le condensateur car le courant est élevé lors des pics, or on sait que les pertes évoluent en  $I^2$ . Et enfin, ça stresse le réseau car on appelle un courant élevé, ce qui implique de surdimensionner les installations électriques. Ça pose surtout des problèmes dans le cas où on a plein d'ordinateurs sans PFC dans un bureau par exemple. A chaque alternance, le pic de courant

total sera très grand puisqu'il se fait en même temps sur toutes les machines. Si l'on disposait de PFC actifs sur toutes ces machines, la demande de courant serait plus faible et bien plus étalée dans le temps.

### II.7 Conclusion

Le but principal de ce chapitre était d'exposer un redresseur en pont monophasé avec correcteur du facteur de puissance commandé par des régulateurs linéaires de type PI pour contrôler la tension continue et le courant absorbé ainsi qu'une explication du principe de fonctionnement du circuit global et des différents modes de fonctionnement du hacheur DC-DC élévateur.

Ce chapitre explique aussi le principe de commande en courant par régulateurs PI ainsi que son application à la commande du PFC, pour maintenir le courant sinusoïdal et en phase avec la tension du secteur et la tension du bus continu constante, on conclut que ce type de commande a les avantages de la simplicité, la robustesse et la facilité d'installation, mais l'inconvénient majeur réside dans la difficulté de dimensionner le régulateur.



# Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

## III.1. Introduction:

Dans la conception des systèmes automatiques Contrairement à l'automatique linéaire, l'automatique non linéaire ne dispose pas de solutions universelles ni pour l'analyse des systèmes ni pour la conception de leurs contrôleurs L'analyse et la commande de ces systèmes ne sont pas, toujours, des tâches faciles. La plupart des travaux dans la littérature proposent des approches qui sont, généralement, limitées à des formes bien particulières de systèmes [14]. aussi le but de ce chapitre c' est de comprendre les concepts de base se la commande par modes glissants.

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

## III.2. Systèmes a Structure Variables:

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [14].

## III.3. Conception de la Commande par Mode de Glissement:

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique .La méthode de commande nécessite principalement trois étapes [15]:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

# Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

## III.3.1. Choix de la Surface de Glissement:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [15]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)\alpha(t) \\ y = C^t x, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Il faut choisir « $m$ » surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension « $m$ » .En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état .Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation .Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile. [11]

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase .Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart de la variable à régler  $e(x) = x_{\text{ref}} - x$  .

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

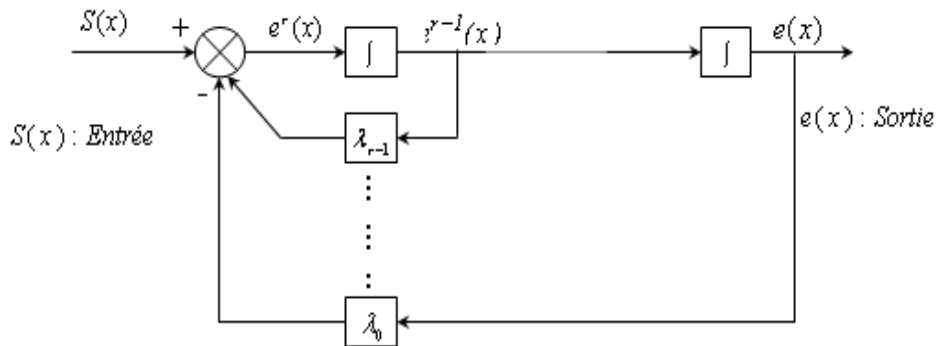
$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

Pour  $r=1$ ,  $S(x)=e(x)$

Pour  $r=2$ ,  $S(x)=\lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$  et pour  $r=3$ ,  $S(x)=\lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$



**Figure III.1:** Linéarisation exacte de l'écart.

Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)=0$ .

$r=2$ ,  $S(x)=\lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

$S(x) = 0$  En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «  $r$  ».

### III.3.2. Conditions de Convergence:

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

#### III.3.2.1. Fonction Directe de Commutation:

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN [19]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [15]:

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \tag{III.3}$$

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

### III.3.2.2. Fonction de Lyapunov:

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par:[15]

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

Ceci est vérifié si:  $S(x) \dot{S}(x) < 0$

### III.3.3. Calcul de la Commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $\alpha_{\text{Max}}$  et  $\alpha_{\text{Min}}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure III.2). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées «broutement» ou «Chattering» apparaissent dans le mode de glissement.

