

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THÈME

Etude d'un correcteur de facteur de puissance d'un convertisseur AC-DC

Proposé et dirigé par :

Monsieur: **KESSAL Abdelhalim**

Présenté par :

BENCHIKH Djamel

GUENDOUZ Seddik

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2007/2008

Remerciements

Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur *monsieur Kessal abed Elhalim* d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble des enseignants et des collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.

Sans oublier tout le personnel du département électrotechnique

seddik et djamel

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	01
----------------------------	----

Chapitre I

Redresseur monophasé

I) Introduction.....	02
I-1) Redresseurs monophasés	02
a) Les redresseurs simple alternance	02
b) Les redresseuses doubles alternances	02
a-1-1) redresseurs simple alternance non commandés.....	07
a-1-2) redresseurs simple alternance commandés.....	11
b) Redressement monophasée double alternance.....	11
b-1)Redresseur monophasé double alternance non commandé.....	11
b-1-1) Cas d'une charge résistive	12
b-2)Redresseur monophasé double alternance commandé.....	13
I-2) Filtrage de la tension de sortie d'un pont de diode	15
I-2-1) filtrage de la tension de sortie	16
I-3) Filtrage et protection des redresseurs.....	16
I-3-1) filtrage capacitif (redresseurs à diodes seulement).....	17
I-3-2) Filtrage inductif (redresseurs à diodes et a thyristor).....	17
I-4) conclusion.....	17

Chapitre II

Les régulateurs

II-1) Introduction	18
II-2) But de régulation	18
II-3) Types des régulateurs	18
II-3-1) Régulation proportionnelle –Intégrateur (PI).....	19
-Régulation à action proportionnelle (P)	19
-Régulation à action intégrale (I)	19
-Régulation à action (PI)	20

II-3-2) Régulation proportionnelle–différentielle (PD)	21
II-3-3) Régulation PD ²	22
II-3-4) Régulation avance de phase	22
II-3-5) Régulation PID.....	22
II-4) Réglage d'un PID	25
II-5) PERFORMANCES D'UN SYSTEME ASSERVI.....	25
II-5-1) Précision	26
II-5-2) Stabilité	26
II-5-3) Rapidité	26
II-6) Conclusion	26

Chapitre III

Réglage en boucle ouverte (En courant)

III-1) Introduction	27
III-2) Présentation de problème.....	27
III-3) Convertisseur classique	27
III-4) Recherche d'une solution technico-économique.....	29
III-5) Particularités de la solution.....	30
III-6) Modélisation du convertisseur.....	31
III-7) Etude de la boucle de courant.....	32
III-8) indices de performance de courant d'entrée.....	35
III-8-1) distorsion harmonique globale THD	35
III-8-2) facteur d'harmonique HF	35
III-8-3) facteur de puissance FP	35
III-8) Structure de contrôle du facteur de puissance	35
III-9) Simulation	37
III-10) Interprétation des résultats.....	39
III-11) CONCLUSION.....	39

Chapitre IV

Réglage en boucle fermée (courant, tension)	
IV-1) Introduction.....	40
IV-2) Choix de contrôle.....	40
IV-3) Structure générale d'un convertisseur AC/DC monophasé	40
IV-3-1) Asservissement de la tension de la sortie	41
IV-3-2) Asservissement du courant d'entrée.....	42
IV-4) Etude de la boucle de tension	43
IV-5) Modélisation par bilan de puissances.....	44
IV-6) Schéma de principe de contrôle	45
IV-7) Résultats de simulation	45
IV-8) Interprétation des résultats.....	47
IV-9) Conclusion	47

LISTE DES SYMBOLES

V_e :	tension d'entrée.
V_s :	tension de sortie.
T :	période du signal d'entrée.
R :	Résistance Electrique.
E :	la force électromotrice.
V_{th} :	tension de thyristor.
i_g :	courant de gâchette.
C :	capacité du condensateur.
K_p :	gain proportionnel.
K_i :	gain intégral.
$E(s)$:	l'entrée du système.
$U(s)$:	la sortie du système.
S :	opérateur de Laplace.
V_{red} :	tension redressée.
V_{ref} :	tension de référence.
I_{red} :	courant redressée.
I_{ref} :	courant de référence.
I_e :	courant d'entrée.
$C(t)$:	transistor.
V_T :	tension de transistor.
L :	valeur de l'inductance.
ΔI :	l'erreur du courant.
F_d :	la fréquence de découpage.
f :	la fréquence de réseau.
FP :	facteur de puissance.
THD :	distorsion harmonique globale.
HF :	facteur d'harmonique.

INTRODUCTION GENERALE

La forme du courant d'entrée dans les convertisseurs AC-DC conventionnels utilisant un redresseur et un filtre à condensateur en tête est fournie en impulsions étroites. Le facteur de puissance (FP) est donc faible en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant (perturbations).

Il est nécessaire de mettre au point des solutions permettant de réduire les perturbations du convertisseur AC-DC classique. Ces solutions regroupées sous le vocable "correction du facteur de puissance" (power factor correction ou PFC), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus sinusoïdal possible avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension secteur.

Le redresseur est l'un des convertisseurs de l'électronique de puissance qui a fait l'objet de nombreux travaux de recherche intéressants, ces dernières années, vue des avantages qu'il présente, à savoir :

- le contrôle de sa tension de sortie
- le faible THD des courants d'entrée
- son facteur de puissance élevé

Dans ce travail de fin d'étude on présente technique de commande du redresseur monophasé, basée sur le contrôle du courant de source par un régulateur PI, afin d'assurer l'absorption de courant sinusoïdale et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Ce mémoire est composé de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la définition des redresseurs monophasés et leurs concepts fondamentaux.

Dans le second chapitre, on présentera les types des régulateurs, et leurs caractéristiques, nous avons aussi présenté la loi de commande, les fonctions de transfert de ces régulateurs et les performances d'un système asservi.

Dans le troisième chapitre, on présentera la modélisation et la stratégie de commande du redresseur monophasé, qui est basée sur la comparaison du courant redressé et un courant de référence, ces deux courants agerés à une boucle à hystérésis, nous avons aussi présenté les résultats de simulation obtenus par cette méthode.

Dans le quatrième chapitre, on présentera une autre stratégie de commande du redresseur monophasé, basée sur l'asservissement en boucle fermée de la tension de sortie, nous présentera les résultats de simulation obtenus par cette technique de commande.

Chapitre I

redresseur monophasé

Chapitre II

les régulateurs

Chapitre III

réglage en boucle ouverte (En courant)

Chapitre IV

réglage en boucle fermée (tension, courant)

Bibliographie

Introduction générale

Conclusion générale

LES REDRESSEURS :

I) Introduction :

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif – continu (rectifier en anglais), est un convertisseur destiné à alimenter une charge de type continu, qu'elle soit inductive ou capacitive à partir d'une source alternative. La source est, la plupart du temps, du type tension.

Les redresseurs sont essentiellement réalisés à partir de diodes et de thyristors, ces derniers ne sont utilisés que s'il est nécessaire de faire varier les grandeurs électriques en sortie du redresseur.

Les redresseurs non commandé sont utilisés pour convertir une grandeur alternative en une grandeur continue. Ils sont par exemple utilisés pour entraîner des moteurs à courant continu. Ils constituent l'étage d'entrée de la quasi totalité des alimentations à découpage qui alimentent l'équipement audio–visuel des ménages.

Les redresseurs commandés à thyristor sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la mise en cascade d'un redresseur non commandé et d'un hacheur.

I-1) Redresseurs monophasés : [1]

En monophasé, on distingue :

a) Les redresseurs simple alternance : dans le sens direct, ils admettent les tensions positives et annulent les tensions négatives. Une simple diode en série avec la charge suffit à réaliser cette opération.

b) Les redresseurs double alternance : ils commutent de manière à transformer les tensions négatives en tensions positives. Le montage le moins coûteux et le plus efficace est le pont de Graëtz.

Le redressement simple alternance commandé, tout comme les redressements commandés en monophasé, n'a pas d'application industrielle.

a-1) Redressement simple alternance :

Ce type de redressement permet de supprimer l'alternance négative d'un signal en conservant l'alternance positive. La tension de sortie du convertisseur ressemble à la courbe ci-dessous (figure I.1), où la courbe du haut représente la tension d'entrée et celle du bas la tension de sortie du redresseur.

La tension redressée a alors la même fréquence que la tension d'entrée

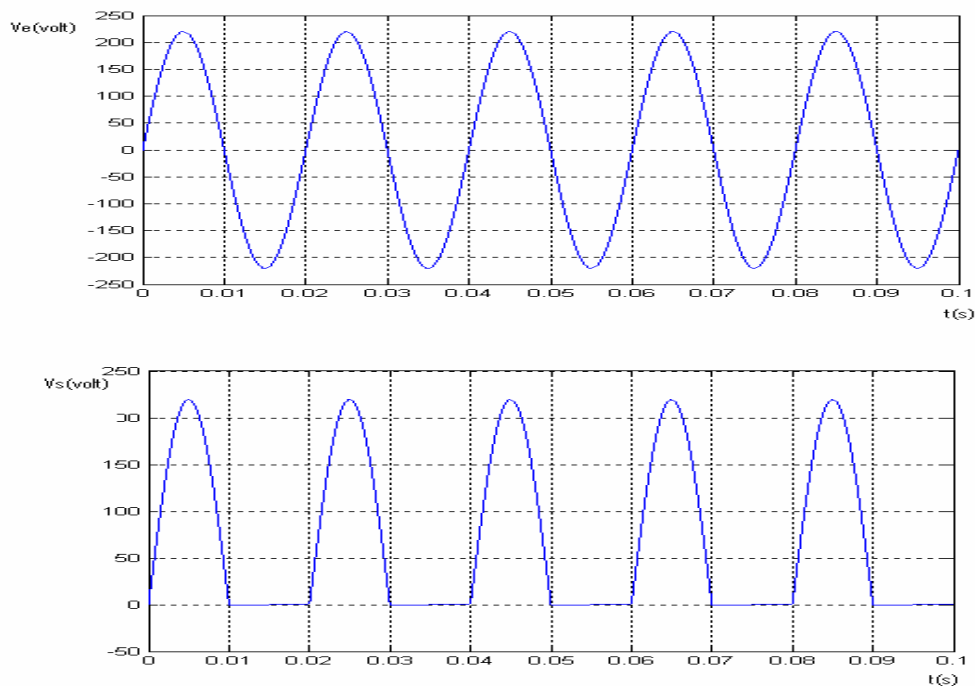


Figure (I.1): tension d'entrée et de sortie d'un redresseur monophasé simple alternance.

Il existe deux types de redresseurs simple alternance :

-les redresseurs non commandés, constitués d'une diode en série avec la charge, avec lesquels il est impossible de faire varier les grandeurs électriques en sortie du convertisseur.

-les redresseurs commandés, constitué d'un thyristor en série avec la charge, qui permettent de faire varier les grandeurs électriques en sortie du convertisseur, notamment les valeurs moyennes de la tension aux bornes de la charge et du courant la traversant.

La sortie redressée de ces convertisseurs dépend fortement de la charge.

a-1-1) Redresseurs simple alternance non commandés

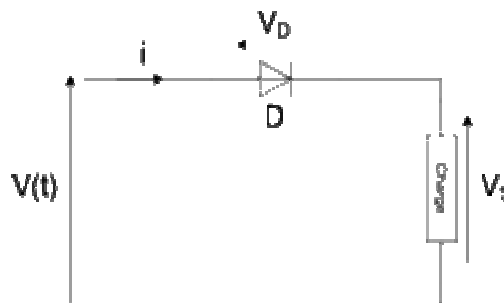


Figure (I. 2) : redresseur simple alternance non commandé

Ce type de redresseur est réalisé en mettant simplement une diode en série avec la charge comme le montre le schéma ci-contre (figure I.2).

Le principe des redresseurs simple alternance non commandés est basé sur les propriétés des diodes. En effet, la diode se bloquant lorsque la tension à ses bornes est négative.

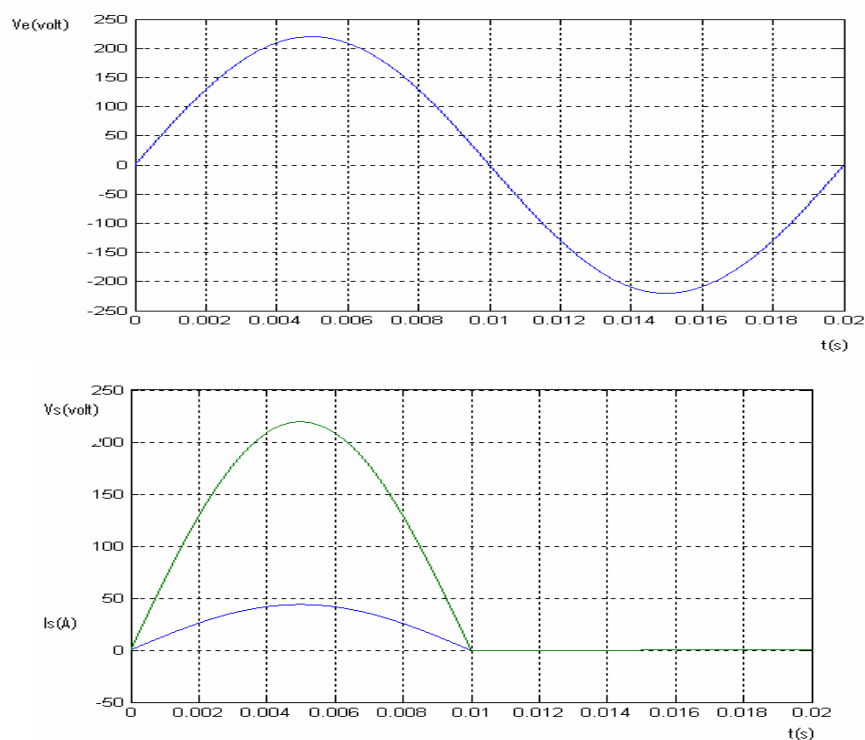


Figure (I.3): tension et courant de sortie (cas résistif)

Si la charge est de type purement résistif, on obtient la sortie représentée ci-contre. Le graphique du haut représente la tension d'entrée et sur le graphique du bas, la tension aux bornes de la charge et le courant la traversant sont représentés en vert et bleu respectivement.

