

18/99

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Département d'Automatique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Automatique

Thème

*Etude et commande d'une Structure minimale de conversion
Directe Alternative-Alternative*

Proposé et dirigé par :

Mr E.M.Berkouk
Mr F.Boudjema

Etudié par :

K.Talamali
F.Nafa

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Département d'Automatique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Automatique

Thème

*Etude et commande d'une Structure minimale de conversion
Directe Alternative-Alternative*

Proposé et dirigé par :

Mr E.M.Berkouk
Mr F.Boudjema

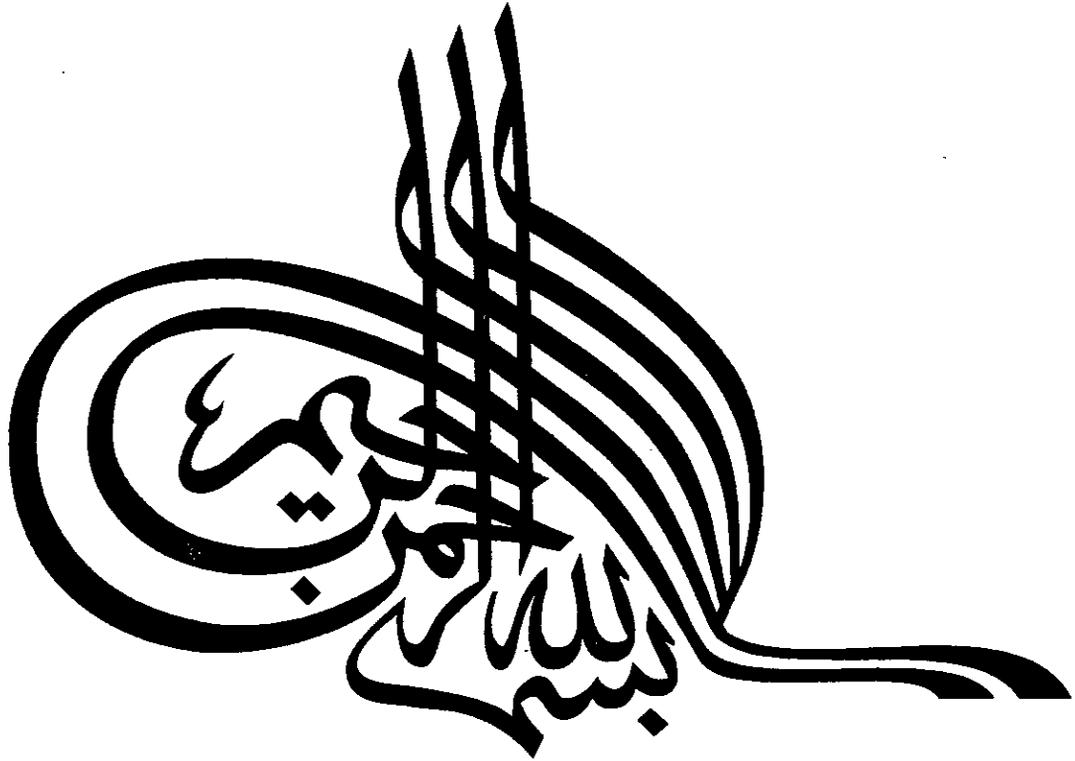
Etudié par :

K.Talamali
F.Nafa

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique



في هذا العمل نقوم بدراسة و ضبط بنية كهربائية جديدة احادية الطور ذات مستويين تسمح بالتحويل المباشر للتيار الكهربائي من المتناوب إلى المتناوب . بإستعمال خوارزميات متعددة خطية ولاخطية تسمح لنا هاته البنية بالحصول على تيار حمل متناوب ذو تواتر وسعة قابلتين للضبط إنطلاقا من منبع كهربائي ذو تواتر معلوم وثابت إضافة إلى معامل إستطاعة أحادي. كلمات مساعدة :محول مباشر ، متناوب-متناوب ،جهاز ضبط تناسبي تكاملي ،نموذج منزلق،حلقة الرجوع الخطية ، نظرية ليابونوف،الضبط بواسطة عروة التباطؤ المغناطسي.

Résumé

Ce mémoire décrit la conception et la commande d'un nouveau convertisseur direct AC-AC de monophasé . Les algorithmes d'asservissement proposés permet à la stuuure de conversion proposée d'avoir un courant de charge à fréquence et amplitude réglable à partir d'un réseau de fréquence fixe, avec une absorption sinusoïdale coté réseau et facteur de puissance unitaire.

Mots clés: conversion, direct, monophasé, AC-AC, MLI, régulateur PI, linéarisation par bouclage, modes glissant,hystérésis, boucle de courant, boucle de tension.

Abstract

In this work we present the design and the contol of a new AC-AC converter. The différent control algorithms proposed permit this direct convert to have current load of a controllable frequency and amplitude from a source of a fixed frequenc,with a sinusoidal absorption side source and unit power factor.

Keywords: converter, direct, AC-AC, pulse width modulation, PI regulator,feed back linaerisation, sliding mode,hysteresis,tension feed, current feed.

REMERCIEMENTS



Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation trouvent en ce modeste travail le témoignage de notre profonde et sincère gratitude et l'expression de notre vive amitié.

On tient particulièrement à assurer Mrs E.M.Berkouk et F.Boudjema de toute notre reconnaissance pour les conseils qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer tout au long de la réalisation de cette thèse.

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance, sans oublier tout le personnel de la bibliothèque.

Nos remerciements vont également à nos collègues et amis de la promotion.

Dédicace



A la mémoire de mon Père,

à ma très chère Mère,

à mon frère Kamel mon exemple dans la vie, et à sa petite

famille,

à ma tendre sœur Safia, et à sa petite famille,

à mon frère Mourad, si loin dans l'espace, si près du cœur,

à ma douce et gentille sœur Rafika,

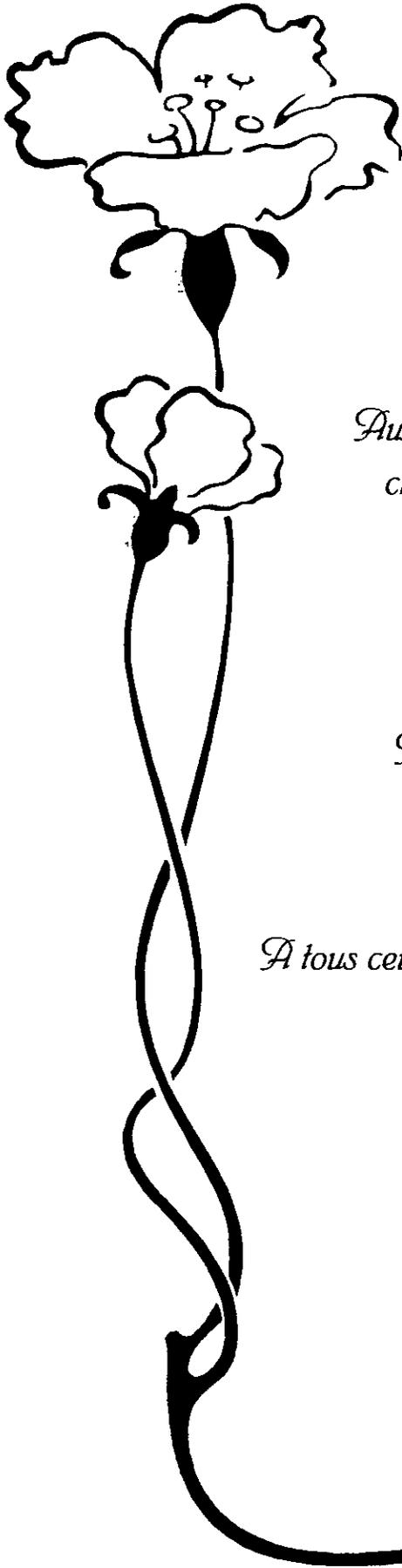
à mon frère Habib, le plus petit dans la fratrie, le plus grand

dans la générosité,

à tous ceux qui m'aiment et qui me supportent,

je dédie ce travail.

Karim



Dédicace

Je dédie ce modeste travail,

*Aux êtres les plus tendres à mes yeux et les plus
chers à mon cœur, à qui je dois énormément
et que je ne remerciais jamais assez :*

Mes parents.

A mes frères, Abelaziz, Tarik, et Abcène.

A Toute la famille NAFA.

A tous ceux que j'aime, de près ou de loin.

Fare's.

Sommaire



Introduction générale

CHAPITRE I Modélisation du convertisseur direct AC-AC monophasé.

I.1 Introduction	1
I.1 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé	1
I.2 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé	3
I.2.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	3
I.2.2 Fonction de conversion	3
I.2.3 Fonction de commutation	3
I.2.4 Modèle de commande du convertisseur AC-AC direct monophasé	4
I.2.4.1 Fonction de conversion	4
I.2.4.2 Fonction génératrice et modèle de commande	6
I.3 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et à sa charge	9
I.4 Découplage	11
I.5 Modèle des boucles de tension et de courant	13
I.5.1 Modèle de la boucle de tension	13
I.5.2 Modèle de la boucle de courant de charge	14
I.5.3 Modèle de la boucle de courant du réseau	15
I.6 Conclusion	16

CHAPITRE II Stratégie de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

II.1 Introduction	17
II.2 Etude de la boucle de tension	17
II.2.1 Réglage classique échantillonné	18
II.2.2 Dimensionnement du régulateur	20
II.2.3 Validation du réglage	20
II.3 Réglage en utilisant le théorème de stabilité de Lyapunov	20
II.3.1 Rappel sur la théorie de Lyapunov	20

II.3.2 Application du théorème de Lyapunov pour la synthèse de la commande de la boucle de tension	21
II.3.3 Validation du réglage	22
II.4 Etude de la boucle de courant de charge	22
II.4.1 Réglage classique échantillonné de la boucle de courant de charge	23
II.4.2 Réglage de la boucle de courant de charge en utilisant le théorème de Lyapunov	24
II.4.3 Réglage du courant de charge en utilisant la linéarisation par bouclage	25
II.4.3.1 Introduction	25
II.4.3.2 Linéarisation par bouclage et forme canonique	26
II.4.3.3 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant de charge	27
II.5 Réglage de la boucle de courant de charge par les modes glissants	28
II.5.1 Rappel sur les modes glissants	28
II.5.2 Application du réglage par modes glissants à la boucle de courant de charge	34
II.6 Etude de la boucle du courant de réseau	35
II.6.1 Réglage classique échantillonné de la boucle de courant du réseau	35
II.6.2 Réglage de la boucle de courant du réseau en utilisant le théorème de la stabilité de Lyapunov	37
II.6.3 Réglage de la boucle de courant du réseau avec la linéarisation par bouclage	38
II.6.4 Réglage de la boucle de courant du réseau par modes glissants	38
II.7 commande par hystérésis de courants	39
II.8 Commande des interrupteurs du convertisseur direct AC-AC monophasé	42
II.9 Conclusion	42

CHAPITRE III Etude des performances des algorithmes de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé.

III.1 Introduction	43
III.2 Validation des lois de commande	43
III.2.1 Cas 1	43
III.2.2 Cas 2	46
III.2.3 Cas 3	49

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des composants de l'électronique de puissance apporte des solutions aux problèmes de conversion de l'énergie électrique de plus en plus performantes.

Mettant en œuvre des commutations d'interrupteurs statiques, les convertisseurs sont naturellement source de nombreuses perturbations.

Ces perturbations se voient dans la dégradation du facteur de puissance, et la génération de courants non sinusoïdaux et riches en harmoniques.

Les progrès réalisés dans les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, ont conduit à de nouvelles structures.

Dans un premier temps, les convertisseurs AC-DC commandés en modulation de largeurs d'impulsions ont permis de contrôler le facteur de puissance et une partie des perturbations harmoniques.

Actuellement, des dispositifs de filtrage actifs sont étudiés afin d'apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques.

Ces solutions ne sont pas très économiques à cause des éléments réactifs de forte puissances mis en jeu.

Des solutions faisant la combinaison entre les techniques de commande automatiques et une commande des convertisseurs en modulation de largeurs d'impulsions réduisent considérablement les perturbations harmoniques et assurent un facteur de puissance unitaire [1],[6]

Dans le présent travail, on fait l'étude et la commande d'une structure minimale de conversion AC-AC directe monophasée. Cette nouvelle structure permet d'alimenter des charges monophasées avec un courant réglable en amplitude et en fréquence, et un facteur de puissance unitaire côté réseau.

La commande de cette structure se fait par des techniques de réglage automatique associée à une commande du convertisseur en modulation de largeurs d'impulsions MLI.

La modélisation de la structure est détaillée dans le chapitre (I). Trois boucles de commande sont ressorties en vue de l'asservissement de la structure.

Dans le chapitre (II), différents algorithmes de commande de ces boucles sont développés.

Le chapitre (III) sera consacré à l'étude des performances des algorithmes de commande synthétisés dans le deuxième chapitre.

Un dernier chapitre présente une amélioration du réglage en introduisant un pont dit de 'Clamping' dans la structure étudiée.

Enfin, une conclusion générale clôturera cette étude.

Chapitre 7

Modélisation du convertisseur direct AC-AC monophasé

Introduction

La structure étudiée dans ce mémoire a la double tâche suivante :

- 1- Redresseur: le montage redresseur consiste à convertir la tension alternative du réseau en une tension continue.
- 2- Onduleur : le montage onduleur a pour objectif l'obtention d'un courant alternatif qui alimente la charge. Dans ce cas aussi, la technique de modulation de largeurs d'impulsions est employée dans la commande du convertisseur.

La conversion d'énergie ainsi réalisée peut être définie comme une ondulation de la puissance transitant par un groupement d'interrupteurs. Cette modulation résulte du produit d'une *fonction spatiale de connexion* par une *fonction temporelle de commande*.

La fonction conversion qui en résulte dépend du choix des interrupteurs, de leurs assemblages et de la manière de les contrôler.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les modèles de connaissance et celui de commande relatifs au système étudié.

II.1 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé

Le système étudié est un convertisseur direct AC-AC monophasé.

A travers ses deux bras, ce convertisseur assure les deux fonctions suivantes :

- La fonction redressement courant-tension via le bras (1) qui comporte deux interrupteurs complémentaires T_{10} et T_{11} qui fonctionnent en mode commandable comme on le verra dans la section qui suit.
- Interrupteurs complémentaires K_{10} et K_{11} qui fonctionnent comme ceux de la fonction ondulation tension-courant à travers le bras (2) qui comporte deux redresseurs en mode commandable.

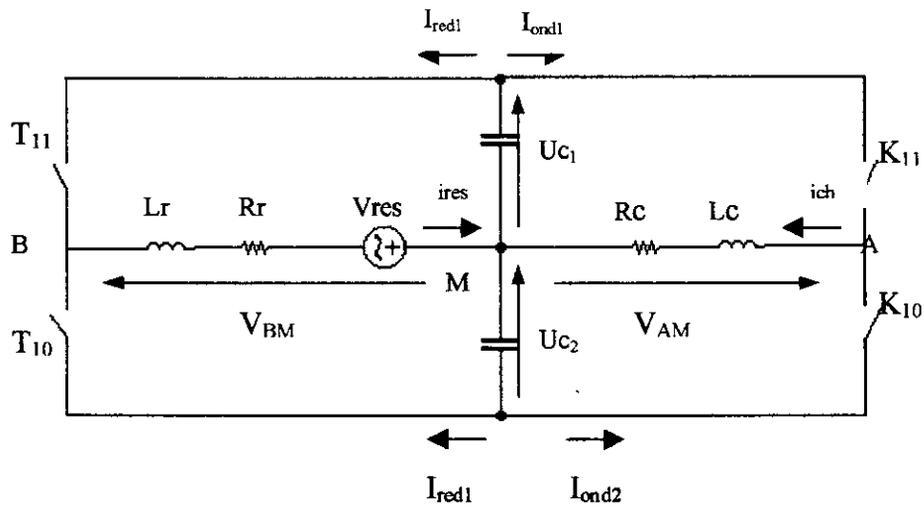


Figure. (I-1) : convertisseur direct AC-AC monophasé.

La figure (I-1) représente la représentation matérielle du nouveau convertisseur étudié. Il est constitué par l'entrée $V_{res}(t)$, la source de sortie à point milieu $U_{c1}(t)$, $U_{c2}(t)$, le filtre d'entrée L_r et R_r et celui de sortie L_c et R_c , la charge et enfin les interrupteurs T_{10} , T_{11} , K_{10} , et K_{11} .

Les paires d'interrupteurs (T_{10} - T_{11}), et (K_{10} - K_{11}) forment chacune une cellule de commutation type tripole.

Chaque interrupteur est matériellement constitué d'un transistor et d'une diode montée en antiparallèle, figure (I-2).

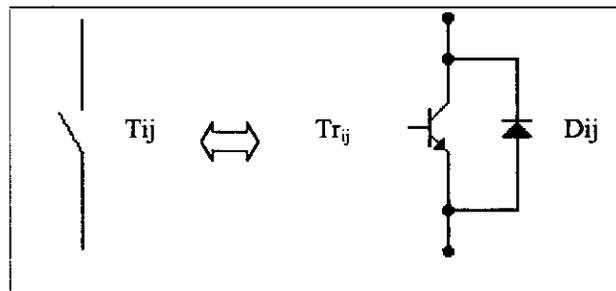


Figure (1-2) : interrupteur bidirectionnel équivalent à de la paire Transistor-Diode

I.2 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

I.2.1 Commandabilité des Convertisseurs statiques[1]

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transistors entre leurs différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe des bases des semi-conducteurs, ainsi on pourra effectuer une commande continue de ces convertisseurs.

Ceci implique que pour le convertisseur direct AC-AC étudié, la transition entre les différentes configurations ne se fait que par le biais d'impulsions de commande sur les bases des semi-conducteurs et ne dépend plus des grandeurs électriques internes. Nous supposons que par la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, nous pourrions définir les fonctions de connexion et les fonctions de commutation.

En mode commandable, le modèle d'un bras Du convertisseur direct AC-AC peut être représenté par le réseau de Petri ci dessous :

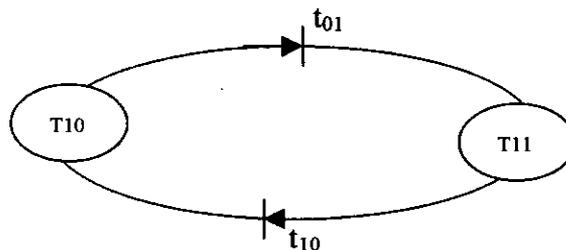


figure (I-3)

modèle d'un bras du convertisseur étudié en mode commandable

I.2.2 Fonction De Connexion « f_i ».

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, 0 s'il est ouvert.

I.2.3 Fonction De Commutation « f_c ».

Cette fonction est liée à une cellule de commutation à 'n' interrupteurs. Dans une telle cellule, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion ' f_i ' définie par :

$$f_i = 1/n \{ 1 + f_c [t - (i-1) \cdot T/n] \}$$

Avec T la période de fonctionnement de cette cellule.

I.2.4 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

I.2.4.1 Fonction de conversion

On considère la structure de la figure (I-1), avec l'hypothèse que $U_{c1} = U_{c2} = U_c$

Les tensions V_{AM} , V_{BM} aux bornes de la source, respectivement de la charge, sont données par :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} U_{c1} - K_{10} U_{c2} = (K_{11} - K_{10}) \cdot U_c \\ V_{BM} = T_{11} U_{c1} - T_{10} U_{c2} = (T_{11} - T_{10}) \cdot U_c \end{cases} \quad (I-1)$$

Pour qu'il n'y pas court circuit, les commandes des deux interrupteurs d'une même cellule, doivent être complémentaires. Ce qui donne :

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases} \quad (I-2)$$

En remplaçant les relations (I-2) dans (I-1) on trouve :

$$\begin{cases} V_{AM} = (2 \cdot K_{11} - 1) \cdot U_c \\ V_{BM} = (2 \cdot T_{11} - 1) \cdot U_c \end{cases} \quad (I-3)$$

En introduisant les fonctions de commutation, F1 et F2, associées respectivement aux cellules (1) et (2) dans le système (I-3), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_1 \cdot U_c \\ V_{BM} = F_2 \cdot U_c \end{cases} \quad (I-4)$$

Pour les courants, avec $F_1 = K_{11} - K_{10}$ et $F_2 = T_{11} - T_{10}$ on peut écrire une relation

donnant le courant i_{c1} tel que :

$$i_{c1} = -T_{11} \cdot i_{res} - K_{11} \cdot i_{ch}. \quad (I-5)$$

En introduisant les fonctions de commutation, la relation (I-5) devient :

$$i_{c1} = -\frac{1}{2} (1+F_2) \cdot i_{res} - \frac{1}{2} (1+F_1) \cdot i_{ch}. \quad (I-6)$$

En ce qui concerne notre système, les variables d'état sont : U_c , i_{res} , et i_{ch} .

La matrice de conversion notée $[M(t)]$, définit la relation entre les grandeurs de sorties des convertisseurs, (V_{AM}, V_{BM}, i_{c1}) et les variables d'état (U_c, i_{res}, i_{ch}) .

$$\begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{c1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (2.K_{11} - 1) & 0 & 0 \\ (2.T_{11} - 1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} = M(t) \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (I-7)$$

D'où la matrice de conversion :

$$M(t) = \begin{pmatrix} (2.K_{11}-1) & 0 & 0 \\ (2.T_{11}-1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} \end{pmatrix} \quad (I-8)$$

Soit encore à l'aide des fonctions de commutation :

$$M(t) = \begin{pmatrix} F_1 & 0 & 0 \\ F_2 & 0 & 0 \\ 0 & -1/2 (1+F_2) & -1/2 (1+F_1) \end{pmatrix} \quad (I-9)$$

La figure (I-4) montre le modèle de connaissance globale du convertisseur en mode commandable, associé à sa source et à sa charge.

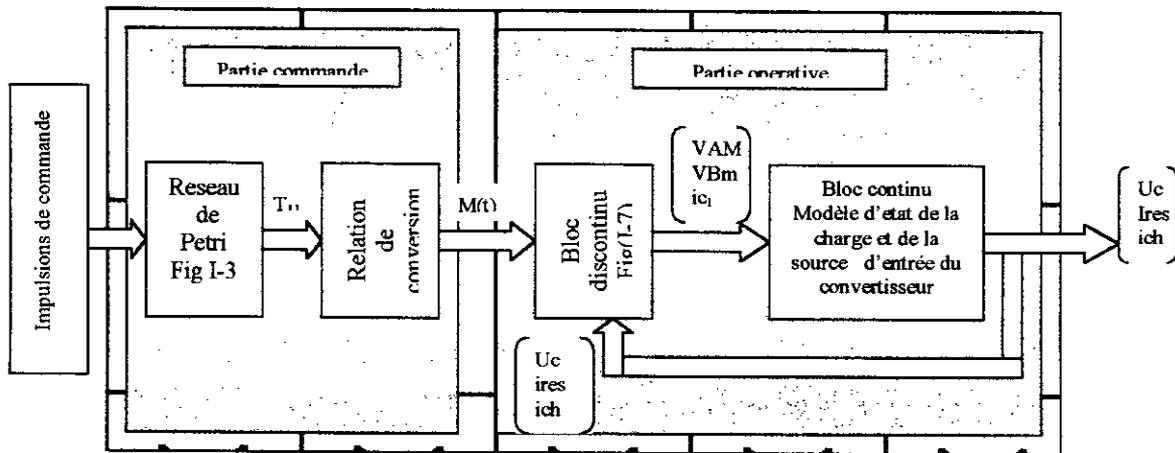


Figure (I-4) modèle de connaissance du convertisseur associé à la source et à sa charge

- La partie commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du convertisseur monophasé à deux niveaux en mode commandable (figure(I-3)). Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$ en utilisant les relations (I-8) et (I-9).
- La partie opérative est constituée :
 - D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[M(t)]$.
 - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état du système.

I.2.4.2 Fonction génératrice et modèle de Commande

Le modèle de connaissance global présenté précédemment à la figure (I-4) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande.

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer ce modèle de connaissance pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu. Pour se faire et dans l'hypothèse d'un fonctionnement du convertisseur en mode commandable, on introduit la notion de fonction génératrice.

Une fonction génératrice de connexion Fig est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue F_i de connexion sur une période de commutation T_e qui est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion Fig est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} F_i(\tau).d\tau \quad (\text{I-10})$$

Dans cette expression, k est un entier naturel. La fonction génératrice de connexion F_{ig} est un nombre compris entre 0 et 1.

De même, on définit la fonction génératrice de commutation F_{cg} comme suit :

$$F_{cg} = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} F_c(\tau).d\tau \quad (\text{I-11})$$

Dans cette expression, F_c est une fonction de commutation. D'une manière générale, la fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T_e .

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinue du modèle de connaissance (fig I-4). L'application de cette notion de fonction génératrice aux relations (I-2) conduit à écrire :

$$\begin{cases} K_{11g} = 1 - K_{10g} \\ T_{11g} = 1 - T_{10g} \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

De la même manière, nous associons à la matrice de conversion $[M(t)]$, une matrice génératrice de conversion $[Mg(t)]$ telle que :

$$[Mg(\tau)] = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} [M(\tau)].d\tau \quad (\text{I-13})$$

Les relations liants cette matrice génératrice de conversion aux fonctions génératrices de connexion et à celle génératrice de commutations sont données respectivement par les équations (I-12) et (I-13) ci après :

$$Mg(t) = \begin{pmatrix} (2.K_{11g}-1) & 0 & 0 \\ (2.T_{11g}-1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11g} & -K_{11g} \end{pmatrix} \quad (I-14)$$

$$Mg(t) = \begin{pmatrix} F_{1g} & 0 & 0 \\ F_{2g} & 0 & 0 \\ 0 & -1/2 (1+F_{2g}) & -1/2 (1+F_{1g}) \end{pmatrix} \quad (I-15)$$

La relation de conversion du convertisseur peut ainsi être exprimée selon l'équation (I-16) où les courants et les tensions sont en réalité des valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur la période de commutation T_e .

$$\begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{c1} \end{pmatrix} = [Mg(t)] \cdot \begin{pmatrix} U_c \\ i_{res.} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (I-16)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyennner sur une période de commutation T_e le bloc discontinu de la partie opérative (fig (I-4)) par un bloc continu (fig (I-5)). Ainsi, on unifie le caractère de la partie opérative

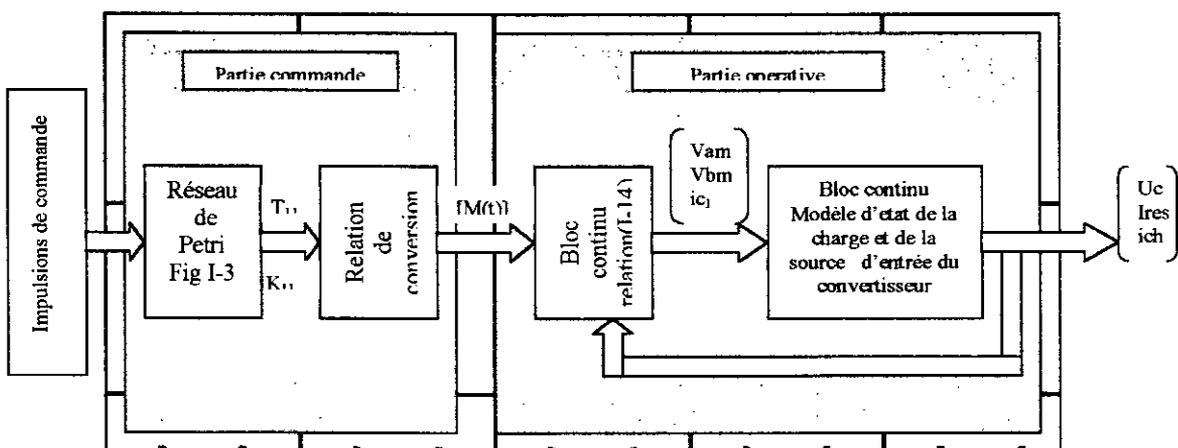


Figure.(I-5) : modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

I.3 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge

Considérons le modèle de la figure (I-1), la charge est modélisée par une résistance R_c et une inductance L_c . Les lois de l'électricité donnent le système d'équations qui régit le fonctionnement du convertisseur :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} [k_{11}(U_{c1} - U_{c2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} [T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r i_{res} + V_{res}] \\ \frac{d(U_{c1})}{dt} = -\frac{1}{C} [k_{11} i_{ch} + T_{11} i_{res}] \\ \frac{d(U_{c2})}{dt} = \frac{1}{C} [k_{10} i_{ch} + T_{10} i_{res}] \end{cases} \quad (I-17)$$

avec:

i_{ch} : courant de la charge.

i_{res} : courant du réseau.

U_{c1} : la tension aux bornes du condensateur C_1 .

U_{c2} : la tension aux bornes du condensateur C_2 .