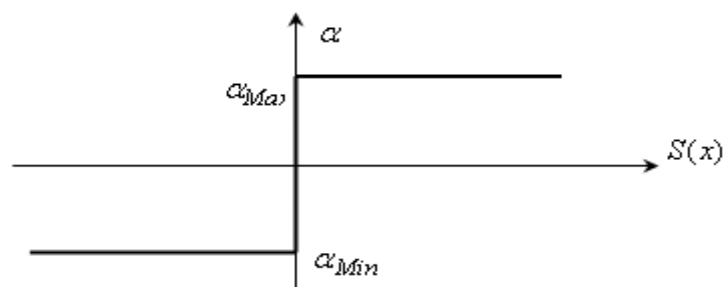


Figure III.2: Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

### III.3.3.1. Définition des Grandeurs de Commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc:

$$\alpha(t) = \alpha_{eq}(t) + \alpha_n(t) \quad (III.6)$$

$\alpha_{eq}(t)$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par:

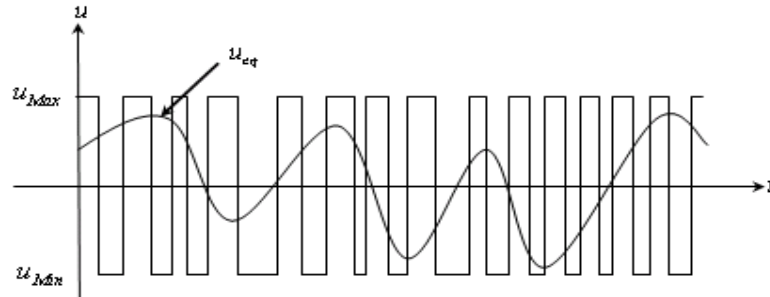
$$\dot{S}(x) = 0$$

$\alpha_n(t)$  Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ . Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :  $\dot{S}(x) = \alpha_n$ .

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $\alpha_{\max}$  et  $\alpha_{\min}$ .



**Figure III.3:** Valeur continue  $\alpha_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre

$$[\alpha_{\max} \alpha_{\min}].$$

### III. 3.3.2. Expression Analytique de la Commande:

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.6) [14].

Le vecteur  $\alpha$  est composé de deux grandeurs :  $\alpha_{eq}$  et  $\alpha_n$ , soit :  $\alpha(t) = \alpha_{eq}(t) + \alpha_n$ .

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)\alpha_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)\alpha_n\} \quad (III.7)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$\alpha_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad \alpha_n = 0 \quad (III.8)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $\alpha_{eq}$  par sa valeur (III.9) dans l'équation (III.8). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)\alpha_n\} \quad (III.9)$$

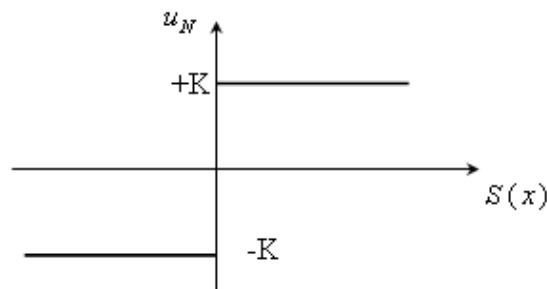
## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

Le problème revient à trouver  $\alpha_n$  tel quel:

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) \alpha_n\} < 0 \quad (\text{III.10})$$

La solution la plus simple est de choisir  $\alpha_n$  sous la forme de relais (Figure III.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$\alpha_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.11})$$



**Figure III.4:** Représentation de la fonction « Sign ».

En remplaçant l'expression (III.11) dans (III.10), on obtient:

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.12})$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (III.12). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [16].

### III.3.4. Elimination du Phénomène de Chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [18].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Figure III.5).

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

- Fonction **SMOOTH** :

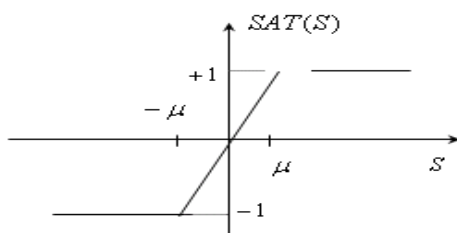
On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure III.5-6); soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

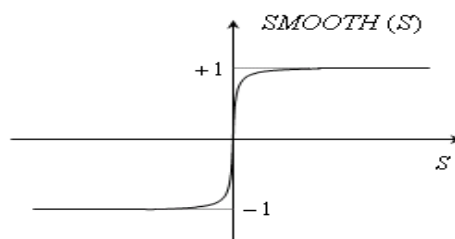
- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} \text{Sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{Sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ \text{Sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases}$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.



