

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



CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION: Réseaux électriques

THEME

*Commande d'un convertisseur CA/CC
par différentes techniques de contrôle*

Proposé et dirigé par :
DJOKHRABE .Ala Eddine

Présenté par:
AYADI Mohammed
ZITOUNA .M Omar
BENNACER Yacine

Soutenue publiquement le 27/06/2010

Promotion 2009/2010



↪ Remerciement

↪ Dédicace

↪ Sommaire

↪ Notations

↪ Liste des Figures

Introduction générale 1

Chapitre un : Modélisation D'un Convertisseur AC/DC

I.1 Introduction 5

I.2 Les différents types des convertisseurs 5

I.3 Quelques applications des convertisseurs statiques 6

I.4 Nécessité de la conversion d'énergie 7

I.5 Convertisseur Alternatif/Continu 7

I.6 Organisation D'Un Convertisseur Alternatif/Continu 8

I.7 Différents types de redresseurs 8

I.7.1 Redresseurs à commutation naturelle 9

I.7.2 Redresseurs à commutation Forcée 9

I.8 Les trois types de montages redresseurs 10

I.9 Stratégie de contrôle du facteur de puissance unitaire 11

I.10 Modélisation D'un Convertisseur AC/DC à Facteur De puissance unitaire 11

I.10.1 Les Hypothèses 11

I.10.2.Modèle mathématique 11

I.11 Conclusion 13

Chapitre deux : Généralité sur la commande classique

II.1 Introduction 15

II.2. Méthodes de détermination du correcteur 16

II.3. Caractéristiques du système bouclé HBF (lieu de Black) 17

II.4. Rôle du correcteur 19

II .5 Etude des correcteurs	20
II .5.1 Correcteur Proportionnel (P)	20
II .5.1.1 Forme	20
II .5.1.2 Action du correcteur	20
II .5.1.3 Mise en place du correcteur	21
II .5.1.4 Réalisation (électrique)	21
II .5.2 Correcteur Proportionnel Intégral (P.I)	21
II .5.2.1 Forme	21
II .5.2.2 Action du correcteur	21
II .5.2.3 Placement par la méthode du pôle dominant	22
II .5.2.4 Réalisation (électrique)	22
II .5.3 Correcteur à retard de phase	23
II .5.3.1 Forme	23
II.5.3.2 Action du correcteur	23
II.5.3.3 Mise en place du correcteur.	24
II.5.3.4 Réalisation (électrique)	24
II.5.4 Correcteur Proportionnel Dérivé (P.D)	24
II.5.4.1 Forme	24
II.5.4.2 Action du correcteur	24
II.5.4.3 Mise en place du correcteur	25
II.5.4.4 Réalisation (électrique)	26
II.5.5 Correcteur à avance de phase	26
II.5.5.1 Forme	26
II.5.5.2 Action du correcteur	27
II.5.5.3 Mise en place du correcteur	27
II.5.5.4 Réalisation (électrique)	28
II.5.6 Correcteur proportionnel intégral dérivé (P.I.D)	28
II.5.6.1 Forme	28
II.5.6.2 Action du correcteur	29
II.5.6.3 Réalisation	30
II.5.7 Correcteur avance et retard de phase	30
II.6. Conclusion	31

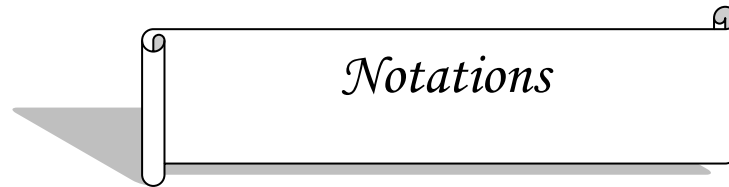
Chapitre trois: Théorie du mode glissant

III.1 Introduction	33
III. 2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant	33

III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	34
III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	34
III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	35
III.3 Principe de la théorie du contrôle par mode glissant	36
III.3.1 Système à structure variable	36
III.4 Conception de la commande par mode glissant	37
III.4.1 Choix de la surface de glissement	37
III.4.2 Conditions de convergence et d'existence	38
III.4.2.1 La fonction discrète de commutation	38
III.4.2.2 La fonction de Lyapunov	38
III.4.3 Calcul de la loi de commande	39
III.5 Conclusion	41

Chapitre quatre: Simulation et Interprétation des résultats

IV.1 Introduction	43
IV.2 Commande par un régulateur PI	43
IV. 2.1 Synthèse d'un régulateur PI	43
IV.2.1.1 Mise en équation d'un régulateur PI	43
IV.2.1.2 Résultats de simulation	45
IV.2.1.3 Interprétation des Résultats de simulation	52
IV.3 Commande par Mode Glissant	52
IV.3.1 Principe et structure de la commande	52
IV.3.1.1 boucle de tension	53
IV.3.1.2 Détermination Le gain K_c	54
IV.3.2 Résultats de simulation	55
IV.4 Comparaison entre les deux techniques de commande	61
IV.5 Conclusion	63
 Conclusion générale	 65



CA:	Courant alternatif
CC :	Courant continu
L_s :	inductance
R_s :	résistance du réseau
v_{dc} :	tension à la sortie du convertisseur CA/CC
i_m :	courant à la sortie du convertisseur CA/CC
$G_{BF}(p)$:	gain statique en BF
ω_1 :	pulsation pour $G = 0dB$.
ω_2 :	pulsation pour $\varphi = -180^\circ$
ω_r :	pulsation de résonance en BF
Q :	facteur de résonance
MG:	Marge de gain
M_φ :	Marge de phase
k :	gain
ω_m :	pulsation maximum
u:	vecteur de commande
u_{eq} :	vecteur de commande équivalente
ΔU :	vecteur de commande discontinu
X :	vecteur de variables
S_i :	vecteur surface de commutation
MC :	mode de convergence
MG :	mode de glissement
MRP :	mode du régime permanent
$e(x)$:	écart entre la variable à régler et sa référence
λ :	constante positive
r :	degré relatif
$V(x)$:	fonction de Lyapunov
k :	amplitude de grandeur de commande
S :	surface de glissement

K_p :	constant du temps
K_i :	constant du temps
C :	Condensateur
u_n :	l'organe de commande
δ :	paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations
K_C :	gain positif
r_{ch} :	charge



Figure I.1	Les symboles électriques des convertisseurs statiques	6
Figure I.2	Les différentes possibilités apparaissent	7
Figure I.3	La chaîne de conversion alternatif / continu	8
Figure I.4	Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3. (c) S3	10
Figure I.5	Schéma du redresseur CA/CC	12
Figure II.1	Structure équivalente d'un système en boucle fermée	15
Figure II.2	Méthode de détermination les paramètres du correcteur	17
Figure II.3	Le lieu de Black du système en boucle fermée	17
Figure II.4	L'objectif de correcteur pour réguler la phase	19
Figure II.5	Effet du correcteur Proportionnel (P)	20
Figure II.6	(a):Montage Ampli inverseur; (b): Montage Ampli non inverseur	21
Figure II.7	Le diagramme de Bode de correcteur Proportionnel Intégral (P.I)	22
Figure II.8	Réalisation d'un correcteur Proportionnel Intégral	22
Figure II.9	Le diagramme de Bode de correcteur à retard de phase	23
Figure II.10	Effet du correcteur à retard de phase	24
Figure II.11	Réalisation d'un correcteur à retard de phase	24
Figure II.12	Le diagramme de Bode de correcteur PD	25
Figure II.13	Effet du correcteur Proportionnel dérivé	26
Figure II.14	Réalisation d'un correcteur Proportionnel dérivé	26
Figure II.15	Le diagramme de Bode de correcteur à avance de phase	27
Figure II.16	Effet du correcteur à avance de phase	28
Figure II.17	Réalisation d'un correcteur à avance de phase	28
Figure II.18	Le diagramme de Bode de correcteur P.I.D	29
Figure II.19	Effet du correcteur PID	29
Figure II.20	Réalisation d'un correcteur Proportionnel Intégral Dérivé	30
Figure III.1	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	34
Figure III.2	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	35

Figure III.3	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	35
Figure III.4	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	36
Figure III.5	Représentation de la commande discontinue	40
Figure IV.1	Schémas de régulation d'un convertisseur CA/CC par régulateur PI	43
Figure IV.2	Schémas bloc du régulateur de tension en boucle ouverte	44
Figure IV.3	Schémas bloc simplifient	45
Figure IV.4	Schéma bloc du régulateur de tension en boucle fermée	45
Figure IV.5	schéma bloc simplifie	45
Figure IV.6	Résultats de simulation fonctionnement normal (a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b: l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	46
Figure IV.7	Résultats de simulation fonctionnement normal (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance, e: l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)	48
Figure IV.8	Résultats de simulation pour la variation du tension de référence (a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b: l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	48
Figure IV.9	Résultats de simulation pour la variation du tension de référence (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance, e: l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)	49
Figure IV.10	Résultats de simulation pour la variation de la charge (a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b: l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	50
Figure IV.11	Résultats de simulation pour la variation de la charge (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance, e: l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)	51
Figure IV.12	Fonction lisse	53
Figure IV.13	Schéma bloc de régulation de tension	53

Figure IV.14	Schémas de régulation d'un convertisseur CA/CC par RMG	56
Figure IV.15	Résultats de simulation fonction normale (a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	56
Figure IV.16	Résultats de simulation pour une charge et tension de référence constantes (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance	56
Figure IV.17	Résultats de simulation pour une charge et tension de référence constantes (e:l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)	57
Figure IV.18	Résultats de simulation pour la variation du tension de référence (a:l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	57
Figure IV.19	Résultats de simulation pour la variation du tension de référence (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance, e:l'allure de puissance active, f : l'allure de puissance réactive)	58
Figure IV.20	Résultats de simulation pour la variation de la charge (a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dcref} , b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})	59
Figure IV.21	Résultats de simulation pour la variation de la charge (c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance, e: l'allure de puissance active, f: l'allure de puissance réactive)	60
Figure IV.22	Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour une fonction normale	61
Figure IV.23	Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour la variation brusque de la charge	61

Figure IV.24	Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour la variation brusque de la charge	62
Figure IV.25	Résultats des simulations de d'une comparaison de facteur de puissance entre les deux techniques	62

Introduction générale

Plusieurs application industrielles exigent l'alimentation des charge non linéaires par une source alternative triphasée. parmi ces charges on trouve les convertisseurs (CA/CC), qui sont largement utilisés en industrie. cette conversion d'énergie ne se préforme guère sans effets secondaire, tel que :

- Grand demande de puissance réactive par le convertisseur.
- Apparition d'un grand contenu harmonique dans le courant de ligne.
- Détérioration de la forme d'onde sinusoïdale de la tension d'entrée par phase.
- Provoque la perturbation de réseau et influe sur les consommateurs reliés au même nœud.

Pour minimiser les harmoniques dans le système alternatif en provenance du convertisseur et régler tension de sortie du convertisseur (CA/CC), plusieurs techniques ont été proposées. En générale ces techniques peuvent être classées comme suit :

- Filtrage passif.
- Filtrage actif.

Le but d'un filtre passif est de réduire l'amplitude d'un ou plusieurs harmoniques. La taille du filtre est définie par la puissance réactive a la fréquence fondamentale .le critère idéal pour la conception des filtres est l'élimination de tous les effet causés par la déformation du courant, mais ce critère idéal est irréalisable pratiquement .le critère le plus pratique exige la réduction des harmoniques a niveau acceptable au point de couplage commun avec d'autre consommateurs [1].

Il est plus économique d'utiliser des filtres de type (R-L-C) série en résonance a la fréquence de l'harmonique basse fréquence a éliminer .dans la pratique ,les filtres passifs ont certains inconvénients ce qui rend la conception délicate ,surtout lorsqu'il s'agit de minimiser les harmoniques causés par les convertisseurs statiques .les solution classiques tel que filtrage passif et la compensation de puissance réactive ne sont plus suffisantes pour la dépollution .Il faut donc chercher d'autres moyens plus efficace. Le progrès réaliser sur les semi conducteurs a permis de concevoir de nouvelles structures, tel que le filtrage actifs .ce dernière permet d'injecter des courant de ligne créés par le convertisseur .Ce filtre actif comporte :

- Un transformateur assurant l'isolement galvanique et l'adaptation des impédances.
- Un redresseur composé de thyristor fournissant du courant voulu.
- Un onduleur de courant triphasé qui fournit les courants triphasés de façon a

composent les harmoniques de courant de ligne.

- Un générateur de signaux de commande qui analyse le courant de ligne, qui génère la commande nécessaire

Afin de réduire la complexité et le coût de ce filtrage, diverses études et recherches ont été investies pour développer des techniques de commande plus simples, efficaces et moins chères. Les performances de ces algorithmes de commande sont très encourageantes. Ainsi, ils permettent de commander la tension de sortie du convertisseur CA/CC et d'avoir des courants du réseau pratiquement sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes du réseau.

Ainsi, on arrive à avoir un facteur de puissance pratiquement unitaire et un taux d'harmoniques relativement nul. L'échange optimal d'énergie entre le réseau électrique et la charge est réalisé.

Lorsque le courant absorbé est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau. Les inconvénients liés au redressement non commandé peuvent être minimisés en adoptant une stratégie de contrôle du courant d'alimentation, et pour ce faire, nous associons au convertisseur côté réseau des interrupteurs commandés et antiparallèles avec les diodes. Ces interrupteurs sont utilisés pour contrôler le courant du réseau [1].

Dans ce présent travail, nous étudions le régulateur de la tension à la sortie d'un convertisseur CA/DC, dans le but d'optimiser l'échange d'énergie entre le réseau électrique et la charge. À ce propos, nous avons abordé la régulation de la tension avec deux types de régulateurs : le régulateur classique PI et le régulateur par mode glissant.

L'ensemble des résultats est obtenu par MATLAB. Le premier chapitre est destiné à la modélisation du convertisseur et le deuxième chapitre nous présente l'étude et la synthèse d'un correcteur et le troisième chapitre est la théorie du mode glissant et le quatrième chapitre sera consacré à la simulation et aux résultats du schéma bloc.

Enfin une conclusion générale.

Chapitre un

MODELISATION D'UN CONVERTISSEUR CA/CC

1.1. Introduction	5
1.2. Les différents types des convertisseurs	5
1.3. Quelques applications des convertisseurs statiques	6
1.4. Nécessité de la conversion d'énergie	7
1.5. convertisseur alternatif/continu	7
1.6. Organisation d'un convertisseur alternatif/continu	8
1.7. Différents types de redresseurs	8
1.8. Les trois types de montages redresseurs	10
1.9. Stratégie de contrôle du facteur de puissance unitaire	11
1.10. Modélisation d'un convertisseur CA/CC	11
1.11 Conclusion	13

I.1 Introduction

Les convertisseurs statiques sont constitués des composants actifs et passifs sophistiqués et performants qui admettent cependant un certain nombre de limitations qui ne sont pas sans conséquence sur la synthèse des boucles de commande. Ainsi, les pertes par commutation limitent la fréquence de commutation, la durée de vie des porteurs impose indirectement des butées de rapport cyclique montre bien que les techniques générales de commande ne sont pas directement applicables à la conversion d'énergie. L'observation de variables en électronique de puissance peut, elle aussi répondre à des motivations particulières. Les forts dv/dt et di/dt générés par les commutations peuvent perturber les capteurs, et il peut être intéressant de remplacer un ensemble de capteurs exposés au bruit, par un même nombre de capteurs moins perturbés.[3]

Les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance à commutation forcée assurent la conversion alternative continue et vice versa (éventuellement). Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou triphasée, Ils permettent d'alimenter en courant continu sous tension réglable le récepteur branché à leur sortie, tout en assurant un facteur de puissance presque unitaire du coté alternatif.[3]

I.2 Les différents types des convertisseurs

On trouve quatre types de convertisseurs sont [4]:

- Convertisseur Alternatif-Continu(Redresseur)

Nous avons vu que, la plupart du temps, l'énergie électrique était fournie par le réseau, et donc par l'intermédiaire d'une tension sinusoïdale. Or, dans de nombreuses applications (une bonne partie de l'électronique notamment), l'énergie est utilisée sous forme de signaux continus. Il est donc nécessaire de disposer d'un système effectuant cette conversion. Ce dispositif est appelé redresseur. Nous verrons que la tension délivrée présente une ondulation de tension non négligeable (surtout dans les redresseurs commandés) ce qui nécessite d'associer un filtre au redresseur, afin d'obtenir un signal continu utilisable. Compte tenu des charges souvent inductives, l'ondulation de tension en sortie conduit à une ondulation de courant très faible dans la charge. Ce courant sera donc fréquemment supposé constant dans la charge.

- Convertisseur Continu-Continu(Hacheur)

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu permettant de fabriquer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe.

- Convertisseur Continu-alternatif(Onduleur)

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

- Convertisseur alternatif-alternatif(Gradateur)

Les Gradateurs sont les convertisseurs statiques Alternatif-Alternatif permettant de fabriquer une source de tension Alternatif variable à partir d'une source de tension Alternatif fixe.

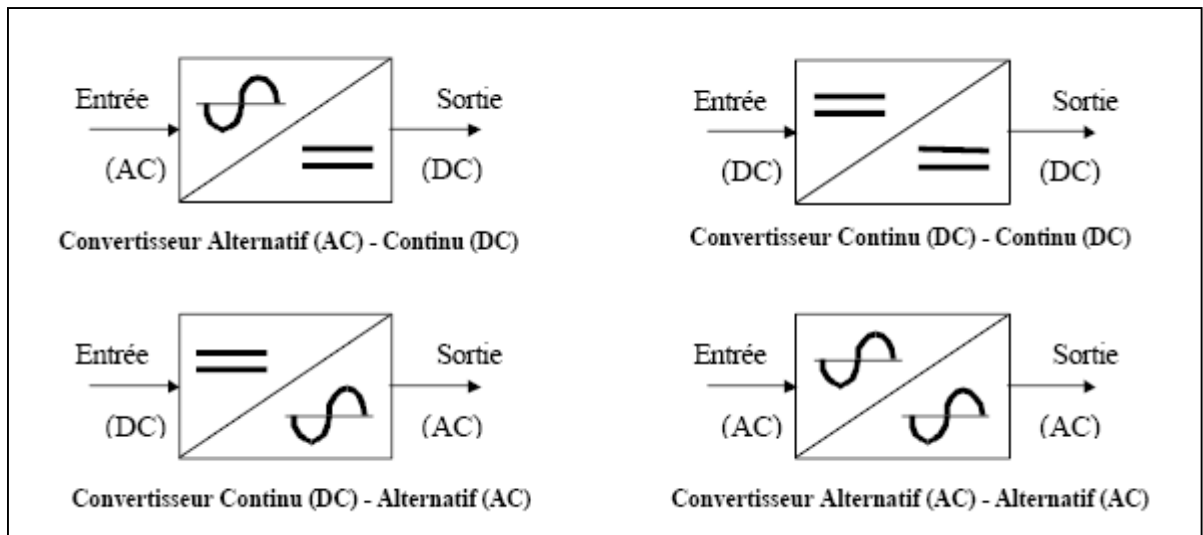


Figure. I.1 les symboles électriques des convertisseurs statiques

I. 3 Quelques applications des convertisseurs statiques

On peut citer quelques Les applications des convertisseurs statiques dans le domaine industrielle [4]:

- Alimentation des moteurs à courant continu, charge des batteries. (Redresseur)
- Commande des moteurs à courant continu (vitesse variable) fonctions d'interrupteur onduleurs ou alimentation à découpage. (Hacheur)
- Production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau (informatique), commande des machines à courant alternatif. (Onduleur)
- Production des vitesses variables en alternatif (Levage, machine outil). (Gradateur)

I. 4 Nécessité de la conversion d'énergie

Les réseaux électriques industriels alimentent les actionneurs en énergie suivant leur nature. Cette énergie électrique apparaît essentiellement sous deux formes Alternative (tensions ou courants sinusoïdaux à valeur moyenne nulle) ou Continue.

Suivant le type d'actionneur, il est nécessaire d'adapter la forme de l'énergie fournie par le réseau. Les différentes possibilités apparaissent à la figure. II.2.

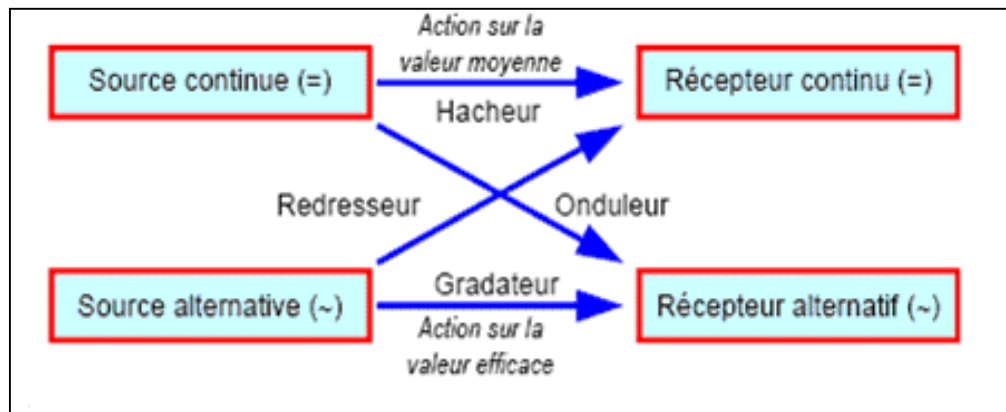


Figure. I.2. Les différentes possibilités apparaissent

Pour traiter la première fonction, la conversion d'énergie du type alternatif/continu au travers des redresseurs triphasés délivrant une tension moyenne constante dans le cas d'une charge résistive.[4]

I.5 convertisseur alternatif/continu

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie.