Si T est la période de la tension d'entrée, la diode est passante entre 0 et $T/2$ et est bloquée entre $T/2$ et T . En effet, pour $\omega t = 0$, le courant la traversant devient nul.

Si la tension d'entrée de la forme : $V(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$, Les valeurs moyennes des grandeurs de sortie sont :

$$V_s = \sqrt{2}V / \pi \quad (\text{I.1})$$

$$I_d = \sqrt{2}V / \pi.R \quad (\text{I.2})$$

Ou R est la valeur de la résistance de la charge et V_s et la tension de la sortie.

Si la charge est de type inductif, la tension de sortie n'est pas correctement redressée si l'on utilise une seule diode. La sortie du convertisseur est représentée ci-dessus (figure 4), Le graphique du haut représente la tension d'entrée et sur le graphique du bas, la tension aux bornes de la charge et le courant la traversant sont représentés en vers et bleu respectivement.

La diode conduit à partir de $t = 0$ et ne se bloque pas en $T/2$ (T étant la période du signal d'entrée) comme avec une charge purement résistive. La tension devient négative aux bornes de la charge tant que le courant ne s'annule pas. La diode se bloque avec un retard t_r compris entre $T/2$ et T . La tension « redressée » est alors négative pendant une partie de la période.

La bobine impose la continuité du courant dans la charge

Si la tension d'entrée est de la forme : $V(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$, la valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$V_s(t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V \left(1 - \cos\left(\omega\left(t_0 - \frac{T}{2}\right)\right)\right) \quad (\text{I.3})$$

Où t_0 est l'instant auquel se bloque la diode.

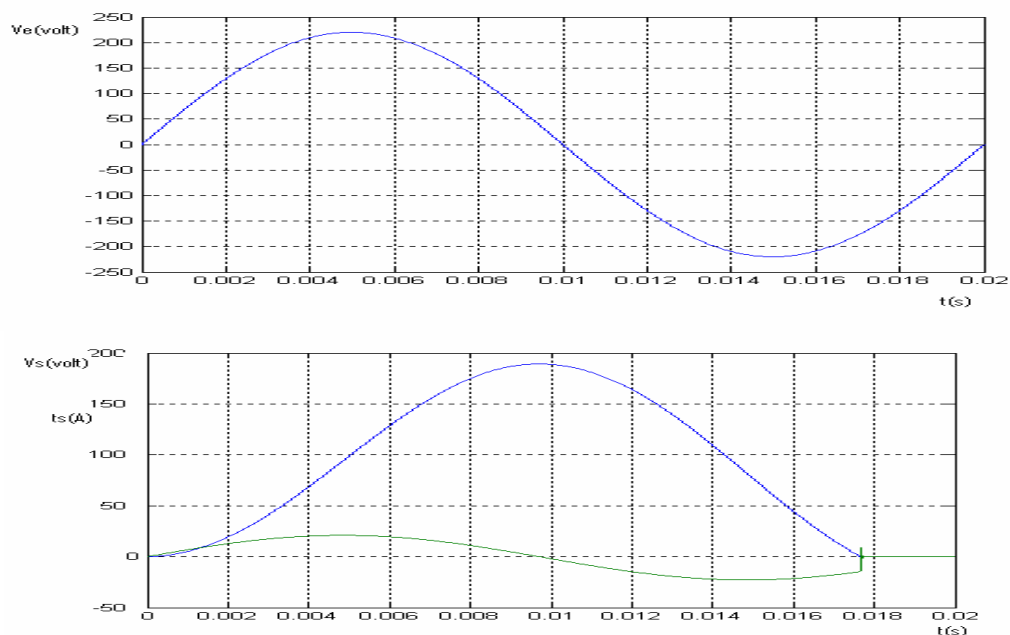


Figure (I. 4) : tension et courant de sortie (cas inductif).

a-1-2) Redresseurs simple alternance commandés

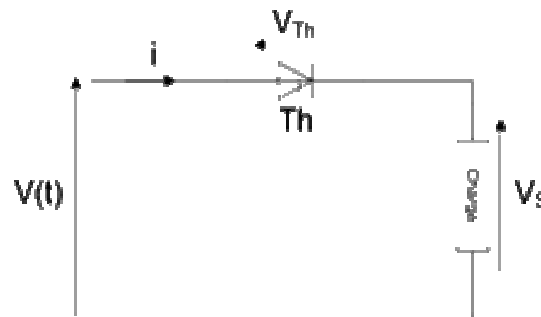


Figure (I. 5) : redresseur simple alternance commandé.

Ce type de redresseur est réalisé en remplaçant la diode du redresseur simple alternance non commandé par un thyristor comme le montre le schéma ci-contre.

Le thyristor est caractérisé par un courant de gâchette. Cette caractéristique est mise à profit pour faire varier les grandeurs électriques de sortie et ainsi régler les valeurs moyennes de la tension aux bornes de la charge et du courant la traversant. En effet, on utilise des commandes électroniques introduisant un retard à l'amorçage du thyristor. Cette capacité à faire varier les valeurs des grandeurs de sortie a donné le qualificatif « commandé » à ce type de redresseur.

Les redresseurs monophasés simple alternance commandés conservent une partie de l'alternance positive du signal d'entrée et coupent la partie négative.

Le comportement ce type de redresseur dépend fortement du type de charge.

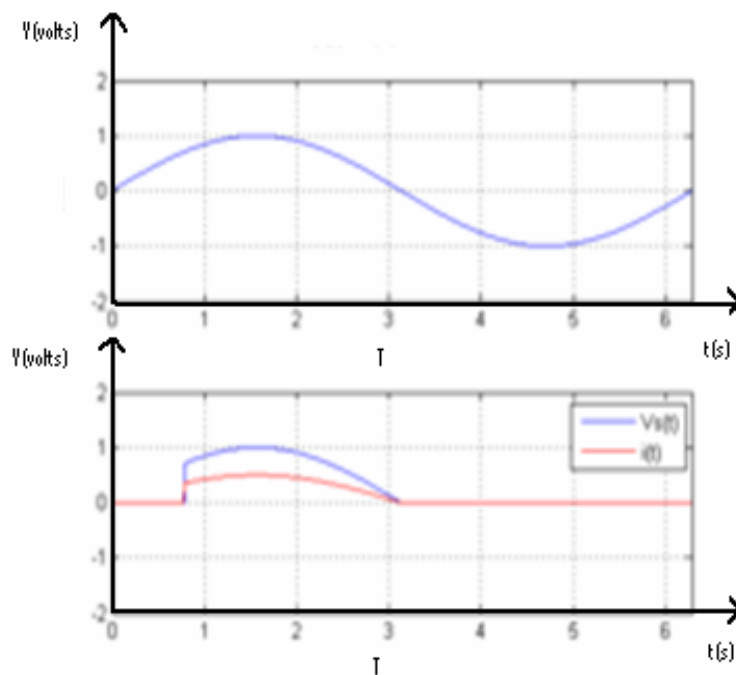


Figure (I. 6): tension et courant de sortie (cas résistif).

Si la charge est purement résistive, on obtient la sortie représentée ci-contre (figure I.6). Le graphique du haut représente la tension d'entrée et sur le graphique du bas, la tension aux bornes de la charge et le courant la traversant sont représentés en bleu et rouge respectivement.

Le thyristor s'amorce avec un retard à l'amorçage compris entre 0 et π . Une fois amorcé, il se comporte comme une diode.

Si la tension d'entrée est de la forme $V(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$, les valeurs moyennes de la tension aux bornes de la charge et du courant la traversant sont, en notant α le retard à l'amorçage du thyristor :

$$V_s(t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V (\cos(\alpha) + 1) \quad \longrightarrow \quad (I.4)$$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi R} V (\cos(\alpha) + 1) \quad \longrightarrow \quad (I.5)$$

R est la valeur de la résistance de la charge

Les valeurs moyennes des grandeurs de sortie peuvent donc être réglées en modifiant α .

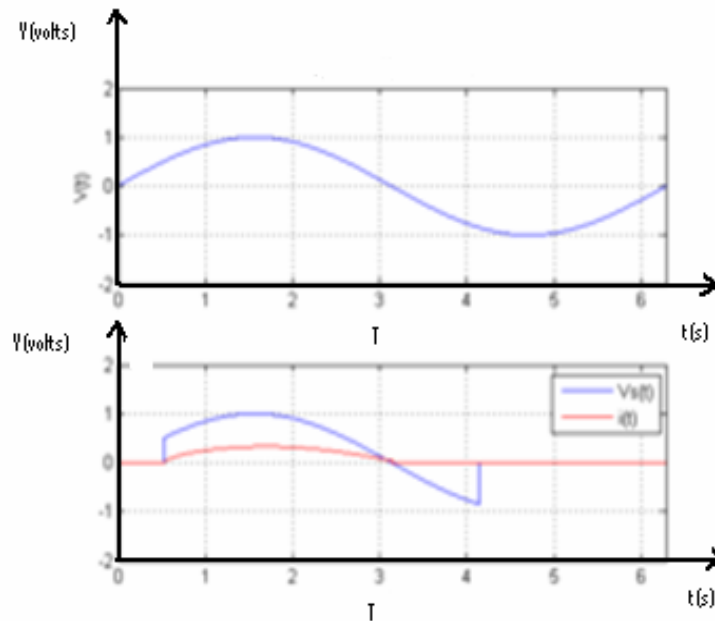


Figure (I. 7): tension et courant de sortie (cas inductif).

Si la charge est inductive, on obtient la sortie représentée ci-contre (figure I.7). Le graphique du haut représente la tension d'entrée et sur le graphique du bas, la tension aux bornes de la charge et le courant la traversant sont représentés en bleu et rouge respectivement.

Le même phénomène que pour le redresseur non commandé apparaît. Le thyristor conduit à partir de $\omega t = \alpha$ et ne se bloque pas en $T/2$ (T étant la période du signal d'entrée) comme avec une charge purement résistive. La tension devient négative aux bornes de la charge tant que le courant ne s'annule pas. La diode se bloque avec un retard t_r compris entre 0 et $T/2$. La tension « redressée » est alors négative pendant une partie de la période.

La bobine impose la continuité du courant dans la charge.

Si la tension d'entrée est de la forme $V(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t)$, la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est en notant α le retard à l'amorçage du thyristor :

$$V_s(t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V(\cos(\alpha) - \cos(\omega(t_0 - \frac{T}{2}))) \longrightarrow (I.6)$$

Où t_0 est la date à partir de laquelle le thyristor est bloqué

Les valeurs moyennes des grandeurs de sortie peuvent être régler en jouant sur α .

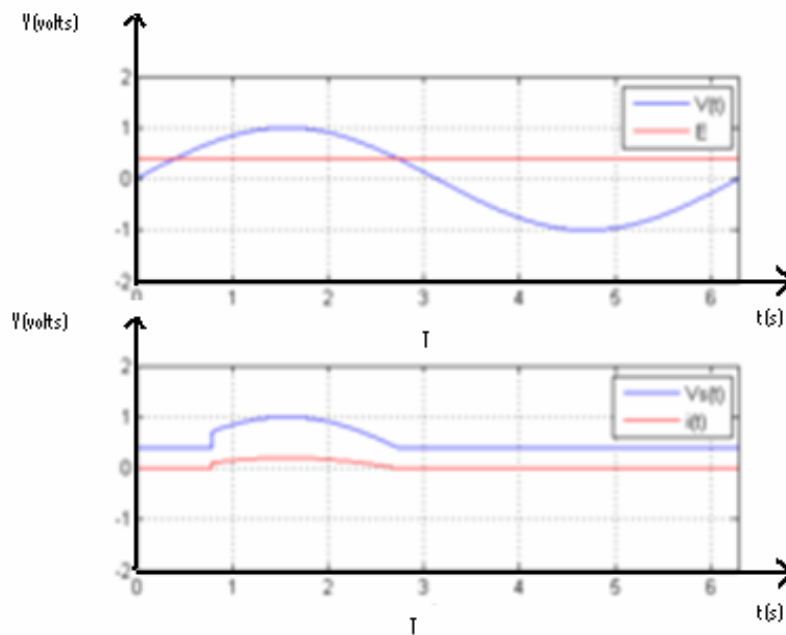


Figure (I. 8): tension et courant de sortie (cas d'une charge électromotrice).

Si la charge est de type électromotrice, c'est-à-dire composée d'une résistance et d'une force électromotrice, on obtient la sortie ci-contre(figureI.8), Le graphique du haut représente en bleu la tension d'entrée et en rouge la force électromotrice. Sur le graphique du bas, la tension aux bornes de la charge et le courant la traversant sont représentés en bleu et rouge respectivement.

Le thyristor conduit lorsque $V(t) > E$ (E étant la force électromotrice) et $\omega t > \alpha$. Elle est bloquée lorsque $V(t) < E$.

La force électromotrice impose que la tension aux bornes de la charge soit toujours supérieure à E .