**Figure III.5:** Fonction « SAT ».



**Figure III.6:** Fonction « SMOOTH ».

### III.4. Application de Mode Glissant pour le Correcteur du Facteur de Puissance:

Le modèle mathématique est défini par les équations d'états de la tension continue à la sortie du circuit et le courant traversant l'inductance à l'entrée [17], [20]

$$\begin{cases} C \frac{dv_0}{dt} = (1-d)i_L - i_0 \\ L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - (1-d)v_0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La fonction de commutation  $S(x)$  vérifie les conditions données par la relation:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1..m) \quad (\text{III.14})$$



## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

L'expression de ce contrôle est donnée par la relation :

$$u = u_{\acute{e}q} + u_{att} \quad (III.15)$$

Le vecteur contrôle donné par la relation (III.15) comporte deux termes :

- Le premier est le vecteur contrôle équivalent spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement .
- Le deuxième est le vecteur contrôle attractif assurant le contrôle du système en dehors de la surface de glissement .

pour notre cas de la régulation de la tension continue de CFP sachant que  $V_0^*$  est constante , la dérivée de la fonction de commutation  $S(v_0) = (V_0^* - v_0)$  s'exprime comme suit :

$$\frac{dS(v_0)}{dt} = -\frac{dv_0(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_L - \frac{v_0}{R} \right) \quad (III.16)$$

La relation précédente montre que l'évolution de la tension  $v_0$  dépend :

- De la valeur de la tension  $v_0$ .
- Du courant de l'inductance  $i_L$ .
- Des paramètres R et C de la charge .

Le trajectoire de la tension  $v_0$  reste sur sa surface de glissement  $S(v_0) = 0$

$$S(v_0) = (V_0^* - v_0) = 0 \text{ et } \dot{S}(v_0) = -\frac{dv_0(t)}{dt} = 0 \quad (III.17)$$

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

$$\begin{cases} S(v_0) = (V_0^* - v_0) = 0 \\ \dot{S}(v_0) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_0^* = v_0 \\ \frac{dS(v_0)}{dt} = -\frac{dv_0(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_L - \frac{v_0}{R} \right) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{\acute{e}q} = \frac{V_0^*}{R} \\ i_{\acute{e}q} = \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (III.18)$$

Etant donnée que l'utilisation de L'hystérésis permet d'imposer à chaque période de hachage une valeur moyenne du courant  $i_L$  égale au vecteur contrôle de référence  $i_{r\acute{e}f}$ , ce dernier peut être déduit à partir de L'équation (III.16) en procédant comme suit [20]:

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

$$i_{réf} = \frac{v_0}{R} - C \frac{dS(v_0)}{dt} = i_{éq} - C \frac{dS(v_0)}{dt} = i_{éq} + i_{att} \quad (III.19)$$

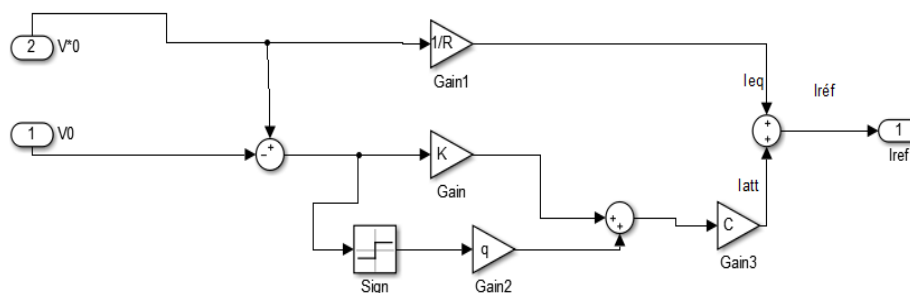
Le vecteur courant attractif  $i_{att}$  s'exprime comme suit :

$$i_{att} = -C \left( (-q \text{Sign}(S(v_0)) + kS(v_0)) \right) \quad (III.20)$$

Où  $q$  et  $k$  sont de réels positifs .

A partir des équations (III.18), (III.19), (III.20) L'expression du vecteur courant de contrôle  $i_{réf}$  à appliquer est donnée par la relation suivante :

$$i_{réf} = i_{éq} + i_{att} = \frac{v_0^*}{R} + C \left( q \text{Sign}(S(v_0)) + kS(v_0) \right) \quad (III.21)$$



**Figure III.7:** Synoptique du contrôleur mode glissant.

### III.5. RESULTATS DE SIMULATION:

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

#### III.5.1. Réponse à une référence constante de la tension de sortie:

Différentes simulations en boucle fermée sont réalisées et les résultats en régime permanent sont illustrés sur les figures ci-après. Nous constatons le réglage appréciable de la tension  $v_0$  à sa valeur de référence, le courant absorbé est aussi très proche d'une forme d'onde sinusoïdale et possède un taux de distorsion de faible valeur ( $THDi \approx 3.4\%$ ). Le facteur de puissance est très proche à l'unité 0.995, l'erreur de la tension de sortie est comprise entre  $\pm 0.2$  autour de la valeur fixe de la tension de consigne. Concernant l'erreur au niveau du

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

courant d'entrée, elle est comprise entre  $\pm 0.05A$  autour de la valeur maximale du courant de référence. La fréquence de commutation varie sinusoidalement entre 4 et 14 KHz.