De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes.[5]

I.6 Organisation d'un convertisseur alternatif/continu

L'élément de notre étude est le convertisseur statique CA/CC. Mais ce redresseur ne peut être dissocié du récepteur qu'il alimente. De la même manière l'ensemble {convertisseur + récepteur} constitue la charge de la source électrique d'où provient l'énergie. C'est-à-dire le réseau d'alimentation. L'ensemble constitue une chaîne de conversion dont chacun des éléments ne peut être étudié qu'en tenant compte des autres.

Sur la base de ces éléments, on peut considérer que la chaîne de conversion alternative/continue se décompose suivant la structure représentée à la Figure. I.3

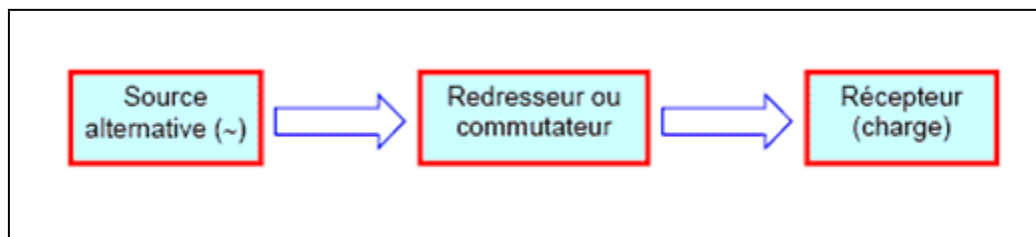


Figure I.3. La chaîne de conversion alternatif / continu

On tiendra toujours compte d'une source de tension sinusoïdale. Pour adapter les niveaux de tension, un transformateur peut être placé en tête de la chaîne de conversion. Le récepteur est une charge électrique qui peut comprendre une résistance par exemple chauffage industriel ou un circuit RL voire RLE machine à courant continu. Parfois, la charge est elle-même un convertisseur adaptant l'énergie continue pour alimenter un onduleur par exemple. Le redresseur intermédiaire est chargé de rendre la tension unidirectionnelle tandis que le courant est imposé par la charge.[4]

I.7 Différents types de redresseurs

Du point de vue de la commutation électrique, on trouve deux grandes catégories de convertisseurs CA/CC (redresseur) .

I.7.1 Redresseurs à commutation naturelle :

Le fonctionnement des redresseurs en commutation naturelle est une conséquence de la nature alternative des tensions d'alimentation. Le courant dans chaque semi-conducteur s'annule de lui-même à la fin de l'intervalle de conduction, ou bien s'annule automatiquement du fait de l'entrée en conduction du semi-conducteur suivant. Il n'y a pas à commander l'ouverture des interrupteurs, qui sont réalisés à partir de diodes ou de thyristors.

Dans ce type de redresseurs (conventionnels) à commutation naturelle, on note une déformation de la forme de courant. Alors, le facteur de puissance du réseau d'alimentation se trouve variable et faible dans certains cas en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant.[3]

I.7.2 Redresseurs à commutation Forcée

Ce type de convertisseurs statiques sont réalisés, en utilisant des transistors de puissance (bipolaires, MOSFET ou IGBT) pour des puissances allant jusqu'à une centaine de kW, avec des fréquences de découpage ou de commutation égales ou supérieures à 10kHz. Pour des puissances de quelques centaines de kW ou plus, on utilise couramment des GTO mais à des fréquences de commutation assez basses (500Hz à 1000Hz). L'objectif principal de ces convertisseurs c'est de corriger le facteur de puissance du côté alternatif.

Dans cette section, on décrira le principe de fonctionnement des convertisseurs CA- CC à facteur de puissance unitaire. L'étude d'une structure en pont complet monophasé ou triphasé, commandée par modulation de largeur d'impulsions (MLI), montre qu'il est possible de fonctionner dans les quatre quadrants du plan (U,I) si la technologie des interrupteurs à semi-conducteurs l'autorise. Ce qui permet de fonctionner en redresseur ou en onduleur non autonome à la fois.

Cette structure permet donc tous les types de transfert d'énergie possibles. Les modes de fonctionnement hacheur et onduleur sont les plus connus et en général bien traité dans la littérature du génie électrique. En revanche, le fonctionnement redresseur, absorbant un courant sinusoïdal, reste relativement peu traité.

L'intérêt connu du découpage est de réduire considérablement la taille des éléments de filtrage. On va montrer qu'en mode redresseur il est aussi possible de corriger de façon active le facteur de puissance, moyennant l'utilisation d'une loi de commande particulière.[3]

I.8 Les trois types de montages redresseurs

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages [5]:

1. **Pq** : montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;
2. **PDq** : montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
3. **Sq** : montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

La figure I .4 donne le schéma électrique des montages $P3$, $PD3$ et $S3$. Ces trois montages sont le plus communément utilisés pour le redressement de tensions triphasées.

Remarques[5]:

- L'indication du type (P , PD ou S) suivie de celle du nombre q de phases suffit à caractériser un redresseur.
- Les montages de type Sq ne seront pas étudiés dans cette chapitre.

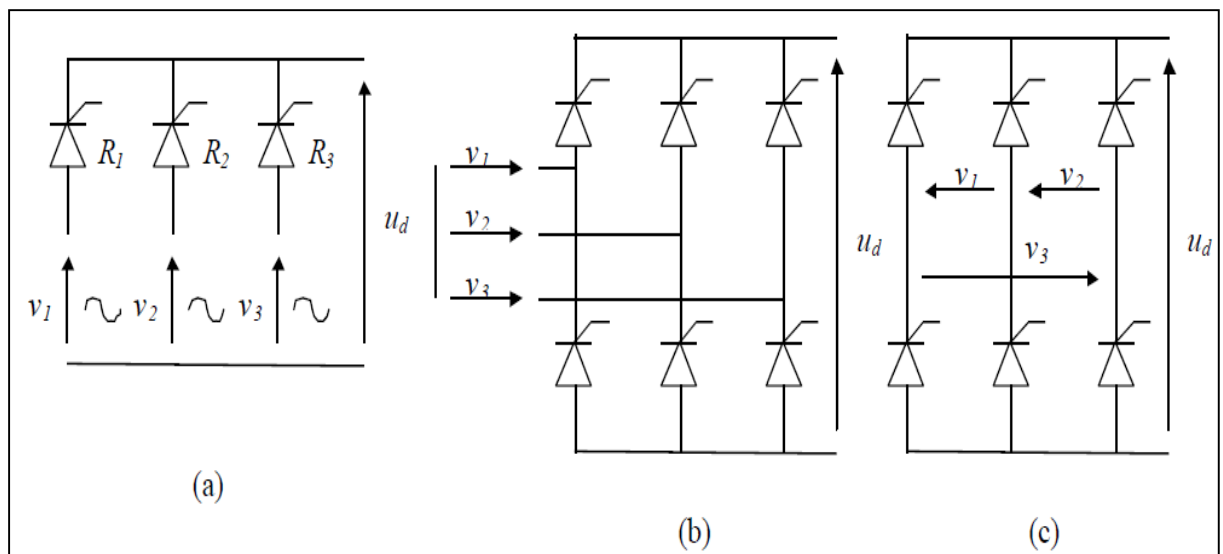


Figure. I.4. Redresseurs triphasés. (a) $P3$. (b) $PD3$. (c) $S3$

I. 9 Stratégie de contrôle du facteur de puissance unitaire

La compensation du facteur de puissance implique la capacité d'une charge à générer ou à absorber de la puissance réactive sans s'en approvisionner du réseau. La plupart des charges industrielles ont un facteur de puissance inductif (elles absorbent de l'énergie réactive) ainsi le courant tend à dépasser la valeur nécessaire à une absorption d'énergie active seule. On réalité, seule l'énergie active est utilisée dans la conversion de l'énergie, et un courant de charge excessif représente une perte pour le consommateur qui n'a pas seulement à payer le surdimensionnement du câblage mais aussi l'excès de pertes Joules produites dans les câbles. De plus, les convertisseurs CA-CC conventionnels absorbent des courants alternatifs très déformés par les harmoniques, ce qui implique une atténuation considérable du facteur de puissance. [6]

I.10 Modélisation d'un convertisseur CA/CC

La Modélisation d'un convertisseur statique consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. Ainsi en fonction de l'objectif visé (simulation, commande...) on peut mettre à jour diverses représentations d'un même objet. [2]

I.10.1 Les Hypothèses

Avant de modéliser et d'analyser le convertisseur CA/CC

On suppose que [6] :

- La tension du réseau est une tension triphasée équilibrée.
- Tous les éléments du circuit sont supposés idéaux.
- Les interrupteurs sont bidirectionnels et fonctionnent en mode de conduction continu, ainsi ils sont à l'état passant (**on**) ou bloqué(**off**)

I.10.2 Modèle Mathématique

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= v_m \cos(at) \\ v_{sb}(t) &= v_m \cos(at - 2\pi/3) \\ v_{sc}(t) &= v_m \cos(at + 2\pi/3) \end{aligned} \tag{I.1}$$

Les tensions triphasées du réseau sont données comme suit :

où V_m et ω représentent respectivement l'amplitude de la tension de phase et la pulsation angulaire du réseau. Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux tension sur la partie alternative du circuit de la figure I.5, on obtient :

$$L_s \cdot \frac{di_k}{dt} + R_s i_k = v_k - (v_{ko} + v_{on}) \quad (\text{I.2})$$

où k indique les phases des sources, de telle sorte que pour:

$k=1$ corespand la phase (a).

$k=2$ corespand la phase (b).

$k=3$ corespund la phase (c).

puisque, à tout moment un interrupteur de chaque bras est à l'état passant (T_{ks} ou T_{ki}) on peut considérer la séquence de conduction S_k définie comme suit :

$$S_k = 1 \quad \text{si} \quad T_{ks} \text{ est passant et } T_{ki} \text{ est bloqué.}$$

$$S_k = 0 \quad \text{si} \quad T_{ks} \text{ est bloqué et } T_{ki} \text{ est passant.}$$

Considérons les fonctions de commutations S_k , on a :

$$\begin{aligned} v_{ko} = v_{dc} \quad & \text{si} \quad S_k = 1 \\ v_{ko} = 0 \quad & \text{si} \quad S_k = 0 \end{aligned} \quad v_{on} = -\frac{v_{dc}}{3} \sum_{k=1}^3 S_k \quad (\text{I.3})$$

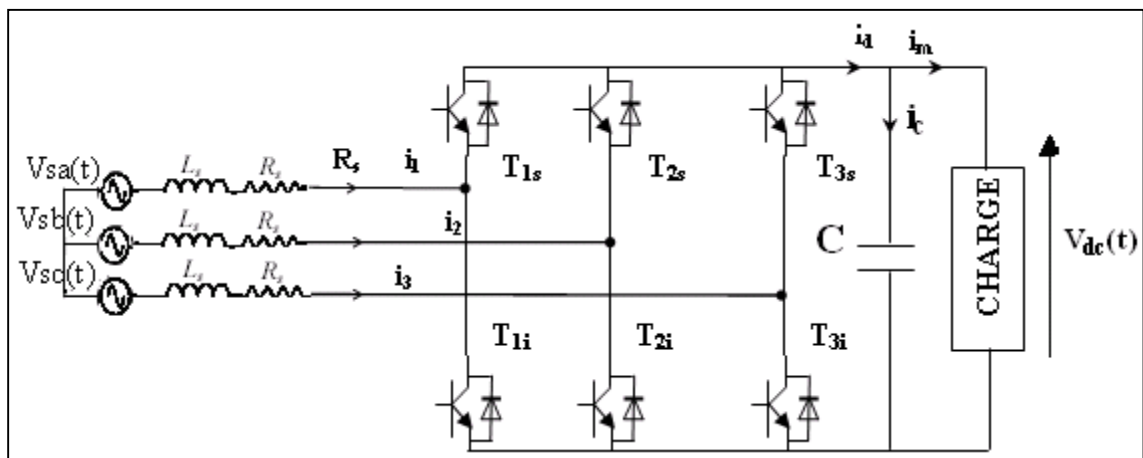


Figure. I.5. Schéma du redresseur CA/CC

On Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux courants sur la partie continue du circuit de la figure I.5 et à partir des équations (I.1)et (I.2) on a :

$$L_s \cdot \frac{di_k}{dt} = v_k - R_s i_k - S_k \cdot v_{dc} + \frac{v_{dc}}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 S_k \quad (I.4)$$

$$C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = \sum_{k=1}^3 S_k \cdot i_k - i_m \quad (I.5)$$

sous forme matricielle, on peut écrire:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2v_{dc}}{3L_s} & \frac{v_{dc}}{3L_s} & \frac{v_{dc}}{3L_s} \\ \frac{v_{dc}}{3L_s} & -\frac{2v_{dc}}{3L_s} & \frac{v_{dc}}{3L_s} \\ \frac{v_{dc}}{3L_s} & \frac{v_{dc}}{3L_s} & -\frac{2v_{dc}}{3L_s} \\ \frac{i_1}{C} & \frac{i_2}{C} & \frac{i_3}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_m \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec:

L_s, R_s : représentent respectivement l'inductance et la résistance du réseau.

v_{dc} : tension à la sortie du convertisseur CA/CC.

i_m : courant à la sortie du convertisseur CA/CC.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté le principe des convertisseurs triphasé AC-DC avec leurs types et quelques applications, ainsi le modèle mathématique de ce dernier, on se basons sur la tensions aux bornes de charge. C'est pour cette raison on va mettre un modèle mathématique adéquat, pour obtenir sur une tension continue à la sortie de convertisseur, avec un facteur de puissance proche à l'unité.

Chapitre Deux

Etude et Synthèse des correcteurs

II.1. Introduction	15
II.2. Méthodes de détermination du correcteur	16
II.3. Caractéristiques du système bouclé FTBF (lieu de Black)	17
II.4. Rôle du correcteur	19
II.5. Etude des correcteurs	20
II.6. Conclusion	31

II.1 Introduction

Afin d'améliorer les performances d'un système asservi (stabilité, précision, rapidité), on introduit dans la chaîne directe un correcteur. Le schéma du système H asservi se présente sous la forme:

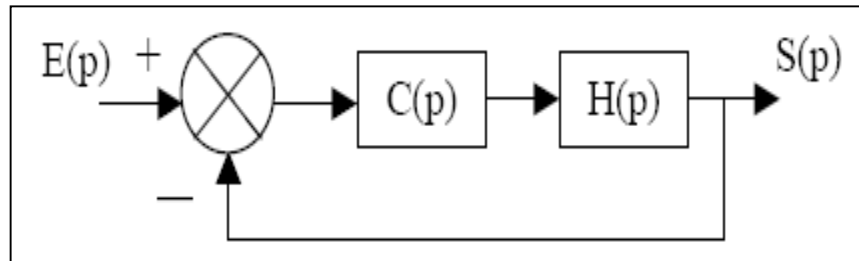


Figure. II.1. Structure équivalente d'un système en boucle fermée

Notation utilisée:

- $H_{BO}(p) = H(p)$: Fonction de transfert du système en boucle ouverte (FTBO),
- $H_{CO}(p) = C(p).H(p)$: Fonction de transfert du système corrigé en boucle ouverte (FTCBO),
- $H_{BF}(p)$: fonction de transfert du système en boucle fermée (FTBF) :

$$H_{BF}(p) = \frac{C(p).H(p)}{1+C(p).H(p)} \quad (II. 1)$$

Objectif de la régulation[7] :

Déterminer les paramètres du correcteur en fonction du cahier des charges pouvant fixer l'erreur statique, le temps de réponse, la marge de phase, le coefficient d'amortissement.

Critères: Il existe deux types de critères d'amélioration:

les critères temporels:

- coefficient d'amortissement z ,
- erreur statique $\sum_0$, erreur de vitesse $\sum_v \dots$
- temps de réponse $Tr_{5\%}$,

les critères fréquentiels:

- marge de phase,
- bande passante

Types de correcteurs [7]: Il existe deux principaux types des correcteurs, qu'on distingue dans le plan de Bode et Black:

les correcteurs translatant : pas de déformation du lieu de transfert mais uniquement translation de celui-ci,

les correcteurs déformant: déformation du lieu de transfert, en basse ou en haute fréquence, ou les deux.

II.2 Méthodes de détermination du correcteur

A partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle ouverte $H(p)$, on détermine le type de correcteur $C(p)$ nécessaire à l'amélioration des performances.

- Les correcteurs les plus souvent utilisés sont des correcteurs du type:
 - Proportionnel (P),
 - Proportionnel Intégral (PI),
 - Proportionnel Dérivé (PD),
 - Proportionnel Intégral Dérivé (PID),
 - A retard de phase,
 - A avance de phase,
 - A avance et à retard de phase.

Le but de la correction est donc de déterminer les paramètres du correcteur mis en place. Si une précision est imposée, on place d'abord un correcteur proportionnel, sinon on conserve ce paramètre qui permettra d'ajuster la marge de phase. On choisit ensuite une méthode de placement du correcteur parmi les deux méthodes suivantes :

- Compensation du pôle dominant,
- Placement fréquentiel.
- On détermine alors les paramètres du correcteur [7]:
 - Méthode par placement fréquentiel: méthode qui donne directement les paramètres du correcteur,
 - Méthode de compensation du pôle dominant: Les paramètres du correcteur sont déterminés soit en identifiant les termes de la fonction de transfert du système en boucle fermée $H_{BF}(p)$ à la forme classique d'un second ordre, soit en traçant $[C(p).H(p)]_{p=j\omega}$ dans le plan de black et en ajustant les paramètres pour obtenir la marge de phase souhaitée.

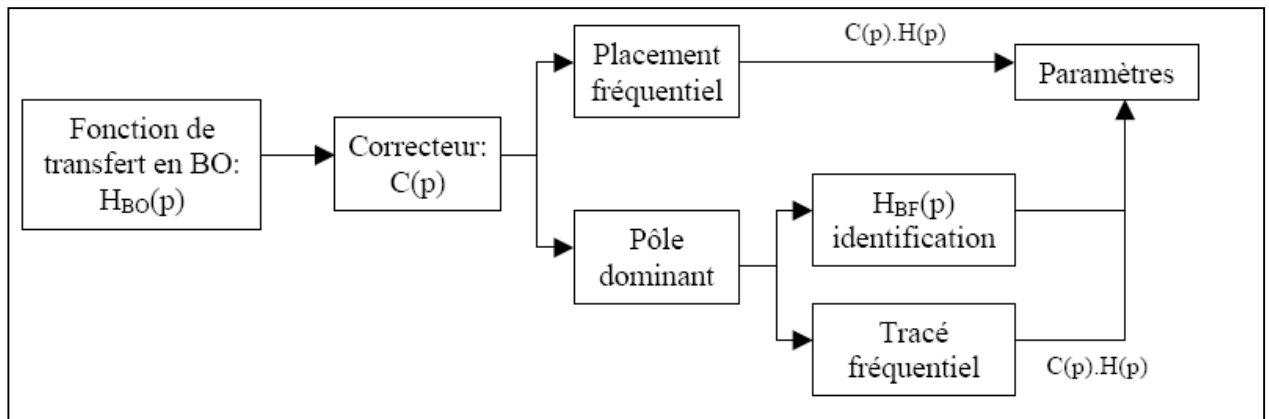


Figure. II.2. Méthode de détermination des paramètres du correcteur

II.3 Caractéristiques du système bouclé H_{BF} (lieu de Black)

En traçant le lieu de Black du système en boucle fermée, on relève les informations concernant la bande passante, le facteur de résonance et le degré de stabilité.