Lorsque la diode est passante, le courant traversant la charge est :

$$i(t) = \frac{v(t) - E}{R} \longrightarrow (I.7)$$

Où R est la valeur de la résistance de la charge.

b) Redressement monophasée double alternance :

Tout d'abord, il existe deux catégories de redresseurs à doubles alternance soit avec un montage à deux diodes utilisant la prise médiane du transformateur ou le montage en pont de quatre diodes.

b-1) Redresseur monophasé double alternance non commandé :

Dans le domaine d'électronique de puissance, le pont redresseur monophasé double alternance non contrôlé est un convertisseur dont le domaine d'application est très vaste, l'avantage de ce convertisseur par rapport au convertisseur monophasé simple alternance réside dans le fait que chaque demi période de la tension est redressée de plus l'ondulation de la tension continue est considérable.

b-1-1) Cas d'une charge résistive :

La tension sinusoïdale fournie par la source est : $V_s = V_m \sin \omega t$

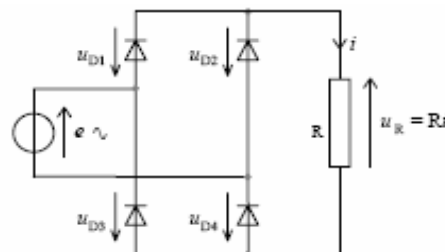


Figure (I. 9) : redresseur double alternance non commandé (cas d'une charge résistive).

Fonctionnement :

La circulation du courant dans la charge nécessite la conduction de deux diodes par demi-période, d'où (D1 D4) et (D2 D3).

La condition initiale diode bloquées.

Pour $0 \leq t \leq T/2$

$$V_s > 0 \Rightarrow V_a - V_b > 0 \Rightarrow VD1 > VD2$$

$$VD4 > VD3$$

Donc D1 et D4 qui conduisent

$$U_c = V_s, I_c = V_s/R \text{ et } VD1 = VD4 = 0$$

Pour $T/2 \leq t \leq T$

$I_c = 0$ (D1, D4) se bloquent

$$V_s < 0 \Rightarrow V_a - V_b < 0 \Rightarrow VD2 > VD1$$

$$VD3 > VD4$$

Donc D2 et D3 qui conduisent

$$U_c = -V_s, I_c = -V_s/R \text{ et } VD3 = VD2 = 0$$

Dans l'alternance positive la tension de charge est égale à la tension de source .

V_s et sa valeur de crête est V_m , la tension négative apparaît sur les diodes bloquées D2 D3 et leur valeur de crête est $-V_m$ Cependant le courant prendra la forme de la tension puisque la charge est résistive, passant par l'origine 0 vers une valeur de crête I_{max} .

Tout se répète dans l'autre alternance sauf que la tension inverse apparaît sur les diodes bloquées D1 D4.

Détermination des valeurs moyennes de la tension U_c et le courant

$$\begin{aligned}
 U_{moy} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \theta d\theta \\
 &= -V_m / \pi (\cos \theta)_0^{\pi} \\
 &= 2V_m / \pi \\
 U_{cmoy} &= 2V_m / \pi \\
 i_{cmoy} &= 2I_m / \pi \\
 U_{ceff} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m^2 \sin^2 \theta d\theta} \\
 U_{ceff} &= V_{max} / \sqrt{2} \\
 i_{ceff} &= I_m / \sqrt{2}
 \end{aligned}$$

b-2) Redresseur monophasé double alternance commandé :

il est identique à un pont de Graetz à thyristors, comme montre la figure (I.10).

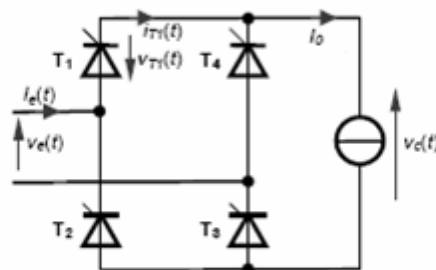


Figure (I.10) : redresseur monophasé double alternance commandé.

b-2-1) Charge résistive :

$$0 \leq t \leq t_0$$

$$ig_1 = ig_3 = 0$$

$$V_s = V_m \sin wt$$

Tant que les courants des gâchettes valent zéro, les deux thyristors restent bloqués. donc le courant dans la charge est nul.

$$ic = 0 \text{ et } Uc = icR = 0$$

$$V_s = V_{th1} + Uc + V_{th3}$$

$$V_s = V_{th1} + Uc \Rightarrow V_{th1} = V_{th4} = (V_s - Uc) / 2$$

$$V_{th1} = V_m / 2 \sin wt \geq 0$$

$$V_{th1} = V_{th3} \geq 0$$

Les deux thyristors Th1 et Th3 sont sous une tension positive, donc ils sont susceptibles à être amorcé.

$$t_0 < t < t_0 / 2$$

$$ig_1 \text{ et } ig_3 < 0$$

$$V_s = V_m \sin(wt)$$

Où ig est le courant de gâchette

L'amorçage du deux thyristors Th1 et Th4 cause la conduction du courant.

A cet instant :

$$V_{th1} = V_{th3} = 0$$

$$V_s = V_{th1} + Uc + V_{th3} \text{ donc } V_s = Uc$$

$$Uc = V_m \sin wt$$

$$Uc = icR \text{ donc } ic = (V_m / R) \sin wt$$

$$T/2 \leq t \leq t_0 + T/2$$

$$ig_1 = ig_2 = ig_3 = ig_4 = 0$$

$$Vs = Vm \sin wt$$

A l'instant $T/2$,

$$wt = \pi \Rightarrow i_c(t) = i_c(\pi) = Vm/R \sin \pi$$

$$i_c(\pi) = 0 \Rightarrow (th_1 \text{ et } th_3) \text{ bloquent.}$$

$$Uc = i_c R = 0$$

$$Vs = Uc + Vth2 + Vth4$$

$$Vs = -2Vth2 \Rightarrow Vth2 = Vth4 = -Vs/2 = -(Vm/2) \sin wt \geq 0$$

$$Vth2 = Vth4 \geq 0$$

Les deux thyristors Th2 et Th4 sont sous une tension positive, donc ils sont susceptibles à être amorcés. mais tant que les courants de gâchette valent zéro, les deux thyristors restent bloqués.

$$t_0 + T/2 \leq t < T$$

$$ig_2 = ig_4 \neq 0$$

L'amorçage des deux thyristors Th2 et Th4 cause la conduction du courant. à cet instant :

$$Vh2 = Vh3 = 0$$

$$-Vs = Vth2 + Uc + Vth3 \Rightarrow Uc = -Vm \sin wt$$

$$Ri_c = -Vm \sin wt \Rightarrow i_c = -(Vm/R) \sin wt$$

Les deux cesseront de conduire quand Vs s'annule.

La valeur moyenne de Uc est donné par :

$$Uc = (2Vm/\pi) \cos \alpha$$

I-2) filtrage de la tension de sortie d'un pont de diode : [2]

Le filtrage de la tension se fait à l'aide d'un condensateur.

Pour une charge donnée, plus la capacité du condensateur est grande plus le filtrage est efficace.

En règle générale, lorsque le redresseur alimente une charge résistive de résistance R, plus le produit RC est grand, plus le filtrage est efficace.

I-2-1) filtrage de la tension de sortie :

La tension de sortie après redressement est positive mais elle n'est pas continue. Pour annuler les harmoniques responsables des hautes fréquences, on utilise un filtre en sortie du redresseur.

Le filtrage le plus simple est effectué à l'aide d'un condensateur placé en parallèle de la charge. Le condensateur stocke alors de l'énergie pendant les alternances positives de la tension d'entrée et la redistribue quand la diode est bloquée.

La capacité du condensateur doit être la plus grande possible pour limiter les ondulations. On démontre que la capacité C du condensateur, la fréquence f de la source, l'intensité maximale I_{max} de sortie et l'amplitude maximale de l'ondulation U :

$$C = \frac{I_{\max}}{U \cdot f} \quad (I.8)$$

Il est possible d'améliorer le lissage en utilisant des filtres plus complexes.

I-3) filtrage et protection des redresseurs :

Les redresseurs sont conçus pour fournir une tension continue, fixe ou variable, à un montage. Ils présentent en sortie une ondulation de tension qui peut être importante et qui peut imposer la présence d'un filtre. Deux catégories de filtres existent : capacitif ou inductif.

Nous allons voir que le premier est utilisé dans la plupart des redresseurs à diodes.

Pour alimentations stabilisées électroniques en dépit de toutes les règles qui définissent la topologie d'un circuit électronique de puissance. Le deuxième sera adapté à tous les redresseurs, quelle que soit leur puissance et leur constitution.

I-3-1) filtrage capacitif (redresseurs à diodes seulement) :

Le fonctionnement théorique simplifié du filtre capacitif, Son comportement réel est plus complexe . Nous oublions donc les résonances parasites, en considérant que le condensateur de filtrage bloque la tension en sortie du pont dès que la tension redressée décroît.

Le temps de conduction des diodes devient donc d'autant plus faible que la capacité est grande et que le filtrage est meilleur.

I-3-2) filtrage inductif (redresseurs a diodes et a thyristor) :

L'intérêt du lissage du courant de sortie se résume essentiellement a trois points :

- permettre au pont de fonctionner en génération (onduleur non autonome e)
- Diminuer les pertes dans la charge, détriment de celle dans l'inductance de lissage
- garantir une transmission indépendante de la charge, afin de simplifier le régulateur

I-4) conclusion :

Les redresseurs sont des éléments très essentielles dans les applications de l'électronique de puissance, mais ils restent toujours moins robuste à cause de l'influence des harmoniques, ces dernier provoquent la diminution du facteur de puissance (FP), ce problème peut être résoudre par plusieurs méthodes.

REGULATION DES SYSTEMES :

II-1) Introduction :

Les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, tel que ; une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop Important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservi, un bloc régulateur.

II-2) But de régulation :

Pour effectuer un certain nombre d'essai avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle du régulateur est d'obliger la ou les grandeurs asservies à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considéré comme idéale.

Ces valeurs idéales, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrées du système (référence) et de perturbation.

II-3) Types des régulateurs : [3]

Dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres.

On peut distinguer les régulateurs selon deux critères:

- relation entre entrée et sortie: linéaire ou non linéaire.
- entrée unique, l'écart de réglage ou plusieurs entrées.

Les régulateurs *classiques* sont caractérisés par une entrée unique: l'écart de réglage.

Les régulateurs *tout-ou-rien* ont une sortie qui ne peut prendre que deux ou trois valeurs Prédéterminées, choisies en fonction de l'écart de réglage.

Les autres sont formés d'une combinaison de trois modules:

- Le module **P** (proportionnel) assure la fonction de réglage de base.
- Le module **I** (intégrateur) annule l'écart statique, assure la précision.
- Le module **D** (dérivateur) améliore la stabilité et accélère le réglage.

On décrira les principaux régulateurs:

Le régulateur P fournit un signal de commande proportionnel à l'écart de réglage.

Exemple: réglage de fréquence d'un groupe turbine-alternateur.

Le régulateur PI fournit un signal de commande proportionnel à l'écart de réglage et à son intégrale. Exemple: réglage de vitesse d'une voiture récente.

Le régulateur **PID** fournit un signal de commande proportionnel à l'écart de réglage, à son intégrale et à sa dérivée. Exemple: réglage standard industriel.

Les régulateurs **PD** et **PD2** fournissent un signal de commande proportionnel à l'écart de réglage et à sa dérivée, le cas échéant aussi à sa dérivée seconde.

Les régulateurs polynomiaux sont aussi des régulateurs linéaires à entrée unique: la relation entre l'entrée et la sortie est caractérisée par un quotient de polynômes en d'ordre supérieur à 2.

Le dimensionnement de ces régulateurs sera toujours un compromis entre rapidité, stabilité et précision.

Les régulateurs à entrées multiples peuvent aussi être classés en deux groupes selon que la relation entre entrée et sortie est linéaire ou non.

II-3-1) Régulation proportionnelle –Intégrateur (PI) : [4]

-Régulation à action proportionnelle (P) :

L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler. Elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide. On augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système.

Le rôle de l'action P est de réduire l'erreur de réglage. On utilise un régulateur P lorsque la précision n'est pas importante. Le réglage par exemple du niveau d'eau dans un réservoir de stockage. L'action P est souvent suffisante pour régler plusieurs systèmes dans l'industrie. Néanmoins, il subsiste toujours un écart appelé écart de statisme. Cet écart n'est pas et ne peut pas être corrigé par ce régulateur. Elle est simple à réaliser (simple amplificateur) d'où son grand avantage. Dans l'industrie tous les processus annexes (utilités, stockage etc.) sont conduits par des P régulateurs (pneumatiques en général).

$$\text{Loi de Commande du régulateur P : } u(t) = k_p \cdot e(t) \longrightarrow \text{(II.1)}$$

Fonction de transfert du régulateur P

$$G_c(s) = U(s) / E(s) = K_p \longrightarrow \text{(II.2)}$$

-Régulation à action intégrale (I) :

L'action intégrale complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale.

Il est de loin le plus utilisé car sa conception est simple (amplificateur) et facile à mettre en œuvre.

Loi de Commande du régulateur I :

$$u(t) = K_i \cdot \int_{-\infty}^t e(\tau) d\tau \quad (\text{II.3})$$

Fonction de transfert du régulateur I

$$G_c = U(s)/E(s) = 1/sT_i = K_i / s \quad (\text{II.4})$$

-Régulation à action (PI) : [5]

Le régulateur PI (action proportionnelle intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I, il permet d'améliorer le régime permanent et le régime transitoire.