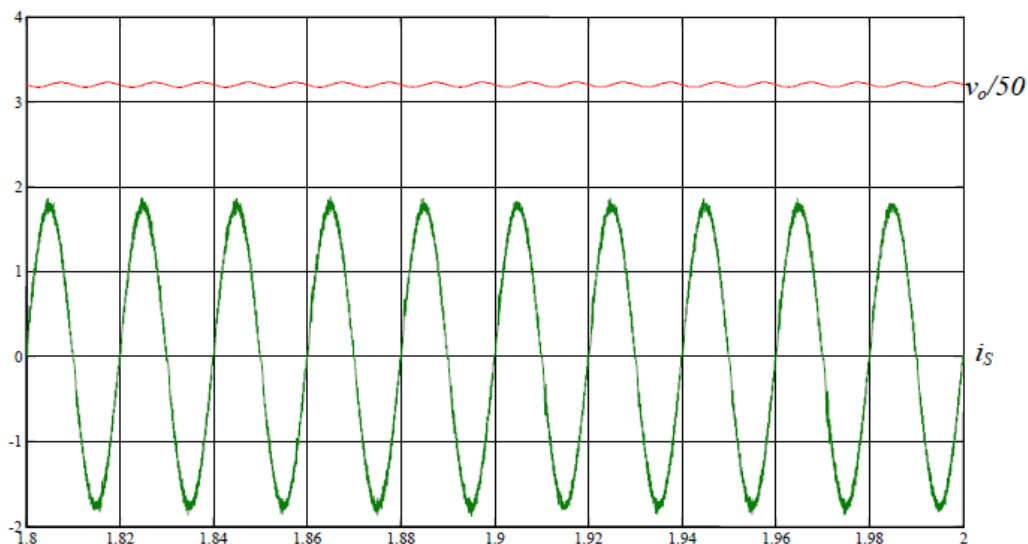


Figure III.8: Résultats de Simulation pour  $V_0^*=160V$ .

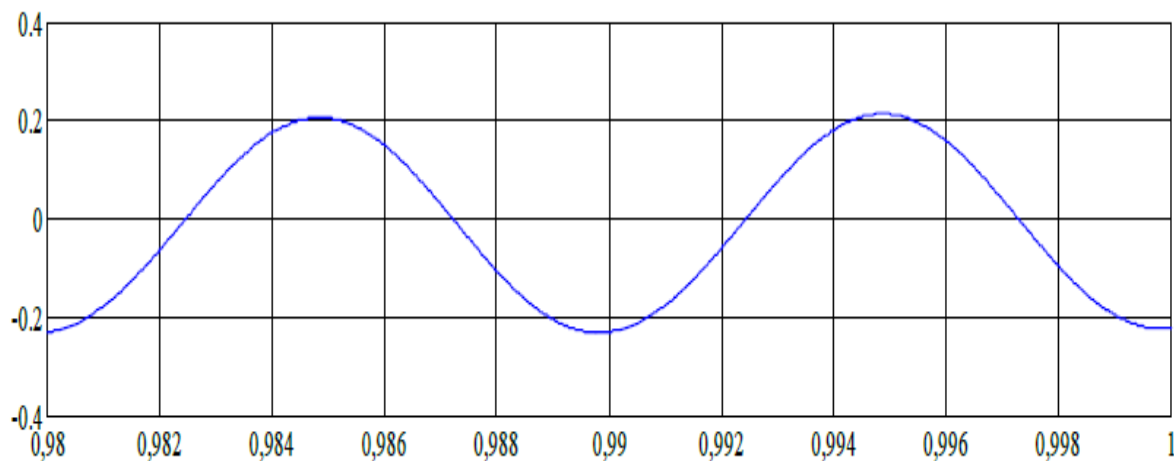


Figure III.9: Erreur de la tension de sortie.