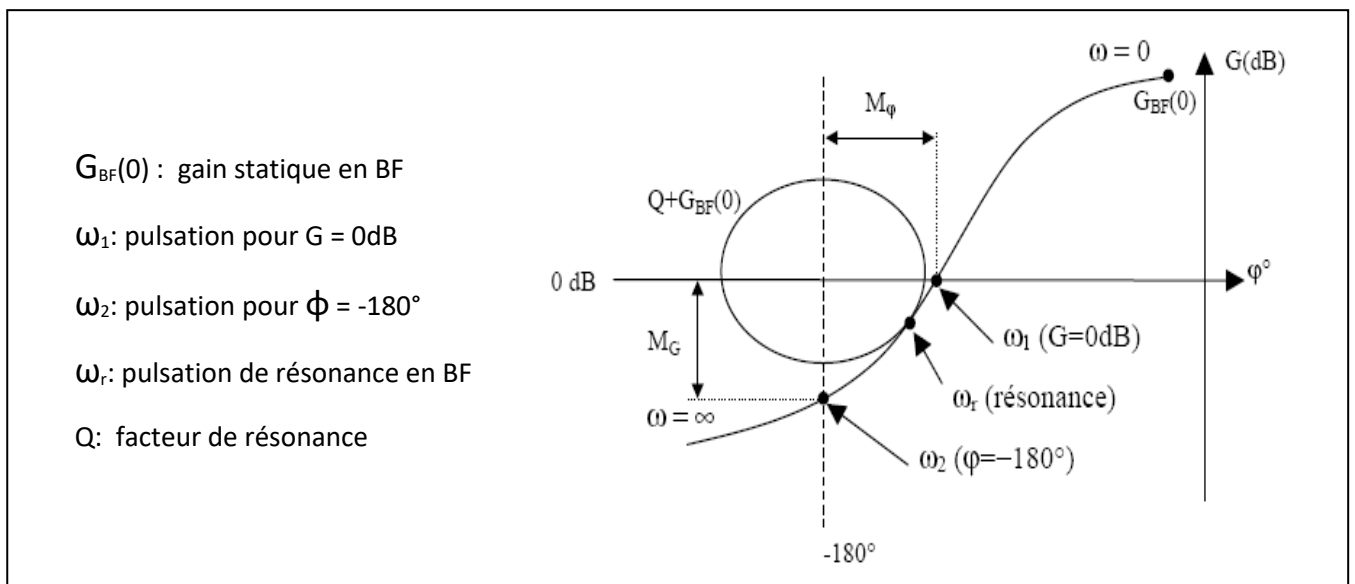


Figure. II.3. Le lieu de Black du système en boucle fermée

- **Précision**

Si $G_{BO}(0) = \infty$ alors $G_{BF}(0) = 0$ dB.

De plus, si le système bouclé est stable, alors $\varepsilon_0=0$ (pas d'erreur en régime permanent pour une entrée en échelon)

→ Fixer une erreur (de position, de vitesse...) impose un correcteur proportionnel.

- **Bande passante**

La plupart des processus physiques ont un comportement de type "passe-bas", c'est à dire que:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |C(j.\omega).H(j.\omega)| = 0 \quad (II.2)$$

La pulsation de coupure (ω_c) à -3 dB en boucle fermée est définie par:

$$G_{BF}(\omega_c) - G_{BF}(0) = -3dB \quad (II.3)$$

$$\text{Avec} \quad G_{BF}(\omega) = 20 \cdot \log \left| \frac{C(j.\omega).H(j.\omega)}{1+C(j.\omega).H(j.\omega)} \right| \quad (II.4)$$

Elle correspond à une division de l'amplitude par $\sqrt{2}$ ou à une division par 2 de la puissance transmise. On parle alors de bande passante à -3 dB.

→ Fixer une bande passante impose un temps de réponse (Plus elle est grande, plus le temps de réponse est court)

• Facteur de résonance

- La pulsation de résonance en boucle fermée (ω_r) correspond à la valeur de ω pour laquelle le gain en boucle fermée $G_{BF}(\omega)$ passe par un maximum (pulsation correspondant au point de tangence du lieu de black du système en boucle ouverte avec le contour de Hall de l'abaque)
- Le facteur de résonance Q du système lu sur l'abaque est :

$$Q = \frac{|H_{BF}(j.\omega_r)|}{|H_{BF}(0)|} \quad (II.5)$$

ce qui correspond en dB à :

$$Q = G_{BF}(\omega_r) - G_{BF}(0) \quad (II.6)$$

- Si le système en boucle ouverte admet un pôle à l'origine ou si $G_{Bo}(0) \gg 1$, c'est à dire que $G_{BF}(0) \approx 0$, alors le facteur de résonance Q s'assimile à la valeur indiquée sur le contour de Hall du système en boucle fermée.

• Marge de gain, marge de phase

- C'est l'écart de $C(p).H(p)$ par rapport au point -1 (0 dB, -180°), c'est à dire le degré de stabilité du système bouclé. On a:

$$M_\varphi = \varphi(\omega_1) + 180^\circ \quad \text{avec } G(\omega_2) = 0 \quad (II.7)$$

$$M_G = -G(\omega_2) \quad \text{avec } \varphi(\omega_1) = -180^\circ \quad (II.8)$$

→ Fixer une marge de phase impose un coefficient d'amortissement

II.4 Rôle du correcteur

Les objectifs principaux, lors d'un asservissement d'un système, sont:

- augmenter la stabilité,
- augmenter la précision, et en particulier diminuer l'erreur statique,
- augmenter la bande passante,
- diminuer le temps de réponse.

En supposant que la sortie suive exactement la consigne d'entrée imposée (asservissement idéal), la fonction de transfert du système bouclé serait égale à 1 (solution irréalisable en pratique).

Le correcteur physiquement réalisable est tel que le degré du dénominateur soit au moins égal à celui du numérateur .

- Lors de l'étude du correcteur, il convient donc :

- d'éloigner le lieu de Black du point -1 (0 dB, -180°) de façon à augmenter la stabilité, c'est à dire augmentation de la marge de gain et de la marge de phase.

Souvent on choisit: $M_G = 10$ dB et $M_\phi \geq 45^\circ$

- d'augmenter le gain du système en boucle ouverte pour augmenter la précision. L'annulation de l'erreur statique peut être obtenue si le système en boucle ouverte admet une intégration.

- D'augmenter la bande passante, ce qui diminue le temps de réponse,
 - Provoquer une avance de phase en moyenne et haute fréquences et un retard de phase en basse fréquence pour une meilleure stabilité.

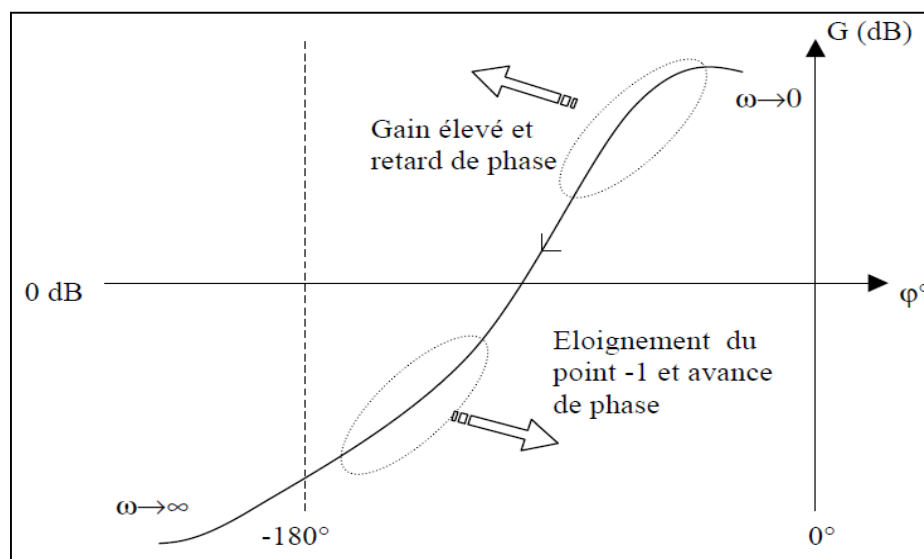


Figure. II.4. l'objectif de correcteur pour réguler la phase

Correcteurs étudiés

- Proportionnel : $C(p) = K$
- proportionnel et dérivée : $C(p) = K(1 + \tau_d \cdot p)$ (vrai en théorie, incomplet en pratique)
- proportionnel et intégral : $C(p) = a + \frac{b}{p} = K \cdot \frac{(1 + \tau_i \cdot p)}{\tau_i \cdot p}$
- à retard de phase : $C(p) = K \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot p}{1 + b \cdot \tau_i \cdot p}$, $b > 1$
- à avance de phase : $C(p) = K \cdot \frac{1 + a \cdot \tau_i \cdot p}{1 + \tau_i \cdot p}$, $a > 1$
- proportionnel, intégral et dérivée : $C(p) = \frac{K_n}{p} (1 + \tau_n \cdot p)(1 + \tau_v \cdot p) = a + \frac{b}{p} + c \cdot p$ (vrai en théorie, incomplet en pratique)

II .5 Etude des correcteurs**II .5.1 Correcteur Proportionnel (P)****II .5.1.1 Forme**

$$C(p) = K, \quad K > 0 \quad (\text{II.9})$$

II .5.1.2 Action du correcteur

Ce correcteur équivaut à une translation verticale de la courbe dans le plan de Black et de la courbe du module dans le plan de Bode.

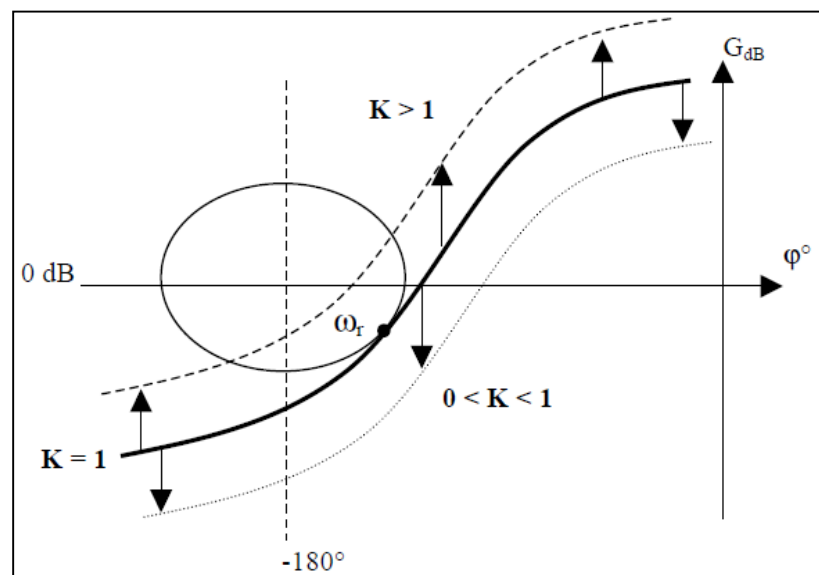


Figure. II.5. Effet du correcteur Proportionnel (P)

II .5.1.3 Mise en place du correcteur

Si l'erreur statique est fixée par un cahier des charges, il faut commencer par placer ce type de correcteur dans la chaîne directe avant tout autre correcteur.[8]

II .5.1.4 Réalisation (électrique)

$$\text{Montage (a)} \Rightarrow C(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{-R_2}{R_1} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Montage (b)} \Rightarrow C(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{II.11})$$

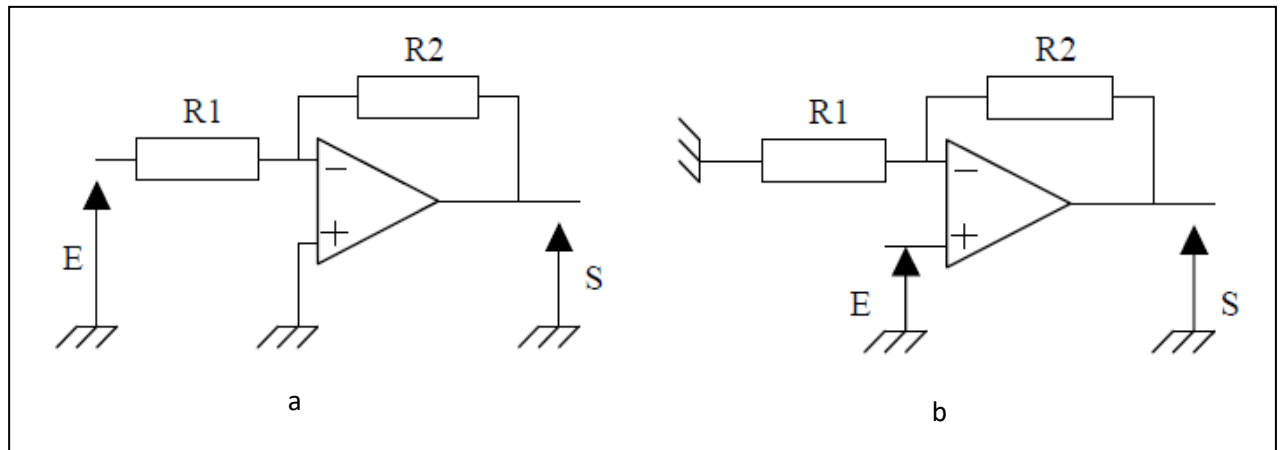


Figure. II.6. (a):Montage Ampli inverseur; (b): Montage Ampli non inverseur [9]

II .5.2 Correcteur Proportionnel Intégral (P.I)

II .5.2.1 Forme

$$C(p) = K \cdot \frac{1+\tau \cdot p}{\tau \cdot p} \quad , \quad K > 0 \quad , \tau > 0 \quad (\text{II.12})$$

II .5.2.2 Action du correcteur

Ce correcteur introduit un pôle à l'origine. L'action de ce correcteur se fait sur les basses fréquences. La présence d'un intégrateur annule l'erreur statique, mais il ralentit le système et le déstabilise s'il est mal placé. [8]

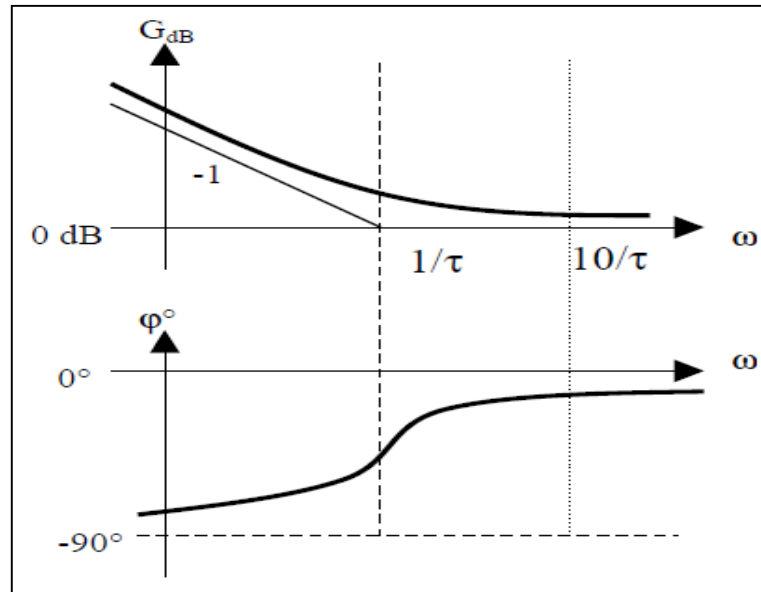


Figure. II.7. le diagramme de Bode de correcteur Proportionnel Intégral (P.I)

On remarque, sur le diagramme de Bode, que ce correcteur n'influence pratiquement plus la phase pour des pulsations tel que $\omega > 10/\tau$.

II .5.2.3 Placement par la méthode du pôle dominant

1. Exprimer la fonction de transfert en boucle ouverte,
2. Supprimer le pôle dominant τ = constante de temps la plus grande (le pôle dominant correspond à la plus grande constante de temps du système, donc au pôle dominant car c'est lui qui limite la rapidité du système), $\tau = \frac{-1}{p_{min}}$
3. Déterminer K pour avoir une marge de phase suffisante (ou celle imposée par le cahier des charges)

II .5.2.4 Réalisation (électrique)

$$C(p) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1+RC.p}{RC.p} \quad (\text{II.13})$$

Tel que : $\tau = RC$; $K = \frac{R_2}{R_1}$

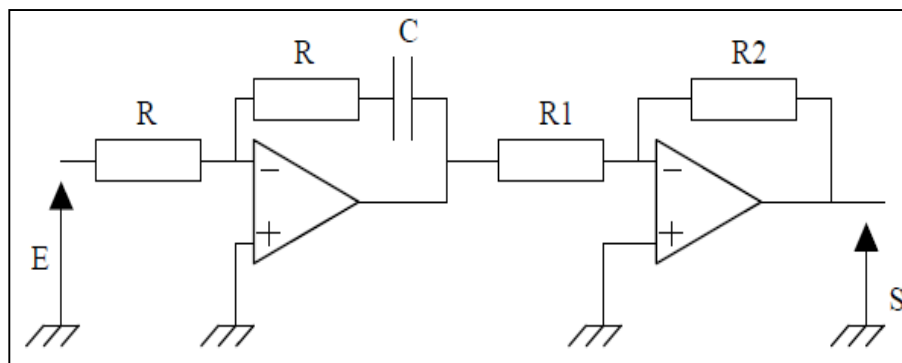


Figure. II.8. Réalisation d'un correcteur Proportionnel Intégral [9]

En pratique, pour éviter une saturation en tension de sortie, on monte une résistance R_0 en parallèle sur RC ($R_0 \gg R$).

II.5.3 Correcteur à retard de phase

II.5.3.1 Forme

$$C(p) = K \cdot \frac{1+\tau.p}{1+b.\tau.p} \quad , \quad b > 1 \quad , \quad K > 0 \quad , \quad \tau > 0 \quad (\text{II.14})$$

II.5.3.2 Action du correcteur

L'action de ce correcteur se fait sur les basses fréquences. Il permet de réduire l'erreur statique.

Il ralentit le système et le déstabilise s'il est mal placé. On a les relations suivantes :

$$\omega_m = \frac{1}{\tau\sqrt{b}} \quad \text{et} \quad \sin \varphi_m = \frac{1-b}{1+b}$$

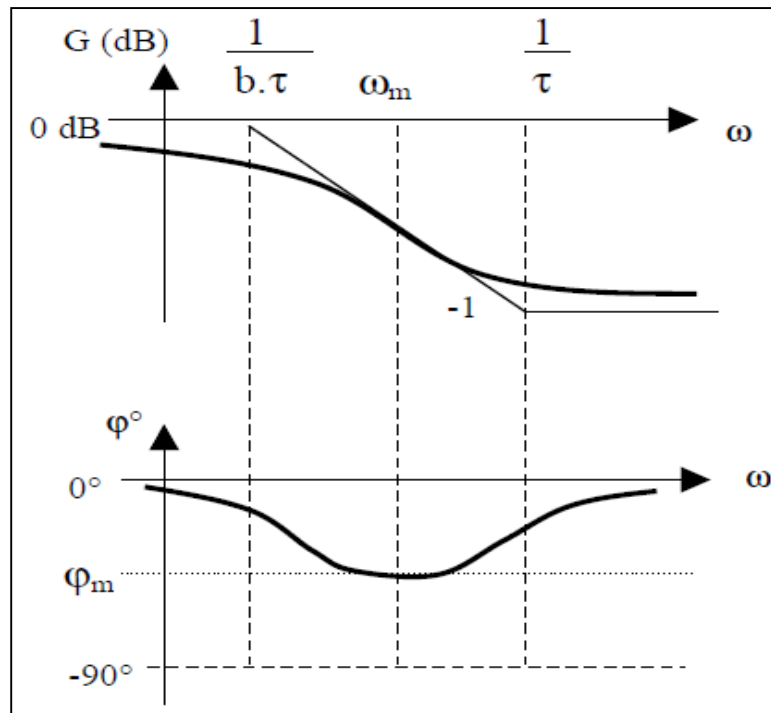


Figure. II.9. le diagramme de Bode de correcteur à retard de phase

II.5.3.3 Mise en place du correcteur

Ce correcteur est placé soit après un correcteur proportionnel, si le cahier des charges impose l'erreur statique, soit avant.

Si $1/\tau < \omega_r$, on augmente la marge de phase en conservant un bon gain en basse fréquence, mais on a une diminution de la bande passante.

