

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique
Laboratoire de commande des processus



MEMOIRE DE MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Présenté par Mr Redouane SIACI,
Ingénieur d'état en Automatique

THEME

ETUDE ET COMMANDE D'UNE STRUCTURE MINIMALE DE CONVERSION DIRECTE ALTERNATIVE - ALTERNATIVE

Soutenu le 27 juin 2001 devant le jury composé de :

Président : F. BOUDJEMA Professeur ENP
Rapporteurs : E. M. BERKOUK Maître de Conférences ENP
M. TADJINE Docteur ENP
Examineurs : H. CHEKIREB Chargé de cours ENP
M. MAHMOUDI Maître de Conférences ENP

Dédicace

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

*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
remercierais jamais assez,
Mes Parents.*

*A mes sœurs.
A mes Collègues de Travail.*

Remerciements

Je tiens à remercier énormément Monsieur E. M. Berkouk et Monsieur M. Tadjine d'avoir voulu diriger ce projet ainsi que pour leur aide, leur disponibilité, leurs encouragements, leurs conseils, qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, tout au long de la réalisation de cette thèse.

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

Je tiens à remercier particulièrement les enseignants du Département Génie Electrique, Filière Automatique de l'E.N.P pour leur disponibilité.

Je tiens à remercier également mes deux collègues de promotion Fethi et Salim ainsi que tous mes amis de l'Ecole Nationale Polytechnique, en l'occurrence Réda.

NOMENCLATURE

- θ : Vecteur des paramètres.
- $\hat{\theta}$: Estimé du vecteur des paramètres.
- $\tilde{\theta}$: Erreur sur l'estimation du vecteur des paramètres.
- Γ : Gain d'adaptation.
- Δi : Bande d'hystérésis.
- ε_k : Ecart entre le courant de référence et le courant réel.
- ω_{ch} : Pulsation du courant de charge [Rad/s].
- λ : Pente de la surface de glissement.
- ω_{res} : Pulsation du courant de réseau [Rad].
- B.O.Z: Bloquer d'ordre zéro.
- C_1 : Capacité C_1 [Farad].
- C_2 : Capacité C_2 [Farad].
- C.A.D: Convertisseur analogique digital.
- C.D.A: Convertisseur digital analogique.
- D_{K1} : Diode tête bêche du deuxième bras.
- D_{K2} : Diode tête bêche du deuxième bras.
- D_{T1} : Diode tête bêche du premier bras.
- D_{T2} : Diode tête bêche du premier bras.
- e_{ch} : Ecart entre le courant de charge réel et le courant de référence.
- e_{res} : Ecart entre le courant de réseau réel et le courant de référence.
- $f(x)$: Champs de vecteur de la dynamique.
- f_c : Fonction de commutation.
- f_{ch} : Fréquence du courant de charge [Hertz].
- f_i : Fonction de connexion.
- F_{ig} : Fonction génératrice de connexion.
- f_{res} : Fréquence de réseau [Hertz].
- $g(x)$: Champs de vecteur de la commande.
- i_{ch} : Courant de charge [A].

- i_{chd} : Courant de charge désiré [A].
- I_{chm} : Amplitude du courant de référence [A].
- I_L : Courant réel [A].
- I_m : Amplitude du courant du réseau [A].
- I_{pert} : Courant de perturbation [A].
- I_{ref} : Courant de référence [A].
- i_{ras} : Courant de réseau [A].
- i_{resd} : Courant de réseau désiré [A].
- k : Gain.
- K_{10} : Interrupteur du deuxième bras du convertisseur.
- K_{11} : Interrupteur du deuxième bras du convertisseur.
- K_i : Gain intégral.
- K_p : Gain proportionnel.
- L_c : Inductance de charge [Henry].
- L_r : Inductance du réseau [Henry].
- m : Indice de modulation.
- $M(t)$: Matrice de conversion.
- M.L.I: Modulation de largeurs d'impulsions.
- P_e : Tension d'entrée du convertisseur [Watts].
- P_s : Tension de sortie du convertisseur [Watts].
- q : Gain.
- R : Résistance du pont de Clamping [Ohm].
- r : Taux de modulation.
- R_c : Résistance de charge [Ohms].
- R_r : Résistance de réseau [Ohms].
- S : Surface de glissement.
- s : Opérateur de Laplace.
- t : Temps [Second].
- T_{10} : Interrupteur du premier bras du convertisseur.
- T_{11} : Interrupteur du premier bras du convertisseur.
- T_e : Période de commutation [Seconde].
- T_i : Période d'échantillonnage des boucles de courant [Seconde].
- T_v : Période d'échantillonnage de la boucle de tension [Seconde]
- u_i : Commande du premier bras du convertisseur.