La commande des interrupteurs étant complémentaire, nous avons :

$$\begin{cases} k_{10} = 1 - k_{11} \\ T_{10} = 1 - T_{11} \end{cases}$$

En faisant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} X = U_{c1} + U_{c2} \\ Y = U_{c2} - U_{c1} \end{cases} \quad (I-18)$$

Le modèle d'état du convertisseur associé à sa charge et à la source devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2.L_c} [(2k_{11} + 1)X - Y - 2.R_c.i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} [(2.T_{11} - 1).X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}] \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{c} [(2.k_{11} - 1).i_{ch} + (2.T_{11} - 1).i_{res}] \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{c} [i_{ch} + i_{res}] \end{array} \right. \quad (I-19)$$

En prenant les commandes comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 = 2.K_{11} - 1 \\ U_2 = 2.T_{11} - 1 \end{array} \right. \quad (I-20)$$

Le système devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2.L_c} [U_1.X - Y - 2.R_c.i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} [U_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}] \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{c} [U_1.i_{ch} + U_2.i_{res}] \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{c} [i_{ch} + i_{res}] \end{array} \right. \quad (I-21)$$

Remarques:

Il est remarquable que :

- 1- Le système est naturellement non linéaire, et plus exactement il est bilinéaire.
- 2- Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont couplées aux courants i_{ch} et i_{res} .

Objectif du réglage :

Les objectifs visés par cette étude sont :

- 1- avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau, c-à-d le courant i_{res} en phase avec la tension V_{res} .
- 2- Avoir l'égalité des tensions U_{c1} et U_{c2} , afin d'alimenter l'onduleur avec une tension constante.
- 3- Avoir un courant de charge i_{ch} réglable en module et en fréquence.

I.4 Découplage

La non linéarité du système, rajouté au couplage des courants et tensions, rend difficile la commande d'un tel système. Néanmoins, un découplage entre les tensions U_{c1} et U_{c2} et les courants i_{res} et i_{ch} peut s'avérer très bénéfique pour aplanir ces difficultés.

Afin de réaliser ce découplage dans notre système, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée, en négligeant les pertes dans les semi-conducteurs [1]. Le principe de la conservation de la puissance instantanée nous permettra d'établir une relation entre l'amplitude du réseau I_m et la tension moyenne U_c . Autrement dit, nous allons exploiter une grandeur interne au système (I_m) pour commander la tension U_c . Les commandes U_1 et U_2 seront alors réservées respectivement à la commande des courants de charge i_{ch} et du réseau i_{res} .

Puissance Instantanée d'entrée et de sortie du redresseur :

On désigne par P_e la puissance d'entrée du redresseur monophasé et par P_s sa puissance de sortie. D'après la figure (I-1) nous avons :

$$\begin{cases} P_e = V_{res} \cdot i_{res} - R_r \cdot i_{res}^2 - \frac{1}{2} \cdot L_r \cdot i_{res}^2 \\ P_s = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (I-22)$$

En posant le courant du réseau monophasé sinusoïdal et en phase avec la tension V_{res} du réseau, la puissance instantanée sera donc donnée par :

$$\begin{cases} P = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - R_r \cdot I_m^2 \cdot \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - \frac{1}{2} \cdot L_r \cdot 2 \cdot I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot I_m \cdot \omega_{res} \cdot \cos(\omega_{res} \cdot t) \\ P = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} \cdot I_{red2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} P = V_m \cdot I_m \cdot \left(\frac{1 - \cos(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - R_r \cdot I_m^2 \cdot \left(\frac{1 - \cos(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - L_r \cdot I_m^2 \cdot \omega_{res} \cdot \left(\frac{\sin(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) \\ P = -U_{c1} \cdot I_{red1} + U_{c2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (I-23)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{res} = V_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \\ I_{res} = I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \end{cases}$$

et : $\omega_{res} = 2 \cdot \pi \cdot f_{res}$

Ainsi, en monophasé, en plus de la puissance moyenne on a une puissance fluctuante de fréquence deux fois celle du réseau. En prenant une période d'échantillonnage T_v multiple de $\frac{1}{2f_{res}}$, on aboutit à l'équation de puissance moyenne suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m I_m}{2} - \frac{R_r I_m^2}{2} = -\bar{U}_{c1} \bar{I}_{red1} + \bar{U}_{c2} \bar{I}_{red2} \quad (I-24)$$

\bar{U}_{c1} , \bar{U}_{c2} , \bar{I}_{red1} , et \bar{I}_{red2} sont les valeurs moyennes des tensions U_{c1} et U_{c2} , et des courants I_{red1} et I_{red2} .

Dans cette étude, on adopte une hypothèse qui consiste à confondre les tensions U_{c1} et U_{c2} avec leurs valeurs moyennes respectives \bar{U}_{c1} , \bar{U}_{c2} , de même pour les courants I_{red1} et I_{red2} qui sont confondus respectivement avec leurs valeurs moyennes \bar{I}_{red1} et \bar{I}_{red2} . [1].

Enfin, en négligeant la résistance du réseau R_r , on aboutit à l'équation suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m I_m}{2} = -U_{c1} I_{red1} + U_{c2} I_{red2} \quad (I-25)$$

Le but du réglage est d'avoir :

$$U_{c1} = U_{c2} = U_{c1} \quad (I-26)$$

Et en posant :

$$I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (I-27)$$

Une relation importante reliant U_c à I_m découle de l'équation (I-25), telle que :

$$I_m = \frac{2 I_{red}}{V_m} U_c \quad (I-28)$$

A l'aide de la relation (I-28), nous aboutissons au modèle de la boucle de tension ce qui

nous permet de réguler cette tension indépendamment des commandes des courants.

I.5 Modèle des boucles de tension et de courant.

I.5.1 Modèle de la boucle de tension.

En vue de la commande de U_c , et en tenant compte de l'équation (I-28), on établit le modèle de commande suivant :

$$c. \frac{d(U_{c1} + U_{c2})}{dt} = 2.c. \frac{dU_c}{dt} = I_{red2} - I_{red1} + I_{ond2} - I_{ond1}$$

on pose :

$$I_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2} \quad (I-29)$$

et en tenant compte de l'équation (I-20), on établit le modèle de la boucle de tension donné par l'équation (I-30) :

$$2.U_c. \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I_{pert} \quad (I-30)$$

En déduisant le courant I_{red} de l'équation (I-27), on aboutit à l'équation (I-31) qui donne la relation entre l'amplitude du courant de référence du réseau et la tension U_c .

$$2.U_c. \frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{2.U_c} I_m - I_{pert} \quad (I-31)$$

d'où le modèle de la boucle de tension du redresseur monophasé à deux niveaux :

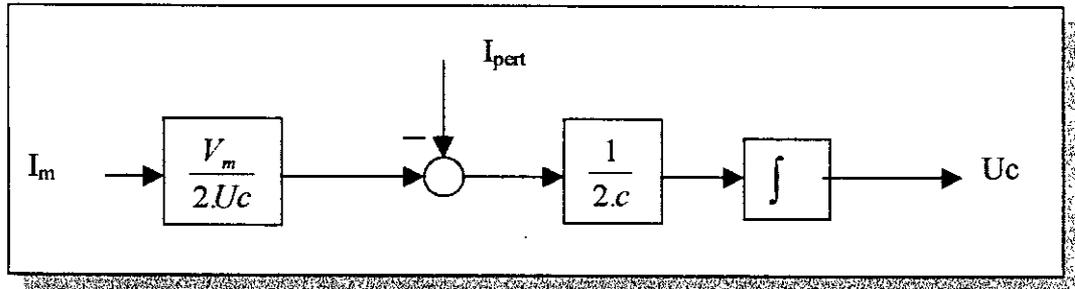


Figure. (I-6) :modèle de la boucle de tension du convertisseur direct.

Régime permanent :

En régime permanent, on doit vérifier que la puissance côté redresseur P_f doit être égale à celle absorbée côté onduleur P_a .

Comme le courant du réseau i_{res} sera asservi de telle façon qu'on obtient un facteur puissance unitaire coté réseau, alors, la puissance fournie par le réseau P_f et celle absorbée par la charge sont :

$$\begin{cases} P_f = \frac{V_m I_m}{2} - R_r \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \\ P_a = R_c \left(\frac{I_{chm}}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{cases} \quad (I-32)$$

$$P_f = P_a \Rightarrow I_m = \frac{R_c I_{chm}^2}{V_m} \quad (I-33)$$

Donc, un bon réglage doit toujours vérifier l'égalité (I-33).

I.5.2 Modèle de la boucle de courant de la charge

Le modèle de la boucle de courant de charge est fourni par l'équation (I-34)

$$\frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2.L_c} [u_1.X - Y - 2.R_c i_{ch}] \quad (I-34)$$

L'équation (I-34) décrit la partie onduleur-charge du système représenté par la figure (I-7) :

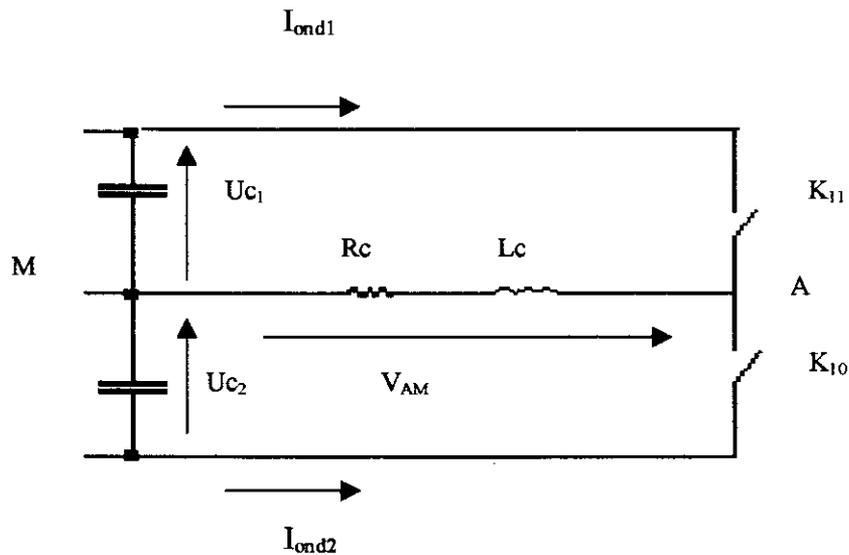


Figure (I-7) : modèle de la boucle de courant de charge de la partie onduleur du convertisseur

I.5.3 Modèle de la boucle de courant du réseau

Le modèle de la boucle de courant de réseau est fournit par l'équation (I-35) :

$$\frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} [u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}] \quad (I-35)$$

L'équation (I-35) décrit la partie redresseur-reseau du système, elle est représentée par la figure ci dessous.

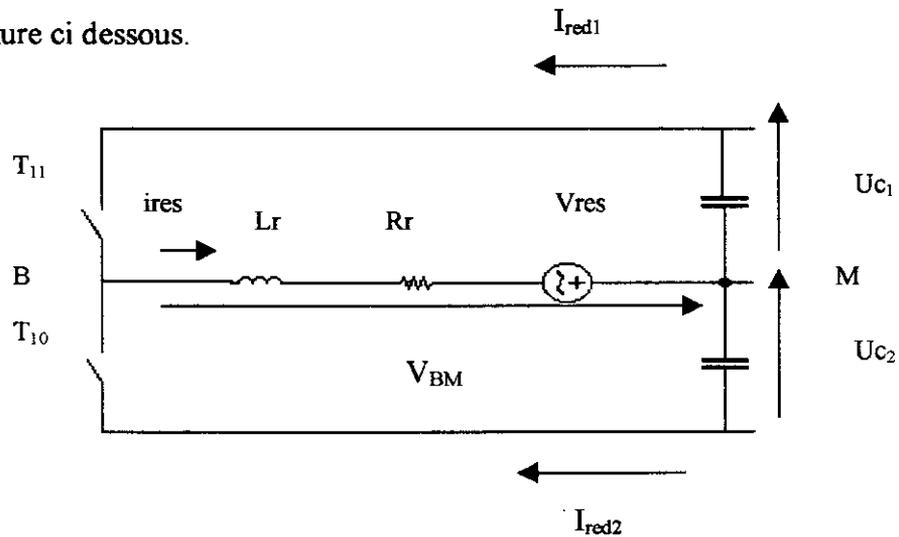


figure (I-8) :modèle de la boucle de courant du réseau de la partie redresseur du convertisseur

I.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons tenu initialement à exposer le problème qu'entraîne l'utilisation des convertisseurs statiques.

Ceci ne signifie pas l'abondance de ces convertisseurs, car ils sont d'une grande utilité dans le domaine de l'industrie, d'où la nécessité de la recherche de solutions efficaces à ces problèmes.

Plusieurs solutions sont proposées, dont la solution de régulation automatique retenue par nous.

Afin de pouvoir établir, puis d'appliquer cette solution, nous avons proposé un nouveau convertisseur direct AC-AC monophasé, après établissement du modèle de connaissance, un modèle de commande qui permet la synthèse de différentes lois de commande est mis au point.

L'utilisation du principe de la conservation de la puissance instantanée est exploitée pour découpler le système.

Enfin, trois modèles de commande de la tension U_c , et des courants i_{ch} et i_{res} sont établis.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter plusieurs stratégies de commande de ces boucles, et puis la validation de ces stratégies fera l'objet du chapitre trois.

Chapitre II

Stratégies de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

II.1 Introduction

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants impose des moyens de réglage tout aussi performants, spécialement pour les tensions et les fréquences d'alimentation des machines.

Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour cet objectif est l'onduleur à deux niveaux.

En observant l'objectif d'avoir côté charge un courant et une fréquence réglable avec le minimum d'harmoniques, on étudiera dans ce chapitre différentes stratégies de commande linéaires et non linéaires des boucles de tension et de courants.

Les techniques de réglage utilisées varient entre :

- La commande linéaire classique échantillonnée .
- La commande par hystérésis.
- La commande non linéaire en utilisant la théorie de LYAPUNOV.
- La commande en utilisant la technique du bouclage linéarisant (feedback-linéarisation).
- La commande par modes glissants.

L'une ou l'autre de ces différentes techniques de commande sera appliquée pour la boucle de tension ou les boucles de courants.

II.2 Etude de la boucle de tension.

Le modèle de la boucle de tension déduit du principe de la conservation de la puissance instantanée, impose une commande échantillonnée de cette boucle, avec une

période d'échantillonnage multiple de $\frac{1}{2f_{res}}$.

II-2.1 Réglage classique échantillonné[2] [4].

Soit la boucle de tension donnée par la figure (II-1):

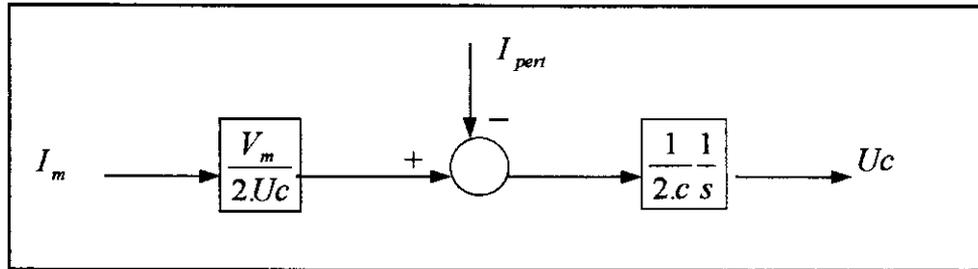


Figure II-1 modèle de la boucle de tension

En introduisant un régulateur échantillonné de fonction de transfert

$$K(z) = k_p \cdot \frac{z - a}{z - b} \tag{II-1}$$

La boucle de tension, après l'introduction du régulateur et de linéarisation, devient comme présentée à la figure (II-2-a):

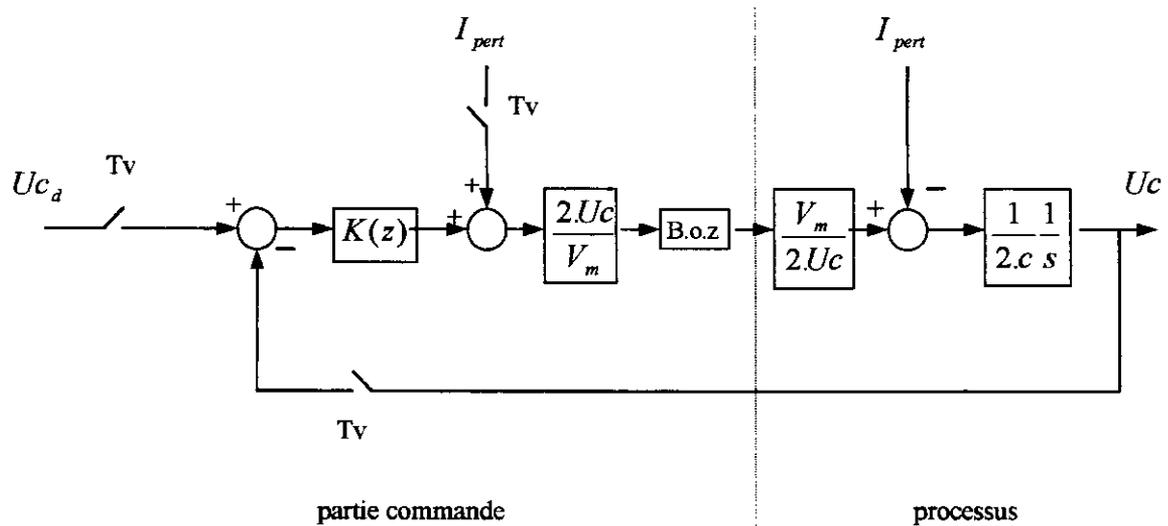


figure (II-2-a). schéma de réglage de la tension U_c du convertisseur direct

Après compensation on aboutit au schéma équivalent donné par la figure (II-2-b) suivante:

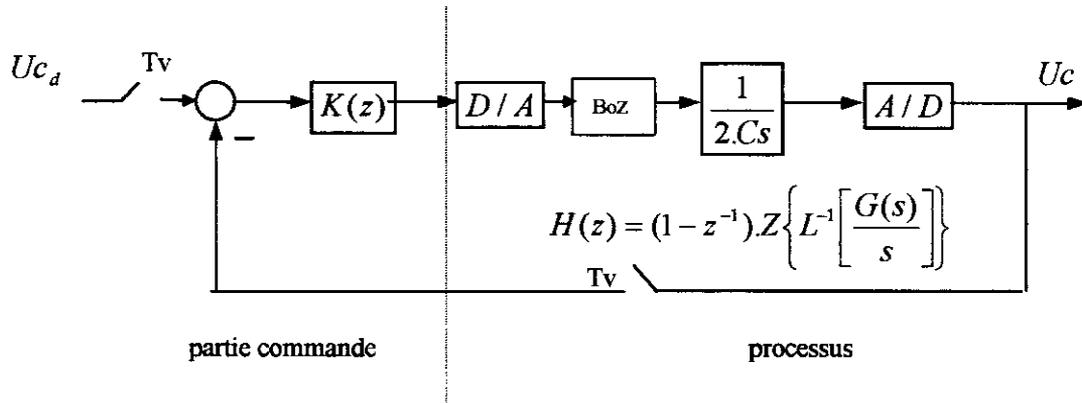


figure.(II-2-b): modèle équivalent de la boucle de tension

• Les blocs D/A et A/D, représentent respectivement les convertisseurs digitale-analogique et analogique- digitale.

• $G(s) = \frac{1}{2.Cs}$

• Tv: période d'échantillonnage.

• H(z): représente la fonction de transfert en "z" de G(s) associée aux convertisseurs D-A et A-D. Elle est donnée par l'équation (II-2):

$$H(z) = \frac{1}{2.C} \cdot \frac{Tv}{z-1} \tag{II-2}$$

Remarques:

-1 Pour les blocs de linéarisation de la boucle de tension, on peut utiliser soit la valeur échantillonnée de U_c (linéarisation dynamique), soit sa valeur de référence (linéarisation statique).

Pour notre travail nous allons utiliser la linéarisation dynamique de cette boucle de tension..

-2 Afin que le modèle de la boucle de tension soit valide, on utilise une période d'échantillonnage Tv multiple de $\frac{1}{2f_{res}}$.

II.2.2 Dimensionnement du Régulateur.

L'imposition d'un coefficient d'amortissement $\xi = 0.9$ et d'un temps de réponse $Tr = 0.3s$ donne les paramètres suivants du régulateur: $Kp = 0.136$, $a = 0.868$, $b = 0.9$.

D'où la fonction de transfert du régulateur échantillonné :

$$K(z) = 0.136 \cdot \frac{z - 0.868}{z - 0.9} \quad (\text{II-3})$$

II.2.3 Validation du réglage.

On soumet la boucle de tension à un échelon unitaire à l'entrée. La réponse est donnée par la figure (II-3).

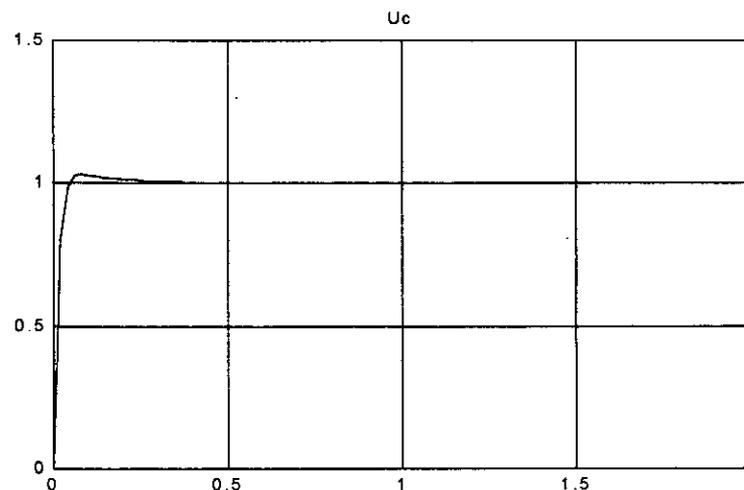


figure (II-3): Réponse indicielle de la boucle de tension

Nous remarquons que la sortie du système suit très bien sa référence.

II.3 Réglage en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov

II.3.1 Rappel sur la théorie de Lyapunov [3]

Définition:

Soit x_1, \dots, x_n les variables d'état du système étudié, coordonnées (linéairement indépendants) de l'espace d'état, et soit une fonction $V(x_1, \dots, x_n)$ définie à chaque point de l'espace d'état et continue au voisinage de ce point.

On dira que cette fonction est *définie positive* dans un domaine G de l'espace d'état, si en tout points de ce domaine elle reste positive et ne s'annule qu'à l'origine des coordonnées.

De même, une fonction *définie négative* conserve constamment le signe négatif, et ne s'annule qu'à l'origine.

Une fonction sera dite *semi-définie* dans tout un domaine G, si elle conserve le même signe en tous points de ce domaine, mais s'annule aussi dans d'autres points que l'origine. Selon le cas elle sera *semi-définie positive* ou *semi-définie négative*.

Enfin, une fonction sera dite *indéfinie* dans le domaine G si elle prend des signes opposés en différents points de ce domaine.

Théorème de Lyapunov sur la stabilité asymptotique:

S'il est possible de trouver une fonction V de signe définit (dans un domaine G comprenant la position d'équilibre) et dont la dérivée totale par rapport au temps dV/dt soit définie de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera *asymptotiquement stable* dans ce domaine[.].

II-3.2 Application du théorème de Lyapunov pour la synthèse du régulateur de la boucle de tension.

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle de tension:

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2.C}$$

Avec U_c la variable d'état, I_m la commande, et I_{pert} la perturbation.

On définit l'erreur e_c comme suit:

$$e_c = U_c - U_{cd} \quad (\text{II-4})$$

Où U_{cd} est la tension U_c désirée. L'équation (1-31) devient:

$$\frac{de_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.(e_c + U_{cd})} I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (\text{II-5})$$

On prend une fonction de LYAPUNOV quadratique telle que:

$$V(e_c) = \frac{1}{2} \cdot e_c^2$$

Sa dérivé par rapport au temps est donnée par:

$$\frac{dV(e_c)}{dt} = e_c \cdot \frac{de_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.(e_c + Ucd)} \cdot I_m \cdot e_c - \frac{I_{pert}}{2.C} \cdot e_c$$

Pour que $\dot{V}(e_c)$ soit négatif, on prend : $e_c = -\alpha \dot{e}_c$, avec α une constante positive.

D'où :

$$I_m = \left(\frac{2}{V_m} I_{pert} - \alpha \right) (Uc - Ucd) + \frac{2.Ucd}{V_m} I_{pert} \quad (\text{II-6})$$

Afin de valider la boucle de tension, on prend le signale de commande I_m durant qu'on bloque des périodes d'échantillonnage T_v .

II.3.3 Validation du réglage.

On soumet le système à un échelon de valeur égale à 200 à son entrée, on relève la réponse dans la figure (II-4):

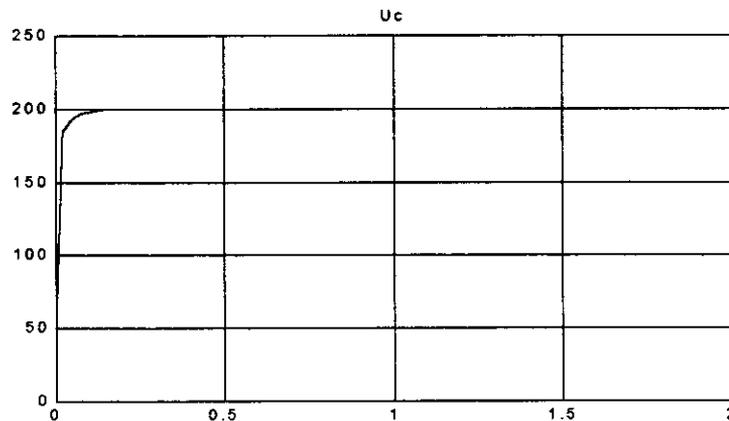


figure (II-4): réponse du système à un échelon de 200

II.4 Etude de la boucle de courant de la charge.

On rappelle le modèle de la boucle du courant de charge donné par l'équation différentielle (I-34) dans le (chapitre I):

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} [U_1 \cdot X - Y - 2R_c i_{ch}]$$

Vue la nature de l'équation régissant l'évolution du courant de charge, nous proposons les réglages suivants:

II.4.1 Réglage classique échantillonné de la boucle de courant de la charge

Dans la perspective d'utiliser un réglage classique, une transformation de l'équation régissant l'évolution du courant de charge s'avère nécessaire.

La loi des mailles appliquée au système [figure (I-1)], donne la relation suivante:

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L_c} (V_{AM} - R_c i_{ch}) \quad (\text{II-7})$$

avec:

i_{ch} : la variable d'état.

V_{AM} : la nouvelle commande.

On note que la commande V_{AM} est liée à la commande u_1 par la relation:

$$V_{AM} = U_c u_1 \quad (\text{II-8})$$

Cette transformation ainsi effectuée, permet d'avoir une équation différentielle linéaire qui modélise le courant de charge. D'où la possibilité d'appliquer les méthodes linéaires connues.

Soit la fonction de transfert $G_c(s)$ de la boucle de courant charge :

$$G_c(s) = \frac{i_{ch}}{V_{AM}} = \frac{1}{R_c + L_c \cdot s} = \frac{K_c}{s + \omega_1} \quad (\text{II-9})$$

avec:

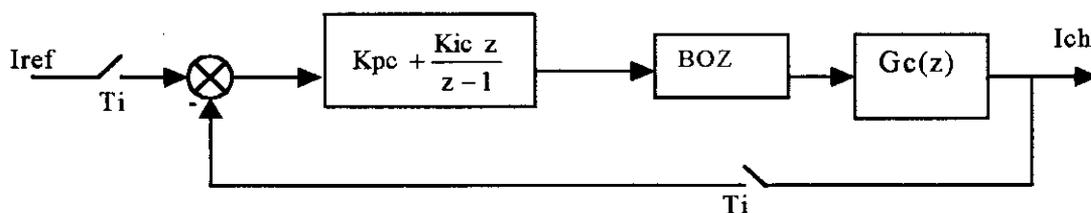
$$K_c = \frac{1}{L_c}, \text{ et } \omega_1 = \frac{R_c}{L_c}$$

En passant dans le domaine discret, et en considérant une période d'échantillonnage T_i la fonction de transfert échantillonnée $G_c(z)$ sera :

$$G_c(z) = \frac{K_c (1 - e^{-\omega_n T_i})}{\omega_n (z - e^{-\omega_n T_i})} \quad (\text{II-10})$$

T_i étant la période d'échantillonnage.

On utilise pour le réglage de i_{ch} un régulateur PI. L'algorithme d'asservissement du courant i_{ch} est donné par la figure (II-5). Après compensation, on aboutit au modèle équivalent représenté à la figure (II-6).



Figure(II-5) Algorithme de réglage du courant de charge

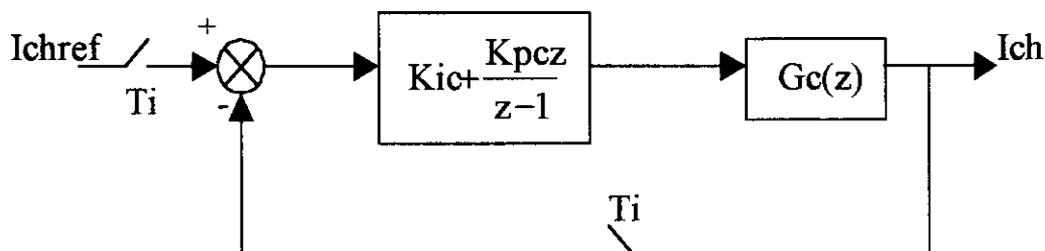


figure (II-6):Modèle équivalent de la boucle de courant de la charge

Les paramètres du régulateurs PI sont calculés pour avoir un système équivalent en boucle fermée du second ordre avec une pulsation propre ω_{nc} tel que : $\omega_{nc}T_i=1$, et un amortissement unitaire($\xi=1$). Les valeurs numériques des paramètres du régulateur de la boucle de courant de charge sont alors :

$$K_{pc}=10.188, K_{ic}=-1.44$$

II.4.2 Réglage du courant de la charge en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov

En utilisant le théorème de la stabilité globale de LYAPUNOV (section II.3.1), on établit l'algorithme de réglage du courant de charge.