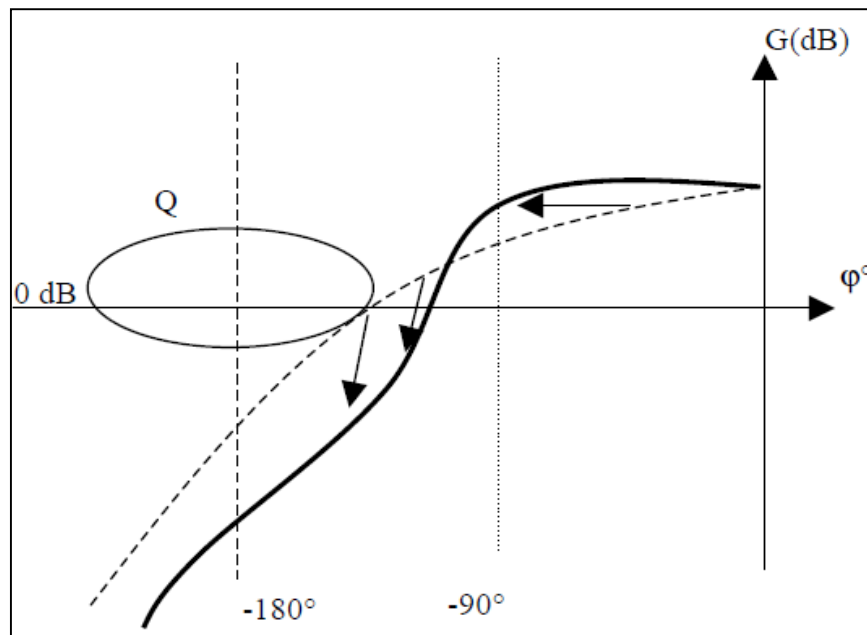


Figure. II.10. Effet du correcteur à retard de phase

II.5.3.4 Réalisation (électrique)

$$C(p) = \frac{1+R_1 C_1 \cdot p}{R_2 C_2 \cdot p} \quad (\text{II.15})$$

Avec : $R_2 C_2 > R_1 C_1$

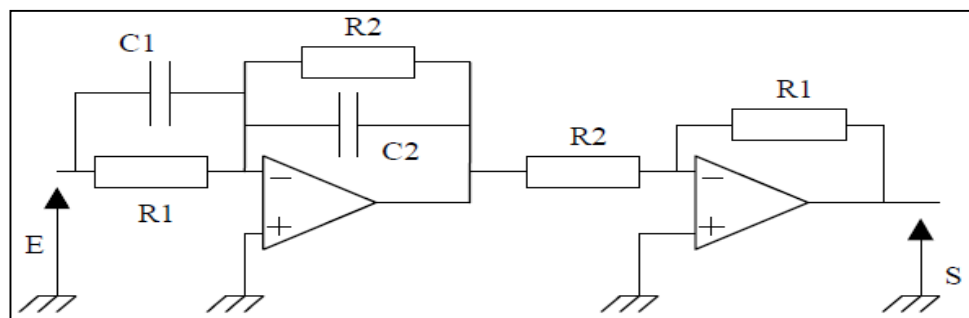


Figure. II.11. Réalisation d'un correcteur à retard de phase [9]

II.5.4 Correcteur Proportionnel Dérivé (P.D)

II.5.4.1 Forme

$$C(p) = K \cdot (1 + \tau \cdot p) \quad , \quad K > 0 \quad , \tau > 0 \quad (\text{II.16})$$

Remarque [8] : Le gain de ce correcteur est infini pour les hautes fréquences. Ceci est donc physiquement irréalisable. Pour limiter ce gain en hautes fréquences, le correcteur à action proportionnel dérivé se met donc sous la forme suivante :

$$C(p) = K \cdot \frac{1+\tau_d \cdot p}{1+\tau \cdot p}, \quad \text{avec } \tau \ll \tau_d \quad (\text{II.17})$$

→ voir correcteur à avance de phase,

II.5.4.2 Action du correcteur

L'action de ce correcteur se fait sur les hautes fréquences. Son effet est stabilisant et à tendance à augmenter la rapidité. On remarque, sur le diagramme de Bode, que ce correcteur induit un gain infini en hautes fréquences et qu'à $10 / \tau$, le gain apporté est de 20 dB et la phase apportée est quasiment de 90° . [8]

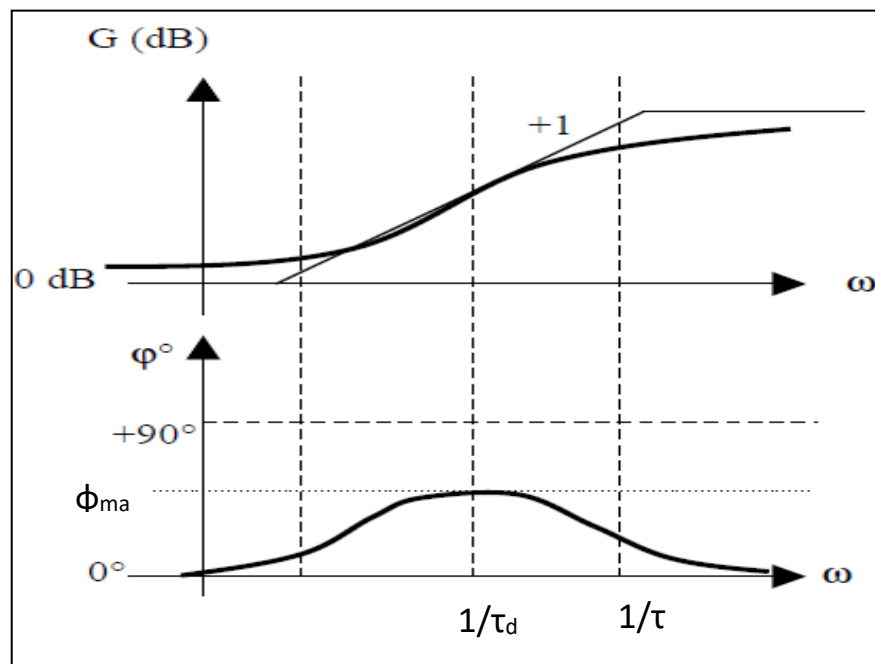


Figure. II.12. le diagramme de Bode de correcteur PD

II.5.4.3 Mise en place du correcteur

Pour être efficace, ce correcteur doit vérifier: $1 / \tau < \omega_r$, c'est à dire que l'effet doit se produire suffisamment tôt. Il y a donc augmentation de la marge de phase, de la marge de gain, de la pulsation de résonance et de la bande passante, De plus, en augmentant K , on augmente la stabilité et la précision du système.

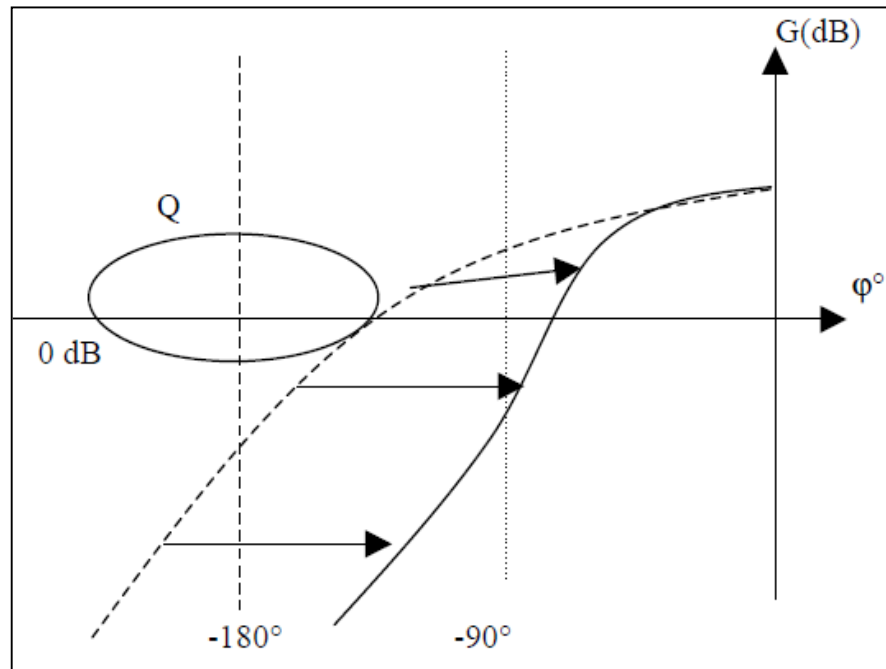


Figure. II.13. Effet du correcteur Proportionnel dérivé

II.5.4.4 Réalisation (électrique)

Montage (a) $\Rightarrow C(p) = (1 + RC \cdot p)$ (II.18)

Montage (a) $\Rightarrow C(p) = \frac{1 + RC \cdot p}{1 + \frac{RR_1 C}{R + R_1} \cdot p}$ (II.19)

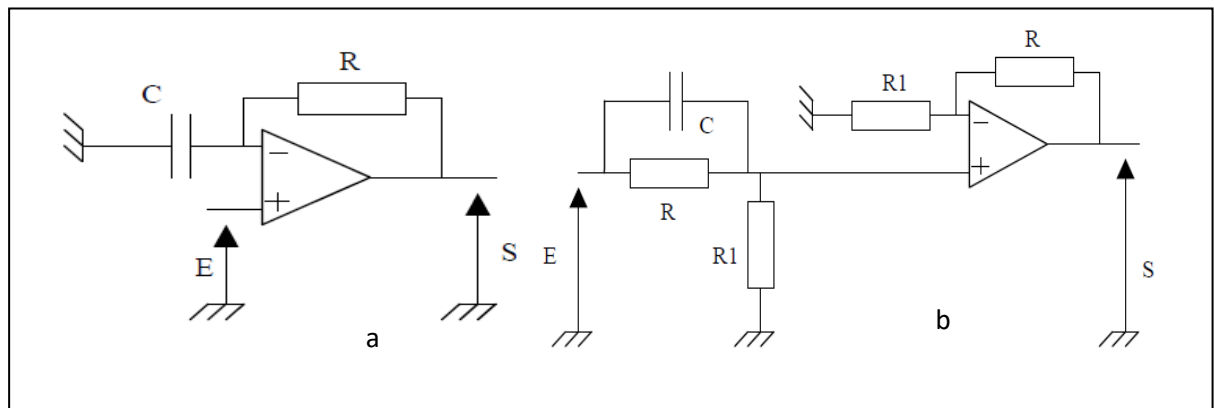


Figure. II.14. Réalisation d'un correcteur Proportionnel dérivé [9]

II.5.5 Correcteur à avance de phase

II.5.5.1 Forme

$$C(p) = K \cdot (1 + a \cdot \tau p) / (1 + \tau \cdot p), \quad a > 1, \quad k > 0, \quad \tau > 0 \quad (\text{II.20})$$

II.5.5.2 Action du correcteur

Ce correcteur permet d'augmenter la rapidité du système. Le correcteur induit une avance de phase qui est maximum à la pulsation:

$$\omega_m = \frac{1}{\tau \sqrt{a}}$$

et on a :

$$\sin(\varphi_m) = \frac{a-1}{a+1}$$

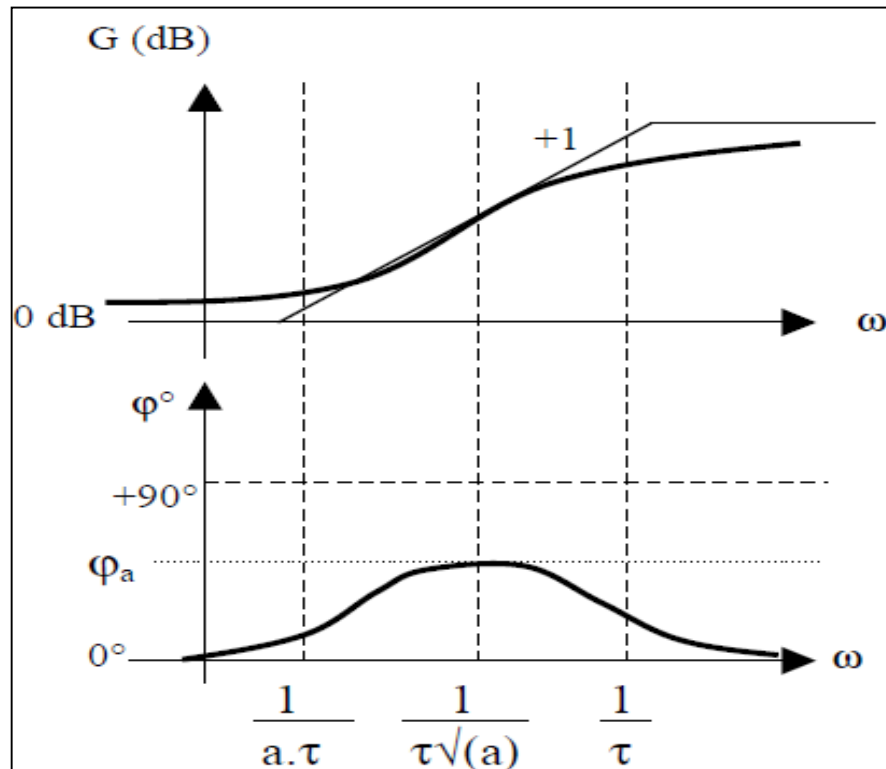


Figure. II.15. Le diagramme de Bode de correcteur à avance de phase

II.5.5.3 Mise en place du correcteur

Ce correcteur est placé soit après un correcteur proportionnel, si le cahier des charges impose l'erreur statique, soit avant. On constate pour un réglage avec ω_r voisin de ω_m et tel que :

$$\frac{1}{a \cdot \tau} < \omega_r < \frac{1}{\tau}$$

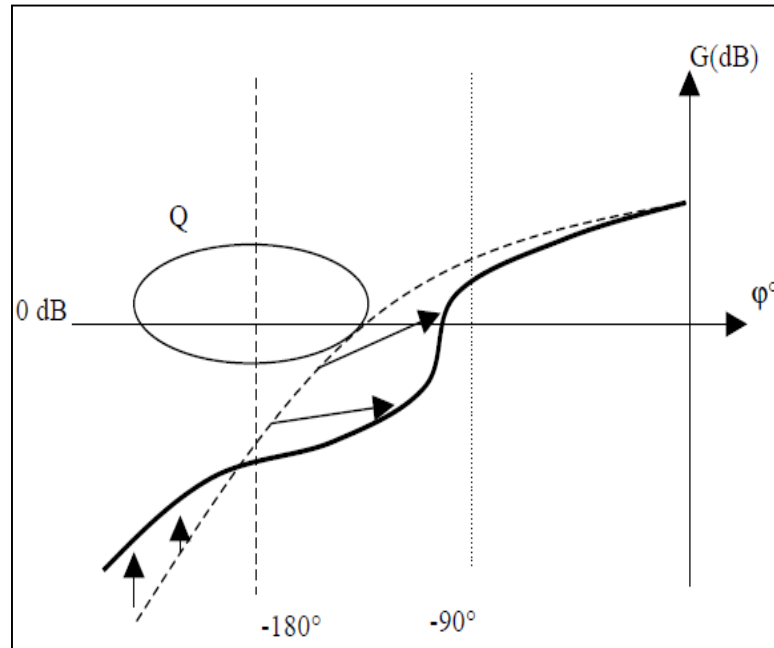


Figure. II.16. Effet du correcteur à avance de phase

On a une action stabilisante importante autour de la pulsation de résonance qui permet d'accroître alors le gain K du système.

II.5.5.4 Réalisation (électrique)

$$C(p) = \frac{1+R_1C_1p}{1+R_2C_2p} \quad (\text{II.21})$$

Avec: $R_2C_2 < R_1C_1$

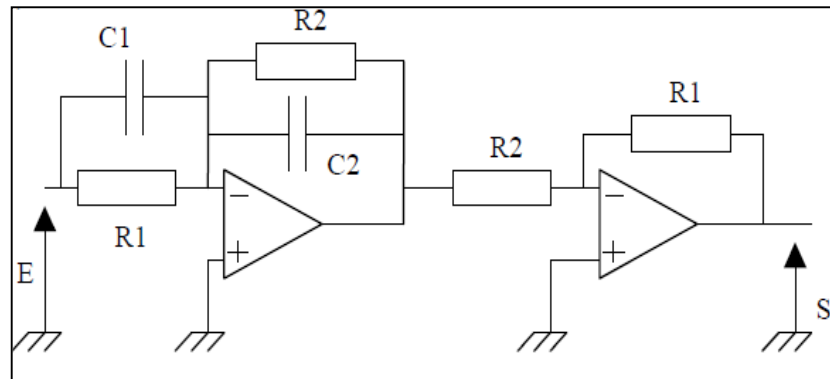


Figure. II.17. Réalisation d'un correcteur à avance de phase [9]

II.5.6 Correcteur proportionnel intégral dérivé (P.I.D)

II.5.6.1 Forme

$$C(p) = A + \tau_d \cdot p + \frac{\tau_i}{p} = \frac{K}{\tau \cdot p} (1 + \tau_1 \cdot p)(1 + \tau_2 \cdot p) \quad (\text{II.22})$$

Ce correcteur est essentiellement théorique; il regroupe les actions des correcteurs P.I et P.D. En pratique, on traite la partie action dérivée par un effet d'avance de phase. [8]

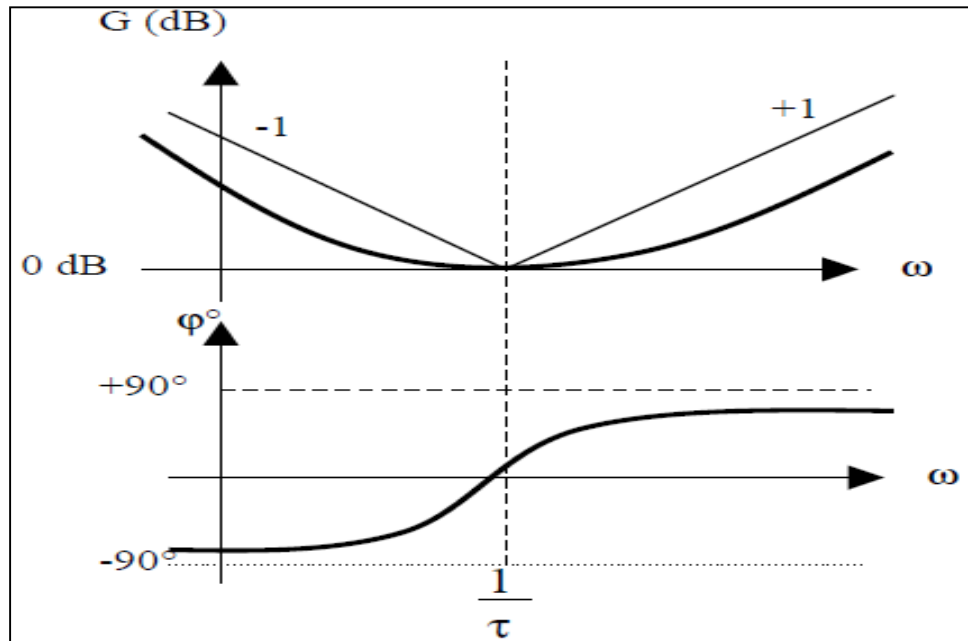


Figure. II.18. Le diagramme de Bode de correcteur P.I.D

II.5.6.2 Action du correcteur

L'action de ce correcteur se fait sur toutes les fréquences. Son effet est stabilisant, il annule l'erreur statique, il contribue à augmenter la rapidité. Réglage satisfaisant :

$$\frac{1}{\tau_j} < \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{1}{\tau_d} < \omega_r$$

On constate, dans Black, l'augmentation de la précision statique due à l'intégration. De plus, l'avance de phase permet d'accroître le gain K et par conséquent, la pulsation de résonance ω_r et la pulsation de coupure ω_c . [8]

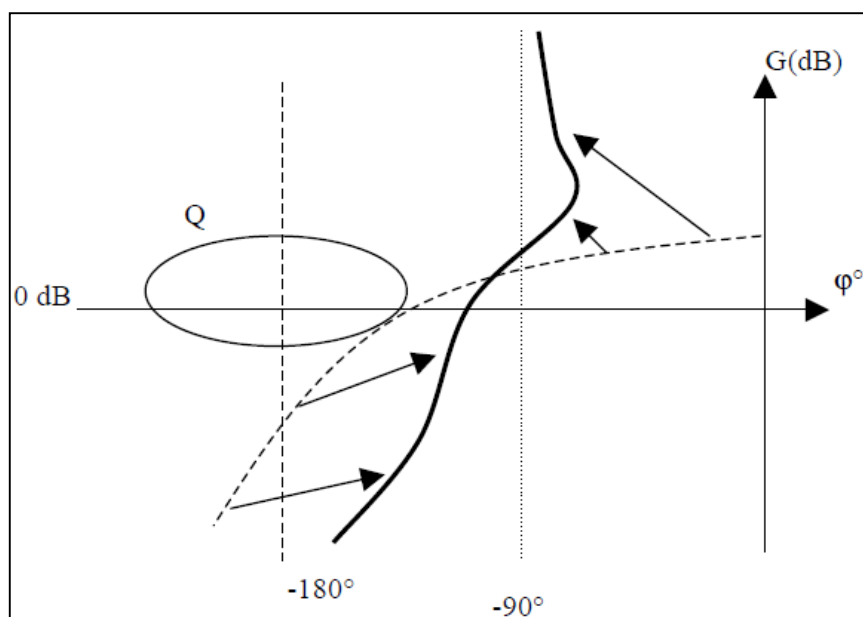


Figure. II.19. Effet du correcteur PID

II.5.6.3 Réalisation

$$C(p) = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3} \cdot \frac{(1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p)(1 + R_3 \cdot C_3 \cdot p)}{(1 + R_2 \cdot C_2 \cdot p)(1 + R_4 \cdot C_4 \cdot p)} \quad (\text{II.23})$$

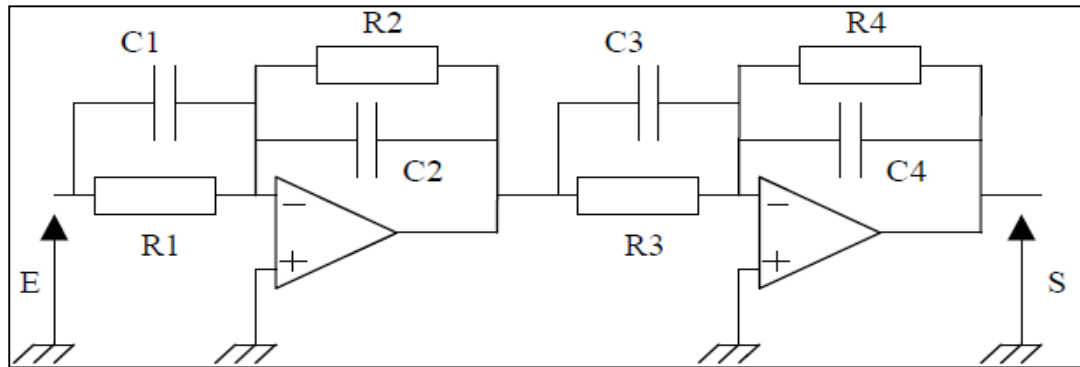


Figure. II.20. Réalisation d'un correcteur Proportionnel Intégral Dérivé [9]

II.5.7 Correcteur avance et retard de phase

Ce réseau est le plus proche des réalisations physiques des P.I.D. Sa fonction de transfert s'écrit :

$$C(P) = K_n \left(\frac{1}{\tau_i p} + \frac{1 + a\tau.p}{1 + \tau.p} \right) , \quad a > 1 \quad (\text{II.24})$$

En basses fréquences, ce correcteur a une action de type proportionnelle et intégral permettant ainsi d'avoir une bonne précision statique.