- u_2 : Commande du deuxième bras du convertisseur.
- u_3 : Commande des interrupteurs du pont de Clamping.
- U_{C1} : Tension au borne de la capacité C_1 [V].
- U_{C2} : Tension au borne de la capacité C_2 [V].
- \bar{U}_{C1} : Tension moyenne de U_{C1} [V].
- \bar{U}_{C2} : Tension moyenne de U_{C2} [V].
- U_{cd} : Référence de la boucle de tension [V].
- V : Fonction de Lyapunov.
- $v(t)$: Bruit blanc.
- V_m : Amplitude de la tension du réseau [V].
- V_{res} : Tension du réseau [V].
- X : La somme des deux tensions aux bornes des condensateurs [V].
- x_i : Variable d'état.
- Y : La différence des deux tensions aux bornes des condensateurs [V].
- z : Opérateur échantillonné de Laplace.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE



5

CHAPITRE I : MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

I.1	Introduction	8
I.2	Structure et principe du convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif	9
I.2.1	Mécanisme de commutation	11
I.3	Modèle de connaissance et modèle de commande du convertisseur direct monophasé	11
I.3.1	Commandabilité des convertisseurs statiques	11
I.3.2	Fonction de Connection	12
I.3.3	Fonction de Commutation	12
I.3.4	Modèle de commande du convertisseur direct monophasé	12
I.3.4.1	Fonction de Conversion	12
I.3.5	Modèle de commande du convertisseur direct monophasé	14
I.3.5.1	Fonctions Génératrices	14
I.4	Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et a sa charge	16
I.4.1	Objectifs du réglage	18
I.5	Modèle de la boucle de tension	18
I.5.1	Régime permanent	20
I.6	Conclusion	21

CHAPITRE II : STRATEGIE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

II.1	Introduction	22
II.2	Paramètres du convertisseur et Conditions de Simulation	23
II.3	Commande du convertisseur monophasé en utilisant le réglage classique échantillonné	23
II.3.1	Réglage de la boucle du courant de charge	23
II.3.2	Réglage de la boucle du courant de réseau	24
II.3.3	Réglage de la boucle de tension	26
II.3.3.1	Dimensionnement du régulateur	28
II.3.4	Résultats de simulation de la Commande Classique échantillonnées	28

II.4	Commande par hystérisis en courant	30
II.4.1	Résultats de simulation de la Commande par Hystérisis	31
II.5	Commande du convertisseur monophasé en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov	34
II.5.1	Rappel sur la théorie de stabilité de Lyapunov	34
II.5.1.1	Méthode directe de Lyapunov	35
II.5.1.2	Idée générale de la méthode	36
II.5.1.3	Recherche des fonctions de Lyapunov	37
II.5.2	Réglage du courant de la charge en utilisant le théorème de la stabilité de Lyapunov	39
II.5.3	Réglage du courant du réseau en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov	40
II.5.4	Application du théorème de Lyapunov à la boucle de tension	41
II.5.5	Résultats de simulation de la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov	42
II.6	Réglage par les modes de glissement	44
II.6.1	Rappel sur le régime glissant et définitions	44
II.6.1.1	Surface de glissement	44
II.6.1.2	Régime glissant	45
II.6.1.3	Condition de Glissement	46
II.6.1.4	Formalisme par la géométrie différentielle pour l'analyse et la synthèse des régimes glissant	46
II.6.1.5	Mode de Glissement	47
II.6.1.6	La commande équivalente	48
II.6.1.7	Condition d'existence et d'invariance de la commande équivalente	49
II.6.1.8	Dépendance et indépendance du régime glissant idéal vis à vis des champs de vecteurs	53
II.6.1.9	Invariance du régime glissant par rapport aux perturbations	54
II.6.1.10	Phénomène du broutement	56
II.6.2	Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de courant de charge	57
II.6.3	Réglage de la boucle de courant du réseau par les modes de glissement	58
II.6.4	Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de tension	59
II.7	Commande par retour d'état linearisant	64
II.7.1	Rappel et définitions	64
II.7.1.1	Degré relatif des systèmes non linéaires multivariables	66
II.7.1.2	Linéarisation de la dynamique par difféomorphisme	67
II.7.2	Linéarisation de la dynamique par difféomorphisme et retour d'état statique	68
II.7.3	Linéarisation du comportement Entrée/Sortie des systèmes non linéaires	69
II.7.3.1	Commande par modèle générique	71
II.7.4	Synthèse de la loi de commande non linéaire du convertisseur alternatif - alternatif	72
II.7.4.1	Calcul du degré relatif du système	74
II.7.4.2	Calcul de la commande de la Boucle du courant de charge	74
II.7.4.3	Calcul de la commande de la Boucle du courant de réseau	76
II.7.4.4	Résultats de simulation de la commande par retour d'état linearisant	77
II.8	Effets de la variation des paramètres du convertisseur monophasé Alternatif - Alternatif	79
II.8.1	Variation de la résistance de charge	79
II.8.3.1.1	Interprétations des résultats	81
II.8.2	Variation de l'inductance de charge	81
II.8.2.1	Interprétations des résultats	84
II.9	Commande des interrupteurs du convertisseur monophasé direct	84
II.10	Conclusion	85