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle de courant:

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} [u_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot i_{ch}]$$

Avec i_{ch} la variable d'état, et u_1 la commande.

On définit l'erreur e_{ch} comme suit:

$$e_{ch} = i_{ch} - i_{chd} \quad (\text{II-11})$$

Où i_{chd} est le courant de charge désiré. L'équation (1-31) devient:

$$\frac{de_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot e_{ch} - 2R_c \cdot i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{II-12})$$

Soit la fonction de LYAPUNOV quadratique suivante :

$$V(e_{ch}) = \frac{1}{2} \cdot e_{ch}^2$$

sa dérivé par rapport au temps est donnée par:

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c} (e_{ch} \cdot X \cdot u_1 - e_{ch} \cdot Y - 2R_c \cdot e_{ch}^2 - 2R_c \cdot i_{chd} \cdot e_{ch}) - e_{ch} \cdot \frac{di_{chd}}{dt}$$

En prenant : $e_{ch} = -\dot{e}_{ch}$, on aboutit à la loi de commande suivante :

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y + 2R_c \cdot i_{chd}) + \frac{2L_c}{X} \cdot \frac{d(i_{chd})}{dt} \quad (\text{II-13})$$

II.4.3 Réglage du courant de charge en utilisant la technique de la linéarisation par bouclage (feed back linearisation).

II.4.3.1 Introduction.[7]

La linéarisation par bouclage est une approche appliquée au système non linéaire.

L'idée de base de cette approche est de transformer un système dynamique non linéaire en un système totalement ou partiellement linéaire auquel on peut appliquer les techniques de réglage linéaire.

La linéarisation par bouclage diffère entièrement de la linéarisation classique, car elle est obtenue par une transformation d'état exacte et non pas par une approximation comme c'est le cas de la linéarisation classique des systèmes dynamiques.

La Linéarisation par bouclage peut être vue comme une façon de transformer le système d'origine en un système équivalent de forme plus simple .

II.4.3.2 Linéarisation par bouclage et forme canonique.

La linéarisation par bouclage permet d'annuler les non linéarités et d'imposer la dynamique linéaire désirée .

Cette technique s'applique d'une façon simple à une certaine de classes de système non linéaires décrits par une forme canonique .

Un système est dit sous forme canonique si son équation dynamique est donnée par :

$$X^{(n)} = f(X) + b(X)u \quad (\text{II-14})$$

u : scalaire qui représente la commande.

$X = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$: est le vecteur d'état du système.

$b(X)$: fonctions non linéaires des variables d'état du système.

Cette forme est unique dans le sens où toutes les dérivées de x apparaissent dans cette équation mais non pas celles de l'entrée de commande u .

Notons que la représentation dans l'espace d'état donnée par l'équation (II-14) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{(n-1)} \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ x_n \\ f(x) + b(x)u \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Pour un système décrit par la forme compagne donnée par l'équation (II-15), le choix d'une commande telle que:

$$u = \frac{1}{b(X)} [v - f(X)] \quad (\text{II-16})$$

Avec $b(x) \neq 0$, permet d'annuler la non linéarité, et d'obtenir une simple relation entrée-sortie telle que:

$$x^{(n)} = v \quad (\text{II-17})$$

d'où la loi de commande:

$$v = -k_0 \cdot x - k_1 \cdot \dot{x} - \dots - k_{n-1} x^{(n-1)}$$

avec les k_i choisis de telle sorte que le polynôme ,

$$p^n + k_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + k_0$$

ait toutes ses racines strictement dans la partie gauche du plan complexe, pour avoir la stabilité exponentielle

$$x^{(n)} + k_{n-1} \cdot x^{(n-1)} + \dots + k_0 \cdot x$$

ce qui implique que $x(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$.

II.4.3.3 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant de charge

Soit l'équation qui régie le modèle de la boucle de courant de charge:

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} [U_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot i_{ch}]$$

En posant:

$$f_1 = -\frac{1}{2L_c}(Y + 2R_c i_{ch})$$

On obtient:

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} u_1 X + f_1$$

Soit:

$$u_1 = \frac{2L_c}{X}(v - f_1) \quad \Rightarrow \quad \frac{di_{ch}}{dt} = v$$

Le choix de v telle que:

$$v = \frac{di_{chd}}{dt} - k(i_{ch} - i_{chd})$$

permet de faire tendre i_{ch} vers i_{chd} quand le temps tend vers l'infini. d'où la loi de commande:

$$u_1 = \frac{2L_c}{X} \left[\frac{di_{chd}}{dt} - k(i_{ch} - i_{chd}) + \frac{1}{2L_c}(Y + 2R_c i_{chd}) \right] \quad (\text{II-18})$$

avec $k > 0$.

II.5 Réglage de la boucle de courant de charge par les modes de glissements

II.5.1 Rappels sur les modes de glissement

La commande par les modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle retrouve ses origines dans la théorie de la commande Bang-Bang, dans la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

A) Définitions [10] [11] [12] :

Surface de glissement

Il a été convenu dans la littérature que le terme 'surface de glissement' représente la fonction de commutation. On retrouve aussi la notion de surface de commutation qui n'est rien d'autre que la surface désirée sur laquelle le système doit évoluer.

Mode de convergence

C'est le comportement avec lequel une variable à réguler converge à partir d'un état initial vers la surface de commutation : $S = \{x(t)/S(x, t) = 0\}$.

Régime ou mode de glissement

C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commutation ramène l'état x sur une surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir. C'est le phénomène de zigzag autour de la surface de commutation.

Régime permanent

Ce régime est considéré afin d'étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande.

B) Principe de la commande par mode de glissement [8][9]

La commande par mode de glissement est appliquée à des systèmes décrits par les équations suivantes:

$$\dot{x} = \begin{cases} F^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ F^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases}$$

les champs de vecteurs " F^+ " et " F^- " sont bien définis avec u^+ et u^- représentent les bornes extrémales de la commande.

C) Conception de la commande par mode de glissement.

La conception de la commande par mode de glissement nécessite le passage par trois étapes:

Étape 1: Choix d'une surface de glissement [12]

En fonction de l'application et des objectifs visés, est déterminé le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces. Pour un système défini par une équation d'état non linéaire de la forme:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ et $u \in \mathbb{R}^m$. Le nombre de surfaces est égale au nombre m d'entrées du système. Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la deuxième dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et parfois de conceptions difficile. Par contre la seconde est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée.

A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence.

Si y_i est une sortie à commander, on lui associe la surface:

$$S_i(x) = \left[\frac{d}{dt} + \lambda \right]^{r-1} Y \quad (\text{II-19})$$

Avec:

$Y = y_i - y_{id}$, λ est une constante positive, r est le degré relatif associé à y_i , et y_{id} la valeur désirée de y_i .

Remarque :

$S_i(x)=0$, est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est : $y_i = y_i - y_{id} = 0$.

Par la suite, on posera:

$$S(x) = [S_1(x), \dots, S_n(x)]^T$$

ÉTAPE 2 : Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement [11][12][13]

On se contente à présenter un critère conçu autour d'une fonction de Lyapunov.

Donc il s'agit de définir une fonction scalaire $V_i(x)$ positive pour chaque sortie y_i et de construire une loi de commande telle que cette fonction décroît ($\dot{V}_i(x) \leq 0$) et en conséquence garantir la stabilité de la fonction $V_i(x)$.

Si on choisit comme fonction de Lyapunov:

$$V_i(x) = \frac{1}{2} S_i^2(x) \quad (\text{II-20})$$

Sa dérivée est:

$$\dot{V}_i(x) = S_i(x) \dot{S}_i(x).$$

pour que le carré de la surface $S_i^2(x)$ tend vers la surface de commutation associée continuellement dans le temps, et ainsi obliger les trajectoires du système à commuter autour de cette surface en se rapprochant d'elle, il faut que:

$$\dot{S}_i(x) S_i(x) < 0 \quad (\text{II-21})$$

En plus de cela, le choix de la surface $S_i(x)$ doit garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Ce qui justifie le choix de la surface vérifiant (II-21).

Les conditions d'existence du mode de glissement peuvent être développées en utilisant les notions de la géométrie différentielle.

ETAPE 3 : Le calcul de la commande [8] [13]

Les systèmes à structures variables comme cités auparavant sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. La surface définie cette fonction, reste donc à définir la logique de commutation.

En fonction du signe de la surface, la commande par mode de glissement commute entre deux valeurs U_{\max} et U_{\min} . Cette variation brusque de commande provoque un phénomène à très haute fréquence appelé '**chattering ou broutement**'.

Pour surmonter cet inconvénient majeur, différentes méthodes ont été proposées [15]. Pour éliminer les effets d'imprécision sur la connaissance des paramètres et rejeter les perturbations extérieures, l'introduction d'un terme supplémentaire est nécessaire.

A cet effet, on pose:

$$U = U_{eq} + U_s \quad (\text{II-22})$$

U_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Fillipov et Utkin. Elle peut être interprétée comme étant la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre ses deux valeurs.

L'expression de la commande U_{eq} est obtenue en tenant compte du fait que le comportement durant le mode de glissement est décrit par:

$$S_i(x)=0 \text{ et } \dot{S}_i(x)$$

Le terme U_s est introduit pour satisfaire la condition de convergence (II-21).

Il détermine aussi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, il est donné par:

$$\dot{S} = U_s$$

Expression analytique de la commande [9][12] :

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande donnée par la relation (II-22) pour les systèmes définis par des équations de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u$$

Avec: $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$.

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles.

Ceci se traduit par:

$$U_s = 0$$

Donc:

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x) + g(x)u) = 0$$

avec:

$$U = U_{eq}$$

Ainsi la condition de transversalité :

$$\det \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x) \right] \neq 0$$

Mais le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre:

$$U_s = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II-23})$$

Où $K = \text{diag}(K_1, K_2, \dots, K_n)$, avec $K_i > 0$

qui est de la forme d'un relais (figure II-7).

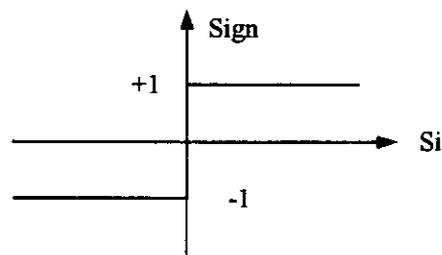


figure (II-7): représentation de la fonction sign

Phénomène de chattering

Le sujet de cette section est d'une grande importance, puisque l'étude théorique doit prendre en compte les recommandations de la pratique.

L'apparition d'un phénomène sur la surface appelée "broutement ou chattering" constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissants, car il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire le fonctionnement et les performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées.

Fonction SAT [10] [12] [15]

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils [figure (II-8)].

Ces deux fonctions sont définies par:

Pour le cas a :

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

Pour le cas b :

$$\text{Sat}(S) = \begin{cases} \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \end{cases}$$

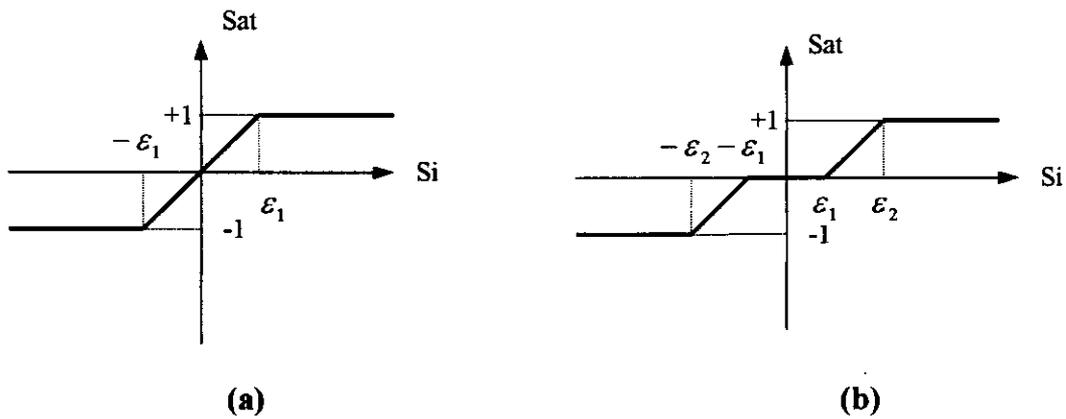


figure (II-8): Représentation de la fonction Sat
a: un seuil . b: deux seuils (zone morte)

Fonction Smooth [11] [12]

On peut aussi remplacer la fonction sign par une fonction continue, figure (II-9).

Elle est définie par : $\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon}$

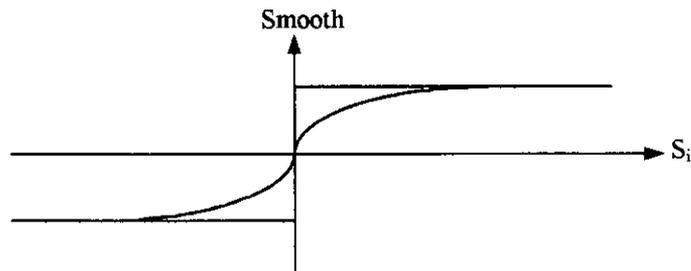


figure (II-9): representation de la fonction smooth

II.5.2 Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de courant de charge

soit l'équation régissant le modèle de la boucle de courant de charge:

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R_c i_{ch})$$

On prend la surface de glissement suivante:

$$S = i_{ch} - i_{chd} \quad (\text{II-24})$$

Soit:

$$\dot{S} = \frac{di_{ch}}{dt} - \frac{di_{chd}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R_c i_{ch}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{II-25})$$

La loi d'attractivité est la suivante:

$$\dot{S} = -q \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot S \quad (\text{II-26})$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (2-25) et (2-26), on déduit la loi de commande suivante:

$$u_1 = \frac{2L_c}{X} \left[-q \cdot \text{sgn}(S) - k \cdot S + \frac{1}{2L_c} (Y + 2R_c i_{ch}) + \frac{di_{chd}}{dt} \right] \quad (\text{II-27})$$

II.6 Etude de la boucle de courant du réseau

La boucle de courant du réseau est régi par l'équation (I-32).

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 \cdot X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res})$$

Vu la nature de l'équation régissant l'évolution du courant de réseau, nous proposons les algorithmes de réglage suivants.

II.6.1 Réglage classique échantillonné de la boucle du courant du réseau

Dans la perspective d'utiliser un réglage classique, une transformation de l'équation régissant l'évolution du courant de réseau s'avère nécessaire. La loi des mailles appliquée au système de la figure (1-1) donne la relation suivante:

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_r} (V_{BM} - R_r i_{res} + V_{res}) \quad (\text{II-28})$$

Avec:

i_{res} : la variable d'état.

V_{BM} : la nouvelle commande.

On note que la commande V_{BM} est liée à la commande u_1 par la relation:

$$V_{BM} = U_c u_2 \quad (\text{II-29})$$

Cette transformation ainsi effectuée permet d'avoir une équation différentielle linéaire qui modélise le courant de charge. D'où la possibilité d'appliquer les méthodes linéaires connues.

La fonction de transfert $G_i(p)$ de la partie du système intervenant dans la boucle de courant du réseau s'exprime comme suit :

$$G_i(s) = \frac{i_{res}}{V_{BM}} = \frac{1}{R_r + L_r s} = \frac{K_1}{s + \omega_0} \quad (\text{II-30})$$

Avec:

$$K_1 = \frac{1}{L_r} \text{ ,et } \omega_0 = \frac{R_r}{L_r}$$

En passant dans le domaine discret, et en considérant une période d'échantillonnage T_i , la fonction de transfert échantillonnée $G_i(z)$ s'exprime comme suit :

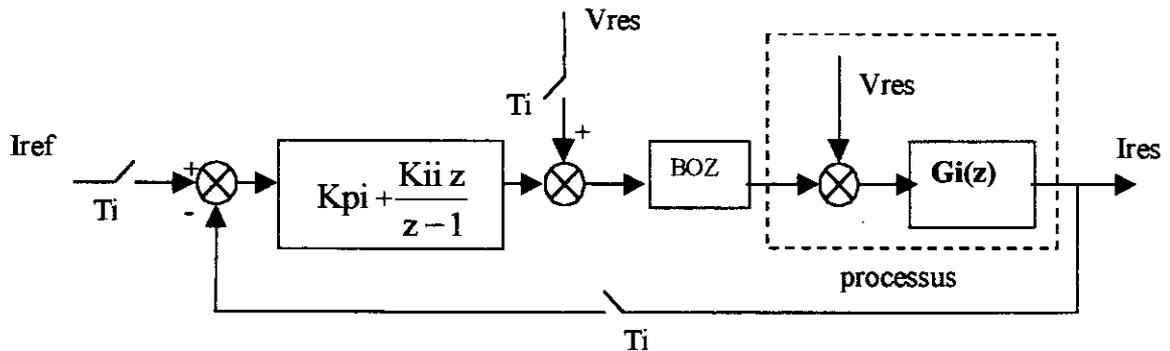
$$G_i(z) = \frac{K_1 (1 - e^{-\omega_0 T_i})}{\omega_0 (z - e^{-\omega_0 T_i})} \quad (II-31)$$

En prenant pour R_r , L_r et T_i les valeurs numériques suivantes :

$R_r=0.25\Omega$, $L_r=10^{-3}H$, $T_i=10^{-4}s$, on trouve :

$$G_i(z) = \frac{0.099}{z - 0.975} \quad (II-32)$$

Les différents régulateurs standards peuvent être utilisés (P, PI, IP et RST). Nous utilisons un régulateur PI pour la boucle de courant. L'algorithme de la boucle de courant est donné à la figure (II-10). Après compensation, le système se réduit à celui présenté à la figure (II-11).



figure(II-10) Algorithme de réglage du courant du réseau.

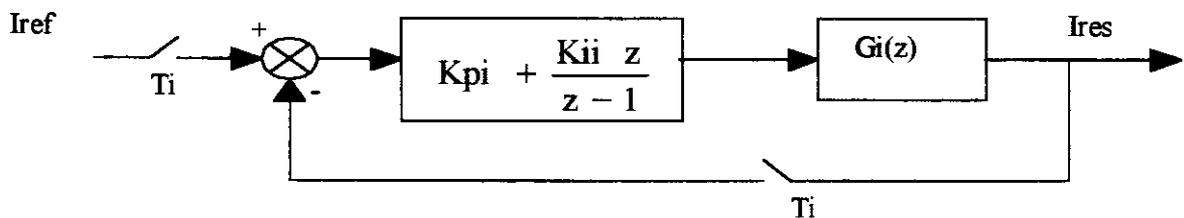


Figure (II-11) Modèle équivalent de la boucle de courant du réseau.

On calcule les paramètres K_{pi} et K_{ii} du régulateur PI pour avoir un système équivalent en boucle fermée de second ordre avec une pulsation ω_{ni} tel que $\omega_{ni} \cdot T_i = 1$ et un amortissement unitaire ($\xi = 1$). On obtient alors $K_{pi} = 8.48V/A$ et $K_{ii} = 4.045V/A$.

II.6.2 Réglage du courant du réseau en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov.

En utilisant le théorème de la stabilité globale de LYAPUNOV (section II.3), on établit l'algorithme de réglage du courant de charge.

Soit l'équation qui régit le fonctionnement de la boucle de courant du réseau:

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res})$$

Avec i_{res} la variable d'état, et u_2 la commande.

On définit l'erreur e_{res} comme suit:

$$e_{res} = i_{res} - i_{resd} \quad (II-33)$$

Où i_{resd} est le courant de réseau désiré. L'équation (1-28) devient:

$$\frac{de_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.e_{res} - 2.R_r.i_{resd} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (II-34)$$

On prend une fonction de LYAPUNOV quadratique telle que:

$$V(e_{res}) = \frac{1}{2}.e_{res}^2$$

Sa dérivé par rapport au temps est donnée par:

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (e_{res}.X.u_2 - e_{res}.Y - 2.R_r.e_{res}^2 - 2.R_r.i_{resd}.e_{res} + 2.V_{res}.e_{res}) - e_{res} \cdot \frac{di_{resd}}{dt}$$

Pour que $\dot{V}(e_{res})$ soit négatif quelque soit e_{res} on prend : $\dot{e}_{res} = -e_{res}$.

D'où la loi de commande:

$$u_2 = \frac{1}{X} (Y + 2.R_r.i_{resd} - 2.V_{res}) + \frac{2.L_r}{X} \cdot \frac{d(i_{resd})}{dt} \quad (II-35)$$

II.6.3 Synthèse du régulateur de la boucle de courant du réseau par la technique de la linéarisation par bouclage.

Soit l'équation qui régie le modèle de la boucle de courant de charge:

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 \cdot X - Y - 2R_r \cdot i_{res} + 2V_{res})$$

en posant:

$$f_1 = -\frac{1}{2L_r} (Y + 2R_r \cdot i_{res} - 2V_{res})$$

on obtient:

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} u_2 \cdot X + f_1$$

Soit:

$$u_2 = \frac{2L_r}{X} (v - f_1) \quad \Rightarrow \quad \frac{di_{res}}{dt} = v$$

Le choix de v telle que:

$$v = \frac{di_{resd}}{dt} - k \cdot (i_{res} - i_{resd})$$

Permet de faire tendre i_{res} vers i_{resd} quand le temps tend vers l'infini. D'où la loi de commande :

$$u_2 = \frac{2L_r}{X} \left[\frac{di_{resd}}{dt} - k \cdot (i_{res} - i_{resd}) + \frac{1}{2L_r} \cdot (Y + 2R_r \cdot i_{resd} - 2V_{res}) \right] \quad (\text{II-36})$$

avec $k > 0$.

II.6.4 Réglage de la boucle de courant du réseau par les modes de glissements

soit l'équation régissant le fonctionnement du modèle du courant du réseau:

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 \cdot X - Y - 2R_r \cdot i_{res} + 2V_{res})$$

On prend la surface de glissement suivante:

$$S = i_{res} - i_{resd} \quad (\text{II-37})$$

Soit:

$$\dot{S} = \frac{di_{res}}{dt} - \frac{di_{resd}}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 \cdot X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (\text{II-38})$$

La loi d'attractivité est la suivante:

$$\dot{S} = -q \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot S \quad (\text{II-39})$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (II-15) et (II-16), on déduit la loi de commande suivante :

$$u_2 = \frac{2L_r}{X} \left[-q \cdot \text{sgn}(S) - k \cdot S + \frac{1}{2L_r} (Y + 2R_r i_{res} - 2V_{res}) + \frac{di_{resd}}{dt} \right] \quad (\text{II-40})$$

II.7 Commande par hystérésis en courant [1]

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant . Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire comme nous l'avons vu, ou à hystérésis .

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des courants du réseau et de la charge. Le principe général de cette stratégie est de comparer un courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants , on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

On montre que les performances de cette stratégie sont liées à la largeur de la bande d'hystérésis aussi bien du point de vue poursuite de la référence, spectrale que fréquence de commutation des interrupteurs.

L'ondulation du courant est imposée par l'hystérese Δi d'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple).

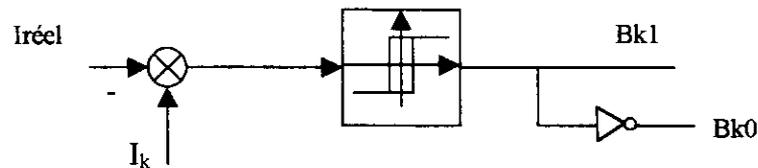
Pour les convertisseurs à deux niveaux, on a deux états de commande possible pour un bras ,et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (bras k de l'onduleur) par le système d'équation (II-41) ci-dessous.

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et réel définie par $\varepsilon_k = I_k - I_{ref}$. les ordres de commande Bks des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i & \text{alors } Bks = 0 \text{ (ou faux)} \\ \text{Si } \varepsilon_k < -\Delta i & \text{alors } Bks = 1 \text{ (ou vraie)} \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

La figure (II-12) montre le schéma synoptique de la stratégie.



Fig(II-12)- Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des convertisseurs à deux niveaux .

A noter que cet algorithme de réglage peut être utilisé pour la commande du redresseur à deux niveaux. Pour notre cas, le courant de référence de la charge monophasée est donné par:

$$I_{chref} = I_{chm} \sin(\omega_{ch} t) \quad (\text{II-42})$$

Où I_{chm} désigne l'amplitude du courant de référence et ω_{ch} sa pulsation.

Pour le courant de référence du réseau alimentant le redresseur monophasé à deux niveaux il est donné par:

$$I_{resref} = I_{resm}(t) \sin(\omega_{res} t) \quad (\text{II-43})$$

Avec $I_{resm}(t)$ l'amplitude de référence du courant du réseau imposé par la boucle de tension.

II.8 Commande des interrupteurs du convertisseur direct AC-AC monophasé.

L'hypothèse adoptée pour l'élaboration du modèle de commande est de considérer la valeur moyenne des grandeurs de commande afin d'unifier le caractère continu de la partie opérative. Donc les différentes stratégies de commande présentées jusqu'à lors, représentent les valeurs moyenne continues des grandeurs de commande.

L'action des interrupteurs étant par tout ou rien (ouvert ou fermé). On doit nécessairement faire adapter ces commandes à la nature de fonctionnement des interrupteurs.

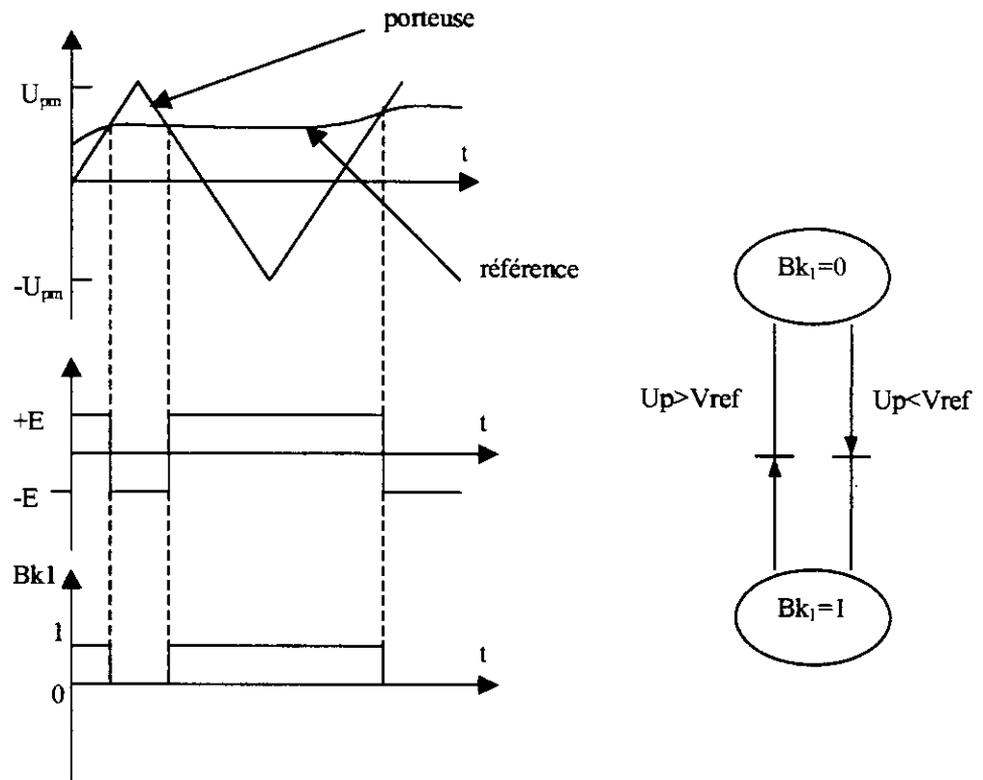
Pour se faire, la technique de modulation de largeurs d'impulsions **MLI** est souvent employée. Le principe de cette technique consiste à comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Elle est caractérisée par deux paramètres :

l'indice de modulation **m** et le taux de modulation **r**. L'indice de modulation **m** est défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la grandeur de référence $\left(m = \frac{f_p}{f} \right)$. Le taux de modulation **r** est le rapport de l'amplitude

V_m de la tension de la référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$.

On parle de modulation **synchrone** quand **m** est entier et **asynchrone** dans le cas contraire.

La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La figure (II-13) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un convertisseur à deux niveaux. l'algorithme de cette stratégie est résumé par le réseau de Petri de la figure (II-13).



Figure(II-13) Principe et réseau de Petri de la stratégie triangulo- sinusoidale

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tenu à présenter les différents types de commande, linéaire et non linéaire appliquées à notre convertisseur direct AC-AC monophasé.

Ces différents types de commande, varient entre la commande par hystérésis, commande linéaire échantillonnée, commande en utilisant le théorie de LYAPUNOV, commande par la linéarisation par bouclage (feed back linearsation), et en fin, la commande par mode glissant.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des performances de tous ces algorithmes. .

Chapitre III

*Etude des performances
des algorithmes de
commande du convertisseur
direct AC-AC monophasé*

III . ETUDE DES PERFORMANCES DES ALGORITHMES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC-AC MONOPHASE .