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

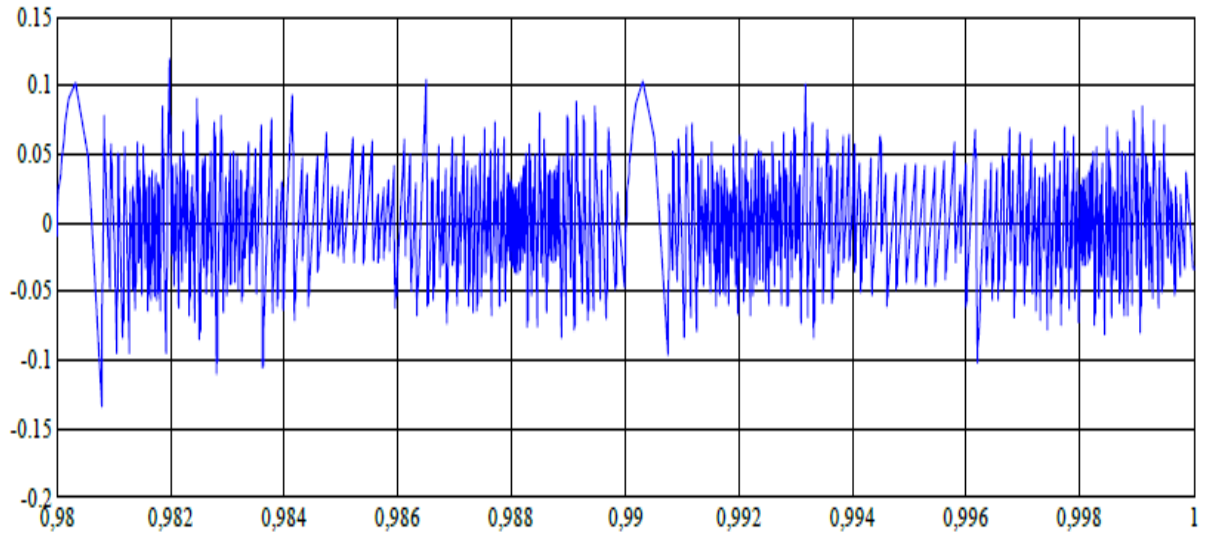


Figure III.10: Erreur du courant de sortie.

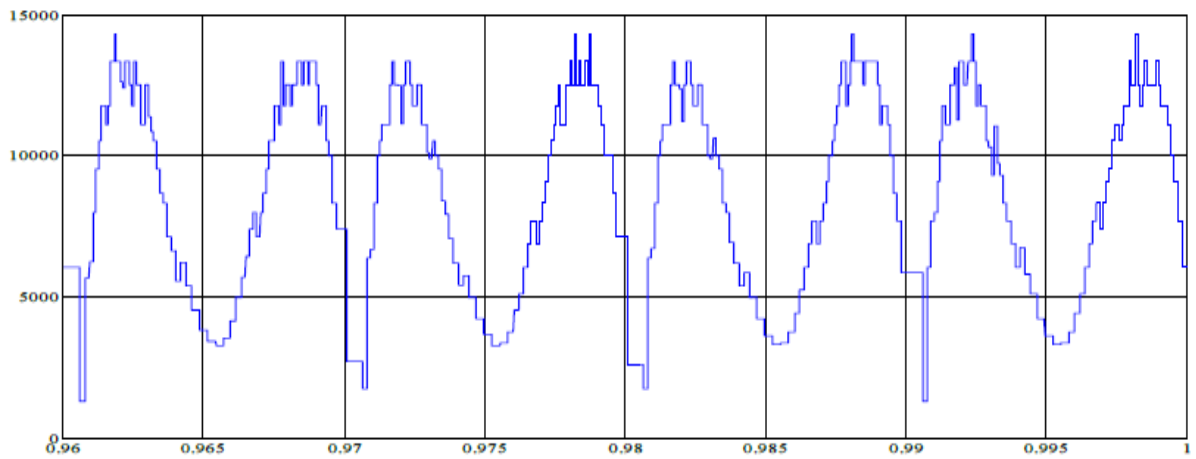


Figure III.11: Fréquence de commutation.

# Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

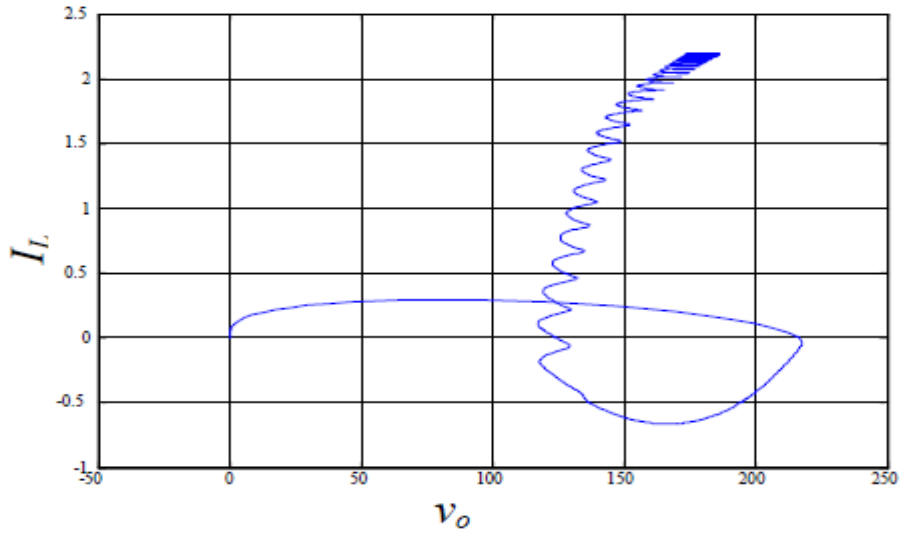


Figure III.12: Surface de glissement ( $v_0 = 160V, R=212\Omega$ ).