CHAPITRE III : COMMANDE ROBUSTE DU CONVERTISSEUR MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

III.1	Introduction	86
III.2	Commande adaptative par retour d'état dynamique	87
III.2.1	Application de la commande adaptative de la boucle du courant de charge	90
III.2.2	Résultats de simulation de la commande adaptative	92
III.2.3	Interprétation des résultats de simulation de la commande adaptative	95
III.3	Commande robuste du convertisseur en utilisant le réglage par les modes de glissement	95
III.3.1	Réglage par modes de glissement de la Boucle du courant de charge	95
III.3.2	Choix des paramètres du régulateur à structure variable	96
III.3.3	Résultats de simulation	97
III.3.4	Interprétation des résultats de simulation de la commande par mode de glissement	103
III.4	Conclusion	103

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE DES ALGORITHMES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR

IV.1	Introduction	104
IV.2	Premier Réglage	105
IV.3	Deuxième Réglage	105
IV.4	Troisième Réglage	105
IV.5	Quatrième Réglage	105
IV.6	Cinquième Réglage	105
IV.7	Sixième Réglage	105
IV.8	Septième Réglage	105
IV.9	Résultats de simulation	105
IV.10	Interprétations et commentaires des résultats de simulation	114
IV.11	Premier Réglage	114
IV.12	Deuxième Réglage	114
IV.13	Troisième Réglage	114
IV.14	Quatrième Réglage	115
IV.15	Cinquième Réglage	115
IV.16	Sixième Réglage	115
IV.17	Septième Réglage	115
IV.18	Conclusion	116
IV.19	Tableau comparatif des différentes stratégies de commande du convertisseur	117

CHAPITRE V : STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT ALTERNATIF - ALTERNATIF AVEC PONT DE CLAMPING

V.1	Introduction	118
V.2	Modèle du convertisseur alternatif - alternatif monophasé avec le pont de Clamping	119
V.3	Etude de la boucle de tension	120
V.4	Applications des algorithmes de commande au convertisseur avec Pont de Clamping	121
V.4.1	Réglage des boucle de courant et de la boucle de tension	122
V.4.2	Réglage de la différence $U_{C2} - U_{C1}$	122
V.4.2.1	Réglage par Hystérisis	122
V.4.2.2	Réglage Hybride Lyapunov - Hysterisis	122
V.4.3	Validation du réglage avec pont de Clamping par simulation	123
V.4.3.1	Premier Réglage	123
V.4.3.2	Deuxième Réglage	123
V.4.3.3	Troisième Réglage	124
V.4.3.4	Interprétation des résultats de simulation	124
V.4.3.5	Premier Réglage	131
V.4.3.6	Deuxième Réglage	131
V.4.3.7	Troisième Réglage	131
V.5	Conclusion	131
	CONCLUSION GENERALE	132
	BIBLIOGRAPHIE	137

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance moderne, présents dans les domaines d'applications les plus variés (Convoyeurs, machines tournantes, soulevage, palettisation, Lavage, , toute la panoplie des remplisseuses pour l'industrie agro-alimentaire et l'industrie pharmaceutique, armement, ...), dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif (appelé couramment convertisseurs de fréquence dans le milieu industriel).

Les performances demandées aux différents types d'actionneurs électriques sont de plus en plus exigeantes ceci du point de vue de la dynamique, de la précision, de la fiabilité et de la puissance délivrée (le contrôle de courants plus importants). L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance et le développement de nouvelles théories de commande automatique qui permettent de prendre en considération les imperfections du système pour atteindre les exigences demandées ont permis d'atteindre en partie ces performances. Le développement considérable de la technologie numérique (Microprocesseurs, Microcontrôleurs et D.S.P) et la diminution des coûts de

fabrication ont permis d'appliquer des algorithmes de commande de plus en plus complexes [1].

D'autre part l'utilisation quasi - généralisée des techniques dites de « Modulation de Largeurs d'Impulsions » M.L.I ou Pulse Width Modulation a permis d'augmenter les performances des onduleurs.

Cependant les convertisseurs sont naturellement source de nombreuses perturbations. Ces perturbations se voient dans la dégradation du facteur de puissance, et de la génération de courants non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les progrès réalisés dans les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à de nouvelles structures.

Les convertisseurs Alternatif - Continu 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 actif 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 puissance mis en jeu.

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

Au caractère « Noble » de cette fonction (Convertisseur entièrement réversible, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent à des applications particulièrement intéressantes [23].

Cette thèse a pour but l'étude d'une nouvelle structure minimale de conversion Alternative - Alternative directe monophasée qui permet d'alimenter une charge monophasée (Four, Laser ...) avec un courant de charge réglable en amplitude et en fréquence, et d'avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Certaines charges à alimenter en fréquence variable ont un très faible facteur de Puissance, il faut les compenser.

L'onduleur a pour rôle d'entretenir le circuit oscillant ainsi constitué et dont la fréquence peut varier à chaque instant.

Pour répondre au cahier des charges, différentes techniques de commande automatique sont appliquées à ce convertisseur en associant la commande en

largeurs d'impulsions (P.W.M) pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs des bras du convertisseur.