III . 1 INTRODUCTION:

Après une modélisation détaillée du convertisseur direct AC-AC monophasé au chapitre (1), puis développement de différentes stratégies de commande des boucles de tension et de courant dans le chapitre (2), le chapitre (3) vient valider la panoplie de lois de commandes appliquées au modèle global du système à régler.

Les simulations liées à chaque stratégie seront présentées, suivies de commentaires et interprétations des résultats obtenus.

Ensuite, on présentera l'effet de la variation de quelques paramètres sur la qualité du réglage.

Enfin, une conclusion clôturera ce chapitre.

III . 2 VALIDATION DES LOIS DE COMMANDE.

Pour valider les lois de commande développées dans le chapitre précédent, nous choisissons parmi ces différentes lois de commande une combinaison qui sera appliquée au système à régler.

Les performances obtenues seront alors présentées dans des graphes de simulations.

III . 2 . 1 Cas 1 :

Dans ce premier cas, nous utilisons un réglage classique échantillonné pour la boucle de tension et les deux boucles de courants.

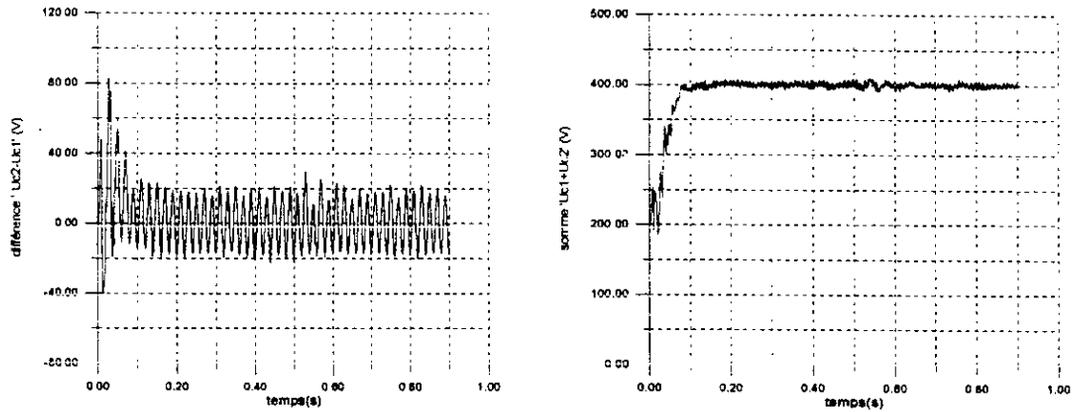
La période d'échantillonnage de la boucle de tension est $T_v = 20\text{ms}$.

La période d'échantillonnage des boucles de courant est $T_i = 0.1\text{ms}$.

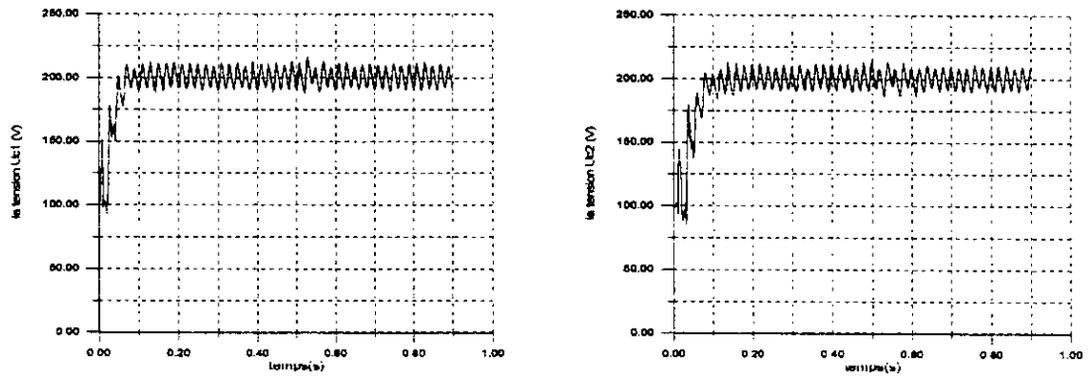
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 2Khz .

On impose un courant de charge sinusoïdale d'amplitude 8A et de fréquence 50 Hz.

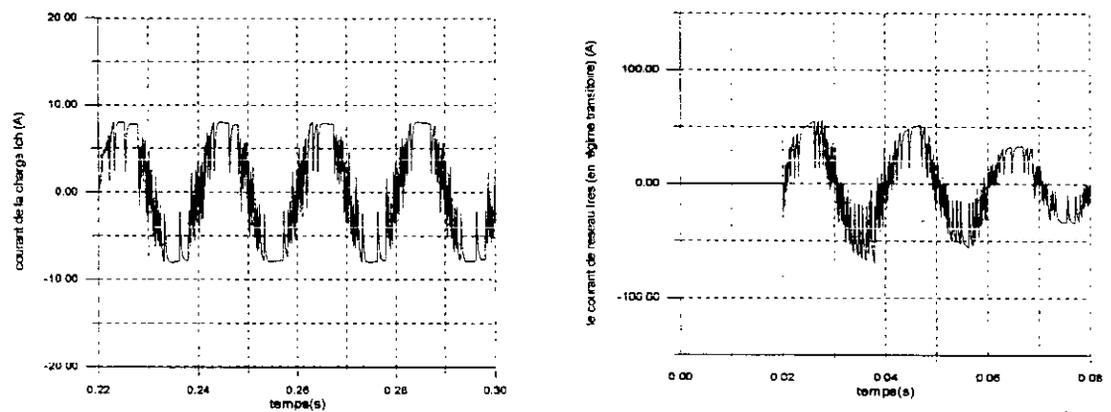
Les résultats obtenus sont donnés dans les figures suivantes .



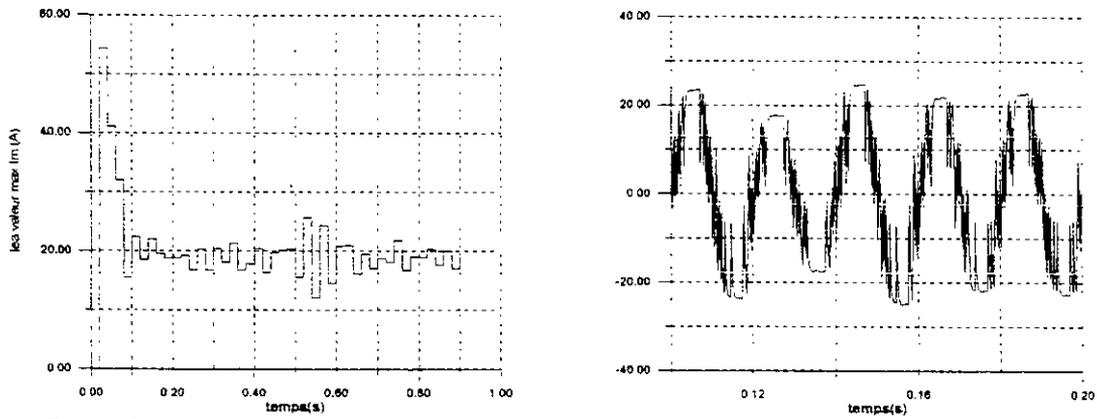
« figure (3-1) différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$, et somme des tensions $U_{C1}+U_{C2}$ »



« figure(3-2) Tensions U_{C1} et U_{C2} »



« figure (3-3) Courant de charge I_{ch} , et courant de réseau I_{res} »



« figure (3-4) : Amplitude de référence I_m pour le courant du réseau, et courant de réseau ires en régime permanent »

Interprétation des résultats :

Les résultats précédents montrent bien que :

- la somme $U_{c1}+U_{c2}$ suit bien sa référence. Au départ, on peut voir que la tension

$U_{c1}+U_{c2}$ décroît un peu car entre $[0 \text{ Tv}]$ la valeur maximale du courant de référence est nulle. Ensuite, la somme croît pour atteindre sa référence U_{ref} .

- la différence $U_{c2}-U_{c1}$ prend des valeurs entre $[-20V \ 20V]$ donc nous avons une erreur relative de $\pm 10\%$ qui est relativement grande. nous pouvons même voir qu'au début, la différence atteint une valeur de 80V qui est due à la valeur maximale du courant qui est nulle.

- la valeur maximale du courant de référence se stabilise après un régime transitoire où elle croît rapidement. La valeur importante du courant au régime transitoire permet de ramener la tension vers sa valeur de référence.

- les courants I_{res} et i_{ch} suivent bien leurs référence sinusoïdale. Le courant I_{res} est bien en phase avec la tension V_{res} , d'où un facteur de déphasage unitaire coté réseau. Le courant i_{ch} a bien une fréquence désirée de 50Hz.

A partir des résultats précédents, on peut dire que le réglage classique échantillonné permet d'avoir les résultats voulus, changement de fréquence dans la charge et le réglage des tensions du pont capacitif du convertisseur.

La différence entre ces deux tensions reste libre car nous n'avons pas une grandeur qui nous permet de la réguler.

III . 2 . 2 Cas 2 :

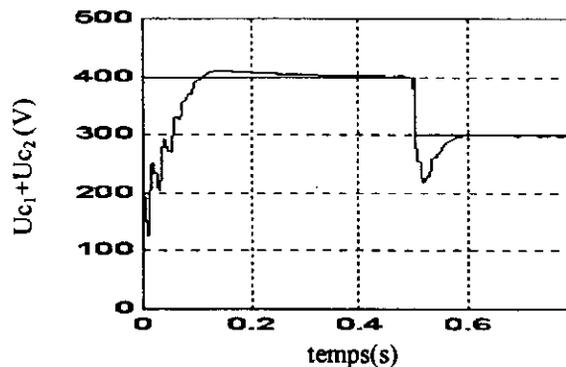
Dans ce deuxième cas, on utilise un réglage classique échantillonné pour la boucle de tension avec une période d'échantillonnage $T_v = 20\text{ms}$.

Les deux boucles de courant sont régulées en utilisant la théorie de Lyapunov.

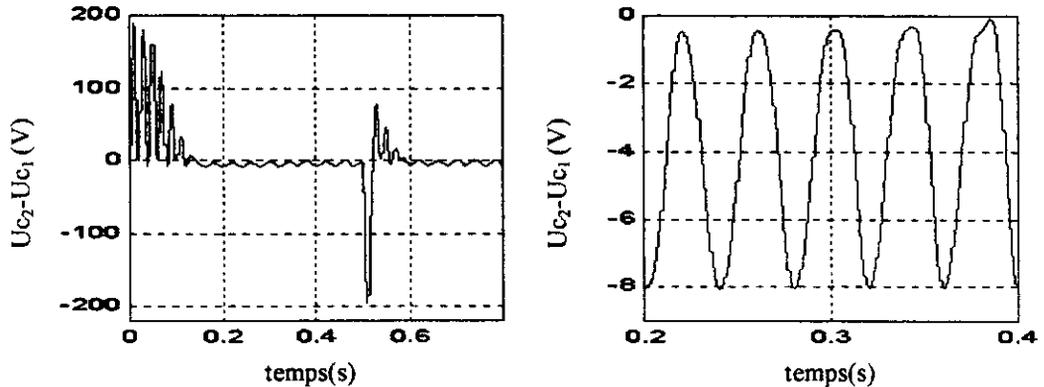
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10KHz .

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz .

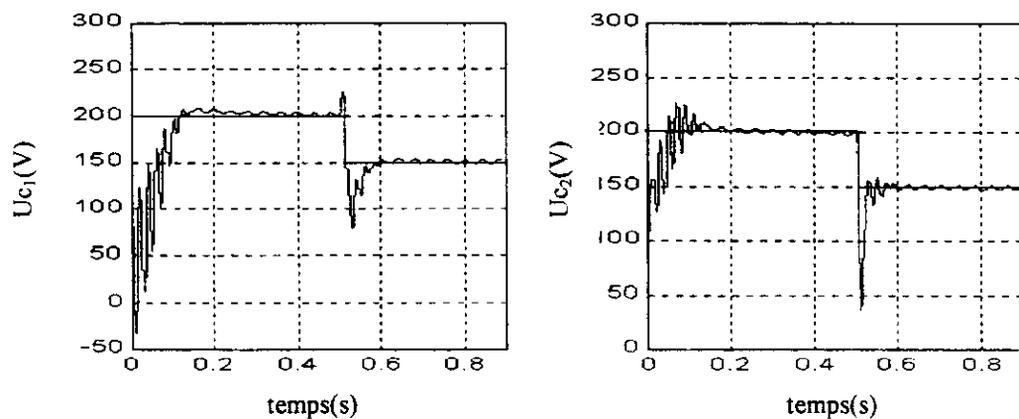
Les résultats des simulations obtenus sont présentés dans les figures suivantes.



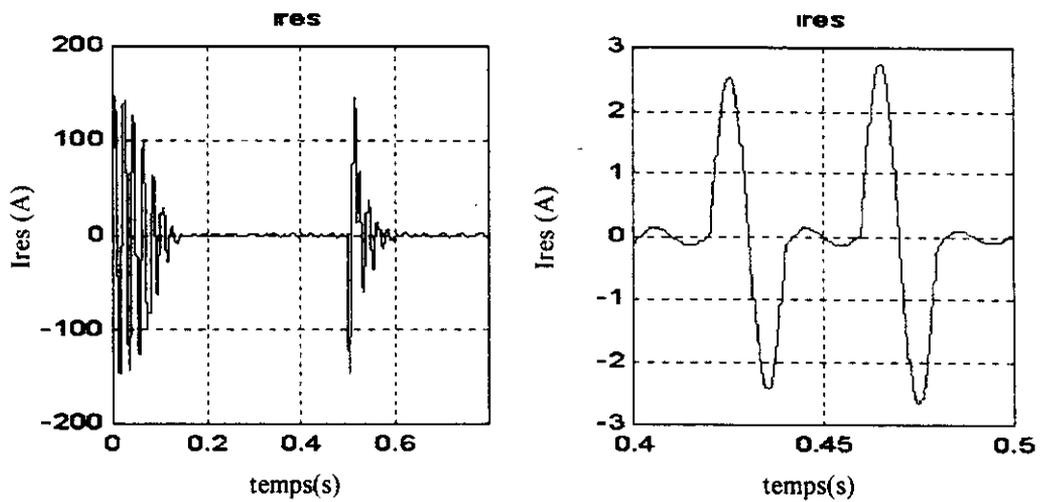
« figure (3-5): somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de référence »



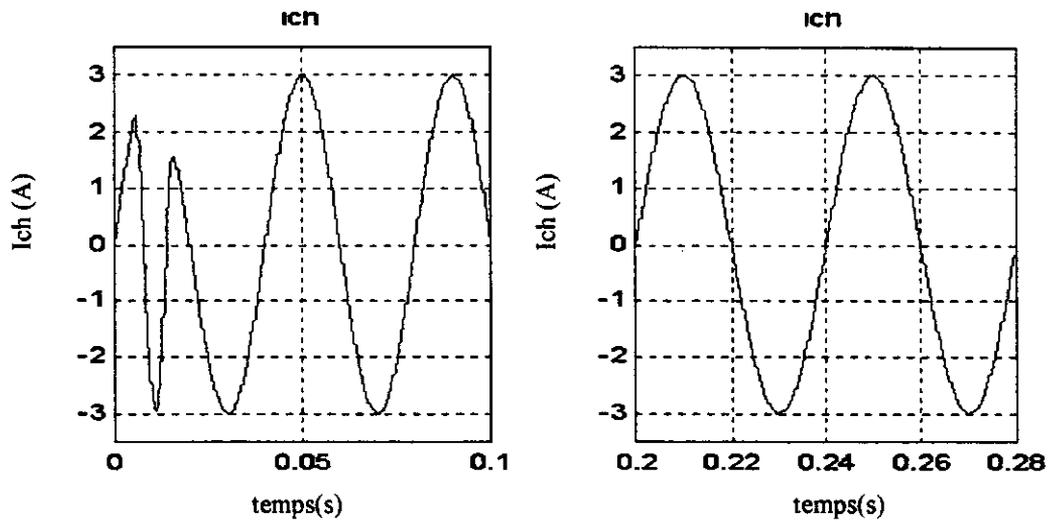
« figure (3-6): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: régime transitoire et permanent »



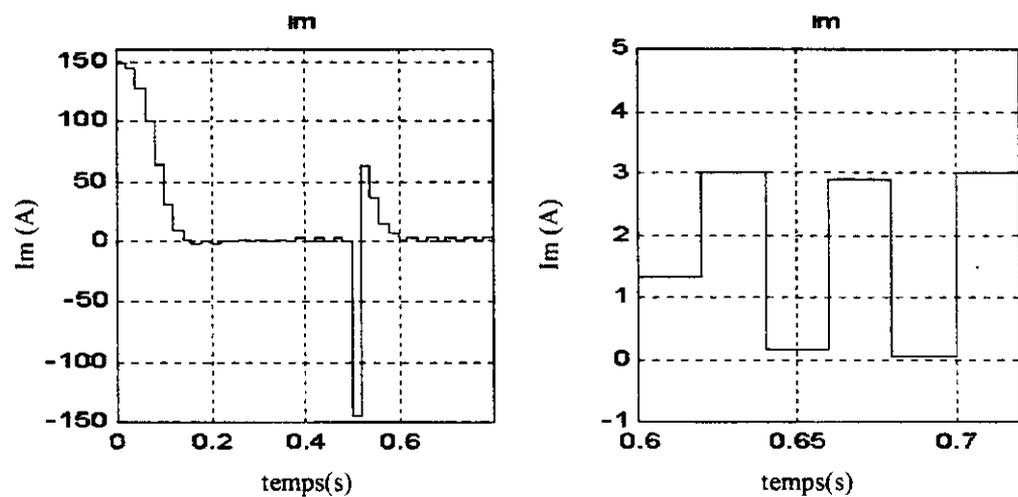
« figure (3-7): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de référence »



« figure (3-8): courant de réseau i_{res} : régime transitoire et permanent »



« figure (3-9): courant de charge i_{ch} : régime transitoire et permanent »



« figure (3-10): Amplitude de référence pour le courant du réseau : régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats :

On remarque que la somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit très bien sa référence (figure (3-5)).

Il est à souligner que lors de changement de référence, on observe un dépassement de près de 20%.

Après un régime transitoire, la différence des tensions $U_{c2}-U_{c1}$ se stabilise entre zéro et huit volt , figure (3-6).

Les tensions U_{c1} et U_{c2} suivent bien leurs références, figure (3-7).

Le courant de réseau est bien en phase avec la tension du réseau de fréquence 50Hz, figure(3-8).

Le courant de charge suit parfaitement sa référence après un régime transitoire d'une demi-période figure(3-9).

La figure (3-10) montre l'évolution de la commande I_m de la boucle de tension. La réaction de cette commande face à un changement brusque de la référence est de délivrer un courant très fort afin d'atteindre le plus rapidement possible la nouvelle référence. Mais vue la nature échantillonnée du réglage, cette commande est maintenue constante durant une période d'échantillonnage ce qui entraîne un dépassement avant que la référence ne soit atteinte.

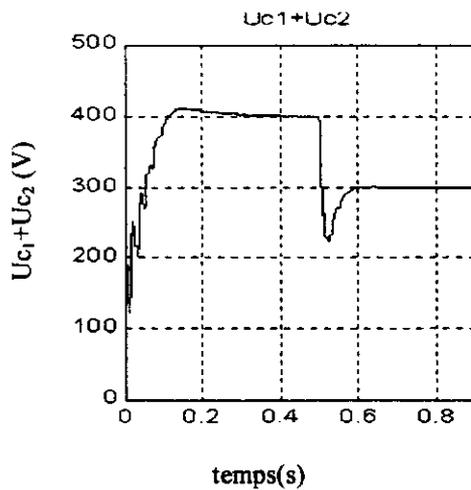
III . 2 . 3 Cas 3 :

Dans le troisième cas, la boucle de tension est réglée par une commande classique échantillonnée. Les deux boucles de courant sont réglées par la technique du bouclage linéarisant.

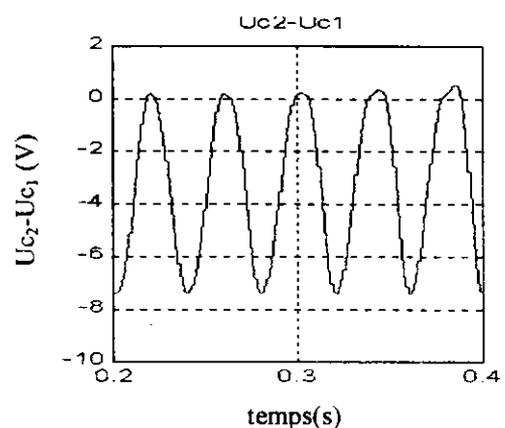
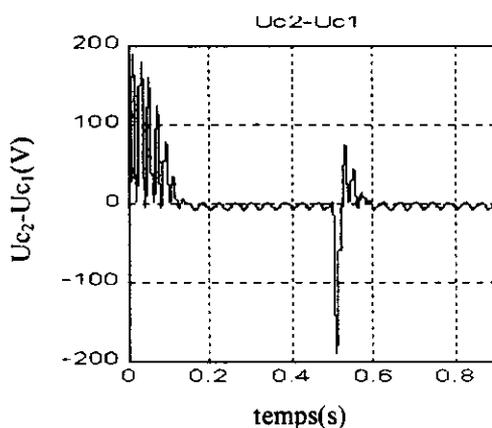
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10Khz.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

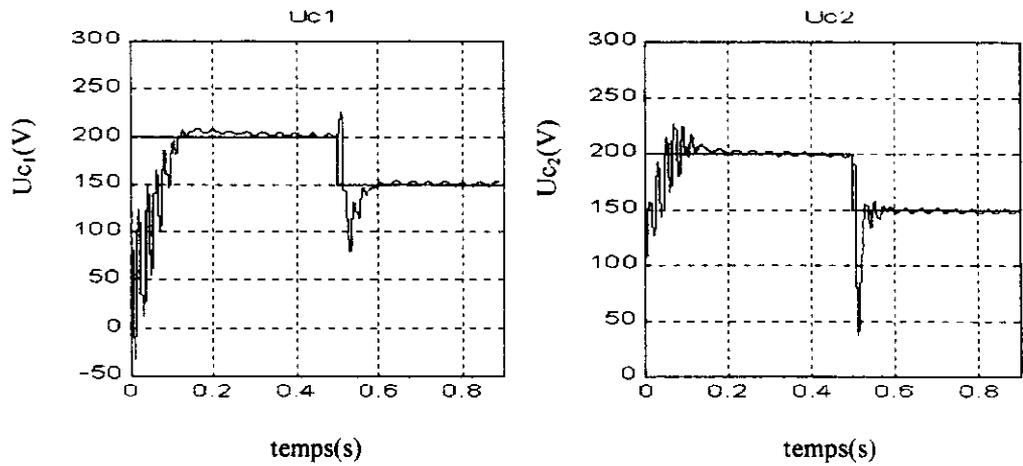
Les résultats des simulations obtenus sont présentés dans les figures suivantes.



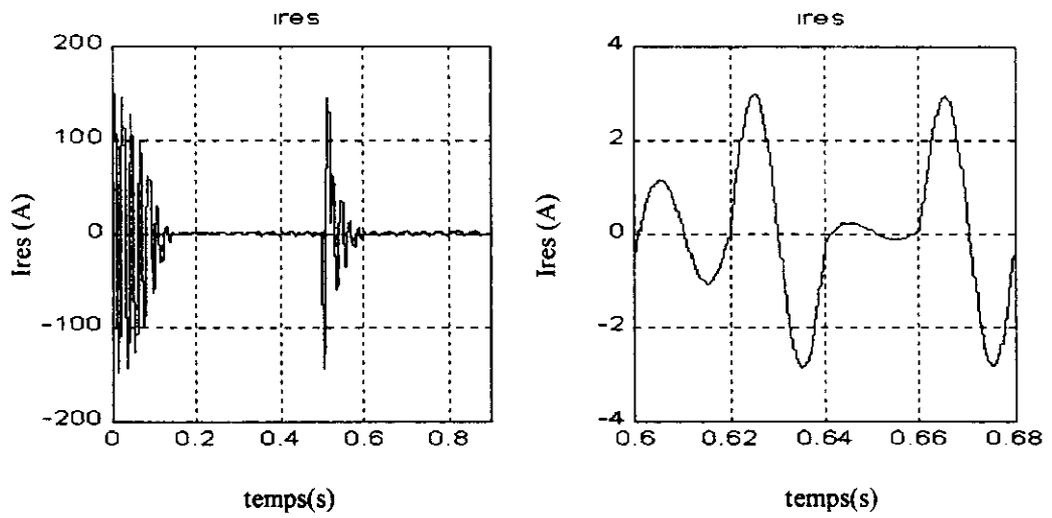
« figure (3-11): somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de référence »



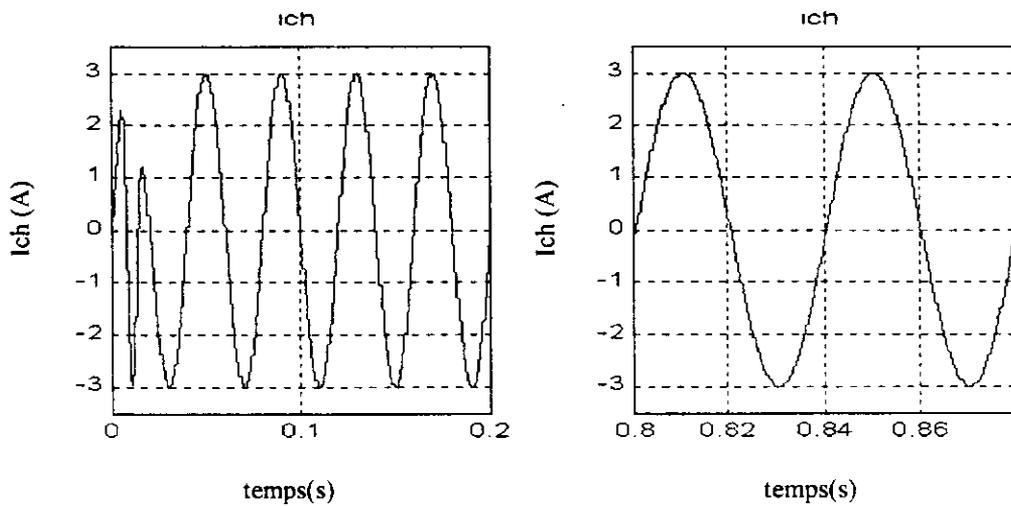
« figure (3-12): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: régime transitoire et permanent »



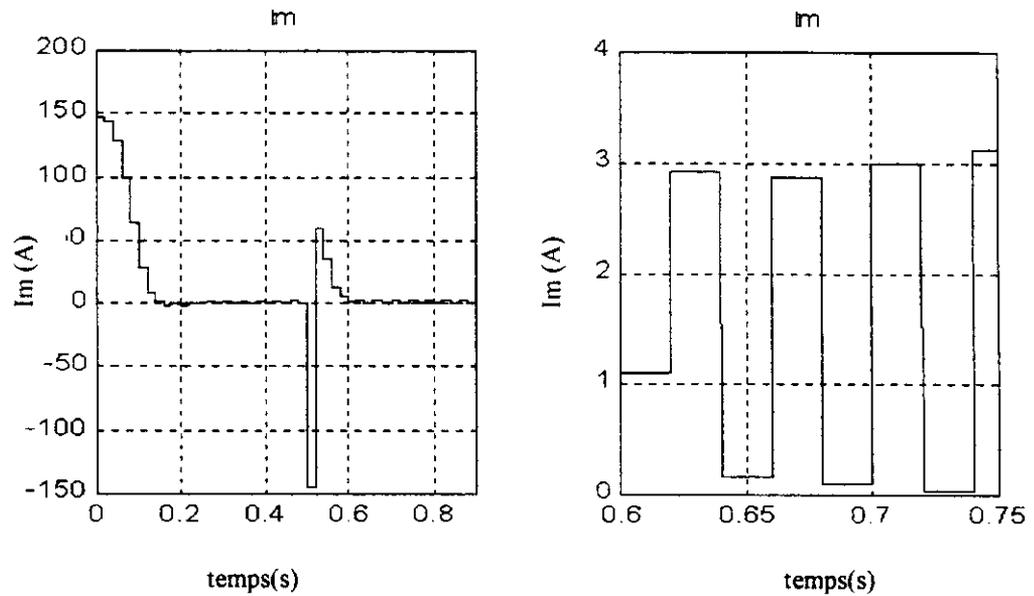
« figure (3-13): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



« figure (3-14): Courant du réseau i_{res} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-15): Courant de charge i_{ch} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-16): Amplitude de référence pour le courant du réseau : régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats :

On remarque que le réglage des boucles de courant par bouclage linéarisant donne les mêmes performances que lorsqu'on utilise la commande par la théorie de Lyapunov.

La somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit parfaitement sa référence. Le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau, et le courant de charge suit très bien sa référence.

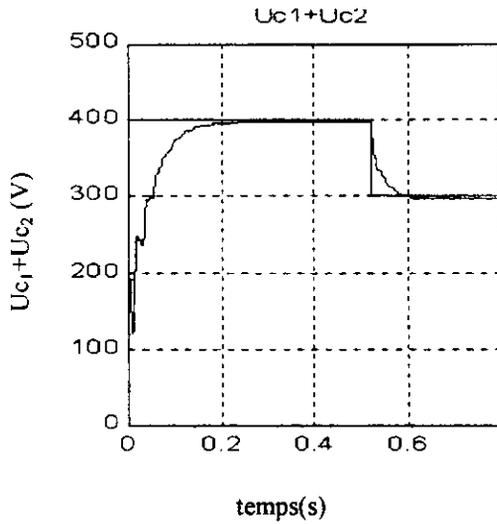
III . 2 . 4 Cas 4 :

Dans le quatrième cas, la boucle de tension et les deux boucles de courant sont commandées en utilisant la théorie de Lyapunov.