Le rôle principal de l'action intégrale est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'augmentation de l'action intégrale produit une instabilité. Dans l'industrie, on utilisera l'action I chaque fois que nous avons besoin, pour des raisons technologiques, d'avoir une précision parfaite. Exemple : la régulation de la pression ou température dans un réacteur nucléaire. De plus, il faut souligner que l'action I est un filtre donc il est intéressant de l'utiliser pour le réglage des paramètres très dynamiques telle que la pression.

L'équation de ce correcteur dans le domaine du temps est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad \longrightarrow \quad (\text{II.5})$$

Où $e(t)$ représente l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée

$U(t)$: grandeur de commande.

K_i Et K_p représentent respectivement les gains d'intégration et de proportionnalité

La fonction de transfert du régulateur est :

$$C(s) = U(s)/E(s) = k_p + k_i / s \quad \longrightarrow \quad (\text{II.6})$$

Où S : opérateur de Laplace

Pour le régulateur PI, les actions proportionnel et intégral sont mises en parallèle figure

(II.1.a). Il existe un autre correcteur intégral proportionnel IP où les action sont mise en série Figure (II.1.B), Ce dernier a l'avantage de rejeter les perturbations, comme montre figure (II.1).

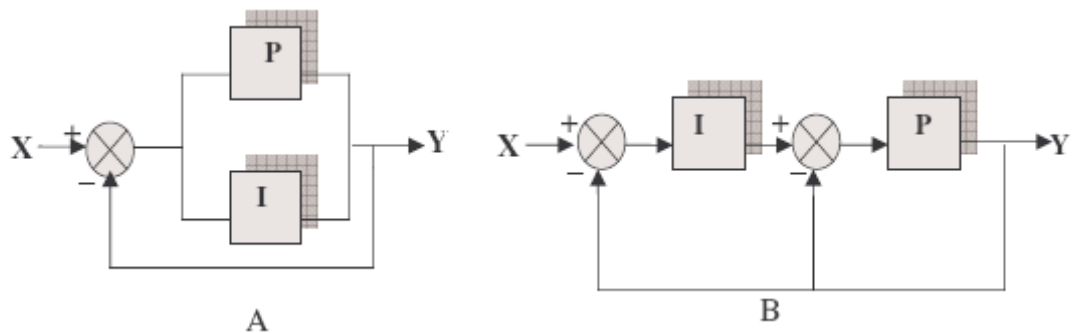


Figure (II.1) : A : correcteur PI, B : correcteur IP.

II-3-2) Régulation proportionnelle–différentielle (PD) : [6]

Pour certains systèmes à comportement intégral, il est parfois judicieux d'utiliser un régulateur avec dénominateur d'ordre 0 et numérateur d'ordre 1.

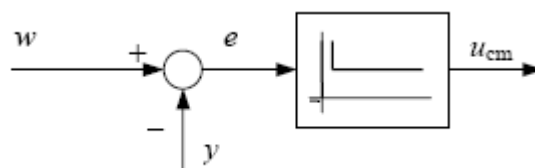


Figure (II.2) : Régulateur PD.

La fonction de transfert idéale se déduit de la relation

$$G_R(s) = K_p (1 + s T_D) \tag{II.7}$$

On en tire la réponse harmonique idéalisée.

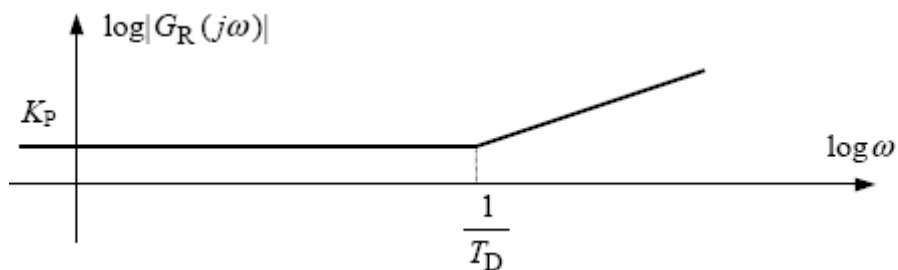


Figure (II.3) : Régulateur PD: réponse harmonique.

II-3-3) Régulation PD2 :

Dans certains cas, on souhaite compenser deux constantes de temps sans introduire d'intégration. Cela implique une double dérivation.

$$U_{cm}(t) = K_p (e(t) + (TD1 + TD2) \cdot e'(t) + TD1 \cdot TD2 \cdot e''(t)) \quad \longrightarrow \quad (II.8)$$

$$G_R(s) = K_p (1 + sTD1) \cdot (1 + sTD2) \quad \longrightarrow \quad (II.9)$$

Où U_{cm} : est la sortie de système

Un tel régulateur est très idéal, et non causal, La double dérivation est propice à amplifier le bruit présent sur les grandeurs mesurées, ce qui est peu propice à la qualité du réglage.

II-3-4) Régulation avance de phase :

Dans certaines applications, on souhaite agir sur la phase dans un domaine limité de pulsations. Dans ce cas, on combine un PD avec un filtre du premier ordre, en choisissant une constante de temps de filtrage inférieure à celle de dérivation.

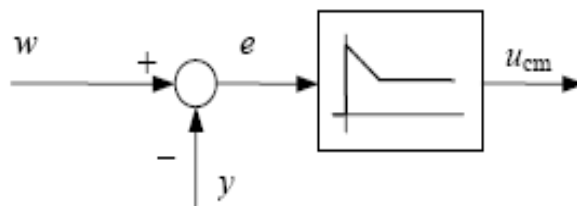


Figure (II.4) : Régulateur AP

On peut aussi interpréter le régulateur AP comme un modèle un peu moins idéal du régulateur PD, dans lequel on tient compte que le régulateur ne peut pas avoir un gain infini pour les pulsations élevées. Le symbole évoque aussi celui du PD, où l'impulsion de Dirac est remplacée par une impulsion plus réaliste.

II-3-5) Régulation PID :

Un régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID) est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie et permet de contrôler la grande majorité des procédés.

Le PID permet 3 actions simultanées sur l'erreur consigne/mesure :

- Une action Proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain G_r , utilisée pour améliorer la rapidité du système.
- Une action Intégrale : l'erreur est intégrée sur un intervalle de temps T_i , employée pour améliorer le régime permanent.
- Une action Dérivée : l'erreur est dérivée suivant un temps T_d , assure l'amélioration de la stabilité.

L'action dérivée compense les effets du temps mort du processus. Elle a un effet stabilisateur. La présence de l'action dérivée permet donc d'augmenter la rapidité du système. Dans l'industrie, l'action D n'est jamais utilisée seule mais en général avec l'action intégrale. On recommande de l'utiliser pour le réglage des paramètres lents tels que la température.

Le résumé qu'il faut connaître est :

P : L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système par l'ajout d'un gain. Le régulateur P est utilisé lorsque l'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante.

I : L'action intégrale complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. L'action intégrale est utilisée lorsque l'on désire avoir une précision parfaite.

D : L'action dérivée, en compensant les inerties dues au temps mort, accélère la réponse du système. L'action D est utilisée dans l'industrie pour le réglage des variables lentes telles que la température.

L'équation de ce type de correcteur dans le domaine du temps est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d . de(t) / dt \longrightarrow (II.10)$$

La fonction de transfert correspondante est :

$$C(s) = U(s)/E(s) = K_p + K_i / s + K_d s \longrightarrow (II.11)$$

Il existe plusieurs architectures possibles pour combiner les 3 effets (série, parallèle ou mixte), on prendra par exemple une architecture parallèle figure (II.5) :

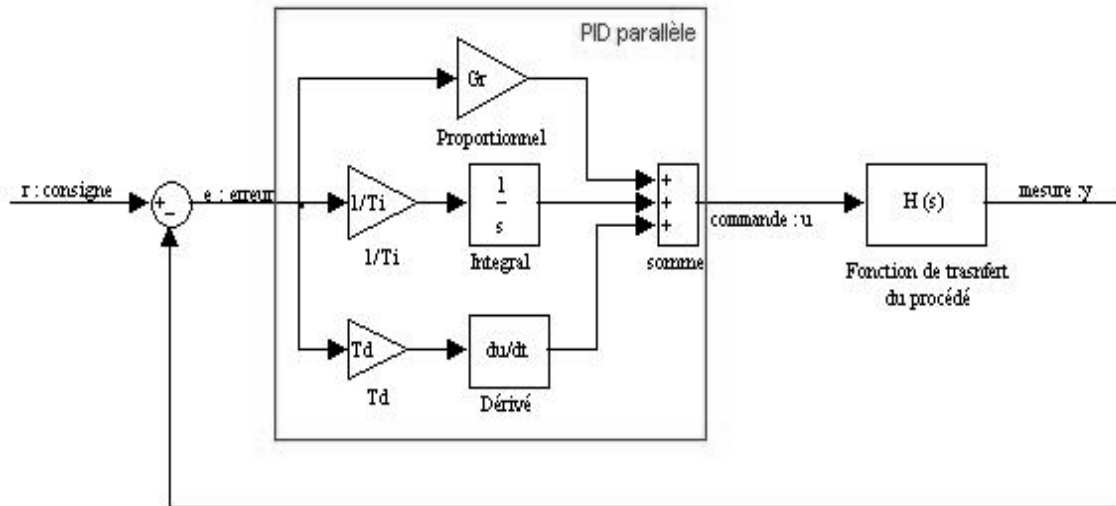


Figure (II.5) : régulateur PID parallèle.

La fonction de transfert avec la transformée de Laplace du régulateur PID parallèle est la somme des 3 actions:

$$C(s) = Gr + Td \cdot s + 1/Ti \cdot 1/s \tag{II.12}$$

Les différents paramètres à trouver sont Gr , Td et Ti pour réguler le procédé ayant pour fonction de transfert $H(s)$. Il existe de nombreuses méthodes pour trouver ces paramètres. Cette recherche de paramètre est communément appelée *réglage*.

La fonction de transfert du contrôleur PID idéale car l'ordre du numérateur est supérieur à l'ordre du dénominateur. Dans la réalité, on rajoute toujours un paramètre alpha sur l'action dérivée de manière à obtenir un ordre 2 au numérateur et au dénominateur :

$$Td \cdot s \rightarrow (Td \cdot s) / (1 + \alpha \cdot Td \cdot s) \tag{II.13}$$

Avec $\alpha \ll 1$.

Néanmoins, pour limiter les effets néfastes du bruit du signal de mesure sur le signal de commande u , on modère l'effet de l'action dérivée dans les régulateurs industriels en adoptant généralement $\alpha \sim 0,1$.

II-4) Réglage d'un PID :

Le réglage d'un PID consiste à déterminer les coefficients G_r , T_d et T_i afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis. Il faut pour cela limiter le ou les éventuels dépassements.

- La robustesse est sans doute le paramètre le plus important et délicat. On dit qu'un système est robuste si la régulation fonctionne toujours même si le modèle change un peu. Par exemple, les fonctions de transfert de certains procédés peuvent varier en fonction de la température ambiante ou de l'hygrométrie ambiante relativement à la loi de Pascal. Un régulateur doit être capable d'assurer sa tâche même avec ces changements pour éviter de redévelopper un nouveau régulateur toutes les semaines.
- La rapidité du régulateur dépend du temps de montée et du temps d'établissement du régime stationnaire.
- Le critère de précision est basé sur l'erreur statique.

II-5) PERFORMANCES D'UN SYSTEME ASSERVI :

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité.

II-5-1) Précision :

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

II-5-2) Stabilité :

Un système est stable si pour une entrée (x) de référence constante, la sortie (y) tend vers cette constante.

II-5-3) Rapidité :

En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

II-6) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions de base et les concepts fondamentaux des régulateurs, nous pouvons dire que les régulateurs est très utilisant dans l'industrie et d'autre systèmes de régulation, parceque les correcteurs capable faire la précision, la stabilité et la rapidité des systèmes asservis.

III-1) Introduction :

La forme du courant d'entrée dans les convertisseurs AC-DC conventionnels utilisant un redresseur et un filtre à condensateur en tête est fournie en impulsions étroites. Le facteur de puissance (FP) est donc faible en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant (perturbations). Dans ce chapitre nous présentons les problèmes liés à l'utilisation d'appareils électriques dont le courant appelé est inférieur à 16A par phase. Nous nous intéresserons plus particulièrement à ceux de la classe D définis comme étant des appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale.

Il est nécessaire de mettre au point des solutions permettant de réduire les perturbations du convertisseur AC-DC classique. Ces solutions regroupées sous le vocable "correction du facteur de puissance" (power factor correction ou PFC), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus sinusoïdal possible avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension secteur. Nous avons décrit la stratégie de contrôle du facteur de puissance au niveau des convertisseurs AC-DC monophasés.

III-2) Présentation de problème :

Depuis plusieurs années, on observe sur les réseaux électriques une augmentation des charges non linéaires liées aux équipements d'informatique et des télécommunications.

Or ces charges contribuent à la dégradation de la tension d'alimentation. Elles nuisent ainsi au fonctionnement optimal des équipements et matériels électrotechniques.

Les alimentations continues de ces équipements sont généralement connectées au réseau électrique via un convertisseur alternatif-continu. Cet étage alternatif-continu, non isolé, est généralement constitué d'un redresseur à pont de diodes débitant sur une charge capacitive.

Ces alimentations associées à ce redresseur engendrent, sur le réseau électrique, des perturbations qui peuvent être influent sur le facteur de puissance (FP).

Pour limiter les effets néfastes des ces perturbations, la norme IEC 61000-3-2 régit, depuis août 95, les harmoniques du courant absorbé sur le réseau pour des courants n'excédant pas 16A par phase soit environ 3,7 kVA en monophasé.