Nous élaborerons un modèle de cette structure au premier chapitre avec la modélisation de la boucle de courant de charge et la boucle de courant de réseau, et moyennant un découplage en utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée, on a élaboré une boucle auxiliaire de tension au borne du filtre capacitif intermédiaire.

Au deuxième chapitre, nous développerons différentes stratégies de commande linéaire et non linéaire en vue de commander les trois boucles du convertisseur monophasé Alternatif - Alternatif. Nous validerons par simulation les différents algorithmes développés.

Pour rendre le convertisseur insensible aux variations paramétriques du système et aux perturbations aléatoires pouvant dégrader la qualité du réglage, nous développerons une commande robuste et une commande adaptative au troisième chapitre.

Nous allons dans le quatrième chapitre faire plusieurs combinaisons des algorithmes de commande développés au deuxième chapitre et faire une étude comparative des lois de commande utilisées.

Au dernier chapitre, nous introduirons un " *Pont de Clamping* " qui nous permettra d'améliorer la qualité du réglage du convertisseur, ceci en contrôlant les deux tensions du filtre capacitif intermédiaire [2].

Nous clôturerons cette étude par une conclusion générale pour faire le point sur les résultats et les performances des réglages proposés du convertisseur.

Chapitre I

Modélisation du convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif

MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

I.1 INTRODUCTION

Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les entraînements à vitesse variable et les alimentations de secours. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et des systèmes à fréquence variables.

Pour avoir un courant de charge réglable en fréquence et en amplitude dans le cas des charges à faible et à moyenne puissance, on est obligé de passer par l'intermédiaire du continu. On redresse la tension du réseau, puis grâce à un onduleur, on produit les signaux de fréquence variable ceci pour alimenter la charge en courant réglable en amplitude et en fréquence désirée.

Pour les conversions alternatif - continu et continu - alternatif, on utilise la technique de la Modulation de Largeurs d'Impulsions (P.W.M). Ceci pour déterminer les commandes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs des deux bras 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.

I.2 STRUCTURE ET PRINCIPE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF [1]

La structure du convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif est composée de deux bras. Le premier se compose de deux interrupteurs complémentaires T_{10} et T_{11} (l'ouverture de T_{10} provoque la fermeture automatique de T_{11} ce qui limite la fréquence de fonctionnement des interrupteurs pour éviter les courts circuits) qui fonctionnent en mode commandable pour le redressement de la tension du réseau. Le second bras se compose également de deux interrupteurs complémentaires K_{10} et K_{11} fonctionnant en " mode commandable " pour assurer la fonction ondulation.