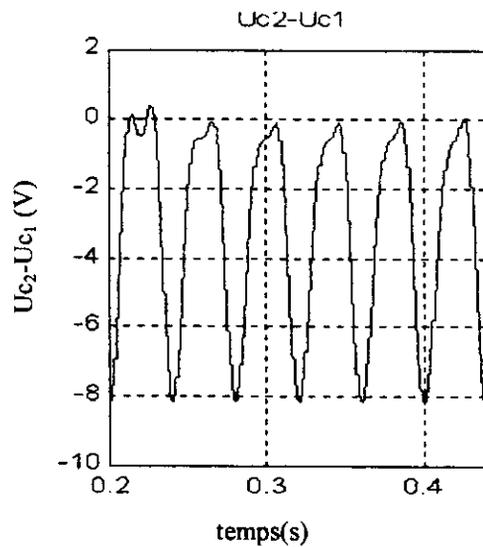
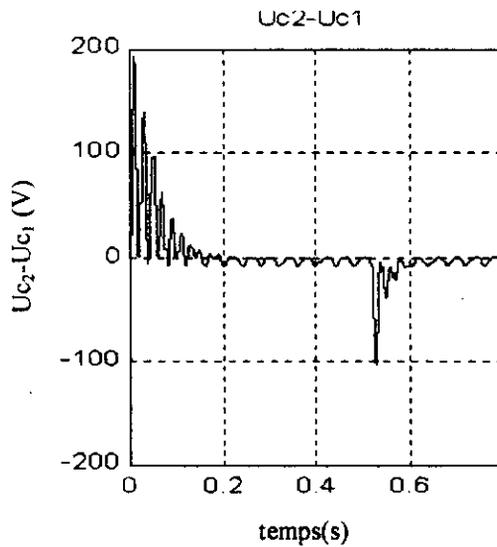
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10Khz.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

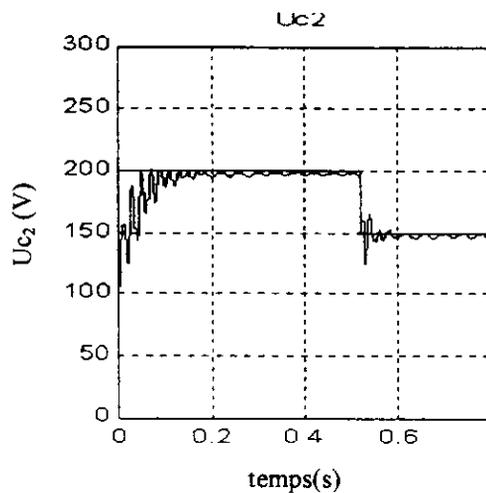
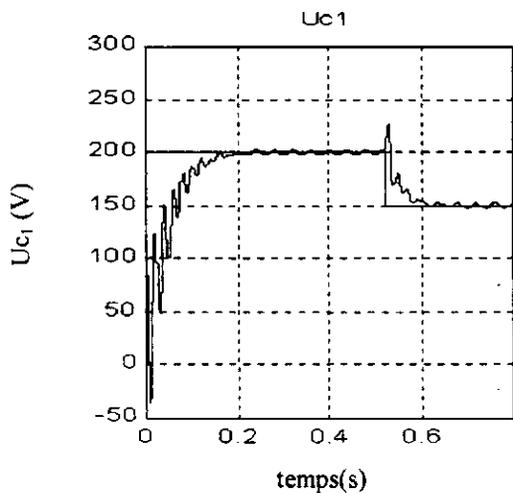
Les résultats des simulations obtenus sont présentés dans les figures suivantes.



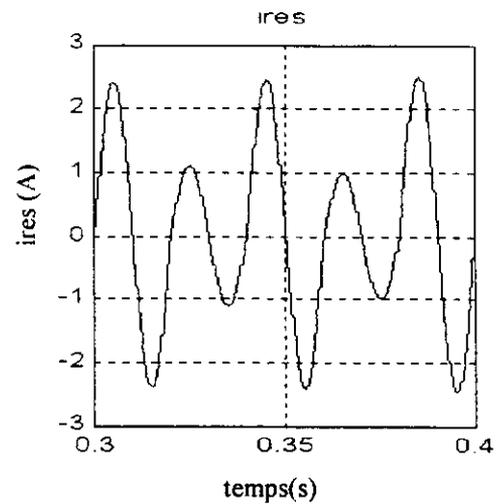
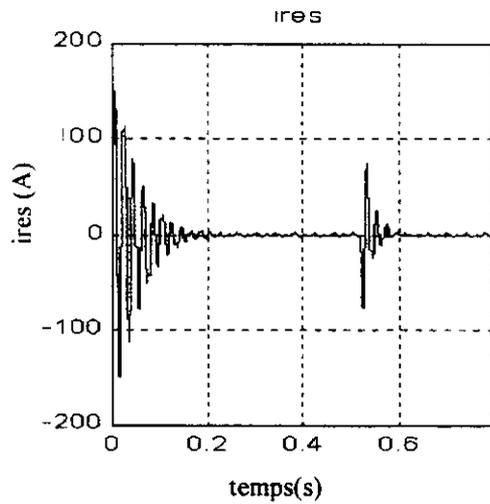
« figure (3-17): Somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de références »



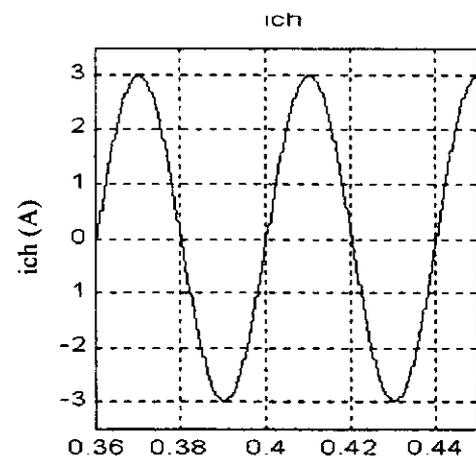
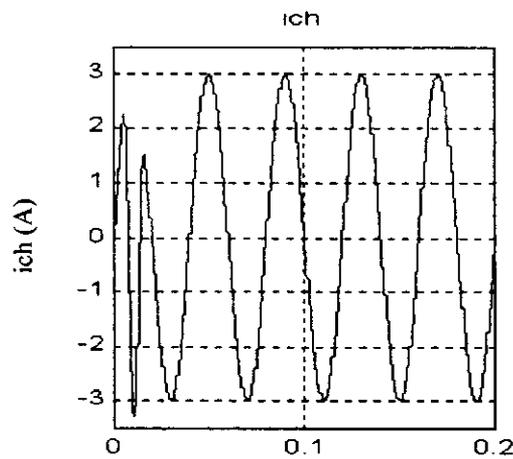
« figure (3-18): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: Régime transitoire et permanent »



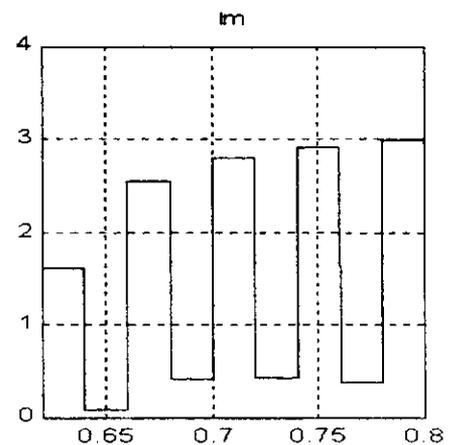
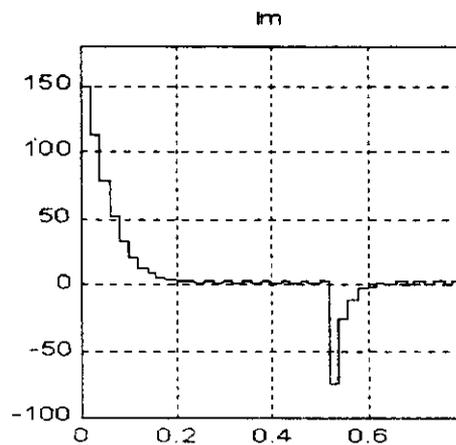
« figure (3-19): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références. »



« figure (3-20): Courant de réseau i_{res} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-21): Courant de charge i_{ch} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-22): Amplitude de référence pour le courant du réseau : Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

La figure (3-17) montre que la somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit très bien sa référence.

On remarque cette fois ci, que le réglage de la boucle de tension en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, permet un passage doux entre les deux valeurs de la référence sans qu'il y ait dépassement.

La différence des tensions $U_{c2}-U_{c1}$ est comprise entre zéro et 8V (figure (3-18)).

Les tensions U_{c1} et U_{c2} données par la figure (3-19), sont bien meilleures que celles obtenues par le réglage classique dans le sens où les dépassements sont atténués.

Le courant de réseau est bien en phase avec la tension du réseau, figure(3-20).

Le courant de charge se confond avec sa référence (figure (3-21)).

Dans la figure (3-22) on voit l'explication du passage doux de la somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$ entre deux valeurs de référence :

En effet, au moment où le régulateur classique délivre une grande énergie pour ramener la sortie à sa référence, le réglage par la théorie de Lyapunov permet de délivrer une énergie moins importante et graduelle jusqu'à ce que la référence soit atteinte.

III . 2 . 5 Cas 5 :

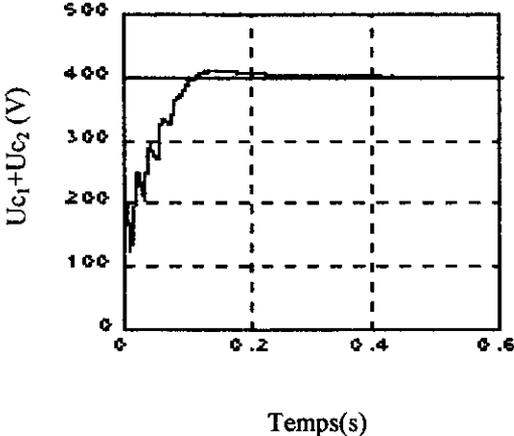
Dans ce cas, la boucle de tension est réglée par un réglage classique échantillonné.

Les deux boucles de courant sont commandées par modes glissants.

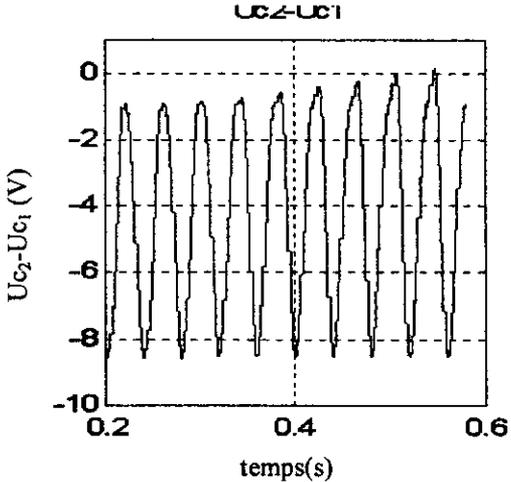
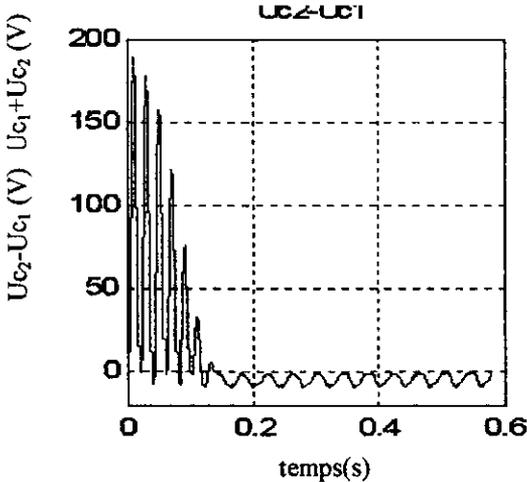
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10Khz.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

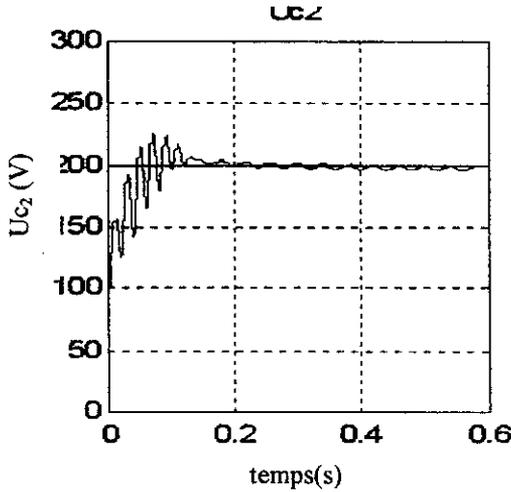
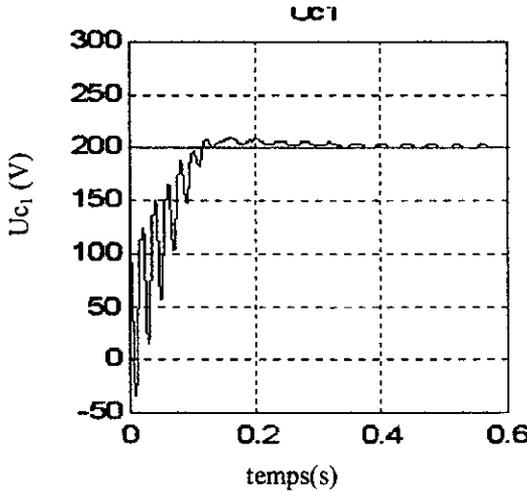
Les résultats des simulations obtenus sont présentés dans les figures suivantes.



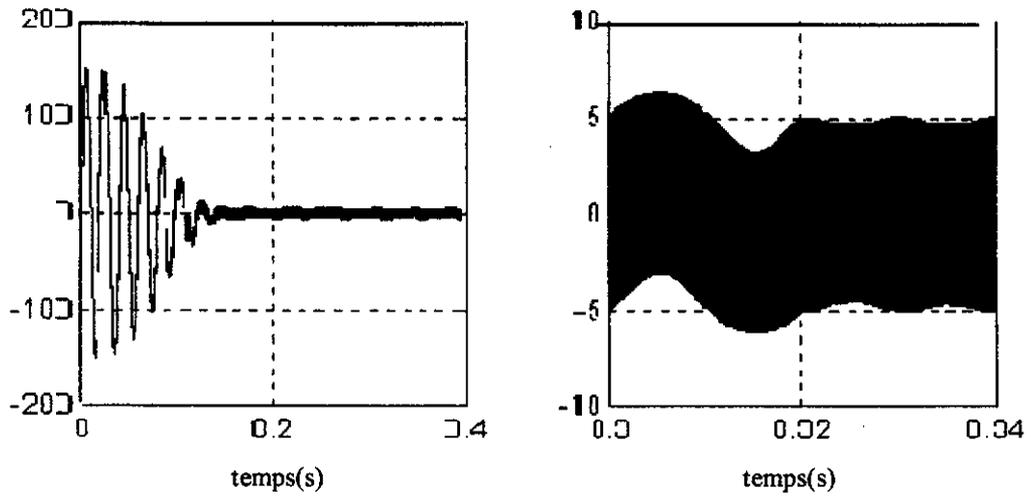
« figure (3-23): Somme de tensions 'U_{c1}+U_{c2}' réelle et de référence. »



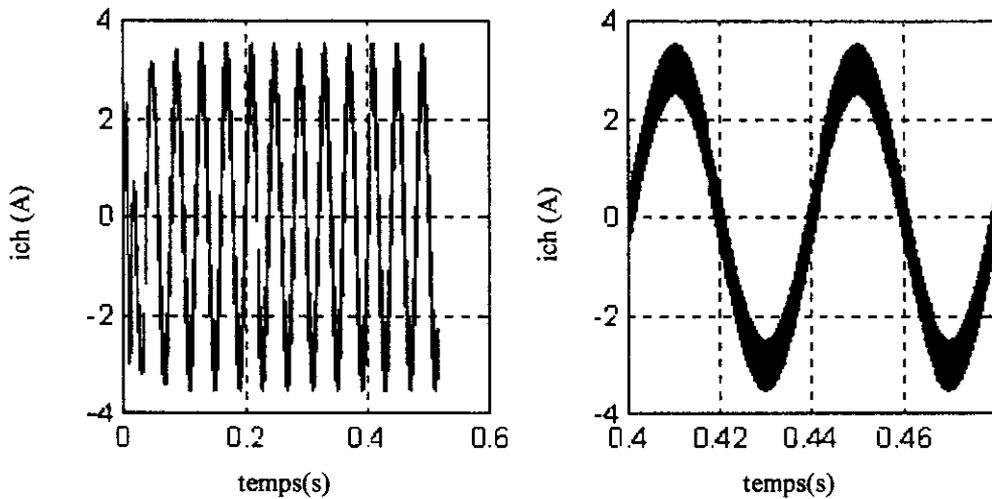
« figure (3-24): Différence de tensions U_{c2}-U_{c1} : régime transitoire et permanent »



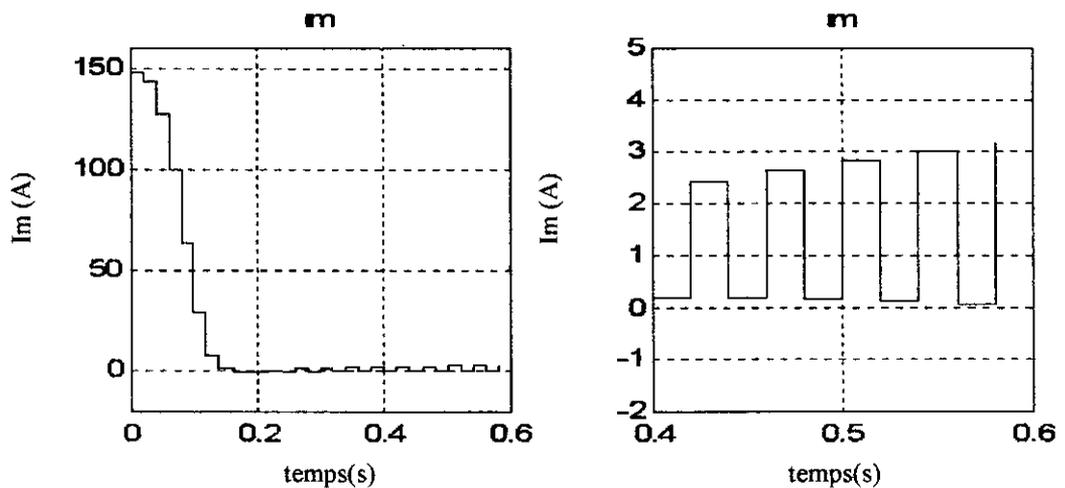
« figure (3-25): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



« figure (3-26): Courant du réseau ires : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-27): Courant de charge ich : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-28): Amplitude de référence I_m du courant du réseau : Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

Nous constatons que la somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$, la différence $U_{c2}-U_{c1}$ ainsi que les tensions U_{c1} et U_{c2} ont les mêmes performances que ceux obtenues avec les algorithmes de réglage précédents (figures (3-23),(3-24),(3-25), (3-28)).

Ce constat nous permet donc de confirmer l'efficacité de l'utilisation du principe de l'égalité des puissances instantanées pour le découplage des différentes grandeurs sur le plan commande.

La figure (3-26) montre un courant de réseau qui ne décrit pas une sinusoïde claire car l'effet de chattering est très prononcé.

La figure (3-27) est celle du courant de charge, on voit que ce dernier suit sa référence sinusoïdale, mais là encore, on observe un effet de chattering qui donne au courant une qualité bien inférieure à celle obtenue par les autres types de réglage.

III . 2 . 6 Cas 6 :

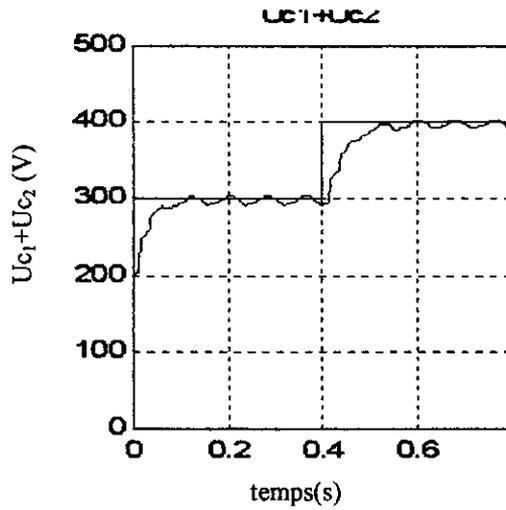
On utilise dans le cas six un réglage de la boucle de tension par la théorie de Lyapunov.

Les deux boucles de courant sont commandées par la technique de bouclage linéarisant.

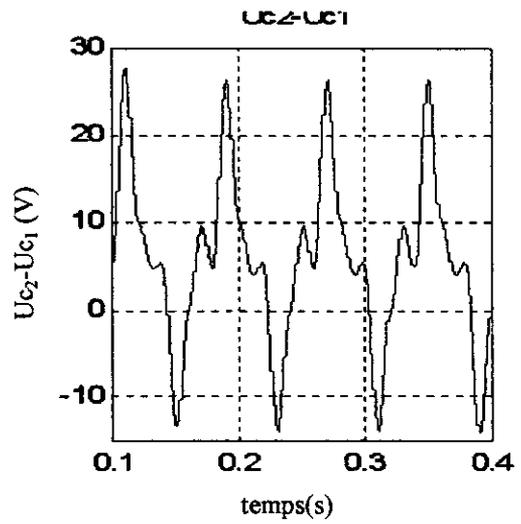
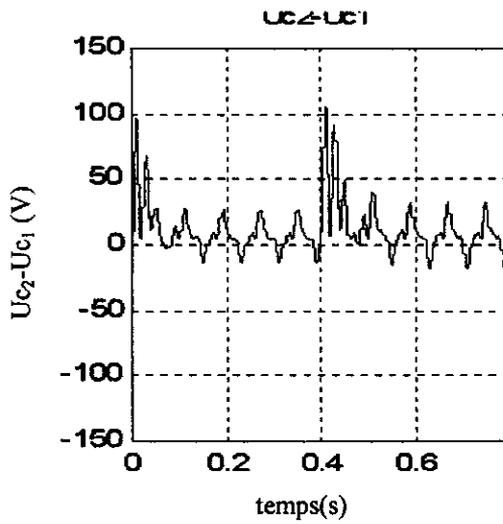
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10Khz.

Le courant de charge imposé est sinusoïdal de fréquence 12.5Hz et d'amplitude 2A.

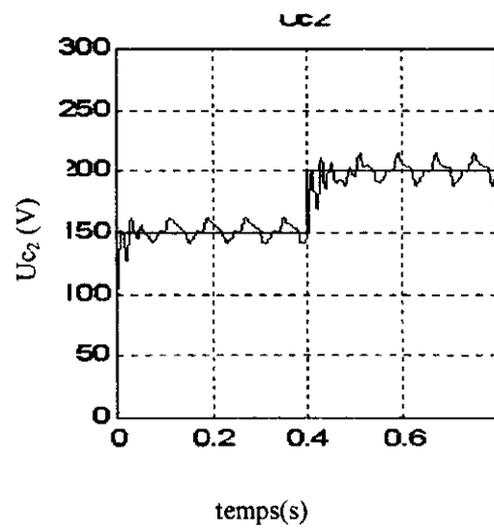
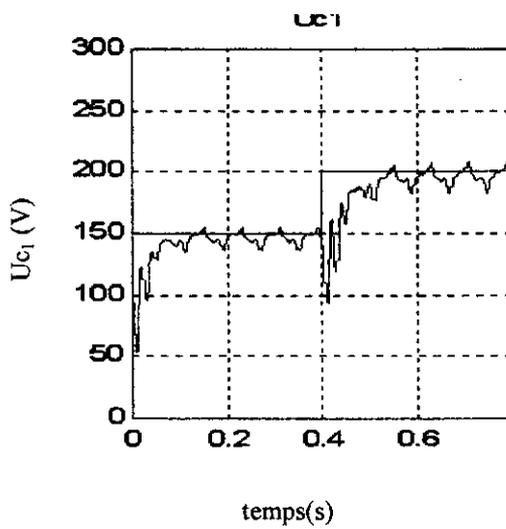
Les résultats des différentes simulations sont présentés dans les figures suivantes.



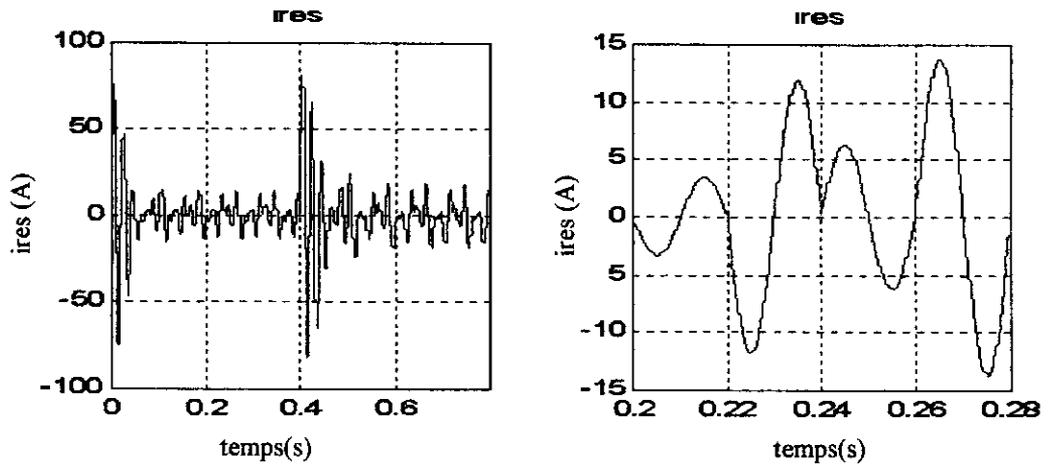
« figure (3-29): Somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de référence »



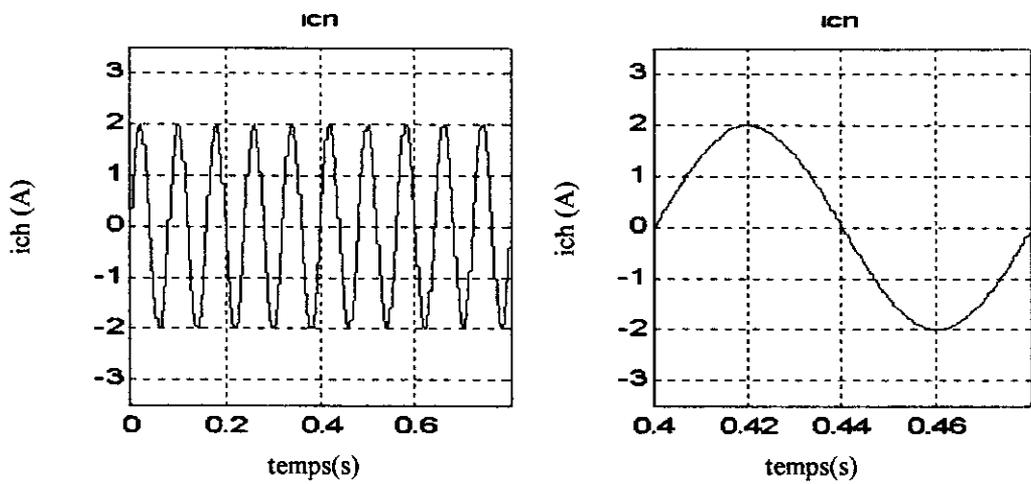
« figure (3-30): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: Régime transitoire et permanent »



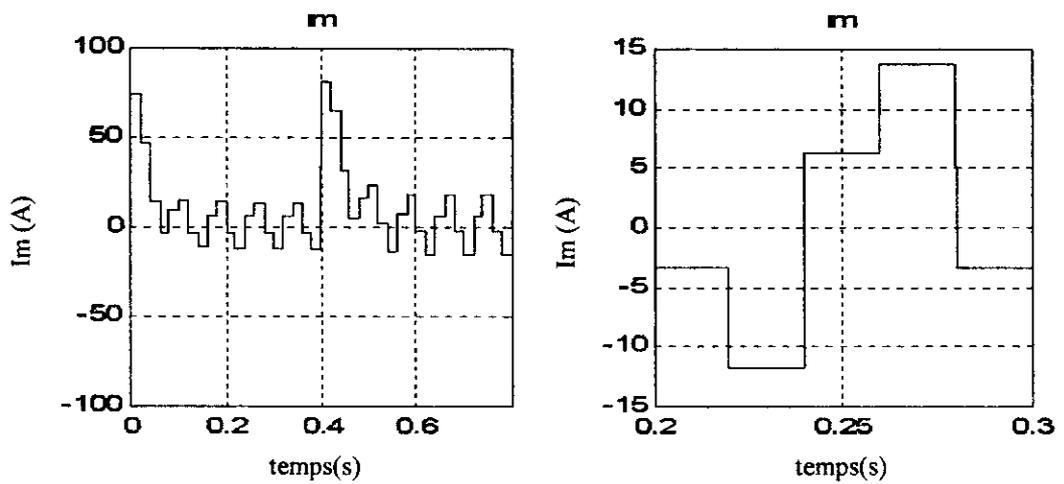
« figure (3-31): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



« figure (3-32): Courant de réseau ires : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-33): Courant de charge ich : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-34): Amplitude de référence I_m pour le courant du réseau : Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

On remarque que la somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit bien sa référence. Néanmoins, une certaine ondulation est observée au niveau de cette tension (figure (3-29)).