## III.5.2. Variation de la tension de référence $V_0^*$ :

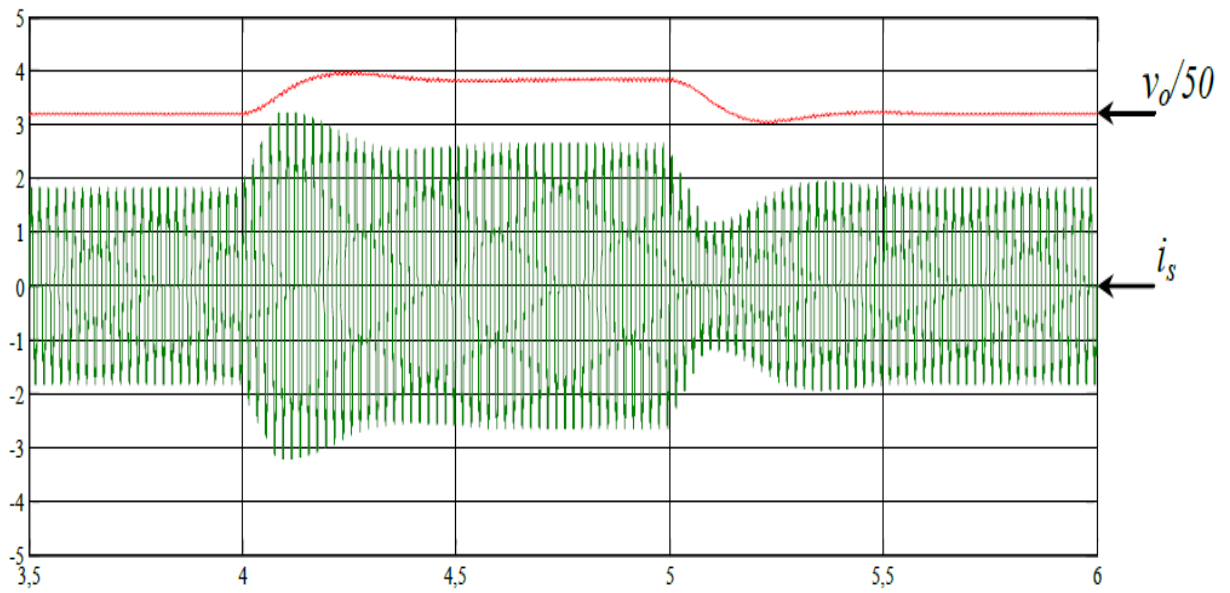


Figure III.13: Réponse à une augmentation et diminution de  $V_0^*$  (160V/192V/160V).

# Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

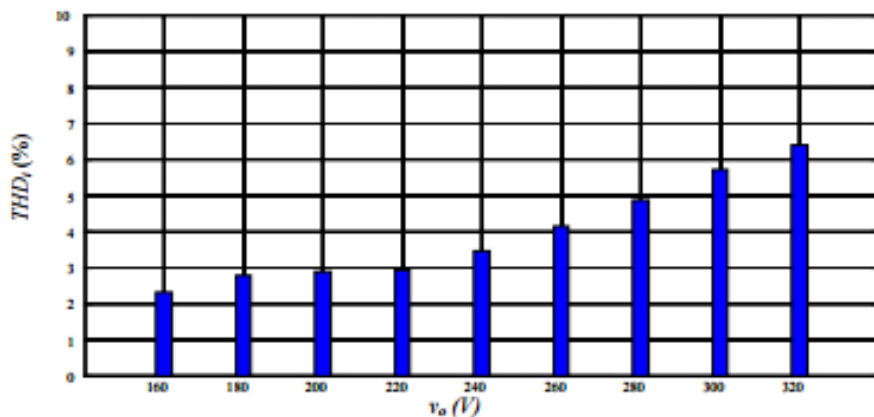


Figure III.14: Taux de distorsion du courant absorbé en fonction de la tension de référence.