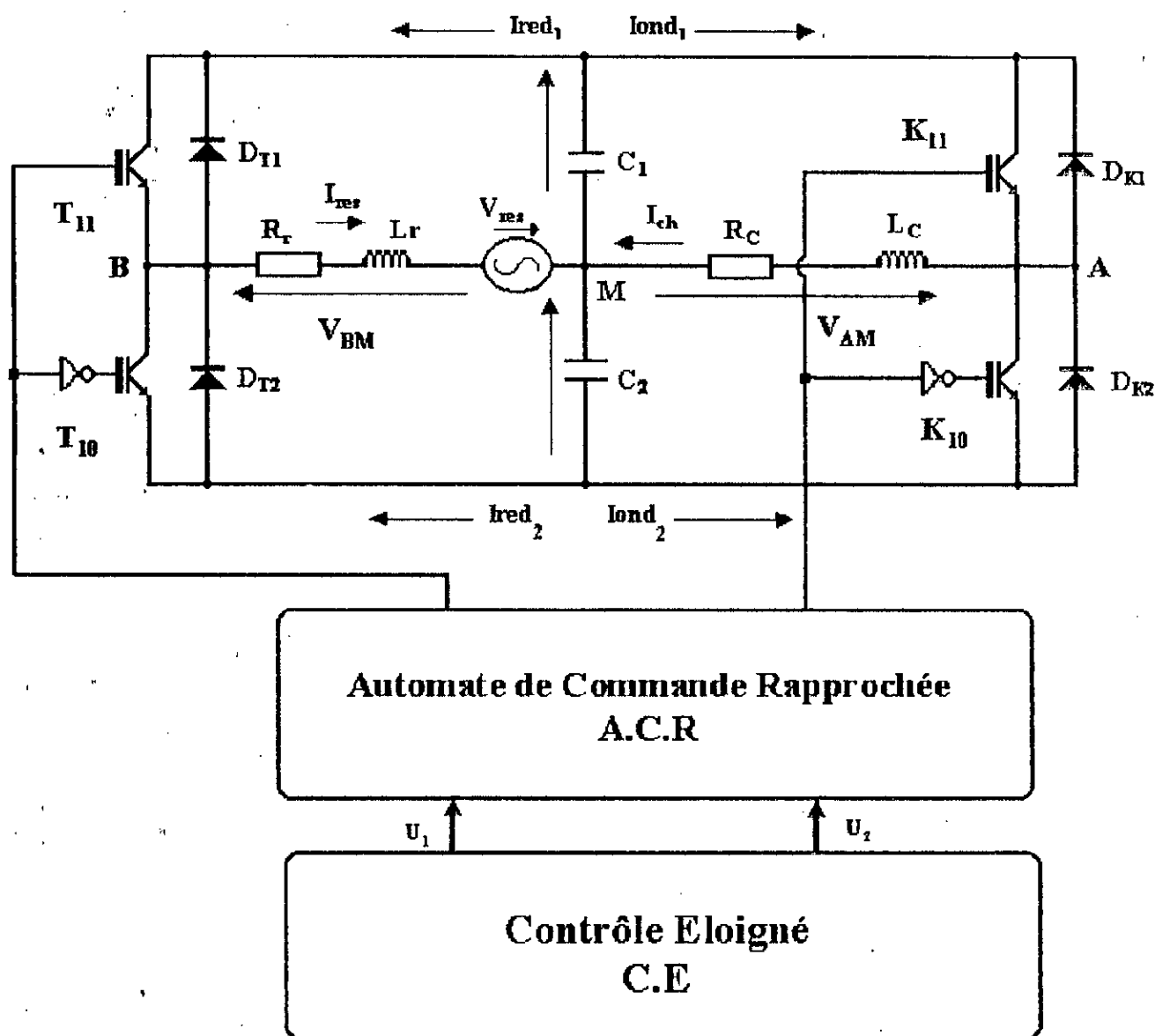


Figure (I-1) : Structure du convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif.

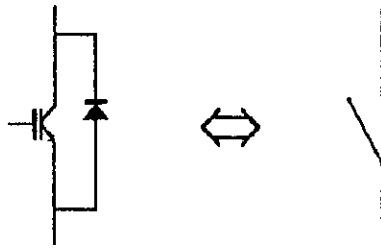


Figure (1-2) : Interrupteur bidirectionnel équivalent à de la paire Transistor - Diode.

Le convertisseur en question (figure I-1) se compose de :

- Deux interrupteurs T_{10} et T_{11} du côté réseau, qui sont des transistors de puissance avec une diode montée en antiparallèle pour assurer la circulation du courant dans les deux sens (voir figure I-2). Ces interrupteurs assurent la fonction " redressement ".
- Une source de tension monophasée V_{res} pour alimenter la partie redresseur en tension alternative et alimenter le convertisseur en puissance.
- Deux interrupteurs (transistors avec diodes en tête bêche) K_{10} et K_{11} du côté de la charge. Ces interrupteurs assurent la fonction " ondulation " ceci pour alimenter la charge en courant et en fréquence et en amplitude désirée.
- Un point milieu " M " pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue avec deux interrupteurs, afin d'obtenir deux tensions U_{C1} et U_{C2} qui ont une propriété d'équilibrage naturel en boucle ouverte (Ces deux tensions tendent théoriquement vers une même valeur).

La majorité des structures d'onduleurs de tension sont élaborée à partir d'interrupteurs entièrement commandables (transistors bipolaires, MOS, GTO, IGBT), associés chacun à une diode en antiparallèle.

Il est à noter que les onduleurs de tension sont des convertisseurs directs tension - courant alimentés par une source de tension continue, généralement réversible en courant, au moins de manière instantanée (Condensateurs électrochimiques par exemple) et permettant, à leur tour, d'alimenter en tension alternative des charges ayant un comportement de « Source de courant ».

La synthèse de tels convertisseurs montre que chaque cellule de commutation qui les constitué comprend une paire d'interrupteurs réversibles en courant et non réversible en tension.

I.2.1 Mécanisme de commutation [23] :

Les mécanismes de commutation de ces interrupteurs dépendent des caractéristiques de la charge et notamment de son facteur de puissance (Courant en avance ou en retard de phase par rapport au terme fondamental de la tension), ainsi que du type de commande et de réglage de l'onduleur (Commande non modulée ou modulée).

Nous savons que la cellule ne peut délivrer une onde purement alternative et qu'elle est utilisée dans un onduleur réalisant cette condition et qu'elle délivre un courant sinusoïdal.

Lorsqu'on connaît parfaitement le courant alternatif délivré par l'onduleur (forme instantanée et signe), il est aisé d'imaginer de commander la partie active des interrupteurs (T_{10} , T_{11} , K_{10} et K_{11}) lorsqu'elle doit conduire et de ne pas la commander lorsque c'est la diode tête-bêche éléments (D_{ij}) qui doit conduire.

I.3 MODELE DE CONNAISSANCE ET MODELE DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE AC-AC [1],[2]

I.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

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 pour le convertisseur direct alternatif - alternatif 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 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 alternatif - alternatif peut être représenté par le réseau de Petri ci-dessous :

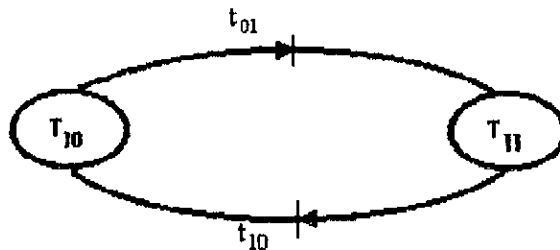


Figure (1-3) : Modèle d'un bras du convertisseur étudié en mode commandable.