La différence de tension prend des valeurs plus importantes par rapport aux résultats de réglages obtenues précédemment (figure (3-30)). L'évolution de cette différence reste libre en l'absence d'une grandeur de commande qui agit sur elle.

Les tensions U_{c1} et U_{c2} suivent bien leurs références avec une certaine ondulation autour de la valeur de référence (figure (3-31)).

Le courant du réseau a une fréquence égale à la fréquence de la tension du réseau (figure (3-32)).

Comme c'est le cas pour tous les réglages, le courant de charge suit parfaitement sa référence en amplitude et en phase (figure (3-33)).

Il est à noter que le courant maximum du réseau qui est fourni par la boucle de tension prend tantôt des valeurs positives tantôt des valeurs négatives (figure (3-34)). Ceci signifie que le facteur de puissance prend les valeurs (+1) et (-1).

Si le facteur de puissance est égale à (+1), le réseau fournit de la puissance active. Si le facteur de puissance est égale à (-1), alors le réseau absorbe de la puissance active.

III . 2 . 7 Cas 7 :

Dans ce dernier cas, la boucle de tension est réglée par un réglage classique échantillonné avec une période d'échantillonnage $T_v = 20\text{ms}$.

Les deux boucles de courant sont réglées par hystérésis.

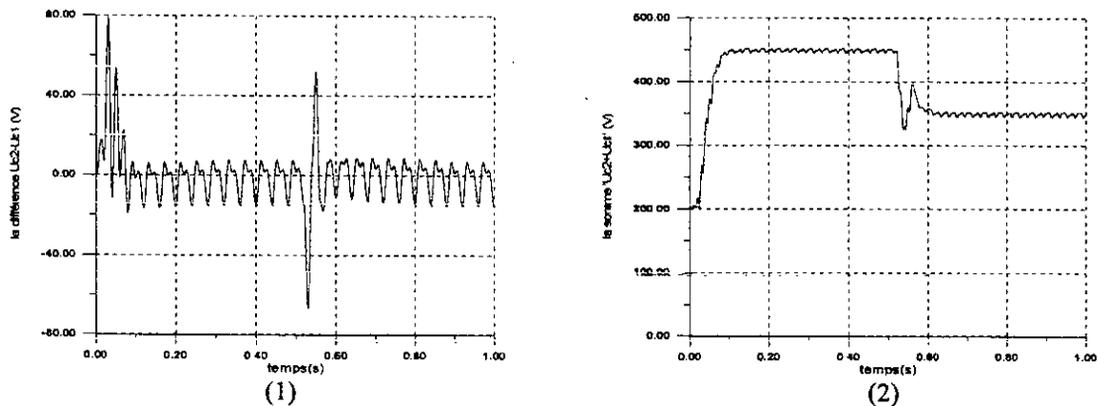
Deux hystérèses sont considérés :

Le premier hystérèse $\Delta i = 0.5$. Dans ce cas, le courant de charge est imposé sinusoïdal d'amplitude 7A et de fréquence 50Hz.

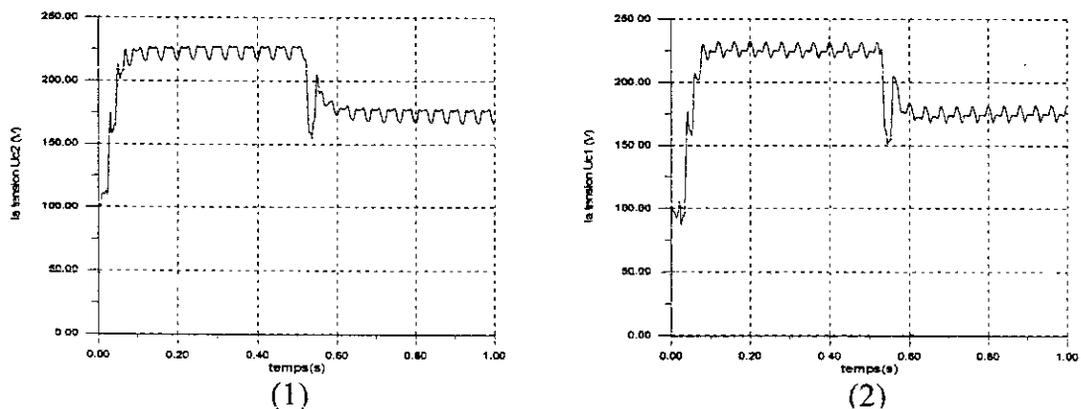
Le second hystérèse $\Delta i = 0.1$. Dans ce cas, le courant de charge est imposé sinusoïdal d'amplitude 7A et de fréquence 100Hz.

Les résultats des différentes simulations sont présentés dans les figures suivantes.

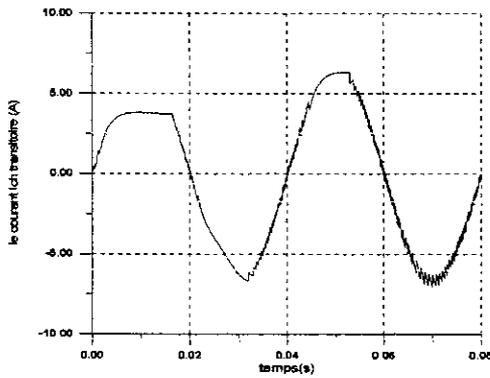
a) pour un hystérèse $\Delta i = 0.5$ $f_{ch} = 50\text{Hz}$



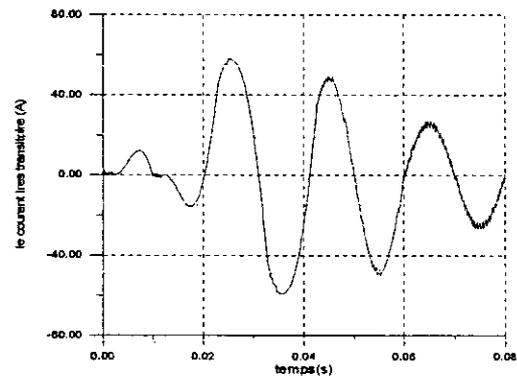
« figure (3-35) : (1) la différence $U_{c2}-U_{c1}$, (2) la somme $U_{c1}+U_{c2}$ »



« figure (3-36) : (1) la tension U_{c2} , (2) la tension U_{c1} . »

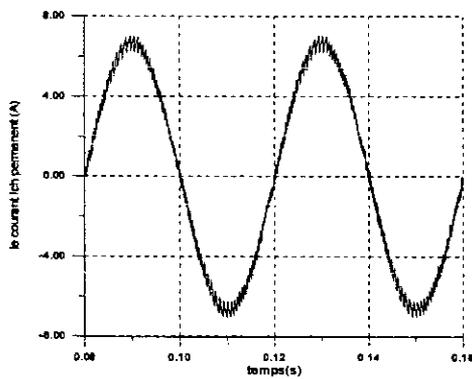


(1)

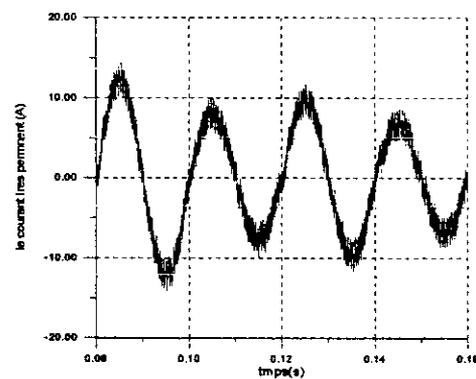


(2)

« figure (3-37) : (1) courant i_{ch} transitoire, (2) courant i_{rs} transitoire. »

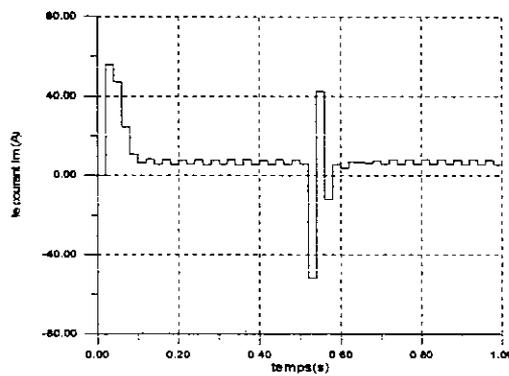


(1)



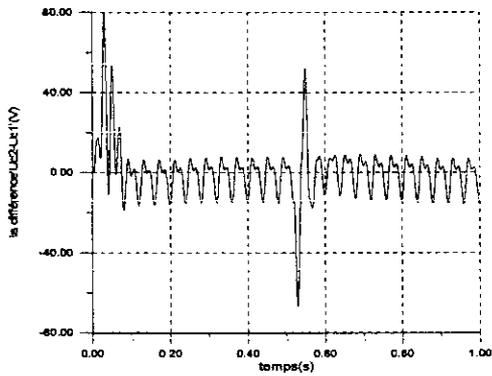
(2)

« figure (3-38) : (1) courant i_{ch} permanent ; (2) courant i_{rs} permanent. »

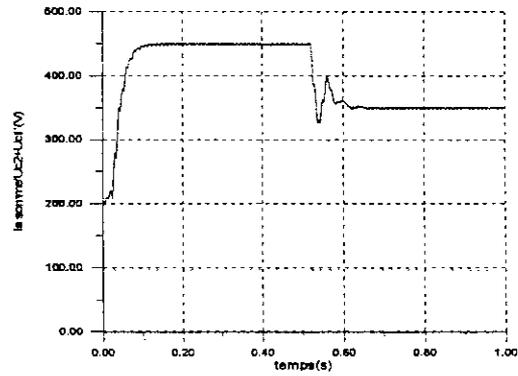


« figure (3-39): Amplitude de référence I_m du courant du réseau. »

b) pour un hystérèse $\Delta i = 0.1$ $f_{ch}=100$ [Hz].

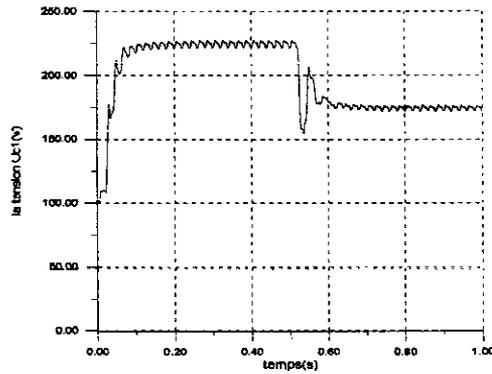


(1)

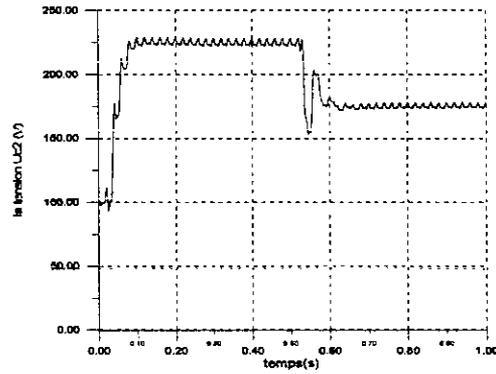


(2)

« figure (3-40) : (1) la différence $U_{c2}-U_{c1}$, (2) la somme $U_{c2}+U_1$ »

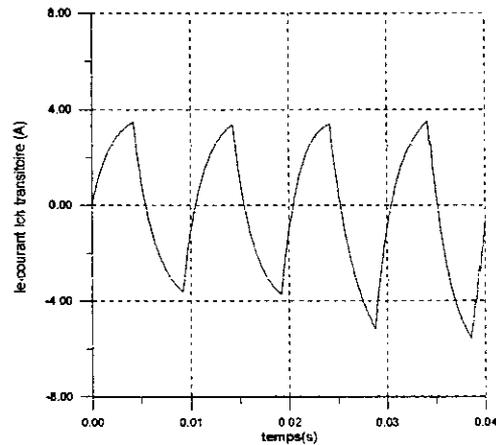


(1)

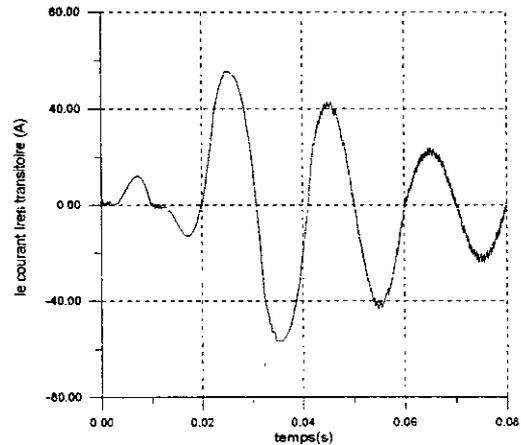


(2)

« figure (3-41) : (1) la tension U_{c1} , (2) la tension U_{c2} . »

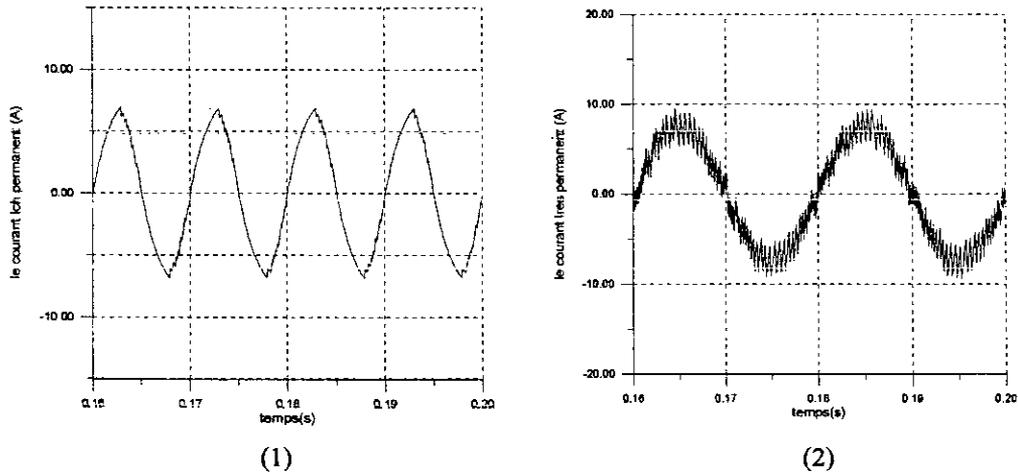


(1)

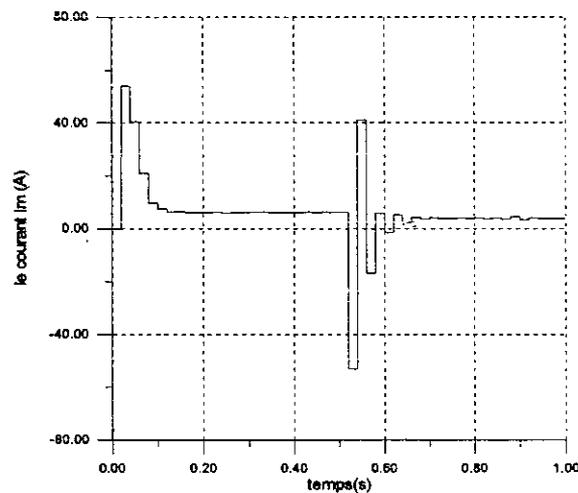


(2)

« figure (3-42):(1) le courant i_{ch} transitoire, (2) le courant i_{res} transitoire »



(1) (2)
« figure (3-43) : (1) le courant i_{ch} permanent, (2) le courant i_{res} permanent. »



« figure (3-44): Amplitude de référence I_m du courant du réseau. »

Interprétation des résultats

On remarque que le réglage par hystérésis des courants associé à un réglage classique de la boucle de tension donne de bonnes performances.

Les figures (3-35) et (3-40) montrent que la somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit parfaitement sa référence qui varie de 450V à 350V.

Le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau (figures (3-38 (2)) et (3-43 (2))).

Le courant de charge suit en amplitude et en phase le courant de charge de référence (figures (3-38 (1)) et (3-43 (1))).

Nous remarquons enfin que l'hystérèse $\Delta i = 0.1$ donne une qualité des courants meilleure que celle obtenue par un hystérèse plus grande $\Delta i = 0.5$.

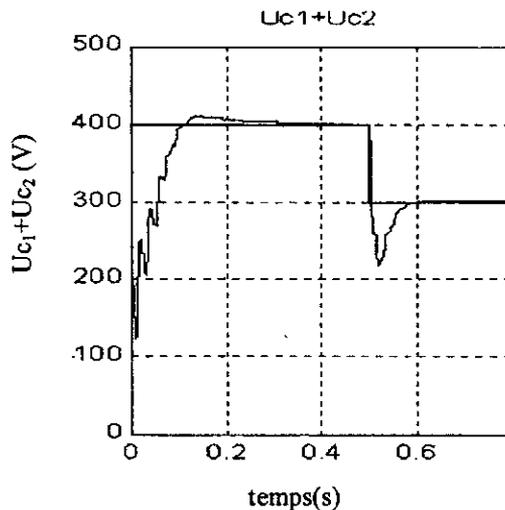
III.3 EFFET DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE DE CHARGE 'R_C'.

Afin de connaître l'influence de la variation de la résistance de charge sur les performances des algorithmes étudiés, nous avons utilisé une résistance augmentée de 20% de la valeur nominale de R_C.

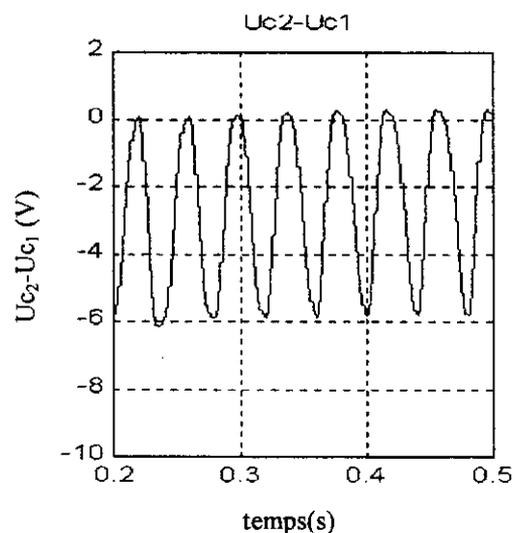
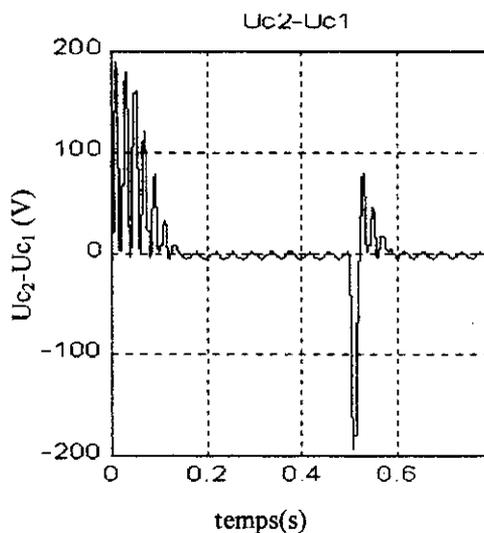
Dans ces simulations, nous avons utilisé un réglage classique pour la boucle de tension, et la méthode du bouclage linéarisant pour les boucles de courant.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

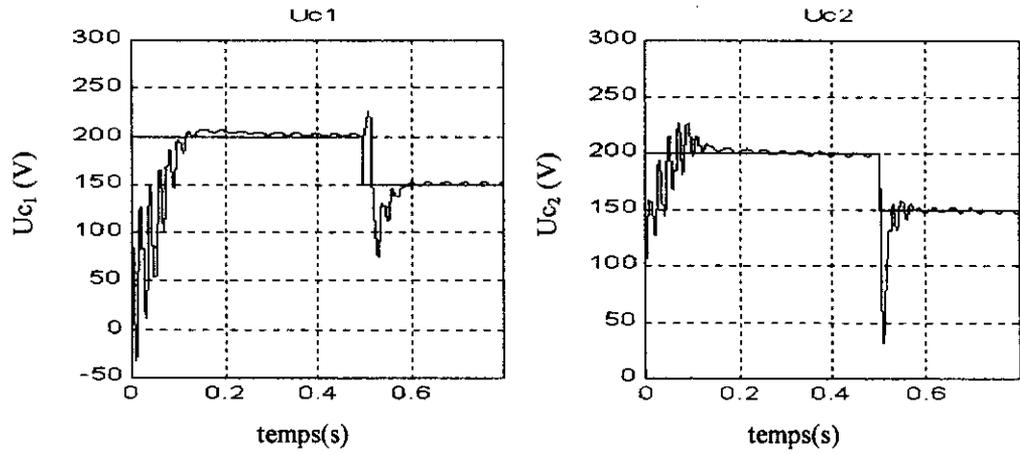
Les résultats des différentes simulations sont présentés ci-après.



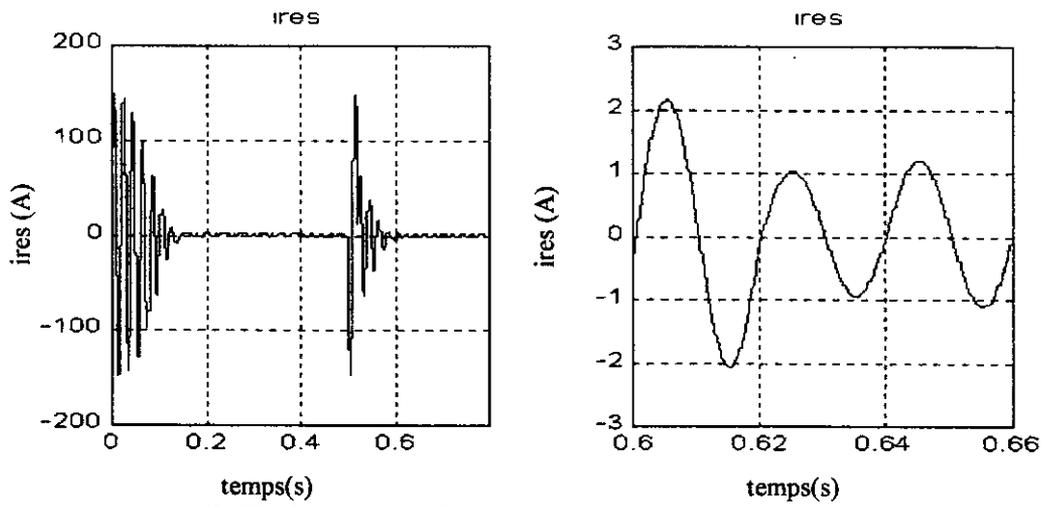
« figure (3-45): Somme de tensions U_{c1}+U_{c2} réelle et de référence »



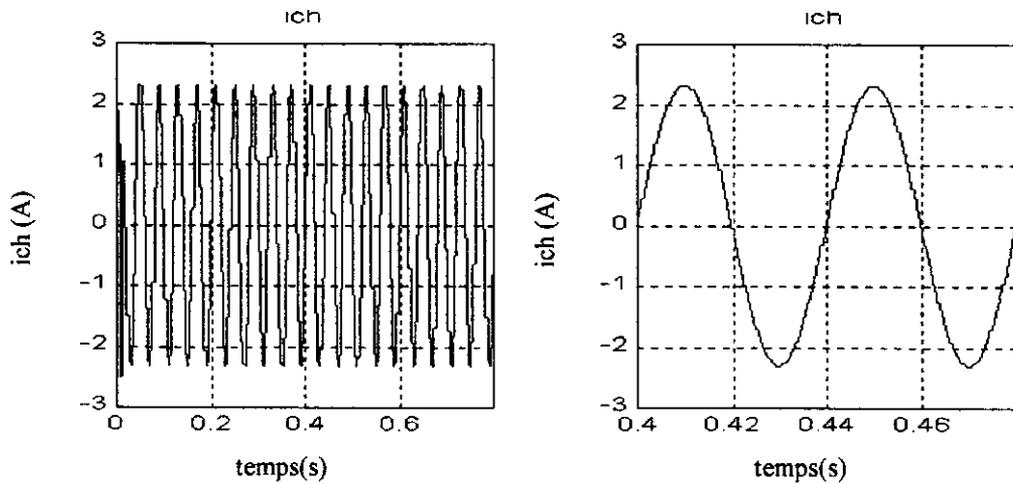
« figure (3-46): Différence de tensions U_{c2}-U_{c1} : Régime transitoire et permanent »



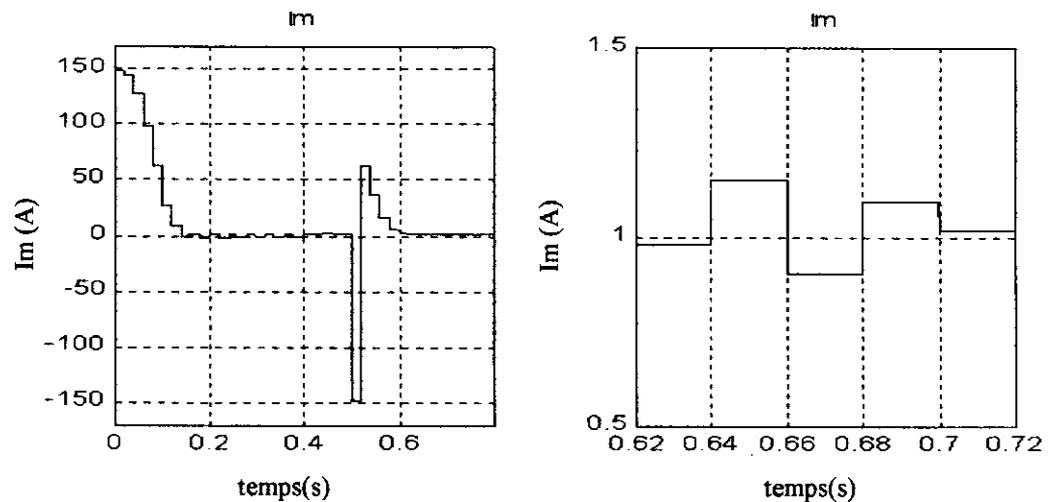
« figure (3-47): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références. »



« figure (3-48): Courant de réseau i_{res} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-49): Courant de charge i_{ch} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-50): Amplitude de référence I_m pour le courant du réseau : Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

La variation de la résistance de charge n'affecte pas la boucle de tension, le courant de réseau reste en phase avec la tension du réseau.

Néanmoins l'effet de la variation de la résistance de charge se voit au niveau de la boucle de courant de charge. Le courant réel i_{ch} ne suit pas en amplitude sa référence.

En effet, le réseau continue à fournir la puissance active désirée pour une résistance de charge R_c de valeur nominale. Cette puissance est transférée entièrement vers la charge. La puissance étant constante et égale à $R_c \cdot I_{ch}^2$, si la valeur de la résistance R_c augmente alors la valeur du courant de charge diminue nécessairement, ce qui explique les résultats obtenus.

III . 4 EFFET DE LA VARIATION DE L'INDUCTANCE DE CHARGE 'Lc'.

Pour montrer l'effet de la variation de l'inductance de charge, on utilise une inductance L_c augmentée de 20% de sa valeur nominale.

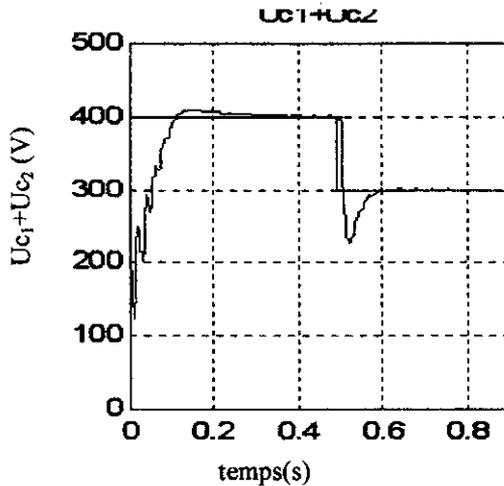
La boucle de tension sera réglée par un réglage classique échantillonné de période d'échantillonnage $T_i=20ms$.

Les deux boucles de courant sont commandées par la technique du bouclage linéarisant.