En hautes fréquences, le comportement se rapproche de celui du système à avance de phase combinant ainsi les intérêts des deux autres types de régulation. [8]

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons une étude approfondie sur les concepts généraux des correcteurs (synthèse de correcteur), par donner de l'importance et les rôles importants joué par le correcteur avec le système asservi, il nous a rappelé les raisons pour lesquelles il est avec les systèmes, et les raisons qui exigent la présence, nous avons aussi le plus important et les plus célèbre des modèles des ces correcteurs (les correcteurs classique) sont les suivants:

- proportionnel P
- proportionnel intégré PI
- proportionnel dérivé PD
- proportionnel intégral dérivé PID
- retard de phase
- avance de phase
- retard et avance de phase.

Et nous avons expliqué la fonction de chacun d'eux séparément et comment corriger l'erreur dans chaque correcteur, par conséquent, nous constatons que chaque système il y a un type propre à partir les performance du ce système.

Enfin, ce chapitre nous avons donne parce que nous utilisons un type de correcteur PI dans l'application comme nous le verrons dans le dernier chapitre.

Chapitre Trois

Théorie du mode glissant

III.1. Introduction	33
III.2. Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant	33
III.3. Principe de la théorie du contrôle par mode glissant	36
III.4. Conception de la commande par mode glissant	37
III.5. Conclusion	41

III.1 Introduction

La théorie de la commande en mode glissant est a priori bien adaptée à la commande des convertisseurs, car elle tient compte de la nature discrète de ce dispositif. En outre, cette approche permet de traiter des systèmes multi variables, tout en garantissant une grande robustesse à la variation paramétrique [2]

Le réglage par mode de glissement (*MG*) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais : sliding mode), est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. [6] 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. .

Enfin, elle procure d'excellentes performances dynamiques. Pour toutes ces raisons, nous avons envisagé d'appliquer cette technique aux convertisseurs et en particulier au convertisseur AC/DC. [1]

III.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". [6]

III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (III.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

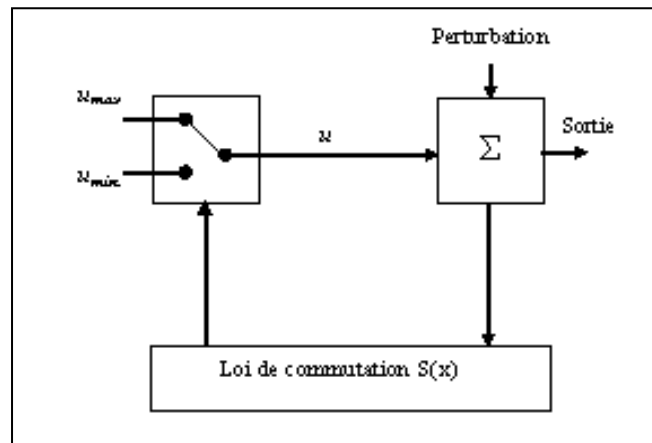


Figure.III.1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.2), c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

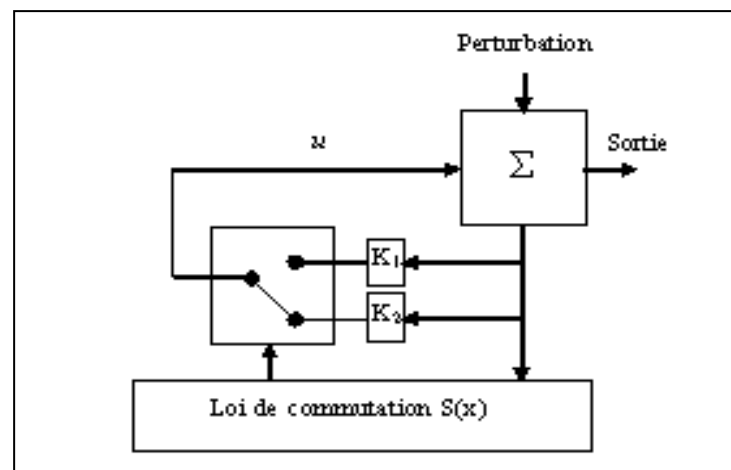


Figure.III.2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.3), qui présente un réel avantage. Elle permet de préposer l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de

commande est beaucoup moins sollicitée, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

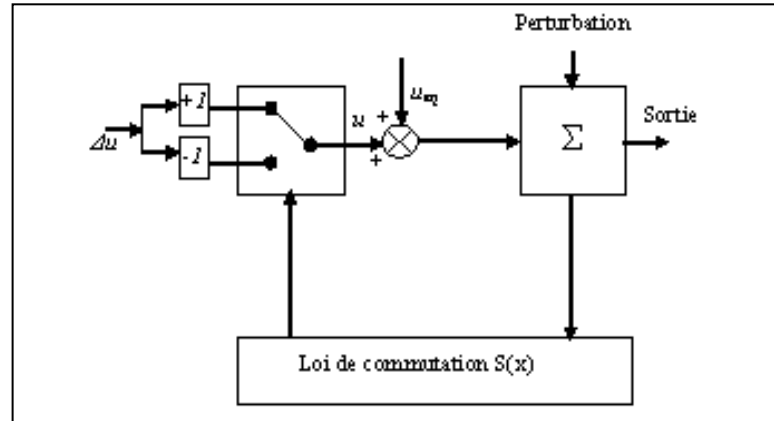


Figure.III.3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

u : vecteur de commande.

u_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinu.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation

III.3 Principe du contrôle d'un système à structure variable par mode glissant

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement, [6].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure(III.4):

- Le mode de convergence –MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- Le mode de glissement –MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Si la variable d'état oscille dans un voisinage de la surface de glissement, ce phénomène est appelé chattering ou broutement. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x, y) = 0$.
- Le mode du régime permanent –MRP- : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

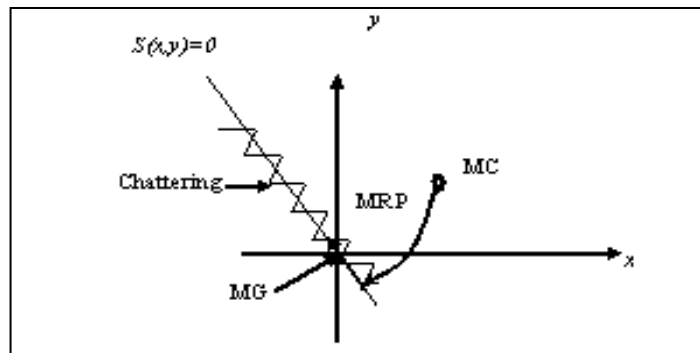


Figure.III.4. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.4 Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse....etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis, [6].

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre

- Choix de la surface du glissement.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

III.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (III.1), le vecteur de surface s à la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u \quad (\text{III.1})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par:

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

avec:

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

III.4.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

III.4.2.1 La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emiyanov et Utkin . Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

III.4.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

la dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (\text{III.6})$$

pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.4) est vérifiée.

L'équation (III.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

III.4.3 Calcul de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.7})$$

- u_{eq} correspond donc à la commande proposée par Filipov, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} . [6]
- u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.8})$$

en remplaçant (III.1) et (III.7) dans (III.8), nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x, t) + B(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n \quad (\text{III.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x, t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial t} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \quad (\text{III.10})$$

pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \neq 0$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n \quad (\text{III.11})$$

la condition d'attractivité exprimée par (III.4) devient:

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_{eq} \quad (\text{III.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) u_{eq}$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure III. 6 donnée par l'équation :

$$u_n = k \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (\text{III.13})$$

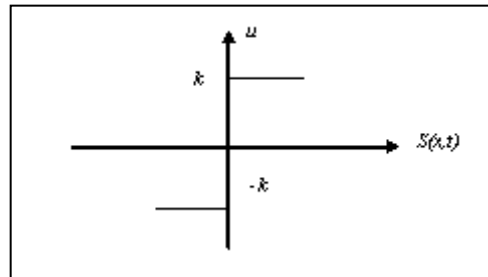


Figure.III.5. Représentation de la commande discontinue.

k : est l'amplitude de grandeur de commande .

S : la surface de glissement.

u_n : l'organe de commande.

III.5 Conclusion

Comme on vient de le voir dans ce chapitre la technique de contrôle par mode de glissement est un moyen de commande très puissant qui sollicite les systèmes d'équation multi variable ou les paramètres incertains et variable ne peuvent influencer la robustesse.

On peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

La commande par mode glissant, consiste à garantir qu'un système dynamique d'ordre " n " peut être amené vers l'origine pour la stabilité vers un nouveau système 1; dont une seule variable, ' s ', va définir le nouveau système. Donc, au lieu de stabilité de manière explicite les n variables qui constituent le système original, le problème sera réduit par la stabilisation de ' s '. Cette nouvelle variable est fonction des variables originales du système. Elle est appelée variable surface de glissement.

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [10]:

- La commande est adoucie par la présence de commande équivalente; celle-ci peut cependant être supprimée, au prix d'une augmentation de u .
- On a en quelque sorte les avantages d'un système grand gain, sans en avoir les inconvénients
- on peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites, de dimension quelconque, et à des intersections d'autant de telles surfaces qu'on a des commandes disponibles
- pas de discussion à propos des pôles, de la convergence prouvée par un argument élémentaire, de marge de stabilité.

Chapitre Quatre

Simulation et Interprétation des résultats

IV. 1 Commande par un régulateur PI	43
IV.2 Commande par Mode Glissant	52
IV.3 conclusion	62
IV.4 Comparaison entre les deux techniques de commande	62

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre on essayera d'appliquer les principes donnés dans les chapitres (1) et(2) de la technique de commande par un régulateur PI et par mode mode glissante nous avons mise en œuvre ces méthode sur (AC/DC) ,et nous avons acquis sur les résultats comme on le verra dans ce chapitre , et pour illustrer : les résultats obtenus par le programme MATLAB

IV. 2 Commande par un régulateur PI

IV. 2.1 Synthèse d'un régulateur PI

Le régulateur PI est très répandu, il permet d'obtenir une erreur nulle ($e=0$) grâce au le rôle d'intégrateur, ainsi qu'un temps de réponse réglable, en donnant de plus à la réponse l'allure d'une évolution exponentielle.

Donc on choisit les constants du temps K_p et K_i du régulateur de telle sorte que le système répond d'une manière précise et rapide.

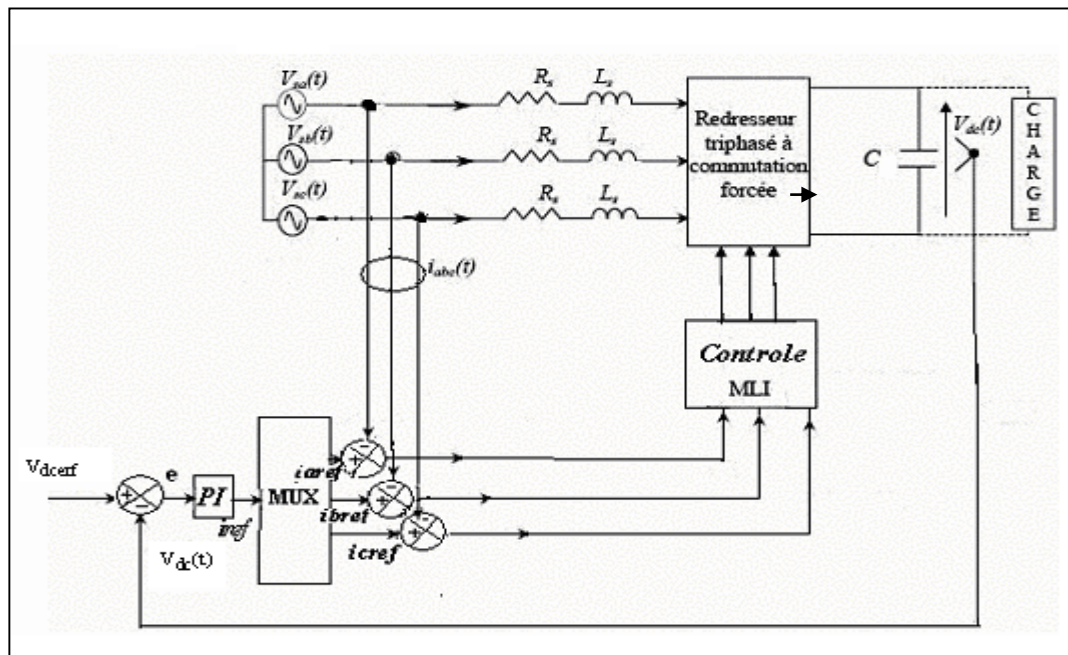


Figure. IV.1. Schémas de régulation d'un convertisseur CA/CC par régulateur PI

IV.2.1.1 Mise en équation d'un régulateur PI

La boucle de régulation de la tension du bus continu est nécessaire pour limiter $V_{dc}(t)$, à cause du caractère élévateur du montage. En outre, réguler $V_{dc}(t)$ revient à régler la Puissance fournie à la charge. Si l'on veut un réglage linéaire, il faut réguler $V_{dc}(t)$ puisque la puissance moyenne du côté continu est donnée par :

$$p_c(t) = \frac{V_{dc}^2(t)}{R_{ch}} \quad (IV.1)$$

D'autre part, la référence du courant ***iref(t)***, est fournie par un multiplicateur, est S'exprime par :

$$\dot{i}_{ref}(t) = (V_{dcref}(t) - V_{dc}(t)) / r_{ref} \quad (IV.2)$$

L'amplitude de courant $i(t)$ est imposée par la sortie du régulateur de tension pour adapter la puissance absorbée par le redresseur à la puissance dissipée dans la charge. La limitation de ***Ve*** fixe la valeur maximale du courant alternatif.

• **En boucle ouverte**

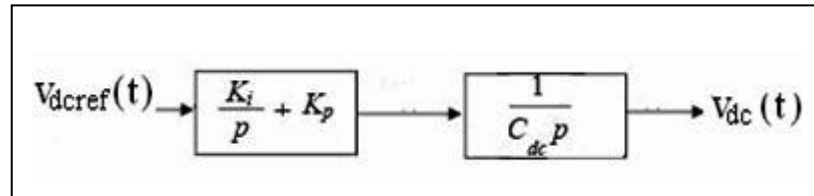


Figure. IV.2. Schémas bloc du régulateur de tension en boucle ouverte

La fonction de transfert du régulateur PI (Proportionnel et Intégral) est donnée par :

$$F_{PI}(p) = K_P + \frac{K_i}{p} = K_f \left(1 + \frac{1}{T_p} \right) \quad (IV.3)$$

De plus, la fonction de transfert en boucle ouverte du régulateur PI associée à la fonction de transfert du côté continu est :

$$[F_{PI}F_{dc}]_{BO} = K_f \left(1 + \frac{1}{T_p} \right) \left(\frac{1}{C_{dc}p} \right) \quad (IV.4)$$

En prenant $T = C_{dc}$, cette fonction de transfert en boucle ouverte se simplifie et se réduit alors à :

$$[F_{PI}F_{dc}]_{BO} = K_f \left(\frac{1+Tp}{T^2 p^2} \right) \quad (IV.5)$$

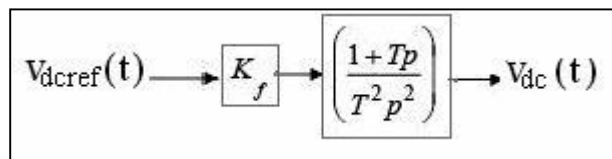


Figure. IV.3. Schémas bloc simplifié

• **En boucle fermée**

On écrit la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$[F_{PI}F_{dc}]_{BF} = \frac{1+Tp}{1+Tp+\frac{T^2}{K_f}p^2} \quad (IV.6)$$

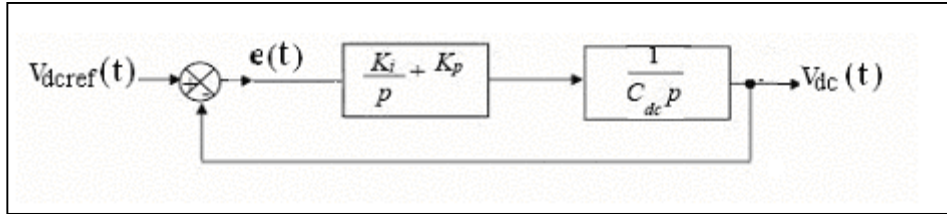


Figure. IV.4. schéma bloc du régulateur de tension en boucle fermée

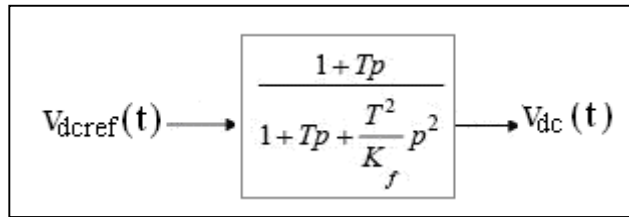


Figure. IV.5. schéma bloc simplifié

Pour une première estimation des paramètres du correcteur, on choisit K_f pour que le système se comporte comme un système du premier ordre. Il suffit donc que $T \gg T^2/K_f$; ce qui est facilement obtenu avec un choix convenable du facteur K_f du correcteur. Les paramètres du correcteur PI sont définis comme suit :

$$K_p = K_f ; K_i = \frac{K_f}{C} \quad (IV.7)$$

IV.2.1.2 Résultats de simulation

Dans le but de valider notre contrôle, nous présentons les résultats de simulation pour :

- mode normal(V_{dcref} et r_{ch} constant)
- Variation brusque de la charge
- Variation de la tension de référence

Les paramètres utilisés durant la simulation sont :

$$T_s = 0.00001s, K_i = 35.24, C = 900 \cdot 10^{-6} F, L_s = 0.006 H, v_{sout} = 120 V,$$

• **Mode normale**

A partir d'un régime établi pour la capacité de filtrage ($V_{dc}=0 V$) et pour les conditions de charge fixées ($r_{ch} = 20 \Omega$), nous avons simulé le schéma bloc de la régulation par logique classique (régulateur PI). Les résultats de simulations montrent qu'après un régime transitoire dû à la charge du condensateur, la tension continue est bien régulée autour de la référence

(voir figure (IV.6.a)). Le courant d'alimentation, d'une forme sinusoïdale est en phase avec la tension du réseau (figure. IV.6.b) et en phase avec le courant de référence figure.(IV.7.c), ce qui minimise la puissance réactive consommée par le redresseur (figure. IV.7.e) et permet de travailler avec un facteur de puissance unitaire (figure. IV.7.d).