I.3.2 Fonction de Connexion f_i :

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, elle est donnée par :

$$f_i = \begin{cases} 0 & \text{Si l'interrupteur est ouvert} \\ 1 & \text{Si l'interrupteur est fermé} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

I.3.3 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 :

$$f_i = \frac{1}{n} (1 + f_c [t - (i - 1)] \frac{T}{n}) \quad (\text{I-2})$$

avec T la période de fonctionnement de cette cellule.

I.3.4 Modèle de commande du convertisseur direct monophasé

I.3.4.1 Fonction de conversion :

Les tensions V_{AM} , V_{BM} respectivement aux bornes de la source, et de la charge, sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11}U_{C1} - K_{10}U_{C2} = (K_{11} - K_{10})U_C \\ V_{BM} = T_{11}U_{C1} - T_{10}U_{C2} = (T_{11} - T_{10})U_C \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

avec l'hypothèse :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_C \quad (\text{I-4})$$

Les commandes des deux interrupteurs d'une même cellule, doivent être complémentaires :

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

En remplaçant les relations (I-5) dans (I-3), on aboutit au système suivant:

$$\begin{cases} V_{AM} = (2K_{11} - 1)U_C \\ V_{BM} = (2T_{11} - 1)U_C \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

En introduisant les fonctions de commutation, F_1 et F_2 :

$$\begin{cases} F_1 = K_{11} - K_{10} \\ F_2 = T_{11} - T_{10} \end{cases} \quad (I-7)$$

on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_1 U_C \\ V_{BM} = F_2 U_C \end{cases} \quad (I-8)$$

Le courant au borne de la capacité C_f est donné par :

$$i_{Cf} = -T_{11} i_{res} - K_{11} i_{ch} \quad (I-9)$$

En introduisant les fonctions de commutation, la relation précédente devient :

$$i_{Cf} = -\frac{1}{2}(1 + F_2) i_{res} - \frac{1}{2}(1 + F_1) i_{ch} \quad (I-10)$$

Enfin, nous obtenons le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2K_{11} - 1) & 0 & 0 \\ (2T_{11} - 1) & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Où la matrice de conversion $[M(t)]$ définit la relation entre les grandeurs de sortie du convertisseur (V_{AM} , V_{BM} , i_{Cf}) et les variables d'état (U_C , i_{res} , i_{ch}).

Soit encore à l'aide des fonctions de commutation :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_1 & 0 & 0 \\ F_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}(1 + F_2) & -\frac{1}{2}(1 + F_1) \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

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

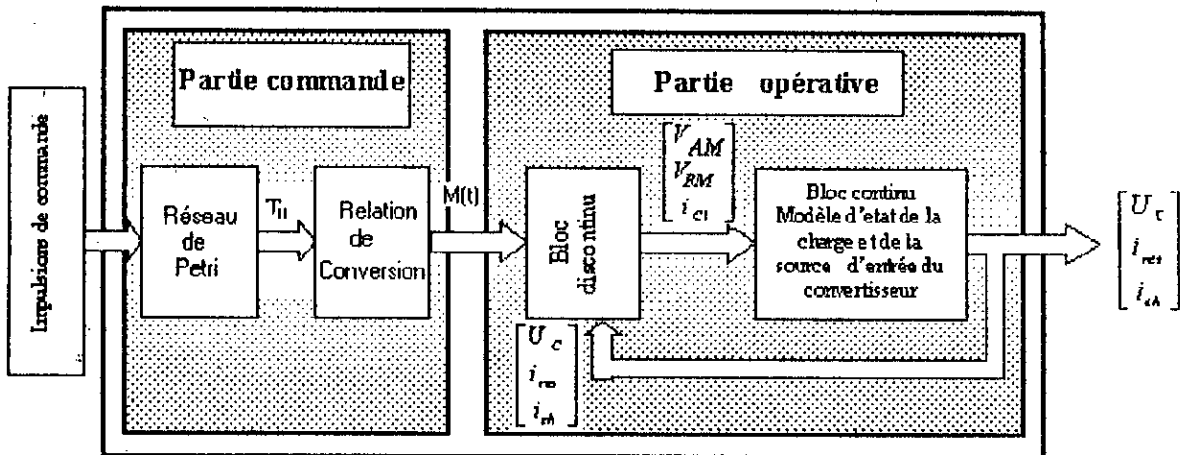


Figure (I-4) : Modèle de connaissance du convertisseur.

La partie commande est représentée par le " réseau de Petri " de fonctionnement du convertisseur monophasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$.

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 $[M(t)]$ et d'un bloc continu qui représente le modèle d'état du système.

Pour unifier le caractère continu de la partie opérative, nous allons introduire " les fonctions génératrices ".

I.3.5 Modèle de commande du convertisseur direct monophasé

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 ".