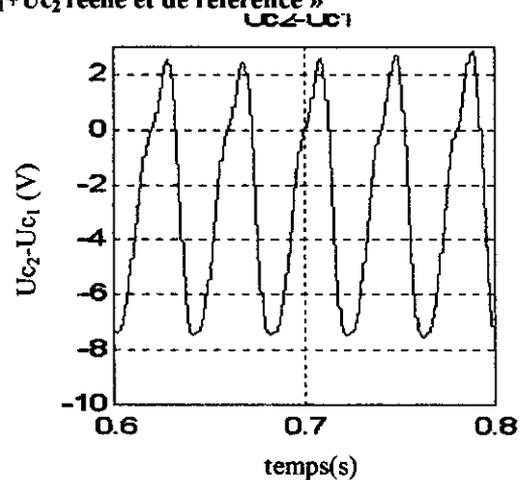
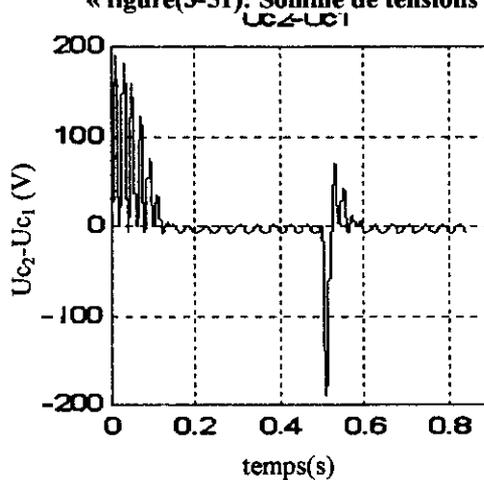
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10Khz.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

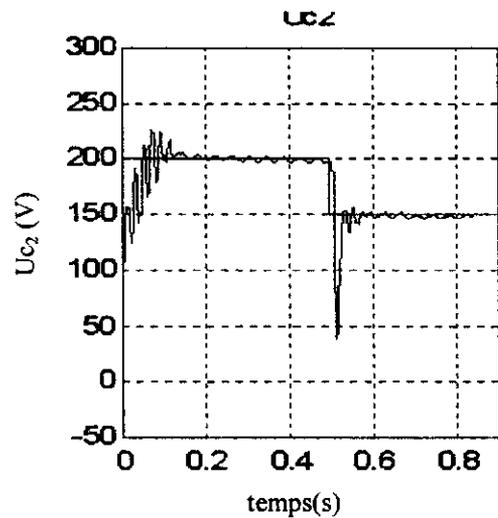
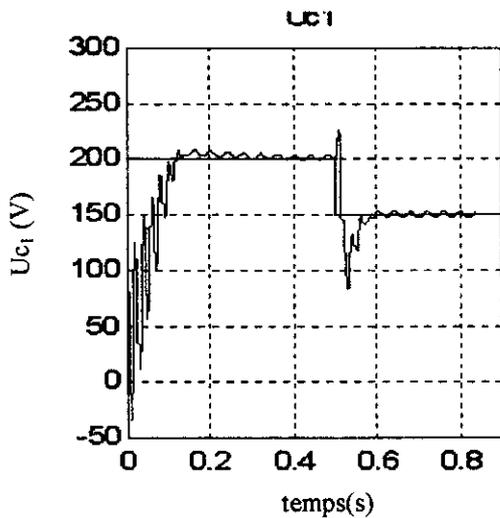
Les résultats des différentes simulations sont présentés dans les figures suivantes.



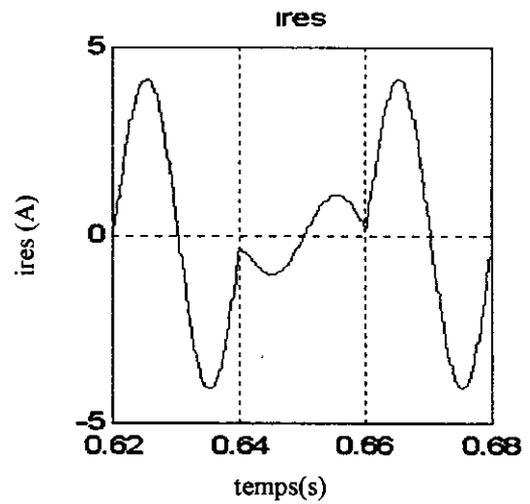
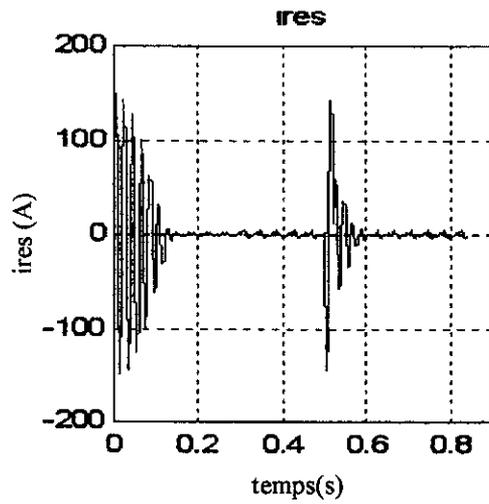
« figure(3-51): Somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de référence »



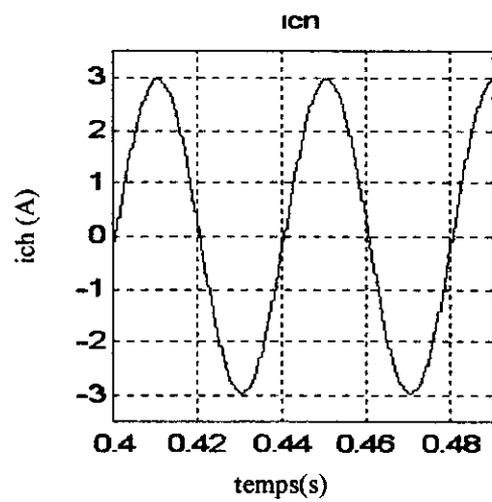
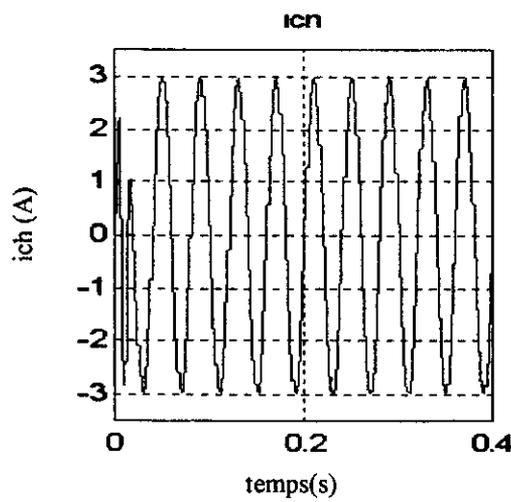
« figure (3-52): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: Régime transitoire et permanent »



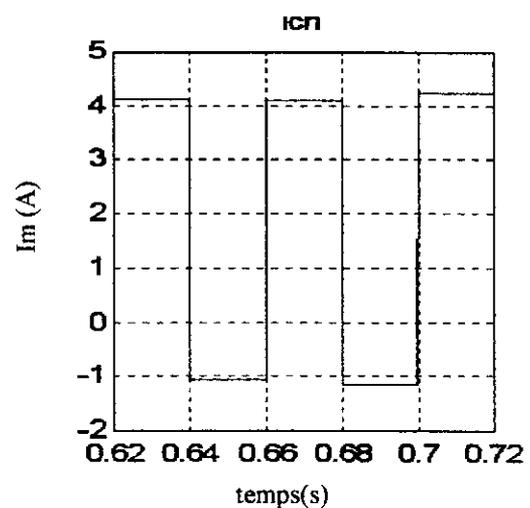
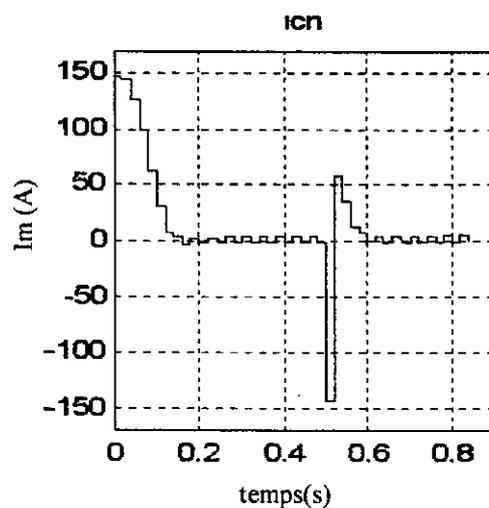
« figure (3-53): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



« figure (3-54): Courant de réseau i_{res} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-55): Courant de charge i_{ch} : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-56): Amplitude de référence I_m pour le courant du réseau : Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

On constate que toutes les grandeurs à régler suivent très bien leurs références.

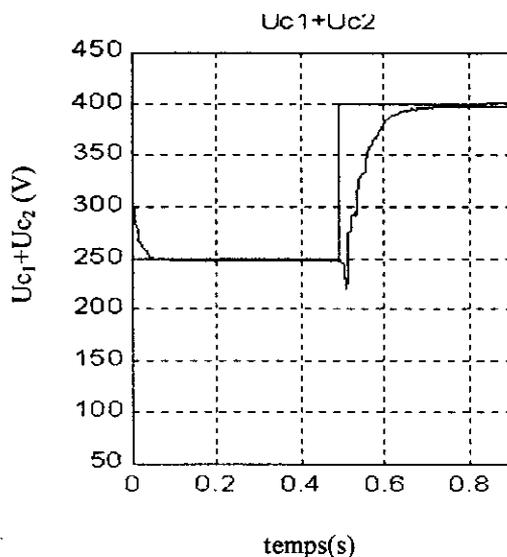
Donc la variation de l'inductance de charge L_c n'influe pas sur les grandeurs à régler.

III. 5 INFLUENCE DE LA FREQUENCE DES PORTEUSES SUR LA QUALITE DU REGLAGE.

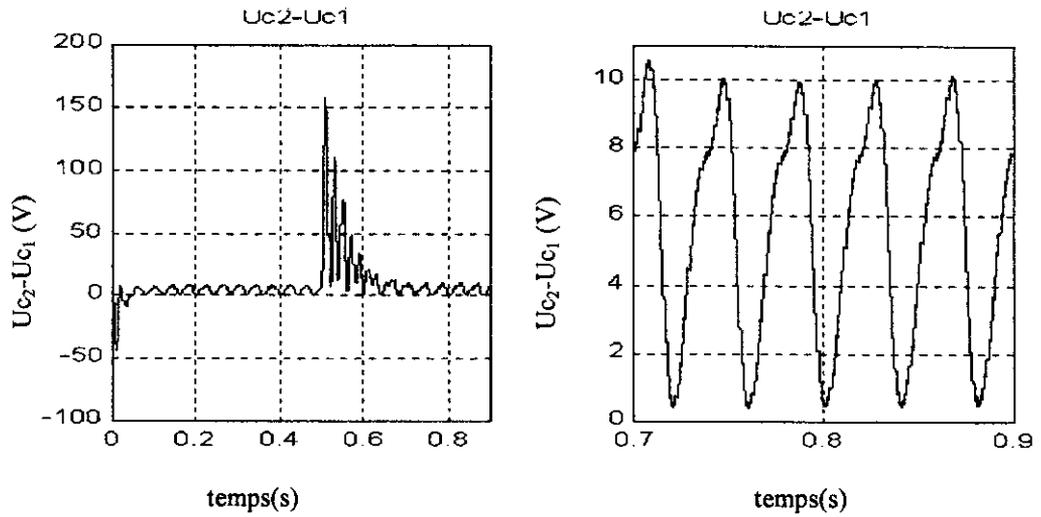
La fréquence de la porteuse dans la technique de modulation de largeurs d'impulsions MLI joue un rôle déterminant. Lorsque la fréquence de ces porteuses est grande, le signal de commande sera reproduit avec un minimum d'harmonique . Par conséquent, on obtient une qualité meilleure du réglage.

Les simulations effectuées jusqu'à présent avaient pour fréquence des porteuses 10[KHz]; afin de montrer l'influence de cette fréquence, on diminue cette fréquence à 5[KHz].

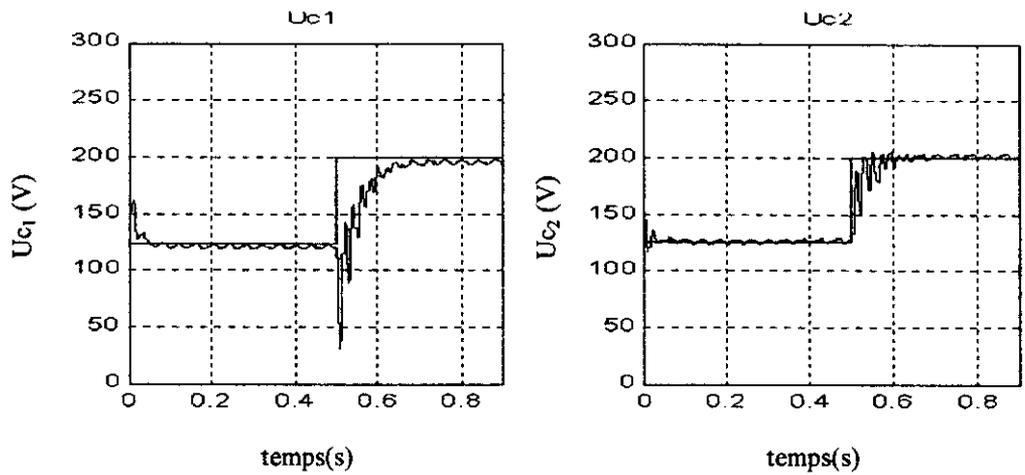
Les boucles de tension et de courants sont réglées en utilisant la théorie de Lyapunov. Les résultats de ce changement sont présentés ci-dessous:



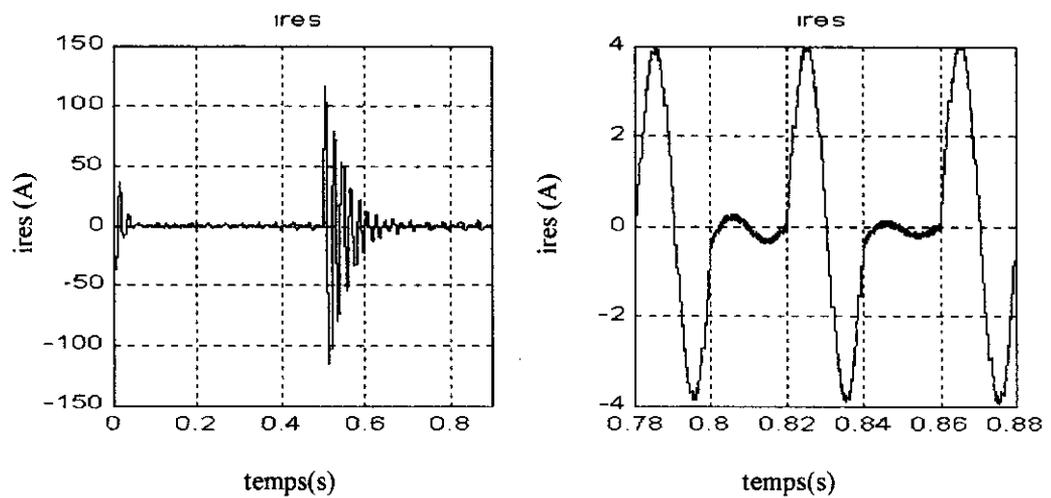
« figure (3-57): Somme de tensions $U_{c1} + U_{c2}$ réelle et de référence »



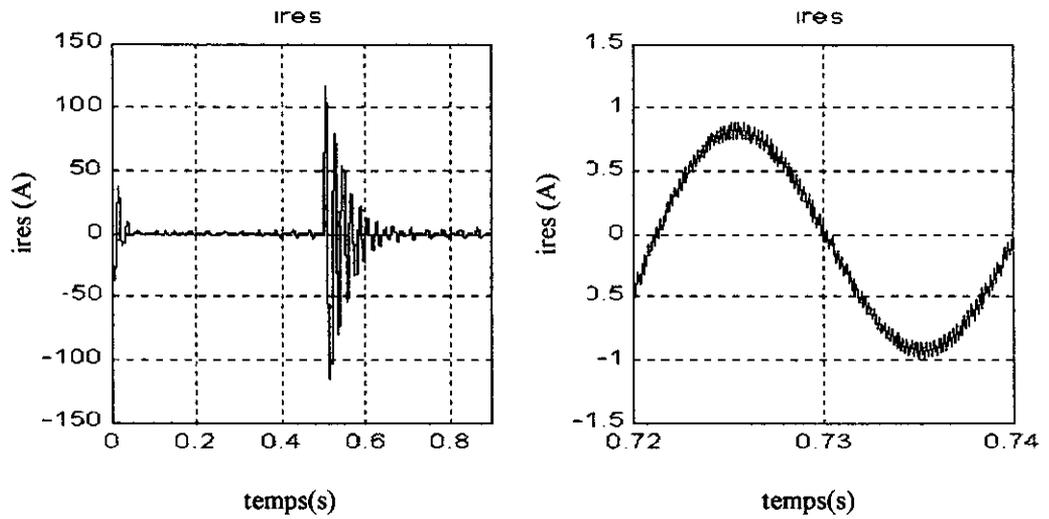
« figure (3-58): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: Régime transitoire et permanent »



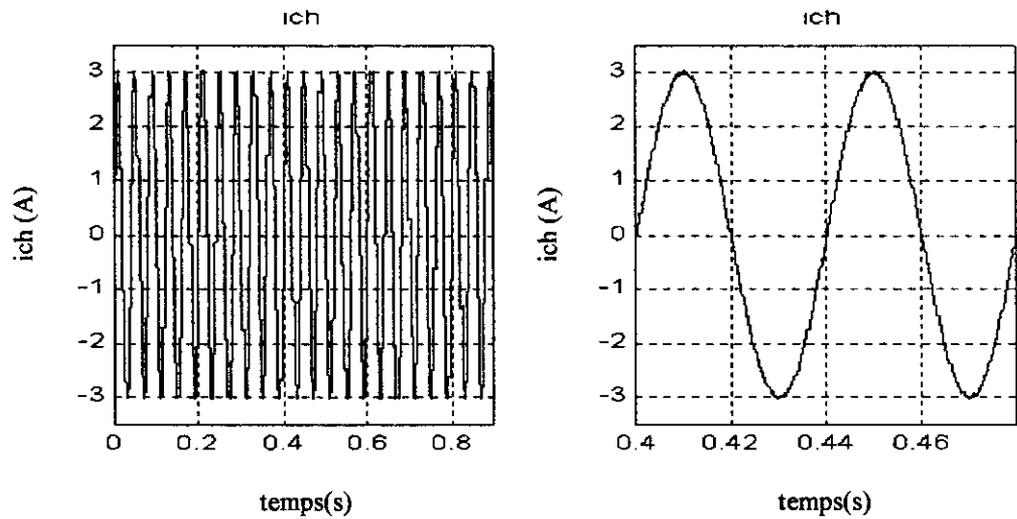
« figure (3-59): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



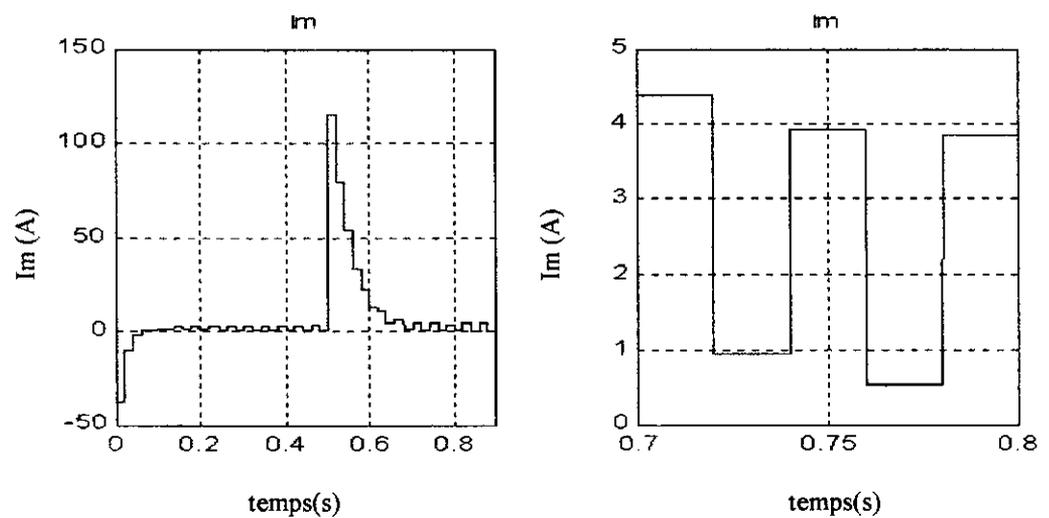
« figure (3-60): Courant du réseau i_{res} : régime transitoire et permanent »



«figure(3-61): effet de la fréquence des porteuses sur le courant du réseau »



« figure (3-62): Courant de charge ich : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-63): Amplitude de référence Im pour ires : Régime transitoire et régime permanent. »

Interprétation des résultats

Nous constatons que l'influence de la fréquence des porteuses se voit au niveau des courants, et se traduit par une oscillation haute fréquence autour de la référence (figure (3-51)).

On remarque aussi que cette influence est plus prononcée au niveau du courant du réseau.

Les résultats de simulation présentés dans ce même chapitre (cas 1) et qui ont pour fréquence de la porteuse 2Khz montrent encore plus clairement l'effet de la fréquence des porteuses.

Lorsque la fréquence des porteuses est grande, le signal de commande sera reproduit avec un minimum d'harmonique. Par conséquent, on obtient une qualité meilleure du réglage. Si par contre la fréquence des porteuses n'est pas assez élevée, la commande aura plus d'harmonique et la qualité du réglage diminue.

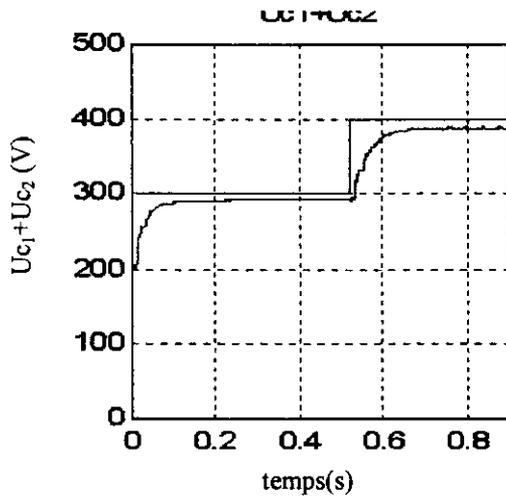
III . 6 INFLUENCE DE LA FORME DES PORTEUSES

Pour tous les réglages précédents, nous avons utilisés des porteuses de forme triangulaires. Afin de montrer l'influence de la forme des porteuses sur la qualité du réglage, on utilise des porteuses à dents de scie.

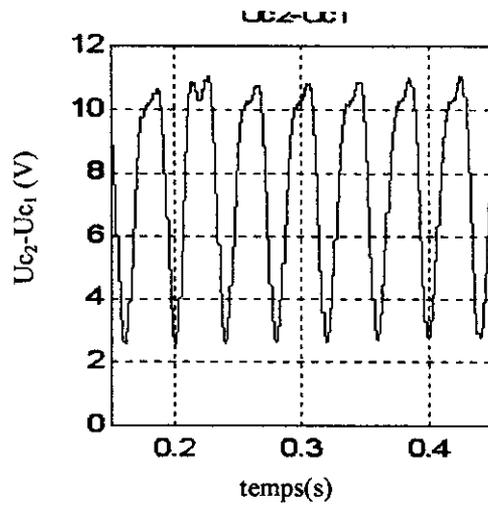
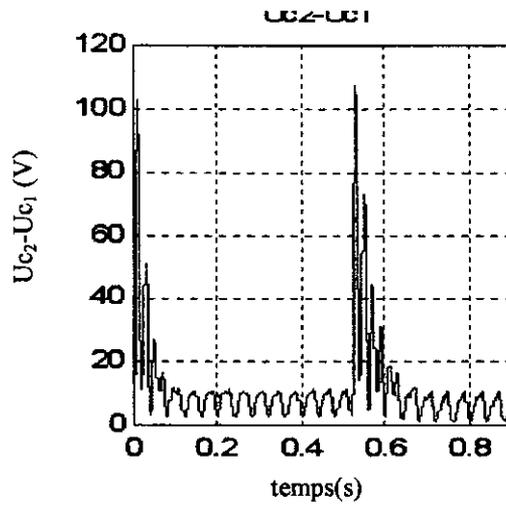
La fréquence de commutation des interrupteurs est de 5Khz.

On impose un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

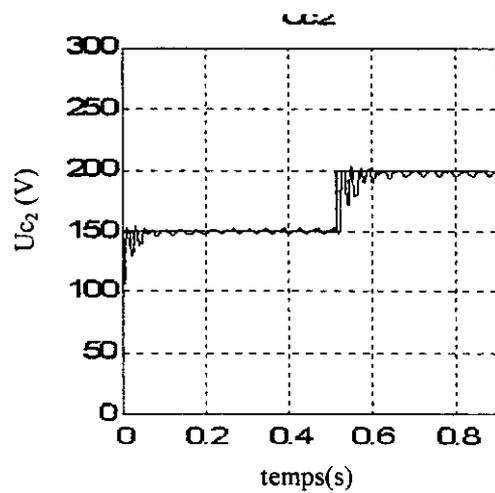
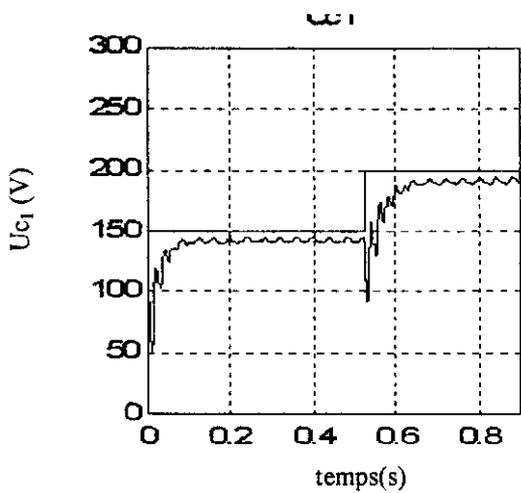
Les résultats des simulations sont présentés dans les figures suivantes.



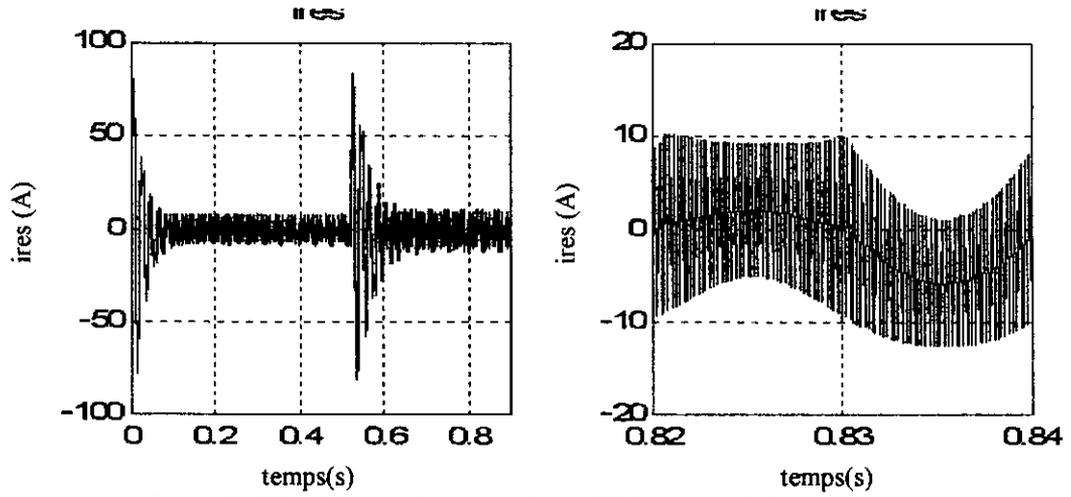
« figure (3-64): Somme de tensions $U_{c1}+U_{c2}$ réelle et de référence »



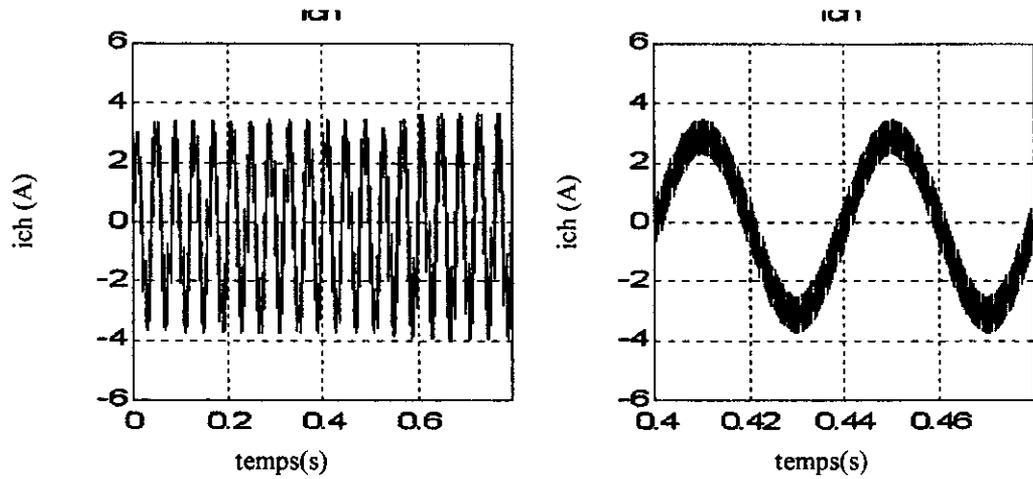
« figure (3-65): Différence de tensions $U_{c2}-U_{c1}$: Régime transitoire et permanent »



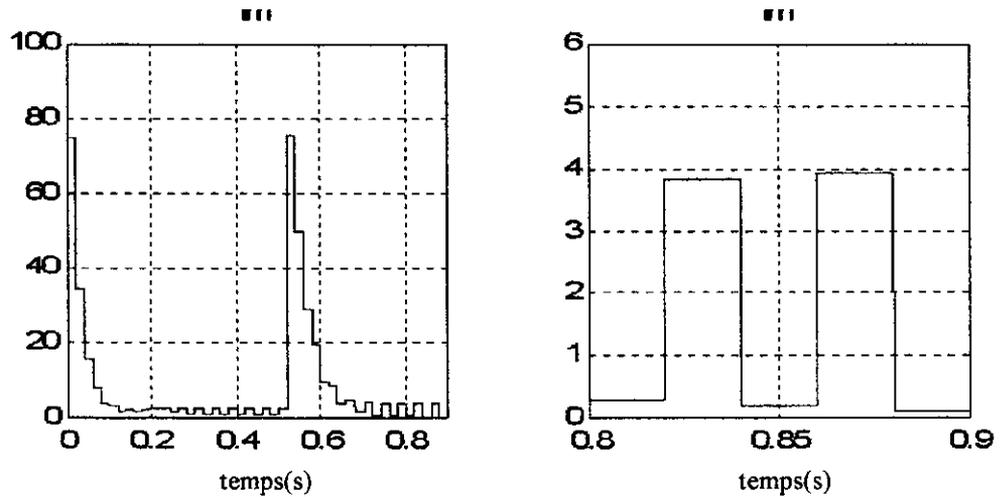
« figure (3-66): Tensions U_{c1} et U_{c2} réelles et de références »



« figure (3-67): Courant de réseau ires : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-68): Courant de charge ich : Régime transitoire et permanent »



« figure (3-69): Amplitude de référence I_m pour le courant du réseau: Régime transitoire et régime permanent »

Interprétation des résultats

La porteuse à dent de scie, pour la même fréquence que la porteuse triangulaire, donne des performances qui sont très inférieures à celles obtenues par la porteuse triangulaire (figures (3-58) à (3-63)).