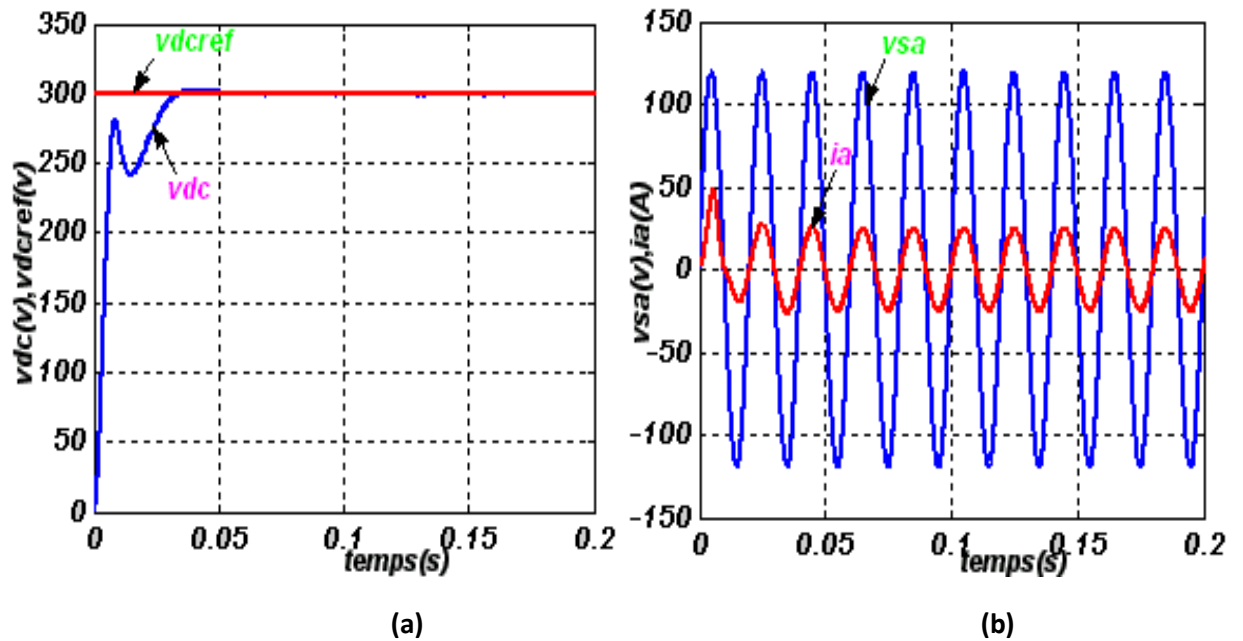


Figure. IV.6. Résultats de simulation fonctionnement normal

- (a): l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence $v_{dc\text{ref}}$,
 b: l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})

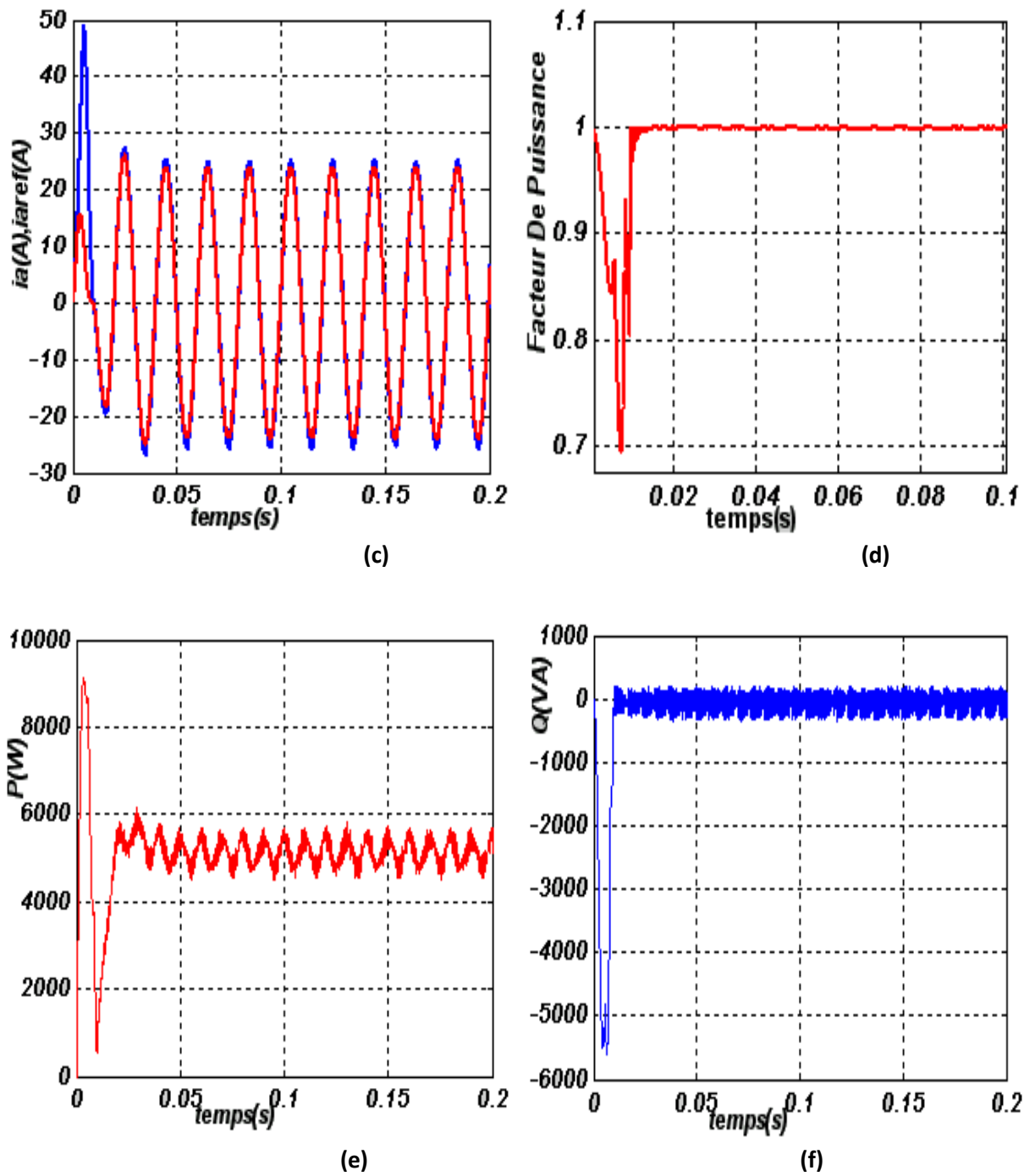


Figure .IV.7. Résultats de simulation fonctionnement normal

(c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{ref} , d: l'allure de facteur puissance, e: l'allure de puissance active, f: l'allure de puissance réactive)

• **Variation de la tension de référence**

La figure (IV.8.a) , montre le comportement du système dans le cas de la variation brusque de la tension de référence V_{dref} de 300 V à 400 V. Après un régime transitoire, la tension suit parfaitement sa référence et sans dépassement, avec la présence des pics de puissance lors de cette variation (figure. IV.9.e). La consommation de la puissance réactive reste nulle lors de cette variation voir (figure. IV.9.f), ce qui permet d'avoir un facteur de puissance unitaire (figure. IV.9.d). L'appel de courant est important à cause de l'augmentation de la tension de référence.

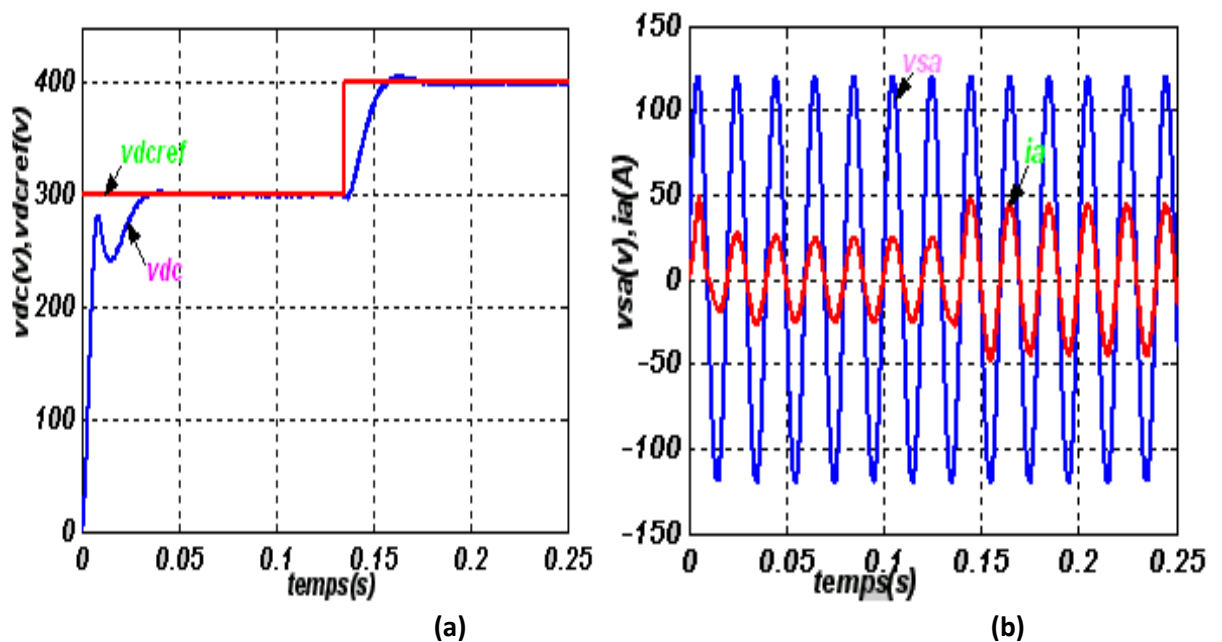


Figure .IV.8. résultats de simulation pour la variation du tension de référence

(a:l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dref} ,

b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})

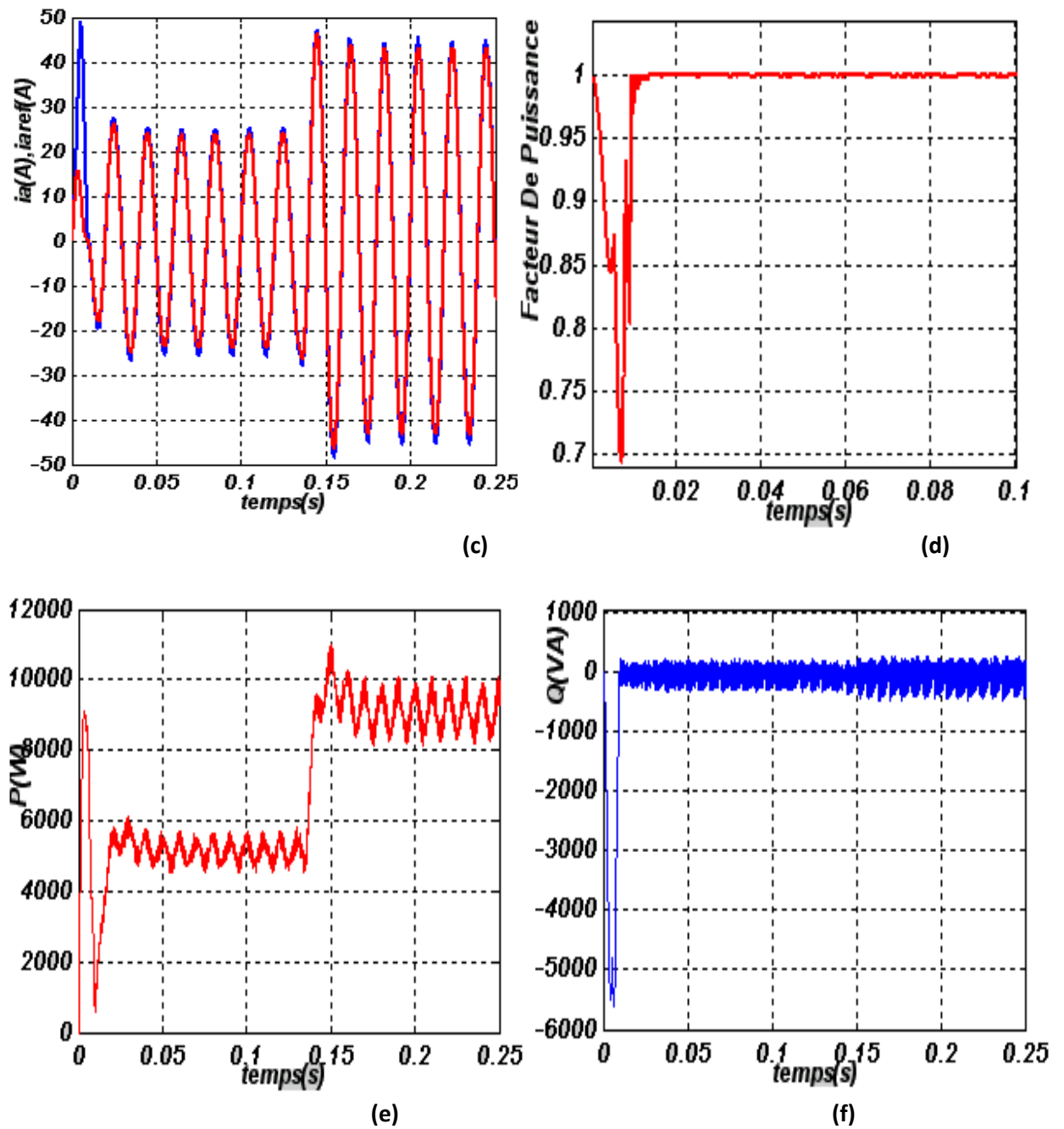


Figure .IV.9. résultats de simulation pour la variation du tension de référence

(c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance ,

e: l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)

• **Variation brusque de la charge**

Pour tester la robustesse du système, nous avons appliqués une variation brusque de la charge à l'instant $t=0.134s$. La figure (IV.10.b), montre que le courant et la tension d'alimentation sont en phase. La tension dans la liaison continue reste constant (figure. IV.10.a) ainsi que le changement rapide du courant de la ligne montre que le système à une très bonne réponse dynamique pour cette variation brusque de la charge.

La puissance réactive n'est pas affectée pendant cette variation brusque de la charge et sa consommation reste presque négligeable. L'appelle de la puissance active a diminuer à partir de cette instants, à cause variation brusque de la charge Les courants de référence et du réseau sont représentés par la figure(IV.10.a) .

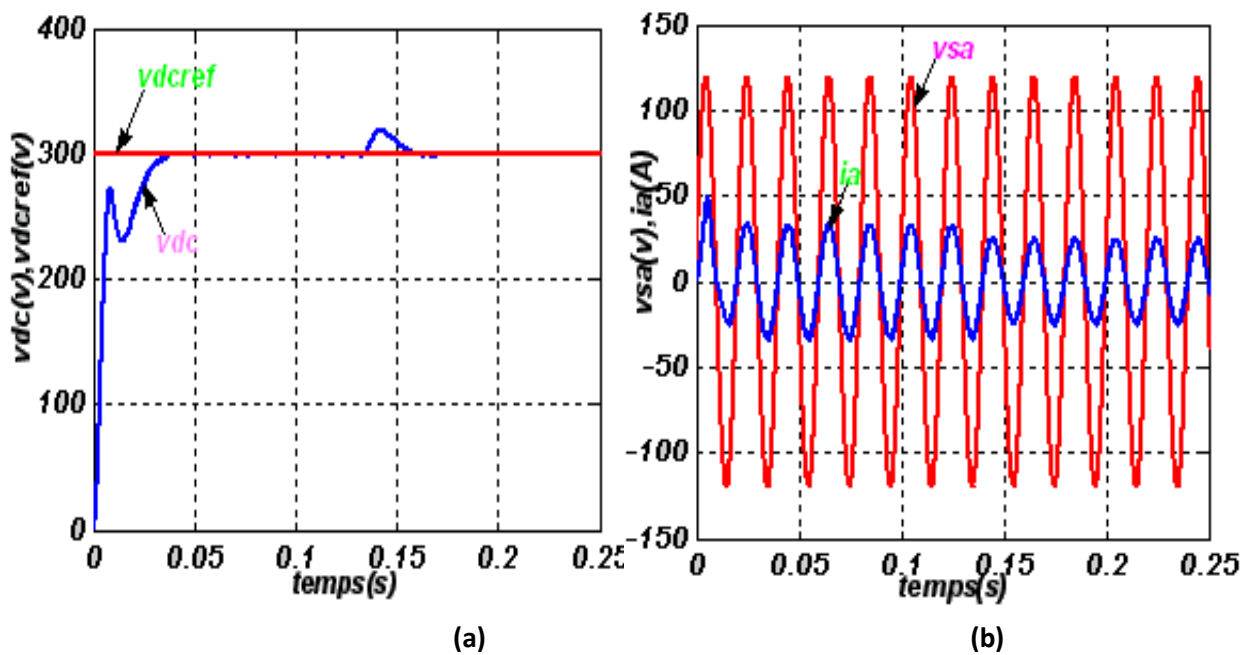


Figure .IV.10. Résultats de simulation pour la variation de la charge

(a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence $v_{dc\text{ref}}$,

b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})

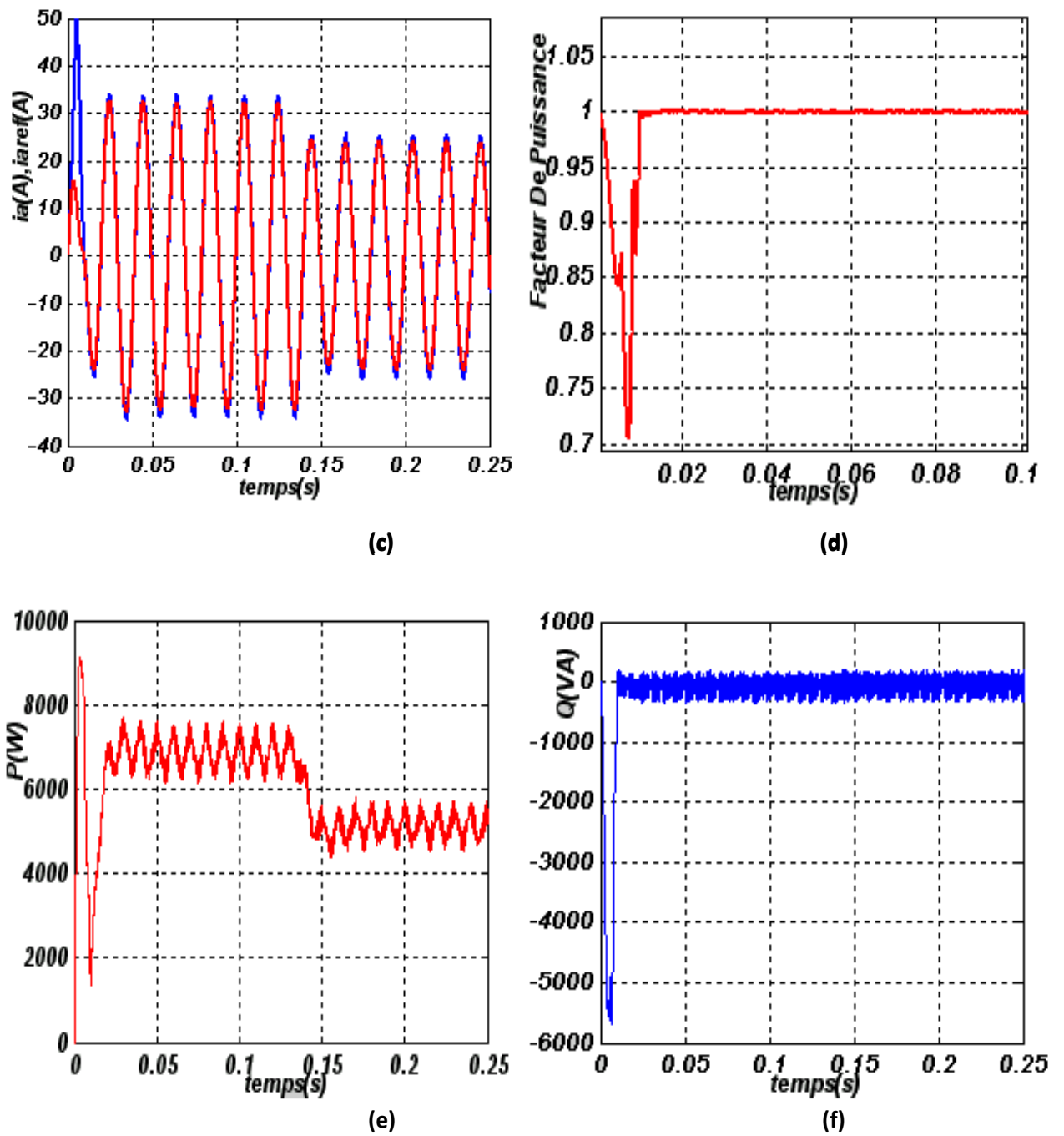


Figure .IV.11. Résultats de simulation pour la variation de la charge

c :l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance ,

e:l'allure de puissance active , f: l'allure de puissance réactive)

IV.2.1.3 Interprétation des Résultats de simulation

Les figures (IV.6.a et b) (IV.8.a et b) (IV.10.a et b) représentent respectivement les l'allures de la tension $V_{dc}(t)$ avec V_{dcref} ainsi que le courant $i_a(t)$ et la tension $v_{sa}(t)$ pour la phase de la source (a).

On constate que la tension du coté continu suit sa référence v_{dcref} lors d'un variation brusque de la charge ou de la tension v_{dcref} .

D'autre part les figures (IV.7.c), (IV.9.c)et (IV.11.c) illustrent le courant $i_a(t)$ et sa référence $i_{aref}(t)$ qui varient selon la variation de la charge et de la tension de référence. les figures (IV.7.d), (IV.9.d)et (IV.11.d) représentent l'allure de facteur de puissance qu'est proche à l'unité.

D'autre part Les figures (IV.7.e,f et j), (IV.9.e,f et j) et(IV.11.e,f et j) montrent respectivement les allures de la puissance active $P(t)$ et réactive $Q(t)$ et leurs comparaison.

On remarque, que:

Le régulateur PI intervient pour rétablir la tension à sa référence lors d'une petite déviation à cause de la variation de la charge, et la variation de la tension de référence. mais l'erreur statique reste nulle.

IV.3 Commande par Mode Glissant

IV.3.1 Principe et structure de la commande

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être éviter en lissant la commande discontinue u . Ceci peut être approché.