I.3.5.1 Fonctions génératrices :

Une " fonction génératrice " de connexion F_{ig} 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 F_{ig} est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_e} \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} F_i(\tau).d\tau \quad \text{avec} \quad 0 < F_{ig} < 1 \quad (\text{I-13})$$

Où k est un entier naturel.

La fonction génératrice de commutation F_{cg} est donnée par :

$$F_{cg} = \frac{1}{T_e} \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} F_C(\tau).d\tau \quad (\text{I-14})$$

Pour les commandes des interrupteurs, l'application de cette notion de fonction génératrice conduit à écrire :

$$\begin{cases} K_{11g} = (1 - K_{10g}) \\ K_{11g} = (1 - T_{10g}) \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

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

$$[M_g(\tau)] = \frac{1}{T_e} \int_{k.T_e}^{(k+1).T_e} [M(\tau)]d\tau \quad (\text{I-16})$$

Les relations liant cette matrice génératrice de conversion aux fonctions génératrices de connexion et à celles de commutations sont données par la matrice ci dessous :

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{1g} & 0 & 0 \\ F_{2g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}(1 + F_{2g}) & -\frac{1}{2}(1 + F_{1g}) \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

La relation de conversion du convertisseur peut ainsi être exprimée selon l'équation (I-18) où les courants et les tensions sont en réalité des valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur la période de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{C1} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance.

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de représenter le bloc discontinu de la partie opérative par un bloc continu. Ainsi, on unifie le caractère de la partie opérative.

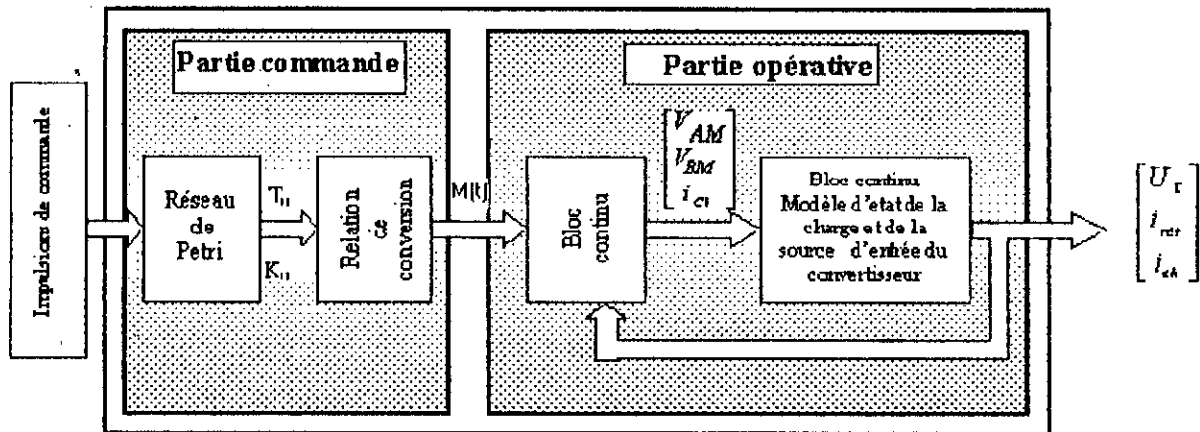


Figure (I-5) : Modèle de commande du convertisseur

I.4 MODELE D'ETAT DU CONVERTISSEUR ASSOCIE A SA SOURCE ET A SA CHARGE [2]

Les lois de l'électricité nous permettent d'écrire le modèle d'état du convertisseur monophasé direct suivant :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} (K_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} (T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r i_{res} + V_{res}) \\ \frac{d(U_{c1})}{dt} = -\frac{1}{C} (K_{11} i_{ch} + T_{11} i_{res}) \\ \frac{d(U_{c2})}{dt} = \frac{1}{C} (K_{10} i_{ch} + T_{10} i_{res}) \end{cases} \quad (I-19)$$

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 des bras étant complémentaire, nous avons :

$$\begin{cases} K_{10} = 1 - K_{11} \\ T_{10} = 1 - T_{11} \end{cases} \quad (I-20)$$

En faisant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} X = (U_{C1} + U_{C2}) \\ Y = (U_{C2} - U_{C1}) \end{cases} \quad (I-21)$$

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

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2.L_c} ((2K_{11} + 1)X - Y - 2.R_c.i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} ((2T_{11} - 1)X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{C} ((2.K_{11} - 1)i_{ch} + (2.T_{11} - 1)i_{res}) \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{C} (i_{ch} + i_{res}) \end{cases} \quad (I-22)$$

En prenant les nouvelles commandes comme suit :

$$\begin{cases} u_1 = (2.K_{11} - 1) \\ u_2 = (2.T_{11} - 1) \end{cases} \quad (I-23)$$

Les deux commandes u_1 et u_2 nous permettent de contrôler respectivement les courants de charge i_{ch} et du courant de réseau i_{res} en utilisant la relation (I-23).

Nous obtenons le modèle d'état final du convertisseur direct monophasé :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2.L_c} (u_1 X - Y - 2.R_c.i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2 X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{C} (u_1 i_{ch} + u_2 i_{res}) \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{C} (i_{ch} + i_{res}) \end{cases} \quad (I-24)$$

Il est à remarquer que :

- Le système est naturellement non linéaire.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} sont couplées aux courants i_{ch} et i_{res} .