La somme de tension $U_{c1}+U_{c2}$ tend vers sa référence moins rapidement.

L'effet de la porteuse se voit essentiellement au niveau des courants de réseau et de charge.

En effet, la figure (3-67) montre que le courant de charge tend vers une sinusoïde avec une bande assez importante. La qualité du courant obtenu est très inférieure à celle des réglages utilisant la porteuse triangulaire. Cette remarque est aussi valable pour le courant de charge, figure (3-68).

Le test de l'influence de la porteuse sur la qualité du réglage nous a permis de confirmer l'avantage de l'utilisation d'une porteuse triangulaire dans les stratégies utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsions MLI.

REMARQUE :

Les différentes simulations sont effectuées avec les paramètres suivants :

$$R_r = 0.25 \text{ Ohm.}$$

$$L_r = 0.001 \text{ Henry.}$$

$$R_c = 10 \text{ Ohm.}$$

$$L_c = 0.01 \text{ Henry.}$$

III . 7 CONCLUSION

Le chapitre trois a été consacré à l'étude des performances des différentes lois de commande élaborées dans le chapitre deux.

Les combinaisons de lois de commande utilisées ont donné en général de très bons résultats avec des spécificités propres à chaque technique de réglage.

La somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit très bien sa référence, le courant du réseau est tel que le facteur de puissance est unitaire en valeur absolue, et le courant de charge

Chapitre IV

*Stratégie de commande du
convertisseur direct AC-AC
monophasé avec le pont de
Clamping*

IV.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre précédant que la différence des tensions $U_{c2}-U_{c1}$ n'est contrôlée directement par aucune grandeur de commande, d'où l'évolution libre de cette grandeur.

Afin de minimiser la différence de tension $U_{c2}-U_{c1}$, on va introduire le pont de Clamping qui va nous permettre de contrôler cette différence $U_{c2}-U_{c1}$.

IV.2 Modèle du convertisseur monophasé à deux niveaux avec le pont de Clamping

On introduit le pont de Clamping dans le système initial de manière à avoir un nouveau convertisseur direct AC-AC représenté à la figure (IV-1).

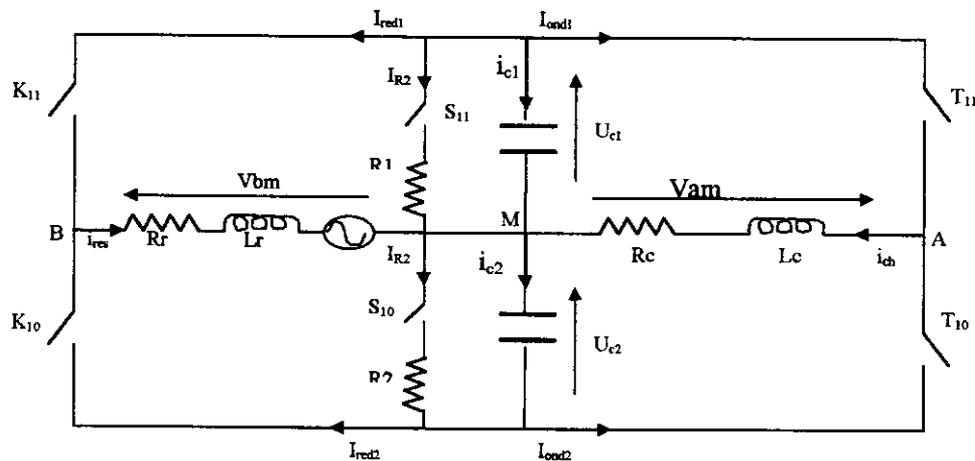


Figure IV-1 Structure générale du convertisseur direct AC-AC avec le pont de Clamping

L'introduction du pont de Clamping dans le convertisseur permet d'avoir le système d'équations ci-dessous. A noter que les équations des courants i_{ch} et i_{res} restent inchangées.

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2Lc} [(2K_{11} - 1)X - Y - 2Rc i_{ch}] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2Lr} [(2T_{11} - 1)X - Y - 2Rr i_{res} + 2Vres] \end{cases} \quad (VI-1)$$

Les équations régissant U_{c1} et U_{c2} deviennent :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} [K_{10} i_{ch} + T_{10} i_{res} + S_{10} I_{R2}] \\ \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{-1}{C} [K_{11} i_{ch} + T_{11} i_{res} + S_{11} I_{R1}] \end{cases} \quad (VI-2)$$

comme :

$$\begin{cases} I_{R1} = \frac{U_{c1}}{R1} \\ I_{R2} = \frac{U_{c2}}{R2} \end{cases}$$

Donc le système d'équations des tensions U_{c1} et U_{c2} devient :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} \left[K_{10} i_{ch} + T_{10} i_{res} + S_{10} \frac{U_{c2}}{R2} \right] \\ \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{-1}{C} \left[K_{11} i_{ch} + T_{11} i_{res} + S_{11} \frac{U_{c1}}{R1} \right] \end{cases} \quad (VI-3)$$

Sachant que les commandes des deux interrupteurs S_{11} et S_{10} sont complémentaires :

$$S_{11} = 1 - S_{10} \quad (VI-4)$$

Et en posant : $R1=R2=R$, on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2Lc} [U1 X - Y - 2 R c i_{ch}] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2Lr} [U2 X - Y - 2 R r i_{res} + 2 Vres] \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{C} \left[U1 i_{ch} + U2 i_{res} + \frac{U3}{2R} (X - Y) \right] \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_{ch} + i_{res} - \frac{Y}{2R} U3 + \frac{X}{2R} \right] \end{cases} \quad (VI-5)$$

A noter que :

$$U_2 = 2K_{11} - 1, U_2 = 2T_{11} - 1, U_3 = 2S_{11} - 1, X = U_{c1} + U_{c2}, Y = U_{c2} - U_{c1}.$$

On remarque que l'introduction du pont a permis d'avoir une grandeur de commande supplémentaire U_3 qui agit directement sur la différence de tension $U_{c2}-U_{c1}$.

VI.3 Etude des boucles des courants et de tension

VI.3.1 Etude de la boucle de tension

L'exploitation du principe de la conservation de la puissance instantanée (égalité de la puissance d'entrée et de sortie du redresseur) (section 1-5) permet d'écrire la relation suivante :

$$I_m = \frac{2 U_c I_{red}}{V_m} \quad (VI-6)$$

De plus nous avons :

$$i_{c1} + i_{c2} = C \frac{dX}{dt} = 2C \frac{dU_c}{dt} = -i_{ond1} - i_{red1} - I_{R1} + i_{ond2} + i_{red2} - I_{R2}$$

avec : $I_{red} = I_{red2} - I_{red1}$.

Si on pose :

$$I'_{pert} = i_{ond1} - i_{ond2} + I_{R1} + I_{R2} \quad (VI.7)$$

On aboutit alors à la relation suivante :

$$2C \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I'_{pert} \quad (VI.8)$$

En remplaçant (4-8) dans (4-10), nous pouvons avoir le modèle de la boucle de tension suivante :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{1}{2C} I'_{pert} \quad (VI.9)$$

VI.3.2 Réglage de la boucle de tension

Nous remarquons que le modèle de la boucle de tension décrit par l'équation (VI-9) a la même structure que celui élaboré dans le chapitre (I), la seule différence réside dans la perturbation.

Donc, tous les algorithmes de commande de la boucle de tension développés dans le chapitre (II) restent applicables, mais avec la perturbation donnée par la relation (VI.7).

VI.3.3 Etude des boucles des courants de la charge et du réseau

L'introduction du pont de Clamping n'affecte pas directement sur les courants de la charge et du réseau. Les modèles de ces boucles de courants restent inchangés. Donc tous les algorithmes développés dans le chapitre (II) en vue de réglage du courant de la charge et celui du réseau restent valables.

VI.3.4 Asservissement de la différence

Pour l'asservissement de la différence entre les deux tensions d'entrée, on peut utiliser tous les algorithmes de commandes non linéaire et linéaire.

Pour notre cas, nous allons introduire la commande par hystérésis de tension en comparant la différence à une référence avec une bande d'hystérésis nulle.

Le principe de l'algorithme de commande par hystérésis de courant du pont se résume au système suivant :

$$\begin{cases} \text{si } U_{c2} \geq U_{cl} & \text{alors : } U_3 = 1 \\ \text{si } U_{c2} \leq U_{cl} & \text{alors : } U_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{VI.10})$$

Remarques - L'utilisation du pont de Clamping dans le convertisseur doit se faire à l'aide des résistances R1 et R2 de façon à avoir des pertes Joules minimales.

- Pour la boucle de tension nous allons utiliser une commande linéaire régulateur PI) dont les paramètres sont ceux utilisés au (chapitre II). Pour les boucles de courants, nous allons appliquer la commande par hystérésis.
- Les simulations sont effectuées pour un indice de modulation $m=45$.

IV-4 Résultats et interprétations

A / Pour une tension de référence $U_{ref}=200V, \Delta i=0.5$

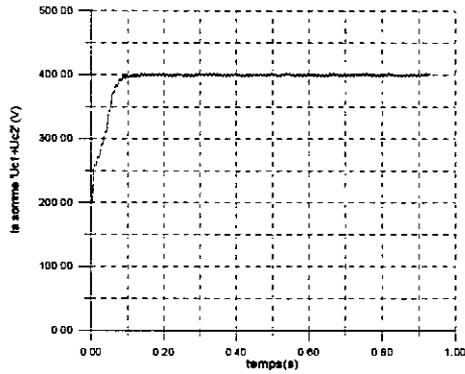


Fig IV-1-a : la somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$

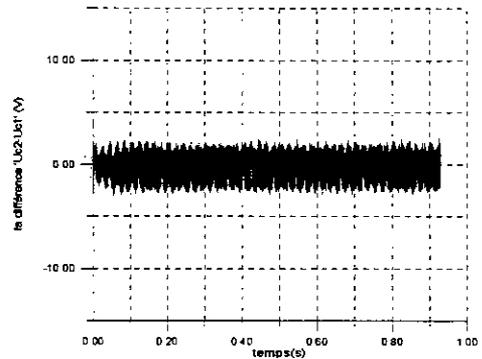
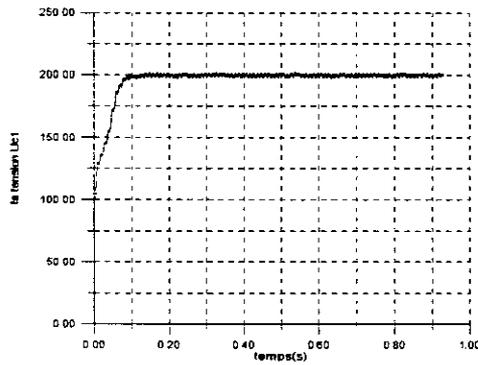
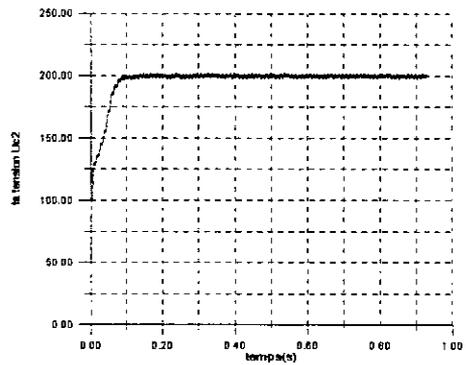


Fig IV-1-b : la différence des tensions $U_{c2}-U_{c1}$



FigIV-2-a : La tension d'entrée U_{c1}



FigIV-2-b : La tension d'entrée U_{c2} .

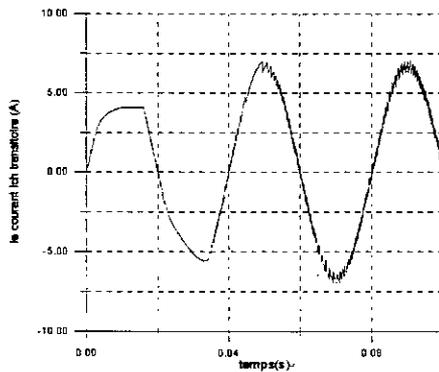


Fig IV-3-a : le courant i_{ch} régime transitoire

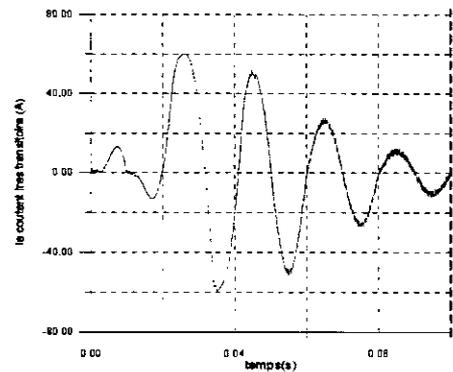
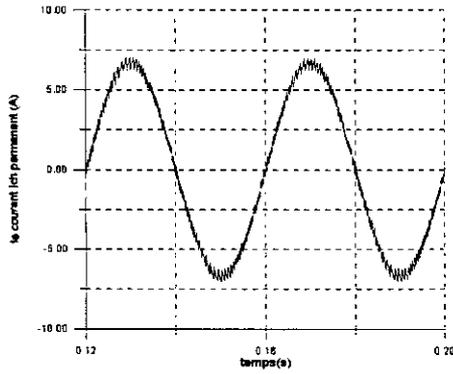
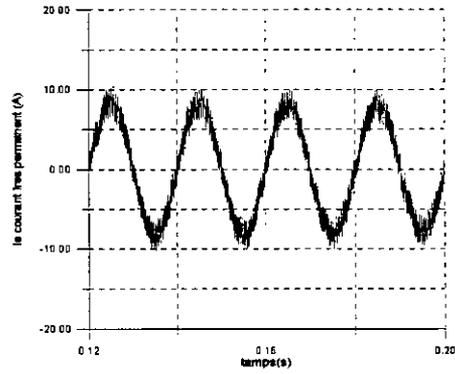


Fig.IV-3-b: le courant i_{pes} régime transitoire.



FigIV-4-a : le courant i_{ch} régime permanent



FigIV-4-b : le courant i_{res} régime permanent.

B/ Pour un changement de la tension de référence $U_{ref}, \Delta i=0.5$

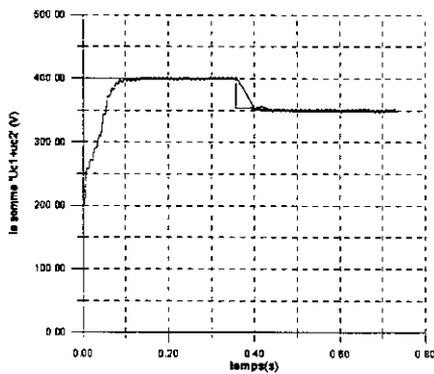
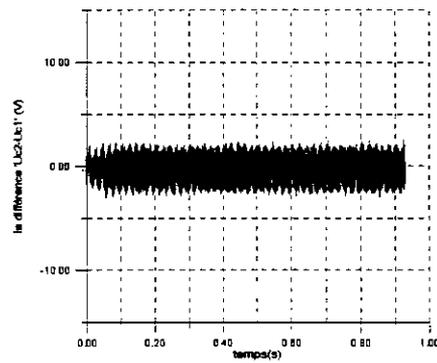


Fig IV-5-a : la somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$



FigIV-5-a : la différence. des tensions $U_{c2}-U_{c1}$.

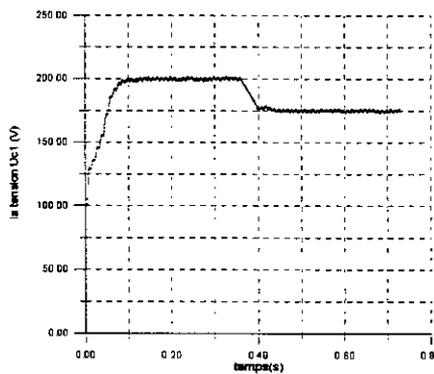


Fig IV-6-a : la tension d'entrée U_{c1}

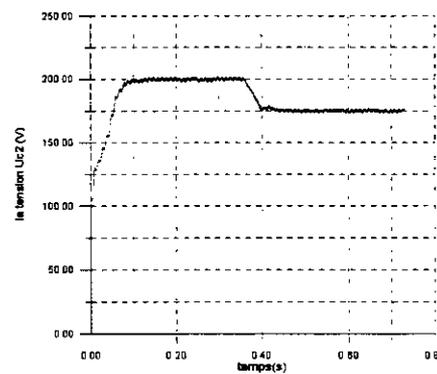
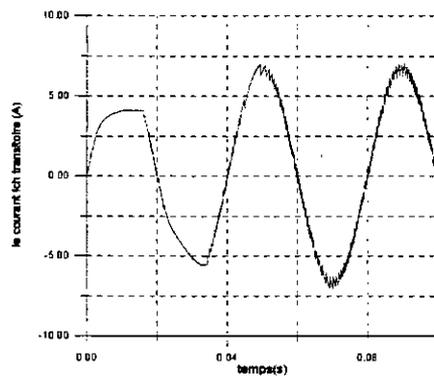
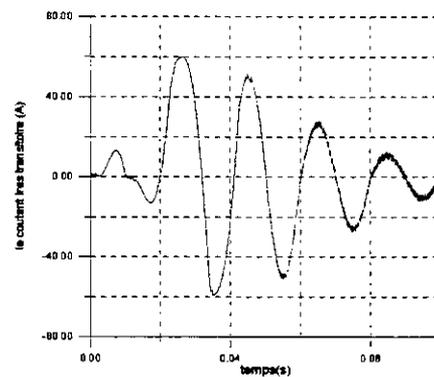


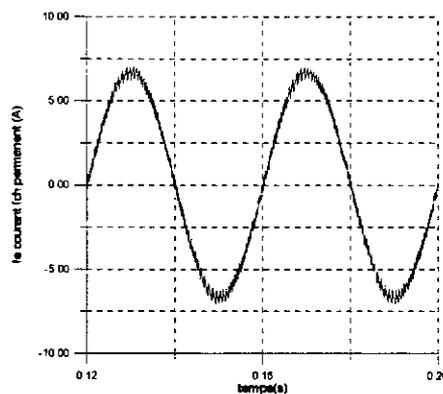
Fig IV-6-b : la tension d'entrée U_{c2}



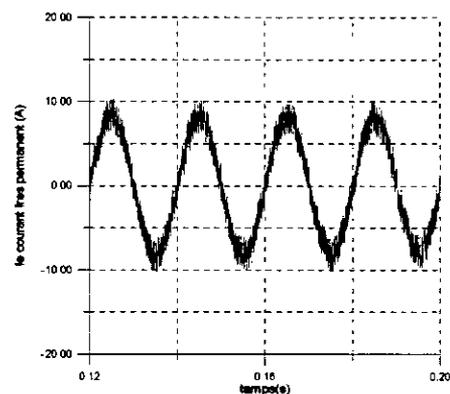
**Fig IV-7-a : le courant i_{ch}
régime transitoire**



**Fig IV-7-b : le courant i_{res}
régime transitoire.**



**Fig IV-8-a : le courant i_{ch}
régime permanent.**



**Fig IV-8-b : le courant i_{res}
régime permanent.**

Interprétations

Les figures précédentes montrent bien que :

- La somme des tensions $U_{c1}+U_{c2}$ suit sa tension de référence $2U_{cref}$.
- Les courants de la charge i_{ch} et du réseau i_{res} suivent leurs références sinusoïdales de façon à avoir un facteur de puissance unitaire ($\cos(\varphi)=1$) du côté réseau et la fréquence désirée du côté de la charge ($f_{ch}=25\text{Hz}$). Au régime transitoire on peut voir que le courant de la charge i_{ch} n'atteint pas l'amplitude désirée, car le réseau n'est pas arrivé à fournir la puissance suffisante pour la charge, ce qui ne permet pas au courant i_{ch} d'atteindre l'amplitude de référence ; mais cela n'a aucune influence sur sa fréquence.

- La différence entre les deux tensions d'entrée $U_{c2}-U_{c1}$ s'est diminuée jusqu'à 1% par rapport au réglage précédents. Sous le pont on voit qu'elle varie dans l'intervalle $[-2 \ 2]$.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le réglage de la différence entre les deux tensions d'entrée du côté onduleur de notre convertisseur en utilisant un pont de Clamping.

L'introduction de ce pont nous a permis de diminuer cette différence de telle façon à avoir une erreur relatif de 1% sur les deux tensions d'entrée.

A noter que dans cette utilisation, il faut trouver un compromis entre la fréquence de commutation des interrupteurs du pont d'une part et les résistances $R1$ et $R2$ du pont d'une autre part afin d'optimiser les pertes Joules dans le pont.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Dans le présent travail, nous avons étudiés une nouvelle structure de conversion AC-AC directe monophasé minimale.

La nouvelle structure trouve sont application dans l'alimentation de charges monophasées avec un courant variable en amplitude et en fréquence. Avec un facteur de puissance unitaire côté réseau et un courant du réseau imposé sinusoïdal, la structure n'est pas une source de perturbation pour le réseau.

Cette structure ne comprend que deux bras d'interrupteurs pour la conversion AC-AC, d'où l'appellation par 'structure minimale'.

L'étude de la structure a permis l'élaboration d'un modèle de commande à partir duquel nous avons synthétisés les algorithmes de commande.

Plusieurs types de commande linéaires et non linéaires appliquées à la structure ont conduit à de très bonnes performances en matière du suivi des références désirées et du rejet des perturbations. Ces commandes varient entre:

- ◇ La commande linéaire classique échantillonnée
- ◇ La commande par hystérésis.
- ◇ La commande non linéaire en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.
- ◇ La commande non linéaire en utilisant la technique du bouclage linéarisant (feedback- linéarisation).
- ◇ La commande non linéaire par modes glissants.

L'évolution de la différence des tensions $U_{c2}-U_{c1}$ est restée libre. L'introduction d'un pont de Clamping à permis de réduire considérablement cette différence.

La solution matérielle - introduction d'un pont de Clamping- est proposée afin de réduire plus encore la différence entre les deux tensions U_{c2} et U_{c1} qui est de l'ordre de 1%. Cette solution est efficace mais pas économique.

est réglable en amplitude et en fréquence avec un suivi rigoureux de la référence imposée.

La qualité obtenue du réglage en utilisant les techniques de réglage non linéaires est meilleure que celle obtenue en utilisant les méthodes de réglage classiques.

L'influence de quelques paramètres sur les grandeurs à régler est étudiée. On retient essentiellement :

- ◇ L'influence de la résistance de charge qui, en prenant des valeurs supérieures à la valeur nominale, fait diminuer l'amplitude du courant de charge sans affecter sa phase.
- ◇ La variation de l'inductance de charge n'influe pas sur les grandeurs à régler qui restent stables et qui suivent parfaitement leurs références.
- ◇ L'influence de la fréquence de la porteuse sur la qualité de réglage est telle que cette dernière diminue lorsque la fréquence de la porteuse diminue, et vice versa.
- ◇ Enfin, on montre que l'utilisation de porteuses de forme triangulaire dans le cadre de la technique MLI donne des résultats plus performants que lorsque on utilise des porteuses à dents de scie de même amplitude et de même fréquence.

Les résultats obtenus montrent que, malgré que la différence de tension $U_{c2}-U_{c1}$ est faible et atteint les 4% pour certains algorithmes de réglage, la possibilité d'agir sur cette grandeur ne s'offre pas.

Afin de diminuer cette différence, voir même l'annuler, on introduit un pont dit de Clamping dans la structure étudiée.

Dans le prochain chapitre, nous étudierons la structure minimale de conversion AC-AC directe monophasée avec pont de Clamping.

Comme perspectives, on propose:

- ◇ L'application de nouvelles méthodes de réglage de la différence avec pont de Clamping de façon faire augmenter la valeur des résistances du pont et donc limiter les pertes par effet Joule.
- ◇ Une étude plus poussée de la nouvelle structure de conversion afin de synthétiser des lois de commande qui prennent en charge la différence $U_{c2}-U_{c1}$ sans l'introduction du pont de Clamping, ce qui rendra la structure plus économique.
- ◇ Enfin, L'introduction de nouvelles charges monophasées et l'étude des performances données par la structure.

Bibliographie

- [1] : E.M.Berkouk, ' Contribution à la commande des machines asynchrones monophasée et triphasé alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux', thèse de Doctorat. 1995.
- [2] : H.Buhler, ' Conception des systèmes automatiques', Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [3] : Gilles, ' Systèmes asservis non linéaires'
- [4] : R.Longchamps, ' Commande numérique des systèmes dynamiques.
- [5] : L.Maret, ' Régulation automatique' Presses Polytechniques Romandes, 1987.
- [6] : J.P.Plateau , ' Sur la conception et la réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique', 1994.
- [7] : J.J.E.Slotine, 'Applied non linear control'.
- [8] : H.Sira-Ramirez, ' Non linear variable structure systems in sliding mode :the general case ' , IEEE transactions on automatic control, Vol.34.n°.11, November 1989.
- [9] : M.Djemai, ' Analyse et commande des systèmes non linéaire régulièrement et singulièrement perturbés en temps continu et sans échantillonnage', thèse de Doctorat de l'université de Paris-Sud centre d'ORSAY, Janvier 1996.
- [10] : V.I.Utkin, ' Variable structure systems with sliding modes' IEEE , transactions on automatic control', Vol.AC-22, n°.2 April 1987.
- [11] : A.Gayed , ' contribution à la commande par les modes de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents ', thèse de doctorat, de l'école doctorale : science pour l'ingénieur de l'université de Nantes, 30 Mai 1996.

- [12] : J.J.E.Slotine and J.A.Coetse,' Adapive sliding controller synthesis for non linear systems', Int.J.control, Vol.43, n°.6, pp.1631-1651,1986.
- [13] : F.Boudjema,' Commande par mode de glissement : application au convertisseurs électriques ', thèse de Doctorat. LAASC CNRS, Toulouse , Mai 1991.
- [14] : J.-X.Xu, T.H.Lee, M.Wang and X.-H.Yu,' Design of variable structure controllers with continuous switching control', Int.J.Control, Vol 65, n°.3,pp.409-431,1996.
- [15] : V.I. Utkin,' Sliding mode control design principles and applications to electric drives', IEEE transactions on industrial Elctronics, Vol.40, n°1,February 1993.

ملخص

في هذا العمل نقوم بدراسة و ضبط بنية كهريائية جديدة احادية الطور ذات مستويين تسمح بالتحويل المباشر للتيار الكهريائي من المتناوب إلى المتناوب . باستعمال خوارزميات متعددة خطية ولاخطية تسمح لنا هاته البنية باخصول على تيار حمل متناوب ذو تواتر وسعة قابلتين للضبط إنطلاقا من منبع كهريائي ذو تواتر معلوم وثابت إضافة إلى معامل إستطاعة أحادي . كلمات مساعدة : محول مباشر ، متناوب-متناوب ، جهاز ضبط تناسبى تكاملي ، نموذج منزلق ، حلقة الرجوع الخطية ، نظرية ليابونوف ، الضبط بواسطة عروة التباطؤ المغناطسي .

Résumé

Ce mémoire décrit la conception et la commande d'un nouveau convertisseur direct AC-AC de monophasé . Les algorithmes d'asservissement proposés permet à la stuuure de coversion proposée d'avoir un courant de charge à fréquence et amplitude réglable à partir d'un réseau de fréquence fixe, avec une absorption sinusoidale coté réseau et facteur de puissance unitaire.

Mots clés: conversion, direct, monophasé, AC-AC, MLI, régulateur PI, linéarisation par bouclage, modes glissant, hystérésis, boucle de courant, boucle de tension.

Abstract

In this work we present the design and the contol of a new AC-AC converter. The différent control algorithms proposed permit this direct convert to have current load of a controllible frequency and amplitude from a .source of a fixed frequenc, with a sinusoidal absorption side source and unit power factor.

Keywords: converter, direct, AC-AC, pulse width modulation, PI regulator, feed back linaerisation, sliding mode, hysteresis, tension feed, current feed.