III-3) Convertisseur classique : [7]

La figure (III.1) représente la solution communément adoptée pour la conversion AC-DC.

Il s'agit d'un pont à quatre diodes débitant sur un réseau RC.

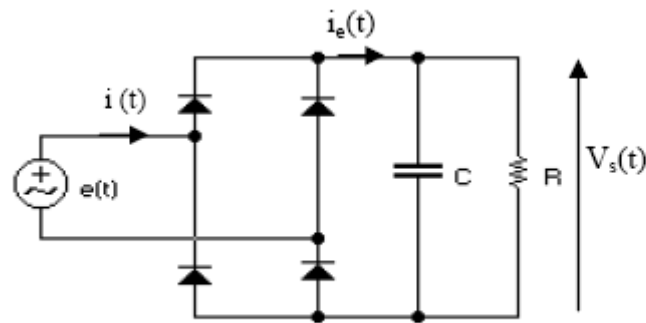


Figure (III.1) : redresseur classique à pont de diodes.

Les évolutions de la tension d'entrée $e(t)$, la tension de sortie $V_s(t)$ et le courant d'entrée $i(t)$ sont représentées par la figure (III.2).

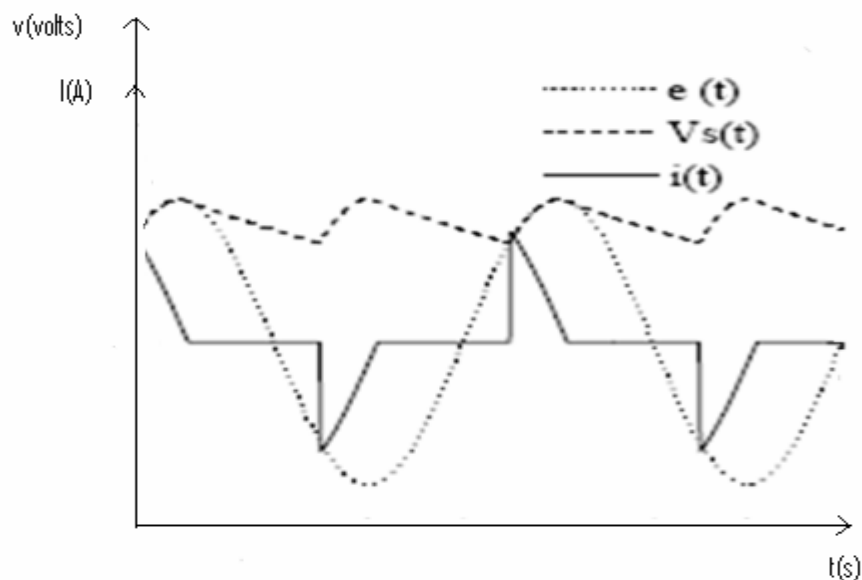


Figure (III.2) : évolution de $e(t)$, $V_s(t)$, $i(t)$.

Comme nous le remarquons, le redresseur injecte un courant impulsionnel plein d'harmoniques. Le choix de C influe directement sur les formes de la tension de sortie $V_s(t)$ et du courant d'entrée $i(t)$ et par conséquent sur la valeur du facteur de puissance. En effet, si la constante de temps RC augmente, l'ondulation de la tension de sortie diminue. En même temps, le courant $i(t)$ présente des brèves pics. Le facteur de puissance subit donc une forte diminution du fait que le taux de distorsion harmonique TDH de $i(t)$ augmente considérablement.

Par conséquent le redresseur classique n'est pas suffisante, pour sa il faut rechercher de solution ces problèmes.

III-4) Recherche d'une solution technico-économique : [8]

IL s'agit d'imaginer un dispositif d'étude capable de maîtriser la forme du courant fourni par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge. La figure (III.2). exprime de façon générale le cahier charges du dispositif.

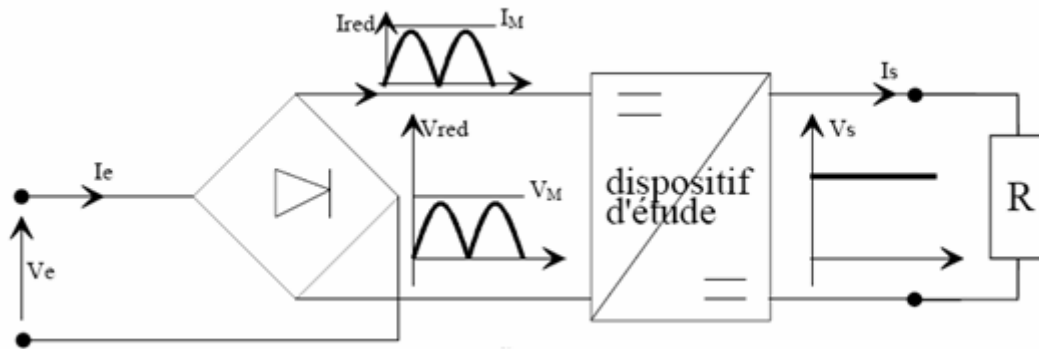


Figure (III.3) : solution technico-économique.

-L'objectif étant de prélever un courant "quasi-sinusoïdal", le redresseur fournit une puissance qui varie de 0 à $V_m \cdot I_m$ à chaque demi période secteur, tandis que la charge absorbe (pour un tension V_s continue) une puissance continue égale à V_s^2/R . cette remarque sous-entend la nécessité d'un condensateur de stockage d'énergie mais découplé du redresseur pour laisser libre la conduction des diodes.

-pour respecter les règles d'interconnexion des sources, le redresseur doit être chargé par une inductance (cette condition n'était pas respectée)

-le réglage du transfert de puissance, pour satisfaire la forme du courant recherchée nécessite un convertisseur réduit à une seule cellule de commutation pour des raisons évidentes de coût de ces équipements destinés au grand public. la loi de commande doit permettre le réglage de la puissance fournie par le redresseur depuis 0 jusqu'à $V_m \cdot I_m$ selon une loi en sinus.

Les hacheur élévateurs, abaisseur, à stockage magnétique se révèlent de bons candidats au respect de ce cahier des charges. En pratique, on s'interdit les discontinuités de courant à la fréquence de découpage en sortie du redresseur et seul le hacheur élévateur voit actuellement un développement industriel conformément à la figure (III.4).

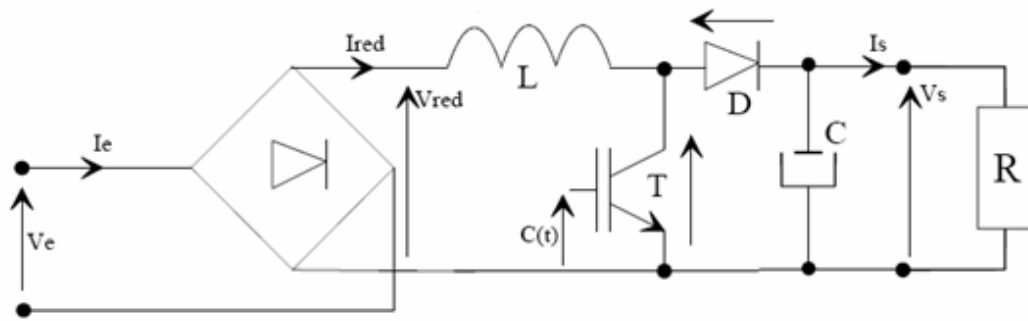


Figure (III.4) : schéma de commande.

III-5) Particularités de la solution :

En préambule à l'étude détaillée du dispositif, quelques remarques de base sur les spécificités du fonctionnement s'imposent.

5-1 - Lorsque le transistor T est passant [$C(t)=1$], la diode D est bloquée ($V_D = -V_s$) et l'on écrit : $\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0$ (III.1)

Lorsque le transistor T est bloqué [$C(t)=0$], la diode D est passant ($I_D = I_{red}$) et l'on écrit : $\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_s}{L}$ (III.2)

Ces deux relations montrent que tant que $V_M < V_M, \frac{dI_{red}}{dt} > 0$, quelque soit l'état du transistor.

Pendant cette phase heureusement transistor, le convertisseur ne gouverne pas le fonctionnement et I_{red} croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur c atteigne la valeur $V_s = V_M$. L'état ON/OFF du transistor ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition : $V_s = V_M$

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

5-2 -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} 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.

5-3-la puissance fournie varie sinusoïdalement de 0 à $I_M * I_M$ autour d'une valeur moyenne $V_M * I_M \frac{1}{2}$. 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.

III-6) Modélisation du convertisseur :

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

Lorsque $C(t) = 1$; T est à l'état ON $\longrightarrow V_T = 0$

D est à l'état OFF $\longrightarrow I_D = 0$

Lorsque $C(t) = 0$; D est à l'état ON $\longrightarrow I_D = I_{red}$

T est l'état OFF $\longrightarrow V_T = V_s$

Il vient les 4 relations du convertisseur :

$$V_T = [1 - C(t)] * V_s \quad (III.3)$$

$$I_D = [1 - C(t)] * I_{red} \quad (III.4)$$

$$L \frac{dI_{red}}{dt} = V_{red} - V_T \quad (III.5)$$

$$I_D = C * \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad (III.6)$$

Bien que les multiplications intervenant dans les équations (III.3) et (III.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.5)

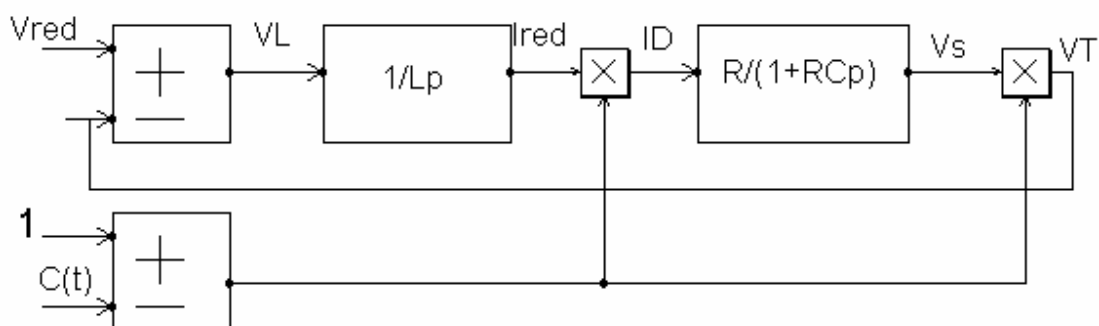


Figure (III.5) : schéma fonctionnel.

III-7) Etude de la boucle de courant :

On distingue deux types de stratégies de commande :

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

2-celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de commande par hystériser ou par fourchette de courant. nous retiendrons pour l'étude cette seconde solution car elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur ; tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur (deux multiplication). néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un dimensionnement de inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des transistor et selon ses possibilités de refroidissement.

La figure (III.6), illustre le principe retenu du contrôle du courant I_{red} .

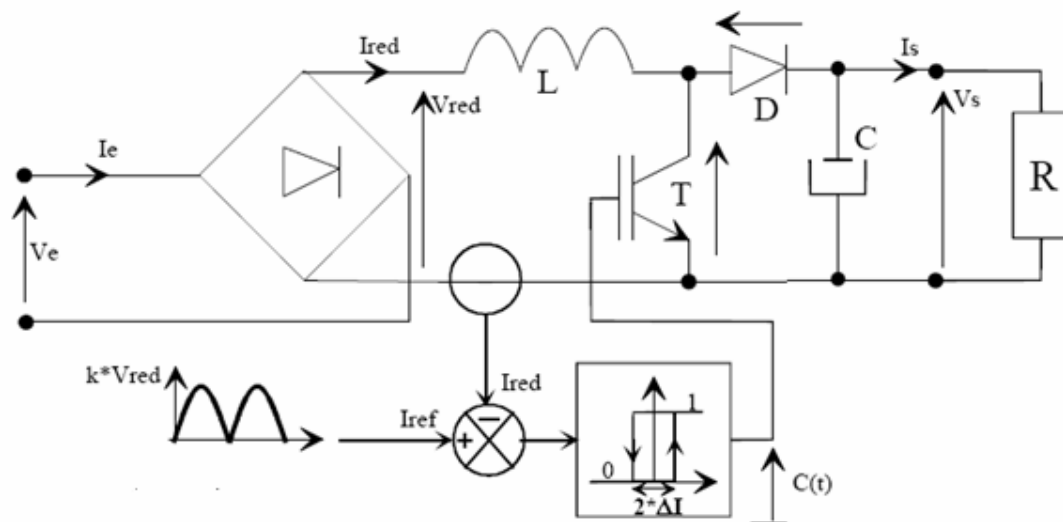


Figure (III.6) : principe du contrôle du courant I_{red} .

La consigne I_{ref} doit être en phase avec le secteur pour permettre un facteur de déplacement unitaire.

On observe effectivement une poursuite correcte de la consigne dans la bande d'hystérisis Imposée.

La figure (III.7), indiqué notre but, il s'agit voir un courant redressé (I_{red}) plus proche de courant référence (I_{ref}).