En remplaçant la fonction "Signe" par la fonction continue voisine.

$$f(s) = K_c \frac{s}{|s| + \delta} \quad (IV.8)$$

Telle que :

δ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

Lorsque δ tend vers 0, on tend vers la fonction "Signe"

K_C : est un gain positif qui représente l'amplitude de la grandeur de commande

S : est la surface de glissement exprimée par la formule suivante :

$$S = V_{dcref} - V_{dc} \quad (IV.9)$$

La fonction u continue est illustrée sur la figure ci-dessous :

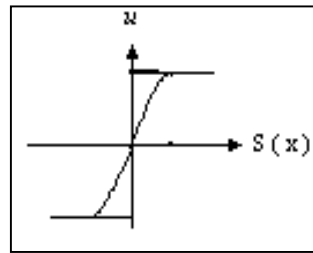


Figure .IV.12. Fonction lisse

IV.3.1.1 Boucle de tension

Pour régler la tension continue a la sortie du convertisseur. On utilise un régulateur Par mode glissant, on obtient le courant i_{ref} suivant:

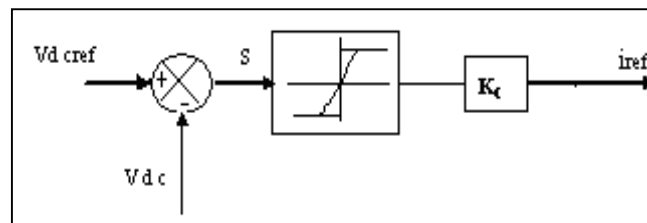


Figure .IV.13. Schéma bloc de régulation de tension

Donc, on remarque que le courant i_{ref} est obtenu à la sortie du RMG à partir de la surface de glissement.

Donc on peut écrire l'équation de i_{ref} comme suit :

$$i_{ref} = f(S) = K_c \frac{S}{|S| + \delta} \quad (IV.10)$$

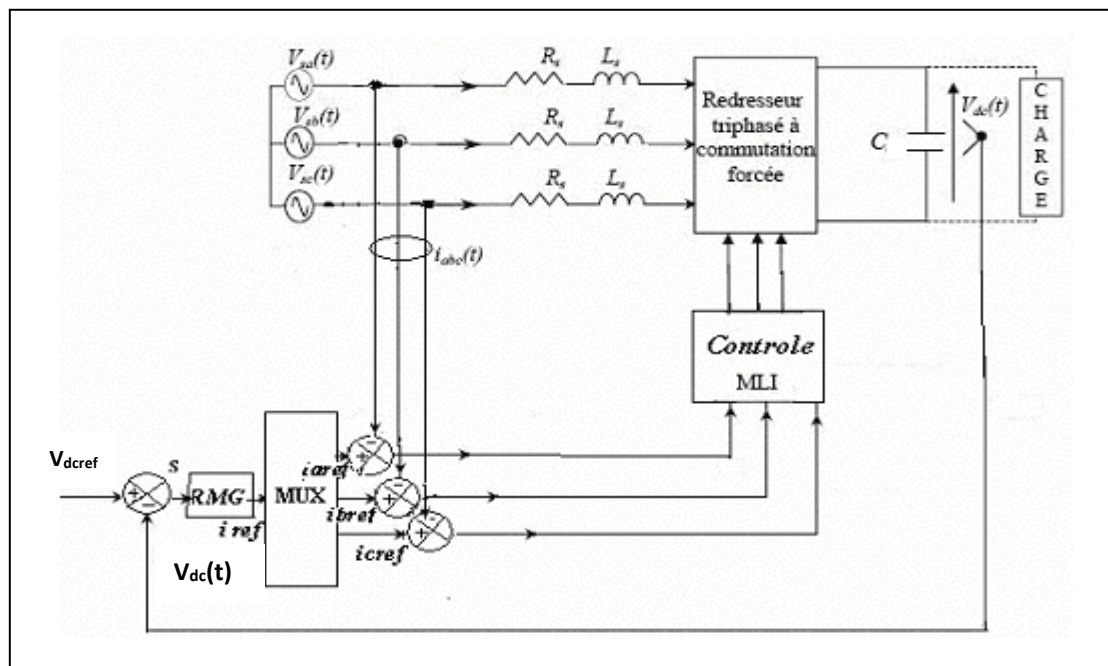


Figure .IV.14. schémas de régulation d'un convertisseur CA/CC par RMG

IV.3.1.2. Détermination le gain K_c

Les courants des phases du convertisseur triphasés ont la même forme que les tensions d'alimentation.

$$\begin{bmatrix} i_{aref} \\ i_{bref} \\ i_{cref} \end{bmatrix} = i_{ref} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

Pour la synthèse d'une loi de commande à structure variable pour la régulation de la tension de sortie , un modèle d'équation simplifié doit être utilisé, or , la puissance de sortie est donnée par

$$P_e = v_{dc} i_c = v_{dc} (i_d - i_m) \quad (IV.12)$$

d'ou

$$c \cdot v_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = v_{dc} \cdot i_d - v_{dc} \cdot i_m \quad (IV.13)$$

Néglignons les pertes dans le convertisseur et les inductances du réseau, l'équation (IV.13) Peut être écrite sous la forme :

$$c \cdot v_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = v_{dc} \cdot i_a + v_{dc} \cdot i_b + v_{dc} \cdot i_c - v_{dc} \cdot i_m \quad (IV.14)$$

Il est supposé que les régulateurs de courant utilisée soient idéaux Donc:

$$i_j = i_{jref}, \quad \text{telle que:} \quad j=a, b, c.$$

Rapportons l'équation (IV.11) dans (IV.14) et considérons que les tensions d'alimentation sont des fonctions sinusoïdales d'amplitude V_m l'équation (IV.15) est obtenue.

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} \left(i \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{v_m^2}{v_{dc}} - i_m \right) \quad (IV.15)$$

A partir de l'équation (IV.9), on a

$$\dot{S} = -v_{dc} \quad (IV.16)$$

Remplaçants (IV.15) dans (IV.16),on obtient :

$$c \cdot \dot{S} = i_m - \frac{3}{2} \cdot \frac{v_m^2}{v_{dc}} \cdot i \quad (IV.17)$$

Selon la fonction de lyaponov ,et a partir des équations (IV.13) et (IV.14) et (IV.10)

Le gain K_c est donné par :

$$K_c \geq \max \left| \frac{2}{3} \frac{v_{dc}}{v_m^2} \cdot i_m \right| \quad (\text{IV.18})$$

IV.3.2 Résultats de simulation

A partir d'un régime établi pour la capacité de filtrage ($V_{dc} = 300 \text{ V}$) et pour les conditions de charge fixées ($r_{ch} = 20 \Omega$) et une période d'échantillonnage $T_s = 0.00001 \text{ s}$ nous avons simulé le schéma bloc de la régulation par mode glissant ainsi obtenu.

Pour évaluer la robustesse de la régulation on a effectué les mêmes tests présentés dans la section précédente, on a trouvé les résultats suivants :

• Mode normal

Les résultats de simulations concernant le mode de fonctionnement normal sont donnés par les figures (IV.15), (IV.16), (IV.17), l'allure de la tension de sortie V_{dc} du redresseur est bien contrôlée autour de sa référence après un régime transitoire. Les courants de références pour chaque ligne sont en phase avec les tensions d'alimentation (figure. IV.15.a), ce qui minimise la puissance réactive consommée par le redresseur (figure (IV.17.f) et permet de travailler avec un facteur de déplacement unitaire (figure. IV.16.d).

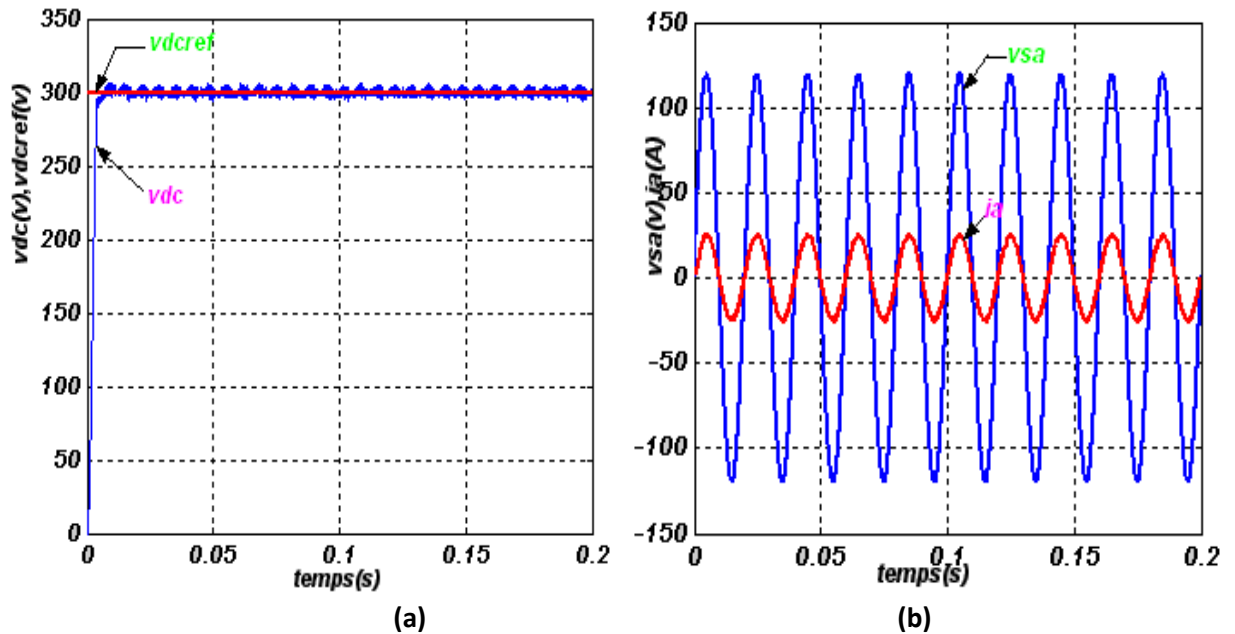


Figure .IV.15. Résultats de simulation fonction normale

(a): l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dc_ref} ,

b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})

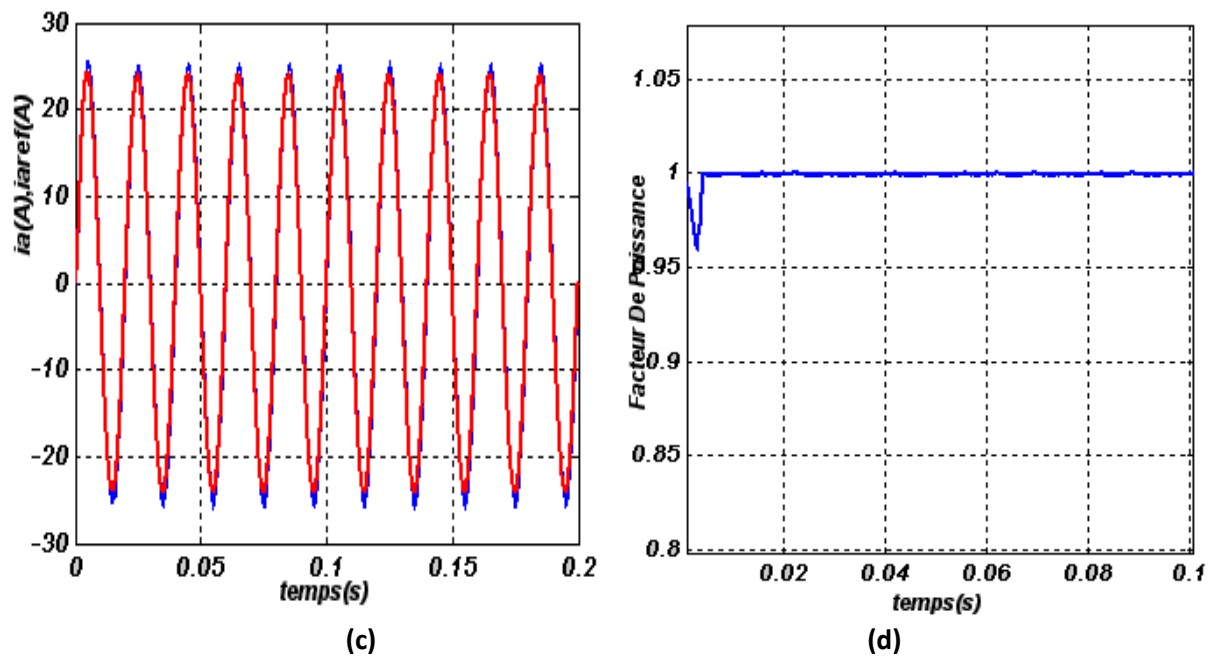


Figure .IV.16. Résultats de simulation pour une charge et tension de référence constantes

c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} ,d: l'allure de facteur puissance

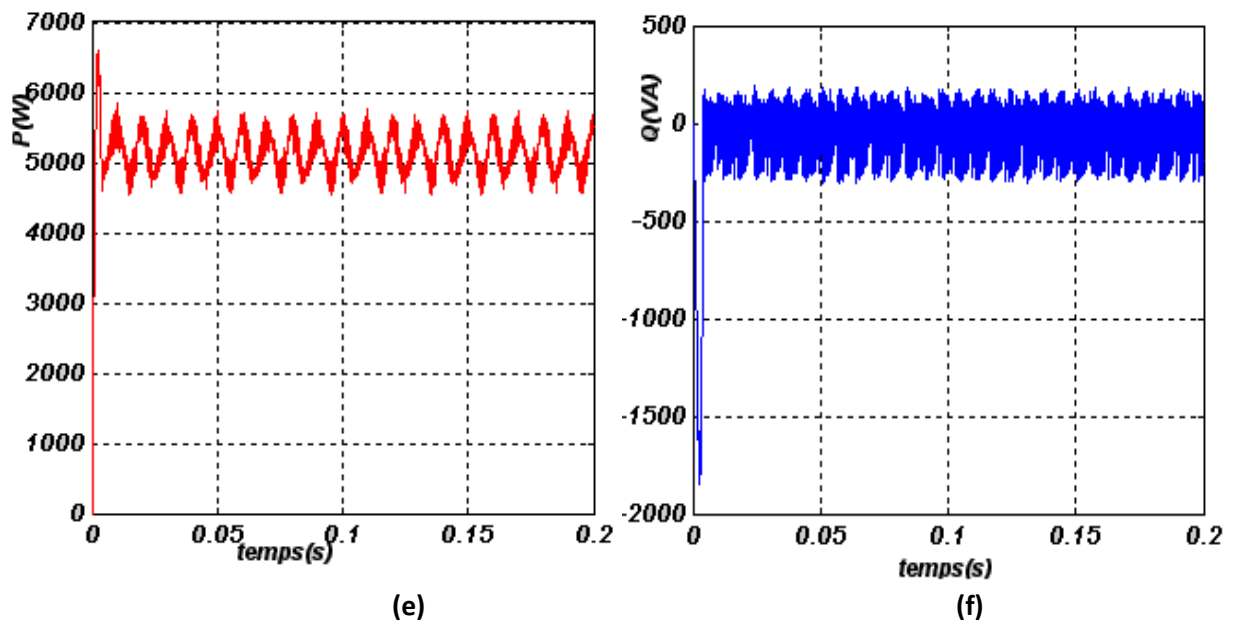


Figure .IV.17. Résultats de simulation pour une charge et tension de référence constantes

e: l'allure de puissance active f: l'allure de puissance réactive

• Variation de la tension de référence

La figure (IV.18.a), montre le comportement du système dans le cas de la variation brusque de la tension de référence V_{cref} de 300 V à 400V. Après un régime transitoire, la tension suit parfaitement sa référence et sans dépassement, avec la présence des piques de puissance lors de cette variation (figure. IV.19.c). La consommation de la puissance réactive reste nulle lors de cette variation voir figure (IV.19.f), ce qui permet d'avoir un facteur de puissance unitaire (figure. IV.19.d). L'appel de courant est important à cause de l'augmentation de la tension de référence.

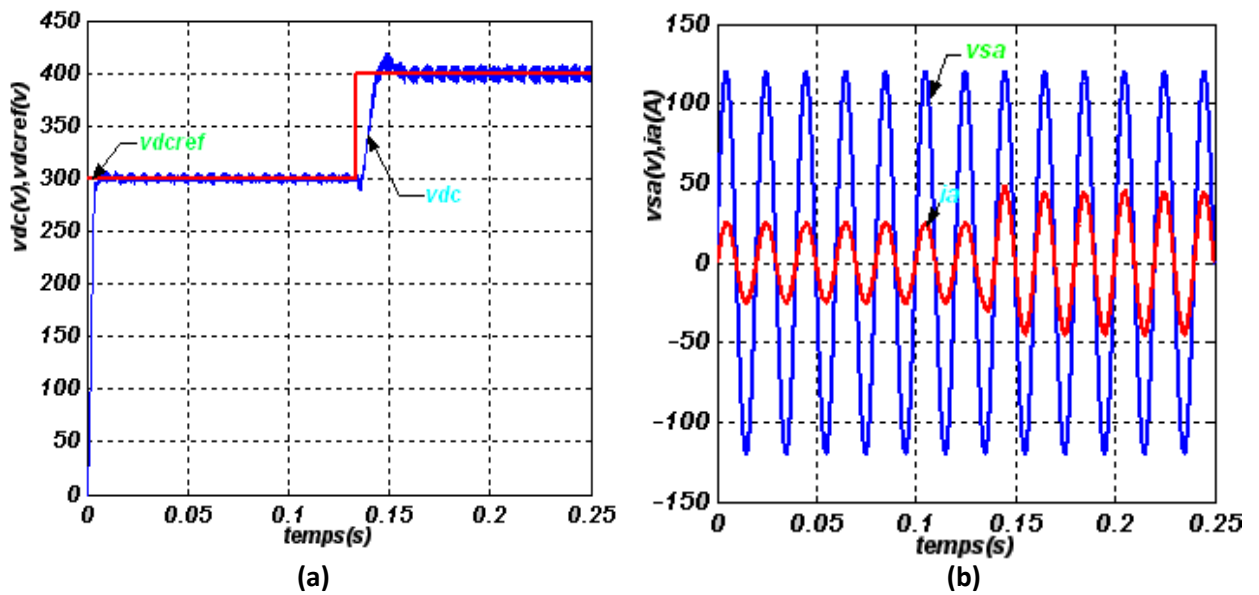
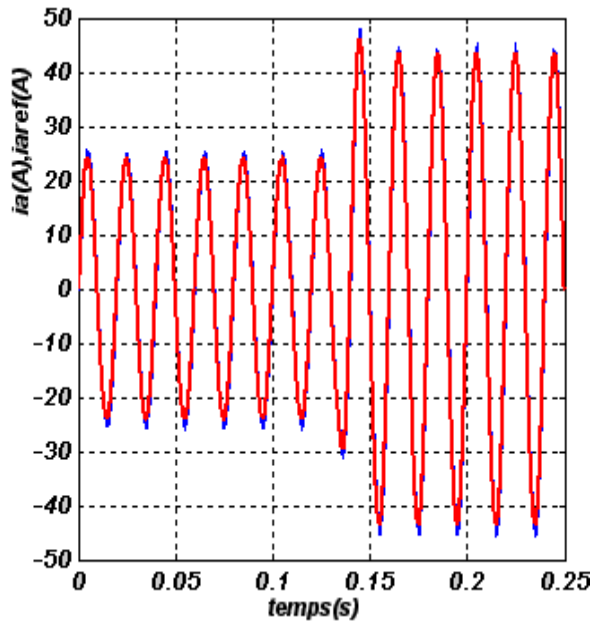
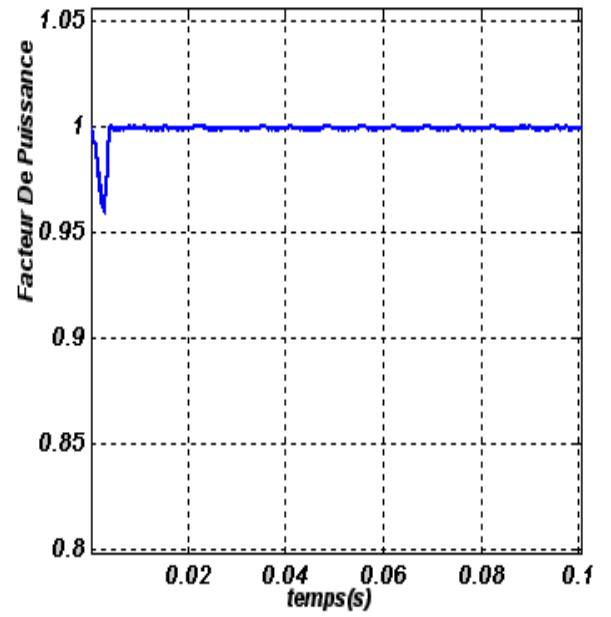


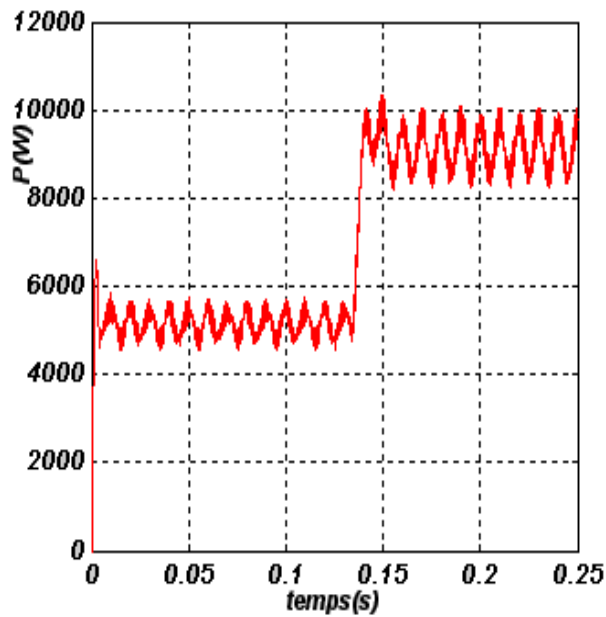
Figure .IV.18. Résultats de simulation pour la variation du tension de référence(a:l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence v_{dc_ref} , b:l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa}



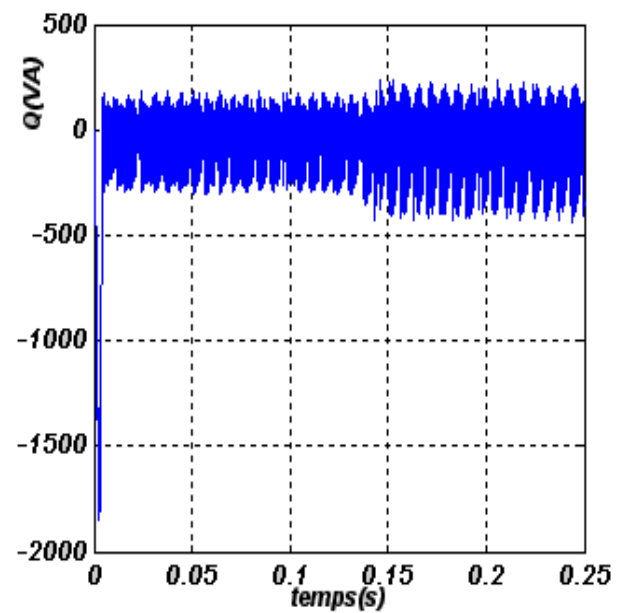
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure .IV.19. Résultats de simulation pour la variation du tension de référence

(c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{a_ref} , d: l'allure de facteur puissance,
e: l'allure de puissance active, f: l'allure de puissance réactive)

• Variation brusque de la charge

Pour tester la robustesse du système, nous avons appliqués une variation brusque de la charge à l'instant $t=0.134s$. La figure (IV.20.a), montre que le courant et la tension d'alimentation sont en phase. La tension dans la liaison continue reste presque constant (figure. IV.20.b) ainsi que le changement rapide du courant de la ligne montre que le système à une bonne réponse dynamique pour cette variation brusque de la charge.