### III.5.3. Variation de la charge R:

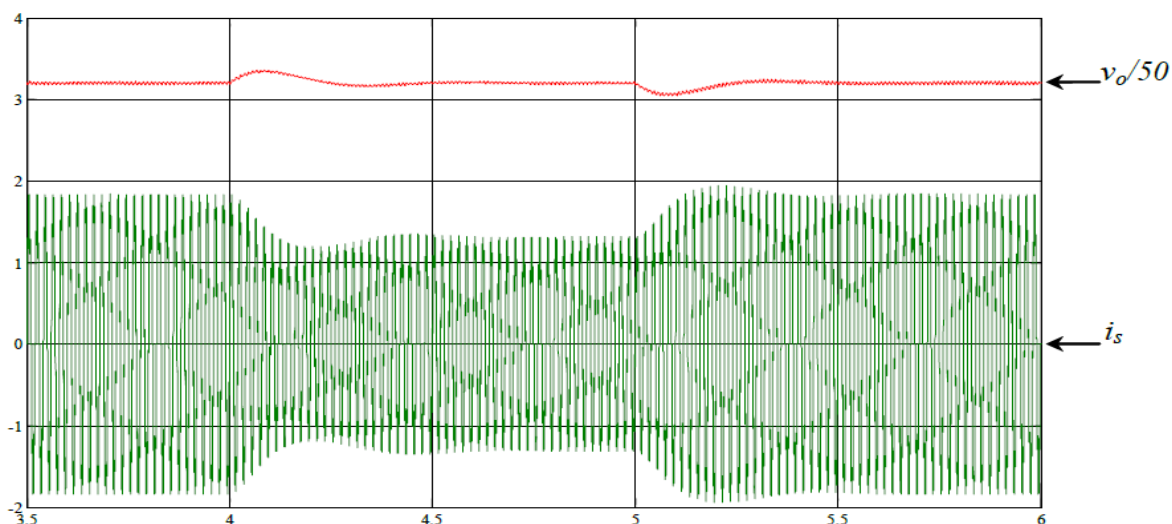


Figure III.15: Réponse à une variation de la charge R(212  $\Omega$ /312  $\Omega$ ).

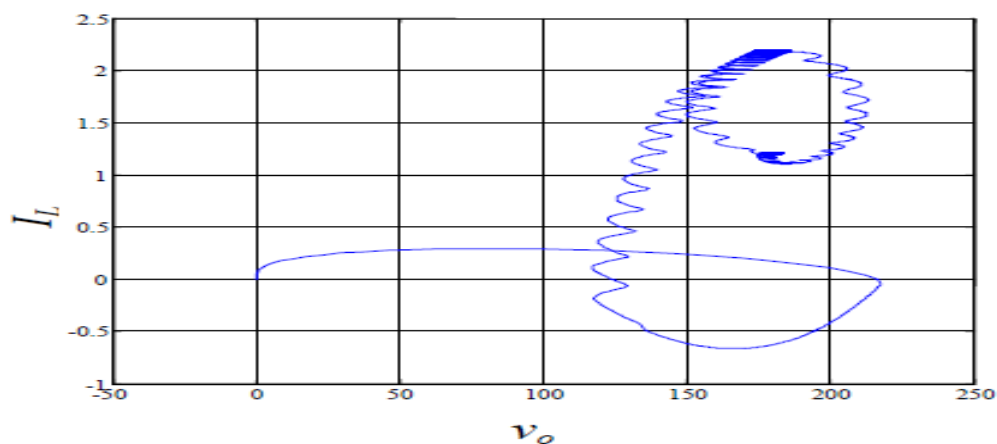


Figure III.16: Surface de glissement pour changement de la charge.

## Chapitre III: Commande par mode glissant du Correcteur du Facteur de Puissance

---

Les résultats obtenus dans ce mode de régime transitoire , montrent que le régulateur en mode glissant assure une correction appréciable de trajectoire de la tension  $v_0$  avec un temps de réponse autour de 300 ms ,tout en garantissant une bonne stabilité et précision, ainsi qu'il permet d'obtenir un taux de distorsion très faible durant toutes les phases de fonctionnement.

### III.6. Conclusion

De ce chapitre ,nous avons étudié L'application de la théorie de contrôle par modes glissants pour la commande d'un hacheur élévateur associé à une redresseur monophasé en pont , pour le but de corriger le facteur de puissance à l'entrée du redresseur. Les conditions d'attractivité, d'existence et de stabilité du régime glissant ont été déterminées pour la surface de glissement désignée. Nous avons également étudié une surface de glissement basée sur une seule variable d'état (tension de sortie) .

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

## Conclusion général

Le travail présenté dans le présent mémoire et relatif à l'étude par simulation numérique avec le logiciel MATLAB, cette étude a mis en évidence les nouvelles solutions modernes d'amélioration du facteur de puissance à l'entrée d'une alimentation électrique, à base d'électronique de puissance, appelées alimentations à absorption sinusoïdale.

Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau, il est nécessaire de développer dans le domaine industriel et sur le plan domestique des dispositifs curatifs tels que les filtres actifs d'une part et d'autre part de concevoir des convertisseurs statiques non polluants dans un cadre préventif. Ce travail c'est intéressé à cette dernière solution, basée sur la conception de nouvelles stratégies de commande des convertisseurs *DC/DC* à absorption de courant sinusoïdal.

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

Dans ce contexte, nous avons développé un contrôleur de mode glissant pour le réglage de la tension du bus continu du redresseur de tension en cascade avec le hacheur BOOST, la simulation a validation et démontrée l'efficacité de cette commande, le courant prélevé est quasi sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau avec un facteur de puissance unitaire. Les mesures pratiques effectuées prouvent que les performances en régime transitoire et permanent sont excellentes.

En conclusion, l'utilisation des techniques nouvelles de commandes dites avancées, notamment, le mode glissant a permis d'avoir un très bon contrôle du facteur de puissances.

Les travaux apportés dans ce mémoire répondant aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'une alimentation absorption sinusoïdale à base de régulateur mode glissant, capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité et de prélever un courant sinusoïdal et en phase avec la tension sur le réseau électrique.



## Références bibliographique:

- [1] : **L. Marroyo** : "*Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [2] : **M. Shafiee Khood** : "*Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [3] : **L. Benchaita** : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [4] : **S. Nia Ahmed** : "*Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel*", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [5] : **G. Olivier** : "*Electrotechnique*", Presse Internationale Polytechnique, 2<sup>ème</sup> édition, 1999.
- [6] : **A. Lopez De Heredia Bermeo** : "*Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [7] : **Y. Abdelli** : "*Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.
- [8] : **Ahmed H. Mitwali, Steven B. Leeb, George C. Verghese, V. Joseph Thottuvelil**: "*An Adaptive Digital Controller for a Unity Power Factor Converter*", IEEE Trans. on Power Elec., vol. 11, (March 1996), pp. 374–382.
- [9] : **Simon Wall, Robin Jackson**: "*Fast Controller Design for Single-Phase Power-Factor Correction Systems*" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 5, (October 1997), pp. 654–660.
- [10] : **Tsai-Fu Wu, Yu-Kai Chen** : "*Analysis and Design of an Isolated Single-Stage Converter Achieving Power-Factor Correction and Fast Regulation*" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, (August 1999), no. 4, pp. 759–767.
- [11] : **Jee-Woo Lim, Bong-Hwan Kwon**: "*A Power-Factor Controller for Single Phase PWM Rectifier*" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, (October 1999), no. 5, pp. 1035–1037.

- [12] : **Zaohong Yang, Paresh C. Sen**: “*A Novel Technique to Achieve Unity Power Factor and Fast Transient Response In Ac-to-Dc Converters*” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, (November 2001). pp. 764–78.
- [13] : **J. J. E. Slotine, W. Li**: “*Applied nonlinear control*”, Prentice-Hall, N.J., 1991.
- [14] : **S. V. Emelyanov**, “*Variable Structure Control Systems*”, Moscow:Nauka, 1967.
- [15] : **V. I. Utkin**, “Variable structure systems with sliding mode”, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-22, no. 2, 1977, pp. 212-222.
- [16] : **P. Liutanakul**, “*Stabilité des réseaux embarqués : Intéraction puissance-structure-commande*”, Thèse Doctorat de l’institut national polytechnique de Lorraine, France, 2007.
- [17] : **A. HIJAZI**, “*Modélisation électrothermique, commande et dimensionnement d’un système de stockage d’énergie par supercondensateurs avec prise en compte de son vieillissement : application à la récupération de l’énergie de freinage d’un trolleybus*”, Thèse de Doctorat de l’université de Lyon (France), 13 décembre 2010.
- [18] **J.J.SLOTINE**, « *Sliding controller design for non linear systems* », *IJC*, vol. 2, 1984, pp 421- 434.
- [19] **V. Utkin**: “*Sliding Modes in Control Optimization*”. Springer, Berlin, 1992.
- [20] **H. Gueldemir**, “*Sliding Mode Control of Boost Converter*”, Journal of applied science, vol. 5, no. 3, p.588-592.
- [21] **K. ABDELHALIM**, “*Correction Du Facteur de puissance A L'entrée d'un convertisseur AC/DC*”, thèse de doctorat Université Ferhat Abbas —Sétif , 26-04-2012.
- [22] **Cours Master 2**, “ *Principes de compensation des harmoniques*”, Internet.
- [23] **Cours**, “ *les alimentations à absorption sinusoïdale* “, Internet.