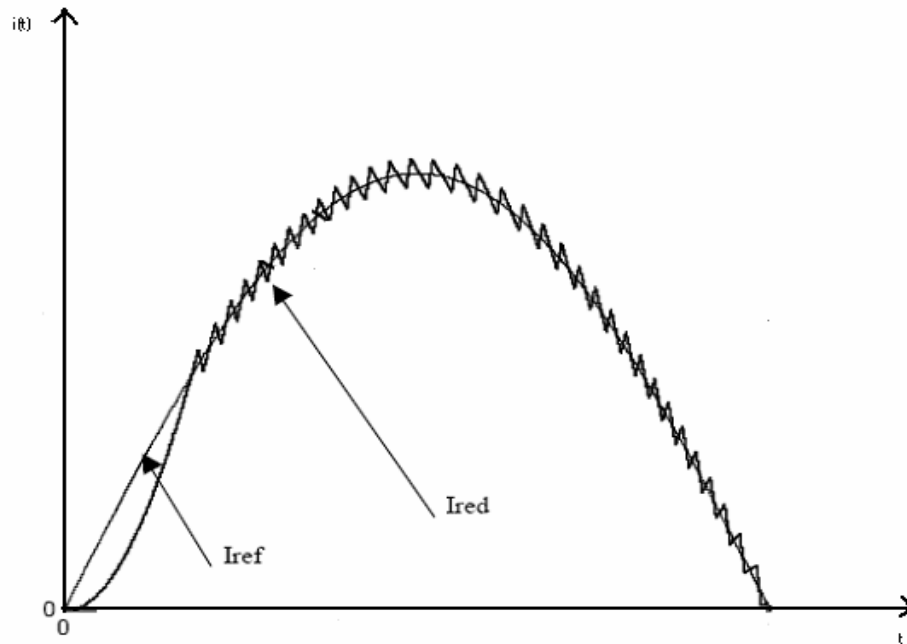


Figure (III.7) : forme du courant désiré.

La figure (III.8) explicite l'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} . Les changements d'état du signal $C(t)$ se produisent aux instants pour lesquels le courant I_{red} atteint par excès ou par défaut le référence I_{ref} à $\pm \Delta I$ près.

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

$$t_{on} = \frac{L}{V_{red}} (I_b - I_a) \quad \text{et} \quad t_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_s} (I_c - I_b) \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$V_{red} = V_M \sin(\omega t)$$

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

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

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

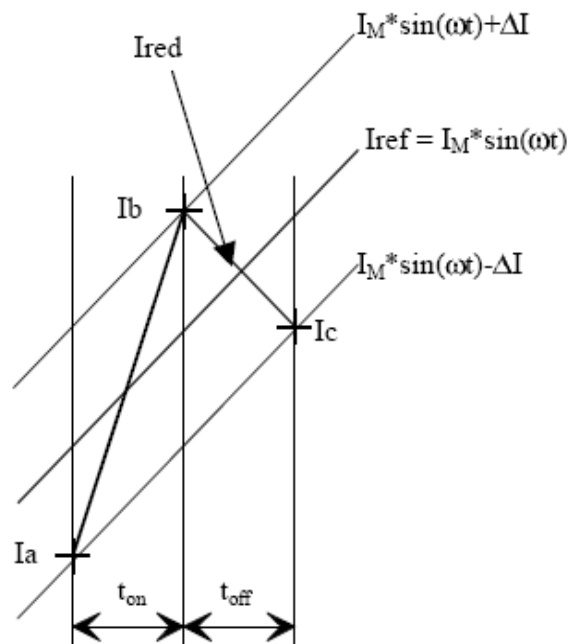


Figure (III.8) : l'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} .

On déduit la fréquence de découpage :

$$F_d = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{T_d} \quad (\text{III.8})$$

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

III-8) indices de performance de courant d'entrée :

Etant donné le courant d'entrée du redresseur ne sont pas purement sinusoïdale, la qualité de ce courant est exprimée alors des de performance définis ci-après :

III-8-1) distorsion harmonique globale THD :

C'est la mesure du degré de ressemblance entre le terme fondamentale et de l'onde de courant d'entrée produite.

III-8-2) facteur d'harmonique HF :

Le facteur d'harmonique HF est défini comme le rapport de l'amplitude de l'harmonique d'onde $n(i)$ et l'amplitude de terme fondamentale, il exprime la contribution individuelle de chaque harmonique don le courant d'entrée.

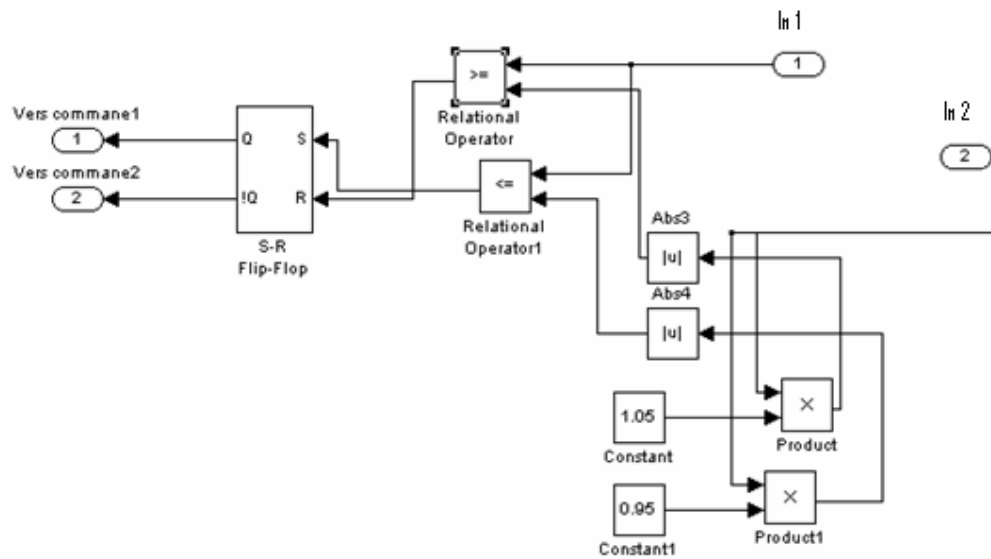


Figure (III.10) : Schéma de régulateur par hystérésis.

La stratégie de commande est basée sur la fermeture et l'ouverture de transistor (T), le courant I_{red} et le courant I_{ref} est comparée par un comparateur, ce dernière est généré par un comparateur à hystérésis à bonde fixe.

III-9) Simulation :

On présente ici les résultats obtenus par simulation sous Simulink (simulateur de systèmes dynamiques sous matlab), permettront de valider l'étude. Dans les figures ci-après, nous présenterons les résultats obtenus par cette méthode.

Notre redresseur monophasé simulé par un réseau d'alimentation qui possède les caractéristiques suivantes :

- la valeur efficace de la tension d'entrée est $V=120$ v
- la fréquence $f=50$ Hz
- l'inductance $L =100$ mh
- la résistance $R =100$ ohms
- la condensateur $C =0.00632$ F
- $I_{ref} =4.5$ A
- $\Delta I =0.05$ A

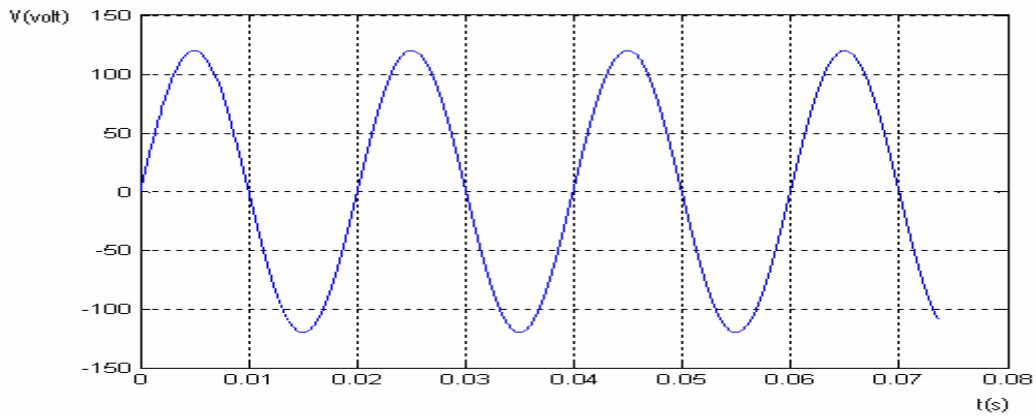


Figure (III.11) : forme d'onde de tension d'entrée.

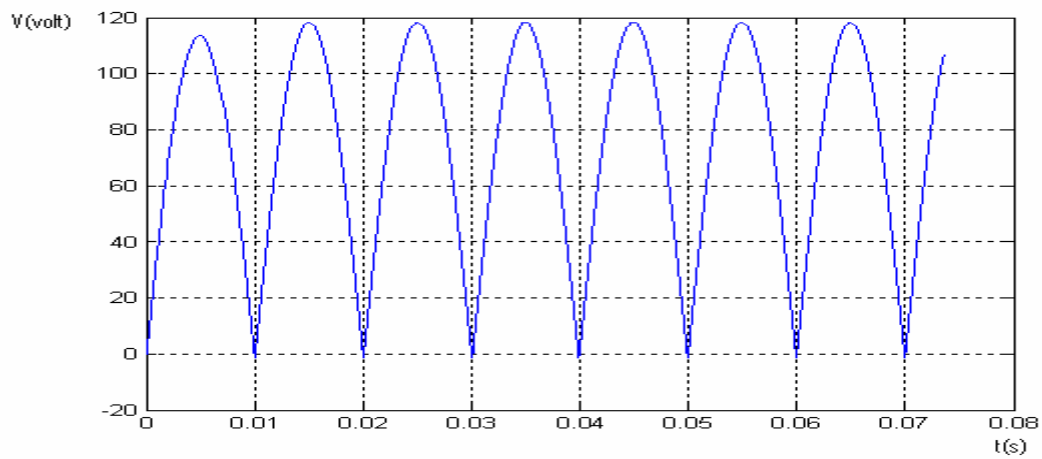


Figure (III.12) : forme d'onde de tension redressée.

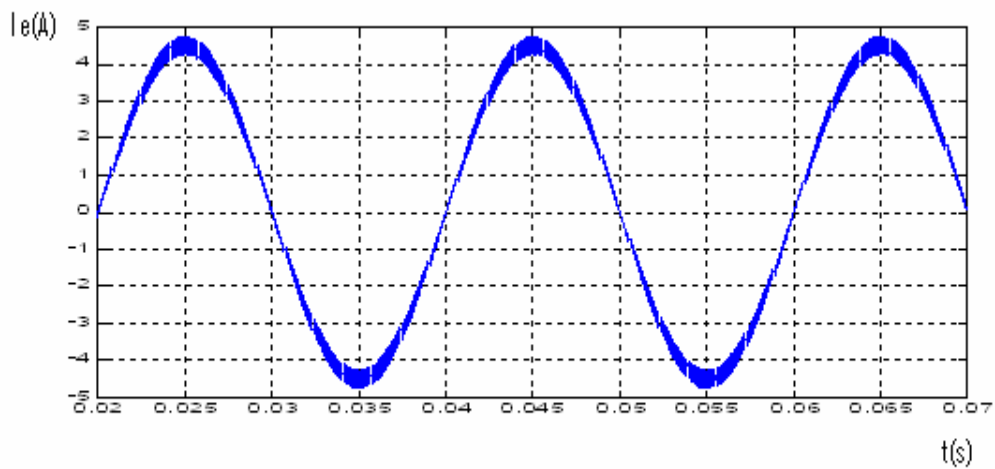


Figure (III.13) : forme d'onde du courant d'entrée.

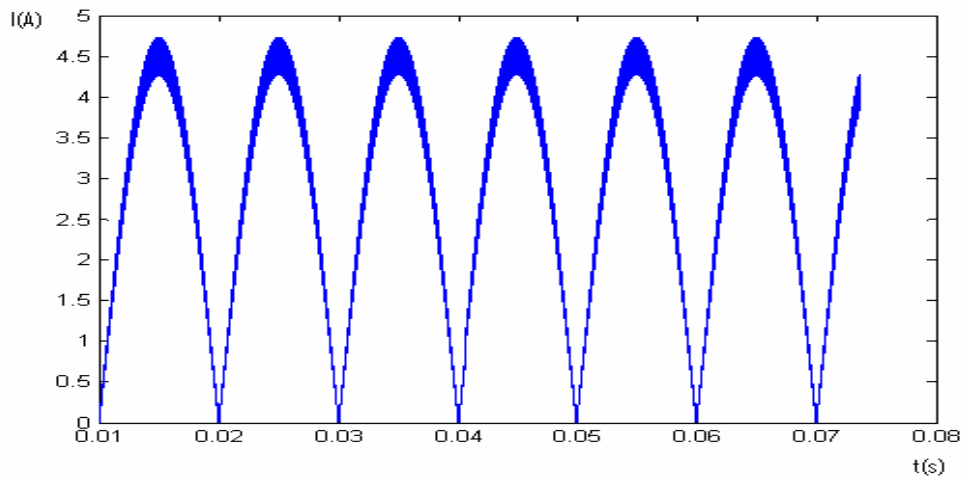


Figure (III.14) : forme d'onde du courant redressée.

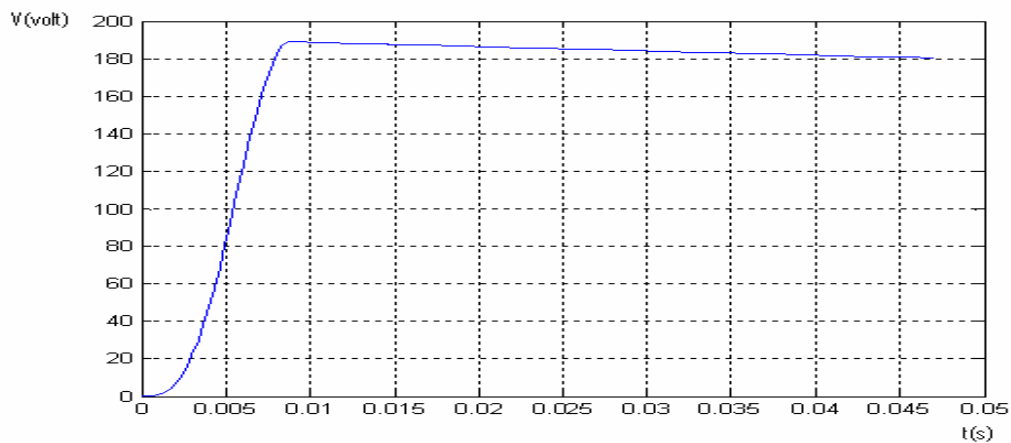


Figure (III.15) : forme d'onde de tension continue à la sortie.