La puissance réactive n'est pas affectée pendant cette une Variation brusque de la charge à l'instant $t=0.134s$. (voir la figure (IV.21.f) sa consommation reste presque négligeable. L'appelle de la puissance active a diminuer à partir de cette instants, à cause variation brusque de la charge (de $r_{ch}=20\Omega$ à $r_{ch}=15\Omega$) (voir la figure IV.21.e).

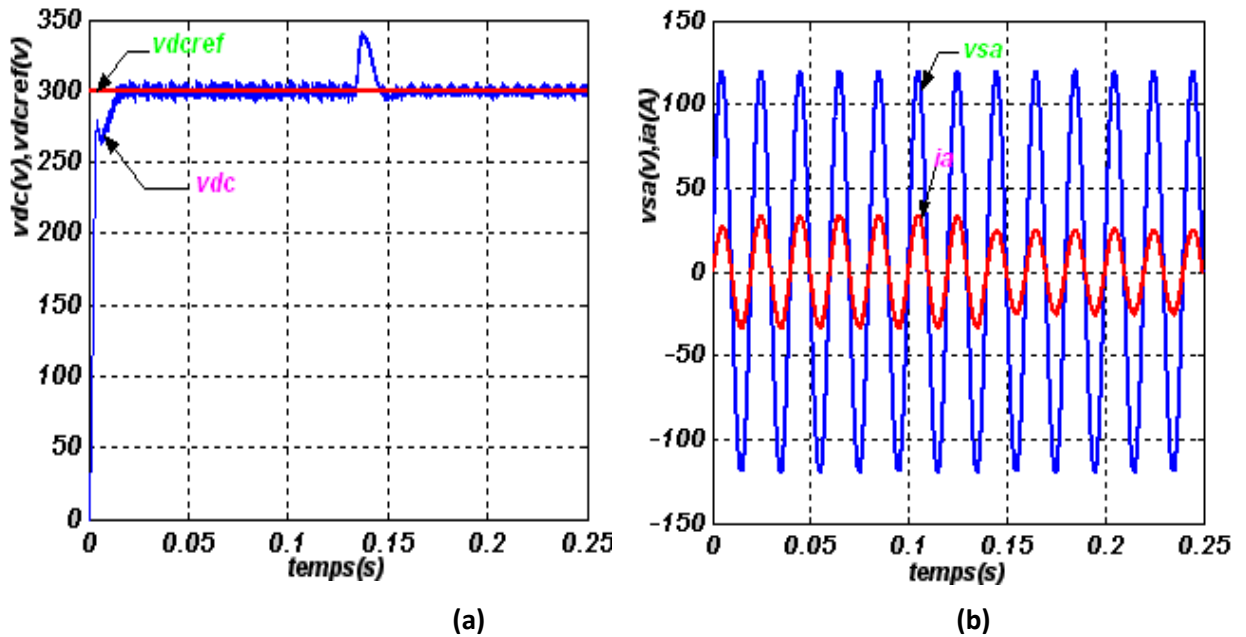


Figure .IV.20. Résultats de simulation pour la variation de la charge

(a: l'allure de la tension v_{dc} et celui de le référence $v_{dc_{ref}}$,

b: l'allure de courant i_a et la tension de source v_{sa})

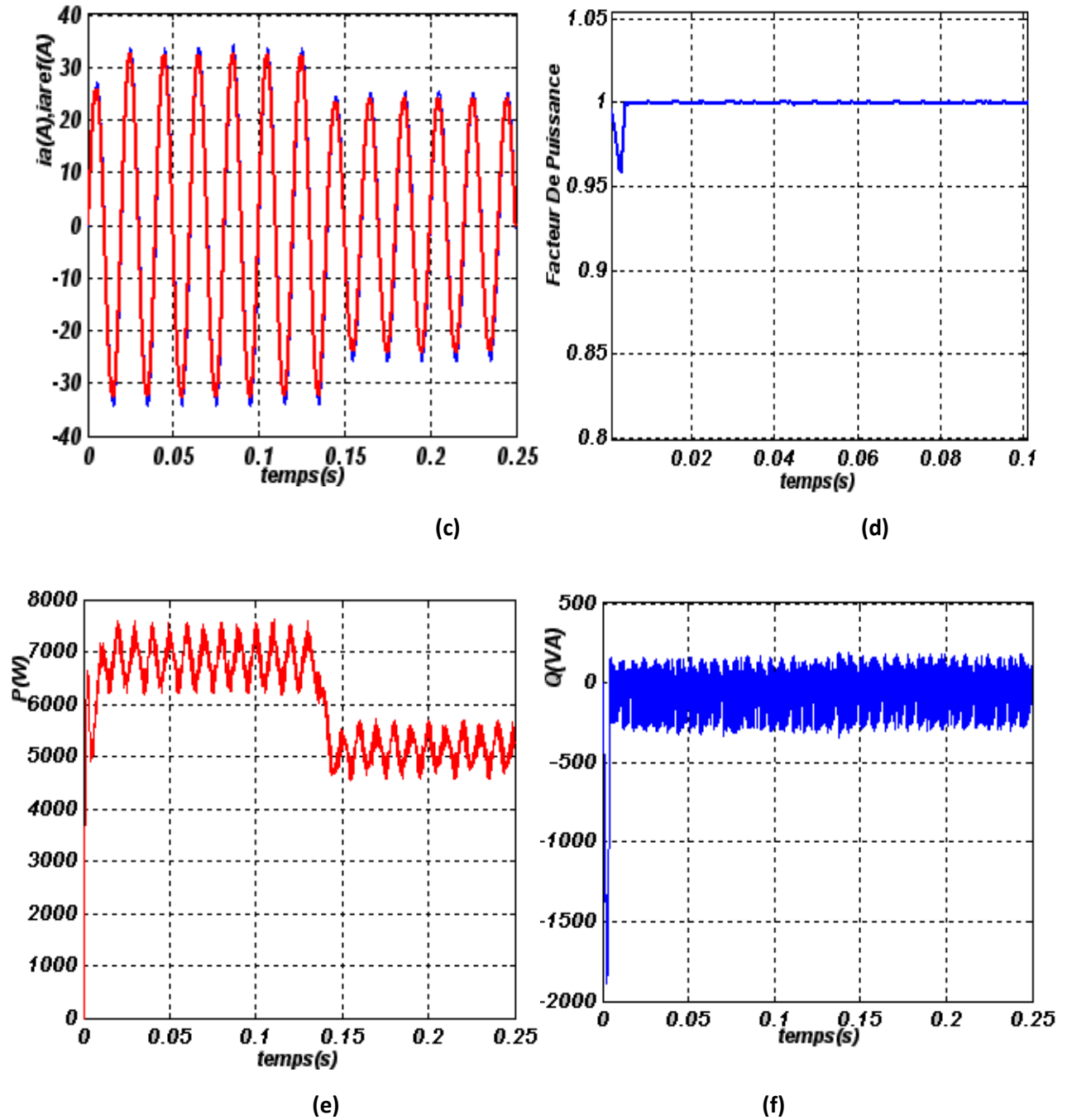


Figure .IV.21. Résultats de simulation pour la variation de la charge

c: l'allure de courant i_a et celui de le référence i_{aref} , d: l'allure de facteur puissance ,

e: l'allure de puissance active, f: l'allure de puissance réactive)

IV.4 Comparaison entre les deux techniques de commande

Dans cette section nous avons établi une comparaison entre les résultats de simulation des deux techniques de commande (par régulateur PI et par mode glissant).

Enfin on tirant les allures de la tension de sortie et de facteur de puissance pour chaque technique .

▪ V_{cref} et r_{ch} constantes:

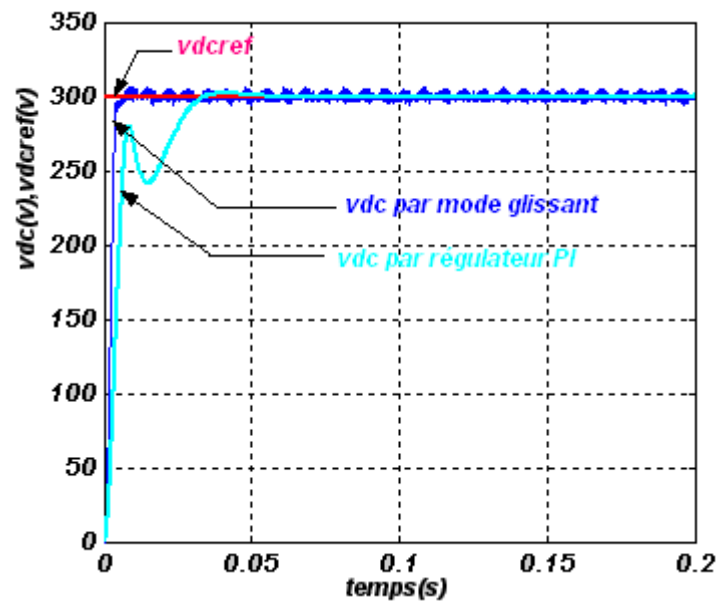


Figure .IV.22. Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour une fonction normale

▪ Variation brusque de la tension de référence:

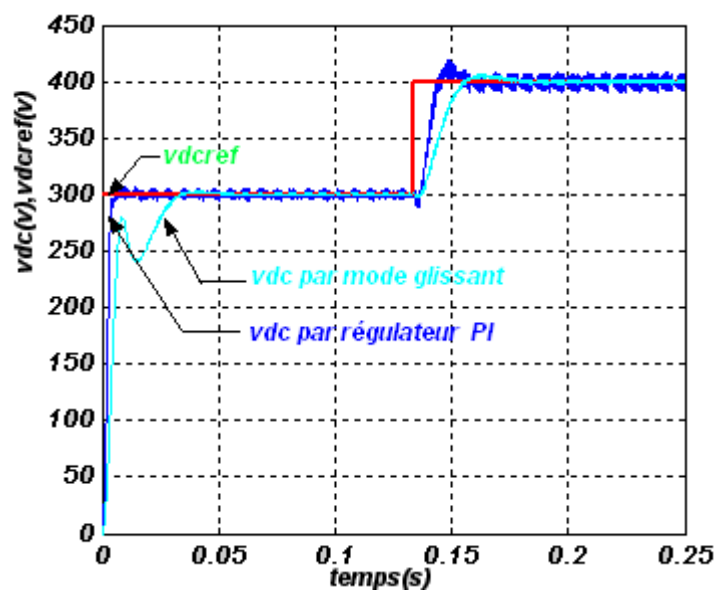


Figure .IV.23. Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour la variation brusque du tension

▪ Variation brusque de la charge:

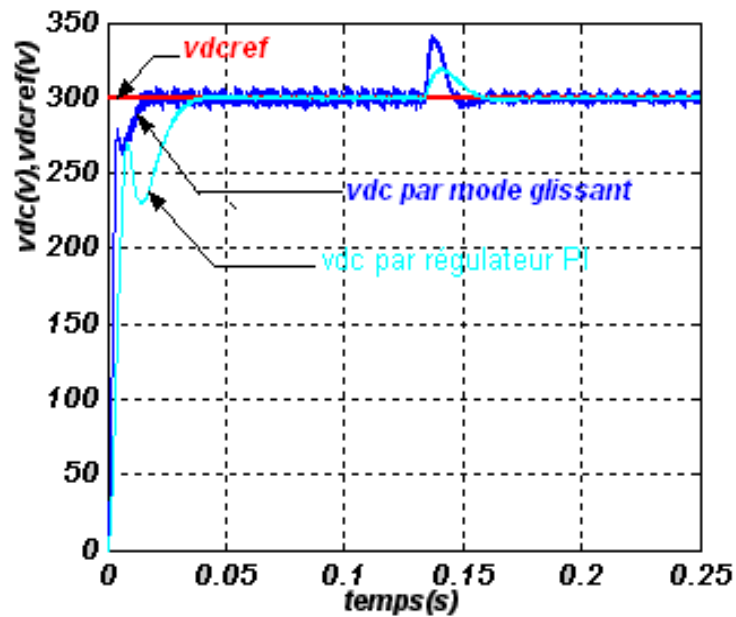


Figure .IV.24. Résultats de simulation d'une comparaison entre les deux techniques pour la variation brusque de la charge

▪ le facteur de puissance:

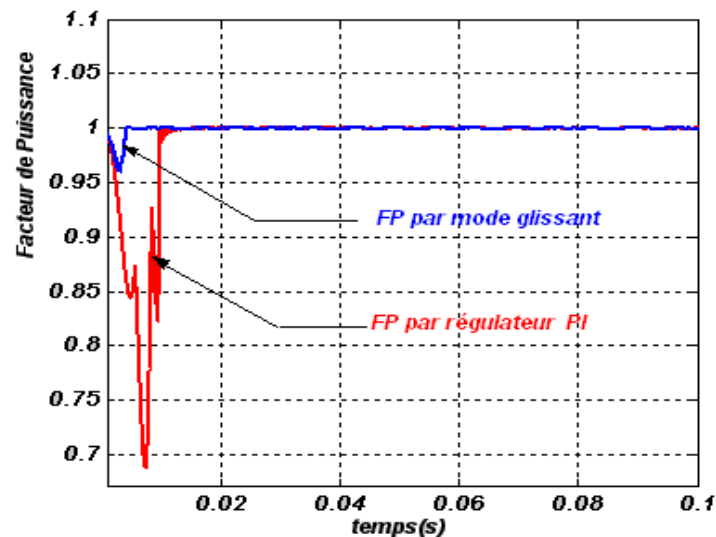


Figure .IV.25. résultats des simulations de d'une comparaison de facteur de puissance entre les deux techniques

D'après les résultats de simulation on remarque que :

La commande par mode glissant implantée sur un convertisseur statique CA/CC donne des résultats dynamiques en nette amélioration par rapport aux commandes classiques de types PI, par contre la commande par le régulateur PI donne des résultats en régime statiques plus performant que l'autre, coté de tension, mais le facteur de puissance égale à l'unité pour les deux régulateurs avec une certaine fluctuation en régime transitoire.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche concernant la commande des convertisseurs AC-DC à MLI (redresseurs triphasés à commutation forcée) permettant d'avoir un facteur de puissance proche de l'unité. La stratégie de commande utilisée est basée sur:

un réglage par un régulateur **PI** de la tension de l'étage continu et une commande à MLI à hystérésis pour contrôler la phase et l'amplitude des courants du réseau d'alimentation. Les résultats de simulation montrent que cette stratégie de contrôle donne de bonnes performances, en terme de réglage de la tension de l'étage continu et de correction du facteur de puissance.

un réglage par mode glissant présenté dans la deuxième partie de ce chapitre permet à partir d'une erreur de tension ($e = V_{dc\text{ref}} - V_{dc}(t)$), d'estimer la tension de référence ou de commande. le régulateur par mode de glissement est appliqué à la commande du redresseur triphasé à commutation forcée. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures (VI.15),(VI.18) et (VI.20). en examinant ces courbes, on note que la tension V_{dc} s'établit rapidement à sa référence pour une charge constante, avec une petite déviation aux premier instant de la variation de la charge ou de la tension du référence grâce à l'introduction du régulateur par mode glissant.

Conclusion générale

Le premier chapitre est consacré à l'étude du convertisseur CA/CC ainsi que son modèle mathématique.

Dans le deuxième chapitre on a décrit le principe de correcteur et synthèse du régulateur.

Dans le troisième chapitre on a décrit le principe de base de la commande à structure variable par mode glissant.

Le quatrième chapitre nous a permis d'aborder la régulation de la tension à la sortie du convertisseur CA/CC avec les deux techniques de contrôle.

Dans ce travail, nous avons étudié un problème sérieux qui est la pollution du réseau électrique causée par les convertisseurs côté réseau. Pour ce faire, nous avons relié le système à travers un redresseur commandé à absorption sinusoïdale dont le but est d'avoir des courants sinusoïdaux à l'entrée en contrôlant les courants de phases par hystérésis autour des courants de références. Ces courants de références fixés en phase avec les tensions d'alimentation pour avoir un facteur de déplacement unitaire. L'amplitude de ces courants est générée par une boucle extérieure introduite pour réguler la tension continue aux bornes de la capacité de filtrage.

Dans la boucle de régulation de la tension, on a utilisé deux stratégies de contrôles, à logique classique et à mode glissant. Après la conception des régulateurs et dans le but de valider notre régulation on a effectué plusieurs essais.

Les résultats de simulation obtenus, montrent l'efficacité des techniques appliqués dans notre système, ce qui nous a permis de bien réguler la tension à la sortie du convertisseur, de réduire la consommation de la puissance réactive et d'assurer un déphasage presque nul entre le courant et la tension d'alimentation. A la fin il faut noter que la réponse obtenue du système avec PI est légèrement robuste par rapport à celle de la commande avec RMG.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] Guedidi.Y “commande par mode glissant d'un onduleur alimentant une machine synchrone a aimants ” mémoire d'ingénieras Biskra, 2000
- [2] Maurice FADEL,Thierry MEYNARD, "Modélisation et commande des convertisseurs statiques "Revue Internationale de Génie Electrique, vol.1, N°3, pp 393- 415, Septembre98
- [3] birame.M'Hamed, “Commande floue d'un convertisseur AC/DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC/DC double étage alimentant un système de biberonage par super capacités d'un véhicule électrique ” mémoire de Magister, Batna, 2003.
- [4] Honoré Balzac, "Introduction au redressement monophasé non commandé", Physiologie du mariage.
- [5] Université de Savoie " Licence EEA Module U6 Energie et convertisseurs d'énergie "
- [6] A.Saiad,“Commande à structure variable d'un système d'entraînement asynchrone ” Thèse de Magister, Batna, 2001.
- [7] D. DUBOIS , ”Asservissement et régulation analogique, Synthèse des correcteurs", cours 8.
- [8] D. DUBOIS , ”Asservissement et régulation analogique, Etude des correcteurs", cours 9.
- [9] Pascal CLERC, "Automatique continue et échantillonnée" , Masson Paris , septembre 1996.
- [10] Triki.A, Youcef.G “Minimisation du chattering dans le contrôle par mode glissant application à la machine à induction ”Thèse d'ingénieras Biskra, 2003.