III-10) Interprétation des résultats :

D'après les figures (III.12), (III.14). On voit que la tension redressée est très bonne réglée, aussi le courant redressé est bien réglé à sa référence,

III-11) CONCLUSION:

En conclusion de ce chapitre. On peut dire que le contrôle du courant de redresseur monophasé par un correcteur à hystérésis, basée sur la comparaison du courant redressée I_{red} avec une courant référentiel I_{ref} , est permet d'obtenir un réglage du courant plus

robuste, les différents testes réalisés en simulation montrent que cette technique de commande est efficace et suffisante.

IV-1) Introduction :

Dans ce chapitre, on présente une technique de commande de la tension et du courant en boucle fermée, cette méthode est basée sur l'asservissement de la tension de sortie $V_s(t)$, et l'asservissement du courant d'entrée $I_e(t)$. Nous avons présenté la modélisation et la simulation de cette technique, pour calculer le facteur de puissance FP.

IV-2) Choix de contrôle :

Pour que le courant $i(t)$ pris au réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension d'entrée, il faut que le courant à la sortie du pont à diodes soit formé d'alternances positives de sinusoides. Dans ce cas, on peut considérer la charge (condensateur-alimentation à découpage) comme une simple résistance permettant d'avoir un facteur de puissance unitaire.

Pour pouvoir imposer la forme d'onde du courant, il faut que celui-ci débite sur un récepteur se comportant en source de courant et que, grâce à un interrupteur commandé T, on peut agir sur cette forme d'onde.

Comme il s'agit d'obtenir une tension continue à la sortie, l'étage intermédiaire correcteur de facteur de puissance doit être un convertisseur DC-DC.

Le circuit de contrôle a pour but d'asservir le courant d'entrée $I_e(t)$ à un courant fictif de référence qui est en phase avec la tension $V(t)$ et d'assurer une tension continue de sortie quasi constante.

IV-3) Structure générale d'un convertisseur AC/DC monophasé :[9]

La figure (IV.1), représente la structure générale d'un convertisseur AC/DC monophasé à absorption sinusoïdale dont le contrôle du facteur de puissance. Le principe de contrôle consiste à utiliser une boucle fermée pour l'asservissement de la tension de sortie VS et une autre pour l'asservissement du courant d'entrée $I_e(t)$. La sortie du correcteur de la tension est multipliée par une tension proportionnelle à celle du redresseur double alternances, permettant de générer le signal référence de la deuxième boucle dont la sortie sert à délivrer le signal, qui commande l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur T.

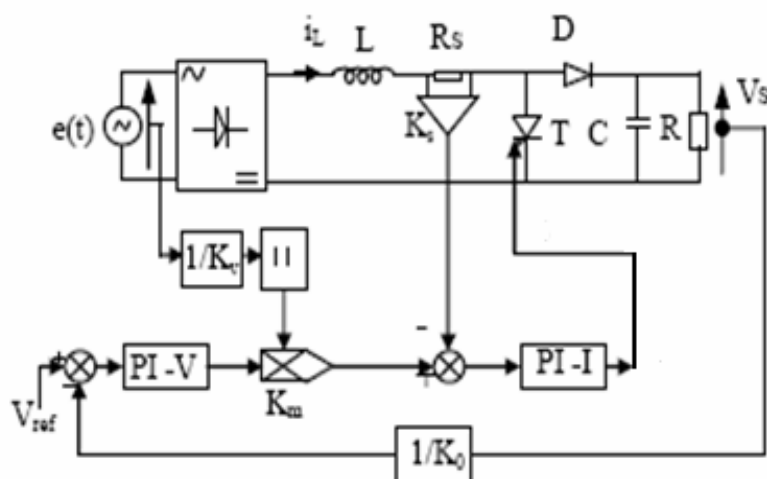


Figure (IV.1) : Structure générale d'un convertisseur AC/DC monophasé.

IV-3-1) Asservissement de la tension de la sortie :

La boucle de tension doit compenser l'ondulation de la tension de sortie, Le schéma fonctionnel du système asservi en tension est représenté par la figure (IV.2).

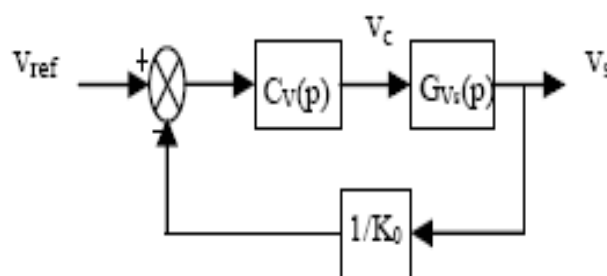


Figure (IV.2) : Boucle de tension.

Vref est la tension continue de référence. 1/K0 l'affaiblissement permettant de prendre une fraction de Vs. CV (p) est la fonction de transfert du correcteur et GVs (p) est fonction de transfert obtenue par le modèle équivalent en petits signaux de basses fréquences :

$$G_{Vs}(p) = g \frac{r_p}{1 + c.r_p p} \tag{IV.1}$$

$$r_p = \frac{R.R_s}{R + R_s} \tag{IV.2}$$

$$g_c = \frac{V_e}{R_s \cdot K_v \cdot K_m \cdot M} \quad (\text{IV.3})$$

M est le rapport de la conversion de tension donc : $M=V_s/V_e$, et V_e est la valeur efficace de la tension d'entrée $V_e(t)$. C'est la nature des spécifications déjà citées qui impose le choix du type du correcteur $C_v(p)$.

comme il s'agit d'avoir une bande passante variable, donc Un correcteur de type PI semble adapté à la situation. Sa fonction de transfert est :

$$C_v(p) = kpv \left(1 + \frac{1}{t_i p}\right) \quad (\text{IV.4})$$

IV3-2) Asservissement du courant d'entrée :

L'asservissement du courant d'entrée I_L est représenté par la figure (IV.3).

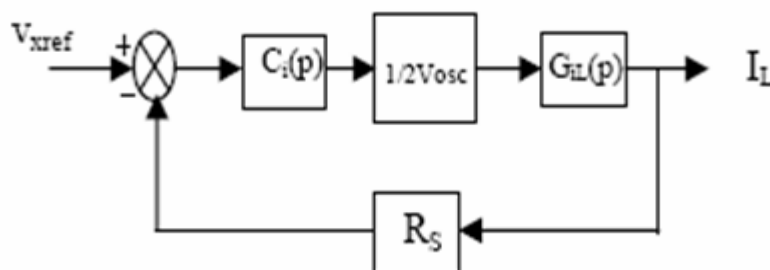


Figure (IV.3) : boucle de courant.

V_{xref} est une tension de référence générée par la boucle de tension, $G_{iL}(p)$ est la fonction du transfert du système, $C_i(p)$ est un correcteur qui sert à compenser les besoins du système, R_s est une résistance série permet de prendre l'image de i_L sous forme de tension et $2V_{OSC}$ est l'amplitude crête à crête du signal. Nous rappelons ci-dessous la fonction de transfert $G_{iL}(p)$ obtenue par la méthode de linéarisation des schémas équivalents :

$$G_{iL}(p) = \frac{i_L(p)}{\alpha(p)} \quad (\text{IV.5})$$

Très souvent, les dynamiques en haute fréquence sont négligées et cela permet d'approximer la fonction $G_{iL}(p)$ par la nouvelle fonction de transfert suivante :

$$G_{il}(p) = \frac{V_s}{Lp} \quad (\text{IV.6})$$

La boucle du courant a pour but de ramener instantanément l'amplitude du courant $i_L(t)$ à la même valeur de $I_{ref}(t)$. Ceci exige une réponse rapide tout en choisissant une bande passante variable.

Pour répondre à ces besoins, notre choix est porté sur un correcteur du type PI de paramètres K_{pi} et K_{ii} . Il permet d'agir aux basses fréquences.

IV-4) Etude de la boucle de tension : [10]

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. Le schéma de principe complet devient celui de la figure (IV.4).

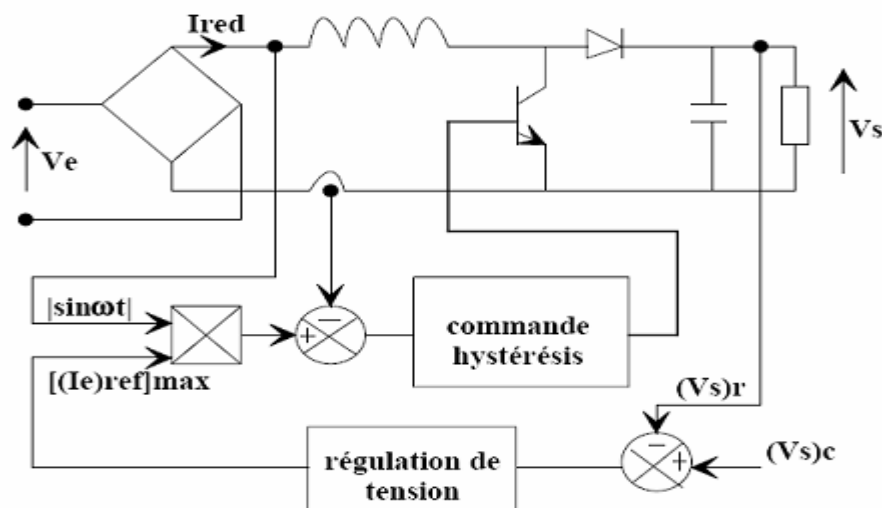


figure (IV.4) : schéma de principe complet de boucle de tension.

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 (qcq Hz en Pratique).

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

Prélever V_s au travers d'un filtre réjecteur de fréquence centrale 100 Hz Accroître la capacité de filtrage

Échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension Filtrer la mesure.

IV-5) Modélisation par bilan de puissances :

Faire l'approximation $I_{red} \cong I_{ref}$ est tout à fait Légitime. En effet, une inductance L suffisamment faible pour réduire la durée de distorsion du Courant I_{red} et une fenêtre d'hystérésis très serrée font que au prix d'un accroissement de $(F_d)_{MAX}$, $I_{red}(t) \Rightarrow I_{ref}(t)$. 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.

IV-6) Schéma de principe de contrôle :

La figure (IV.5), représente le principe de contrôle de facteur de puissance d'un convertisseur AC-DC, qui peut valider la correction de facteur de puissance.

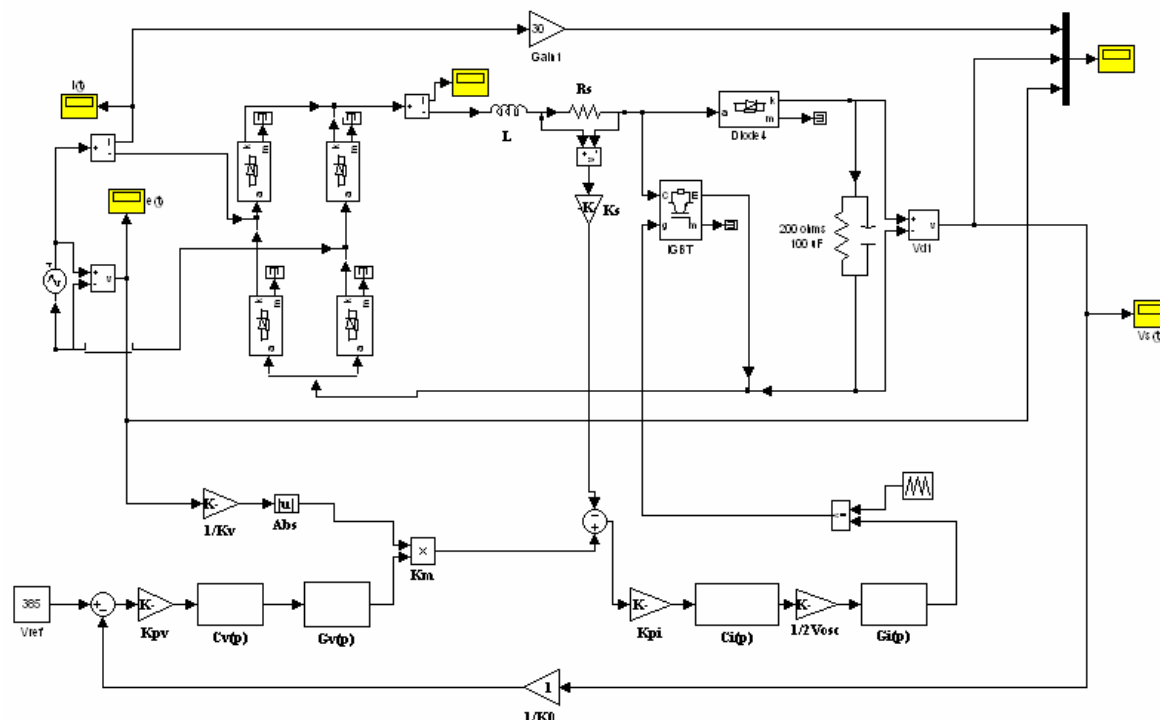


Figure (IV.5) : Schéma de principe de contrôle de facteur de puissance

IV-7) Résultats de simulation :

Au moyen du simulateur sous matlab, nous avons simulé un convertisseur AC-DC à absorption sinusoïdale de sorties, possède les caractéristiques suivantes:

- La valeur efficace de la tension d'entrée est $V_e=380\text{ V}$,
- La fréquence $f_r=50\text{ Hz}$,
- La tension de référence : $V_{ref}= 385\text{ V}$,

L'inductance L doit supporter le courant moyen D'entrée comme courant moyen nominal, donc :

$$I_{l_{max}} = I_{e_{max}} = \frac{\sqrt{2p_s}}{V_{eff}} \tag{IV.7}$$

L'inductance L est calculée à partir de l'ondulation maximale I_{Lmax} du courant $i_L(t)$.

$$L = \frac{V_s}{4f_s \Delta_{i_{l_{max}}}} \tag{IV.8}$$

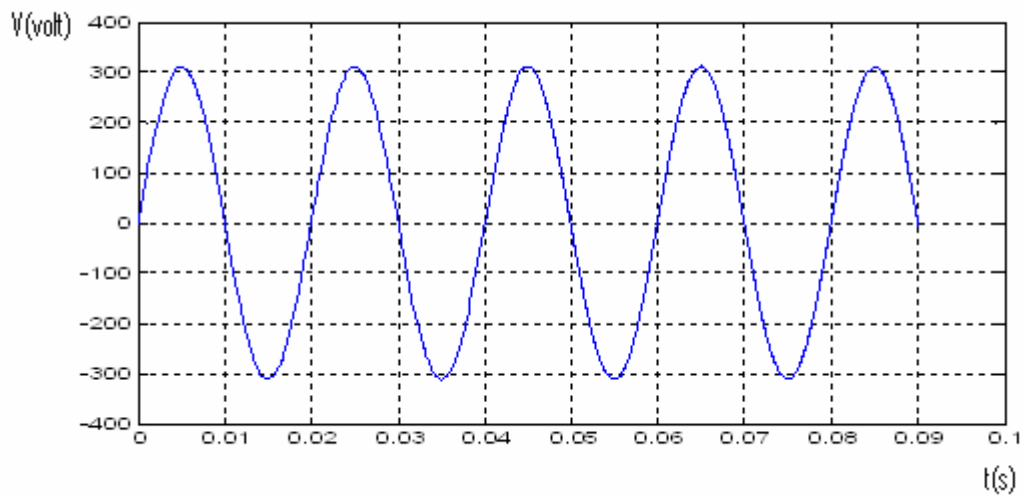


Figure (IV.6) : forme d'onde de tension d'entrée.

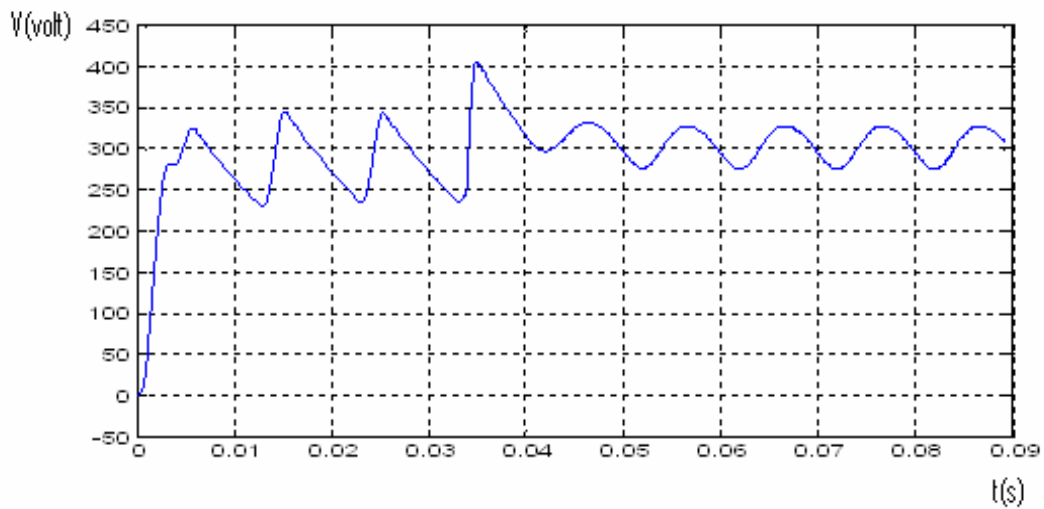


Figure (IV.7) : forme d'onde de tension de sortie.

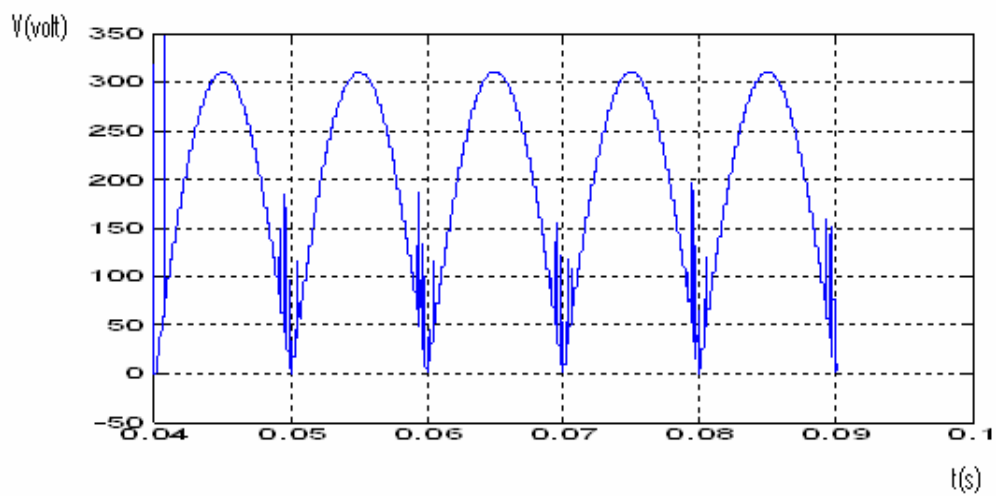


Figure (IV.8) : forme d'onde de tension redressée.

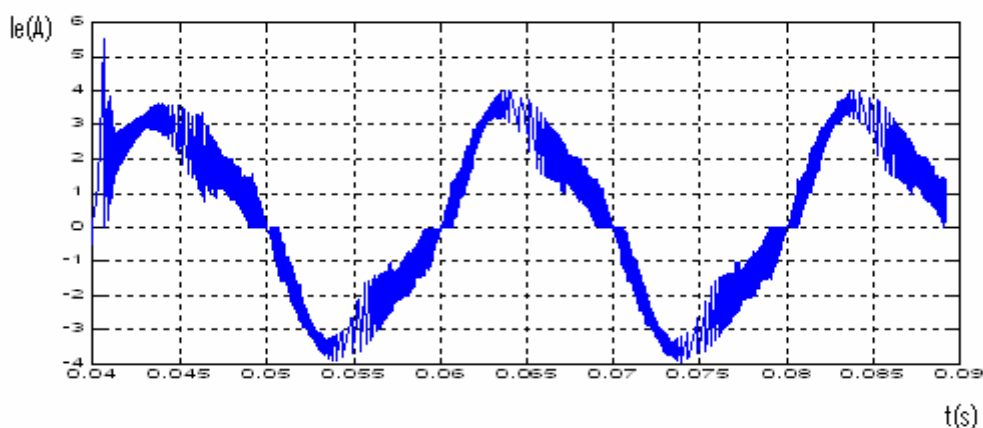


Figure (IV.9) : forme d'onde du courant d'entrée.

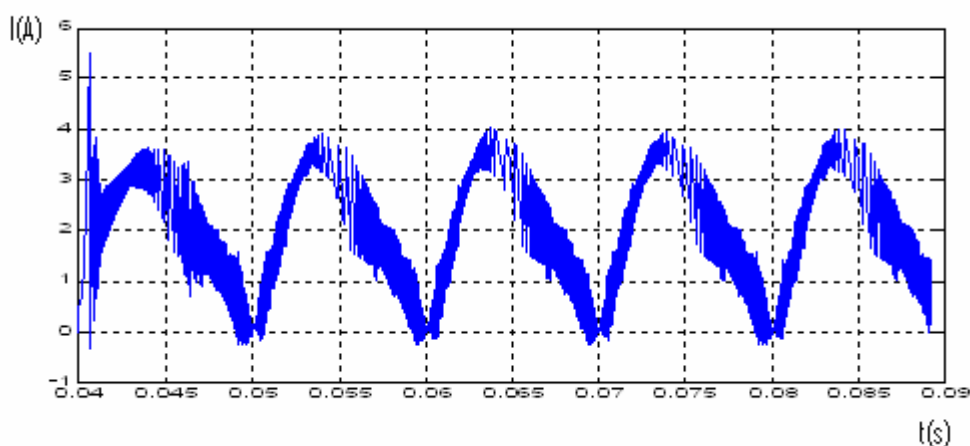


Figure (IV.10) : forme d'onde du courant redressé.

IV-8) Interprétation des résultats :

D'après les formes d'ondes présentées ci-contre, on note que la tension de sortie est proche de la référence V_{ref} , outre remarque, le courant redressé I_{red} est proche de la sinusoïde, ces résultats montrent l'avantage du régulateur PI.

IV-9) Conclusion :

La correction du facteur de puissance devient très importante pour de nombreux marchés. ont défini des normes de limitation du courant harmonique dans les équipements électrique et électronique.

Avec une grande constante de temps, la tension de sortie du redresseur à pont à diodes est quasiment continue. Cependant le facteur de puissance est éloigné de l'unité provoquant

par suite des pertes en ligne supplémentaires, et une perturbation des systèmes électriques connectés à la même ligne de distribution.

Nous avons contrôlé le courant de l'inducteur pour qu'il suive la tension rectifiée. Comme résultat, le courant côté AC est sinusoïdal et en phase avec la tension de ligne AC.

Comme le montrent les résultats de la simulation, les convertisseurs AC-DC examinés absorbent un courant sinusoïdal de très faible distorsion harmonique et en phase avec la tension fournie par le réseau électrique.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail de fin d'étude, nous avons présenté une approche concernant la commande du redresseur monophasé, permettant des courants sinusoïdaux et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

La stratégie de commande développée est basée sur une commande à hystérésis pour contrôler l'évolution du courant d'entrée, et un réglage par régulateur PI de la tension continue de sortie, qui doit être de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Les résultats de simulation de commande à hystérésis développée, présentés dans le troisième chapitre, montrent la robustesse et l'efficacité de cette technique de contrôle à comparer le courant redressé et un courant de référence.

Les résultats de simulation de commande par un correcteur PI développée, présentés dans le quatrième chapitre, exploitant les avantages de ce régulateur au régime permanent.

Enfin, nous espérons que notre réalisation de ce travail aura atteints les objectifs prédéfinis, et servira pour une éventuelle recherche dans le domaine de la conversion alternatif- continue.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] YOOCFI M'ed « Etude de la conversion AC/ DC ». Mémoire de fin d'étude, université d'oron, promotion 2003.
- [2] filtrage des redresseurs : redresseur wikipedia. Fichier téléchargé par internet.
- [3] Asservissements et Régulation : Z.A. La Clef St Pierre - 5, rue du Groupe Manoukian 78990 ELANCOURT France. E-mail : ge@didalab.fr - Web : www.didalab.fr
- [4] Michel Etique «Régulation automatique ».Ecole d'ingénieurs du canton de Vaud.Octobre 2004.
- [5] Régulation des systèmes : Fichier téléchargé par internet.
- [6] Jean Bonal. « Réglage d'un système électronique» : Entraînements électriques à vitesse variable. Electrotechnique industrielle. Tec et doc (Lavoisier).
- [7] A.Fodil et M.Ghazi, «Etude et simulation d'un convertisseur AC-DC avec correction de facteur de puissance ». Mémoire de PFE, université de Tlemcen, 2002.
- [8] «Etude et simulation d'une alimentation AC-DC à absorption sinusoïdale de courant ». Alain Cuniere lycée Pierre de coubertin, choussée de paris 77100 Meaux.
- [9] A.Fodil et M.Ghazi, «Etude et simulation d'un convertisseur AC-DC avec correction de facteur de puissance ». Mémoire de PFE, université de Tlemcen, 2002.
- [10] Nicolas BERNARD, Bernard MULTON, Hamid BEN AHMED « **LE REDRESSEUR MLI EN ABSORPTION SINUSOÏDALE DE COURANT** ». Ecole Normale Supérieure de Cachan. nom@bretagne.ens-cachan.fr

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Monsieur : KESSAL Abdelhalim

**Présenté par : Mr: BENCHIKH Djamel
Mr: GUENDOOUZ Seddik**

Thème :

**Etude d'un correcteur de facteur de puissance d'un
convertisseur AC-DC**

Résumé :

La forme du courant d'entrée dans les Convertisseurs AC-DC conventionnels utilisant un redresseur et un filtre à condensateur est fournie en impulsions étroites. Le facteur de puissance est donc faible en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant. Il est nécessaire de mettre au point des solutions permettant de réduire les perturbations du convertisseur AC-DC classique. Ces solutions regroupées sous le vocable "correction du facteur de puissance" (power factor correction ou PFC), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus sinusoïdal possible avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension secteur.

Dans ce travail, nous avons décrit la stratégie de contrôle du facteur de puissance au niveau de convertisseur AC-DC monophasé. Cette stratégie de commande développée est basée sur une commande à hystérésis pour contrôler l'évolution du courant d'entrée, et un réglage par régulateur PI de la tension continue de sortie, qui doit être de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Mots clés :

Tension, courant, redresseur monophasé, régulateur, facteur de puissance, simulation, PFC.