I.4.1 Objectifs du réglage :

Les objectifs visés par cette étude sont :

1. Avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau, c'est à dire le courant i_{res} en phase avec la tension V_{res} , pour avoir une puissance réactive nulle.
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.5 MODELE DE LA BOUCLE DE TENSION [1]

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_{ch} et i_{res} peut s'avérer très bénéfique pour aplanner ces difficultés.

Afin de réaliser ce découplage, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée en négligeant les pertes dans les semi-conducteurs. 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 moyenne U_C des deux tensions U_{C1} et U_{C2} .

On désigne par P_e la puissance d'entrée du redresseur monophasé et par P_s sa puissance de sortie données par :

$$\begin{cases} P_e = V_{res} \cdot i_{res} - R_r \cdot i_{res}^2 - \frac{1}{2} L_r \cdot i_{res}^2 \\ P_s = -U_{C1} \cdot I_{red1} + U_{C2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (I-25)$$

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

$$\begin{cases} P_e = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - R_r \cdot I_m^2 \cdot \sin^2(\omega_{res} \cdot t) - \frac{1}{2} L_r \cdot 2 I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \cdot I_m \cdot \omega_{res} \cdot \cos(\omega_{res} \cdot t) \\ P_s = -U_{C1} \cdot I_{red1} + U_{C2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (I-26)$$

$$\begin{cases} P_e = V_m \cdot I_m \left(\frac{1 - \cos(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - R_r \cdot I_m^2 \left(\frac{1 - \cos(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) - L_r \cdot I_m^2 \omega_{res} \left(\frac{\sin(2 \cdot \omega_{res} \cdot t)}{2} \right) \\ P_s = -U_{C1} \cdot I_{red1} + U_{C2} \cdot I_{red2} \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} V_{res} = V_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \\ I_{res} = I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \end{cases} \quad (I-27)$$

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 la puissance moyenne suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{R_r \cdot I_m^2}{2} = -\bar{U}_{C1} \cdot \bar{I}_{red1} + \bar{U}_{C2} \cdot \bar{I}_{red2} \quad (I-28)$$

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}_{C2} et les courants I_{red1} et I_{red2} avec leurs valeurs moyennes \bar{I}_{red1} et \bar{I}_{red2} [Berkouk 1995].

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

$$\bar{P} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} = -U_{C1} \cdot I_{red1} + U_{C2} \cdot I_{red2} \quad (I-29)$$

Le but du réglage est d'avoir l'égalité entre les tensions :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_C \quad (I-30)$$

Et en posant :

$$I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (I-31)$$

Une relation importante reliant U_C à I_m découle de l'équation (I-29) telle que :

$$I_m = \frac{2 \cdot I_{red} \cdot U_C}{V_m} \quad (I-32)$$

En vue de la commande de U_C , et en tenant compte de l'équation (I-32), nous avons :

$$C \frac{d(U_{C1} + U_{C2})}{dt} = 2C \frac{dU_C}{dt} = I_{red2} - I_{red1} + I_{ond2} - I_{ond1} \quad (I-33)$$

On pose :

$$I_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2} \quad (I-34)$$

donc :

$$2C \cdot \frac{dU_C}{dt} = I_{red} - I_{pert} \quad (I-35)$$

En déduisant le courant I_{red} de l'équation (I-31), on aboutit à l'équation (I-36) qui donne la relation entre l'amplitude du courant de référence du réseau et la tension U_C .

$$2.C. \frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{2U_c} I_m - I_{pert} \quad (I-36)$$

Cette relation importante permet de contrôler la tension moyenne du filtre capacitif intermédiaire indépendamment des commandes des courants.

D'où le modèle de la boucle de tension du convertisseur représenté par la figure suivante :

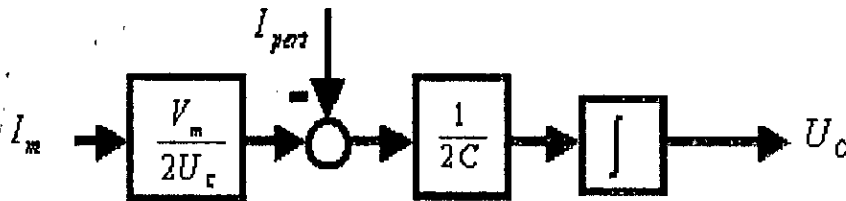


Figure (I-6) : Modèle de la boucle de tension du convertisseur direct Monophasé.

I.5.1 Régime permanent [2] :

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 à obtenir un facteur de puissance unitaire côté réseau, alors la puissance fournie par le réseau P_f et celle absorbée par la charge sont :

$$\begin{cases} P_f = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - R_r \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \\ P_a = R_c \left(\frac{I_{chm}}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{cases} \quad (I-37)$$

$$P_f = P_a \Rightarrow I_m = \frac{R_c \cdot I_{chm}^2}{V_m} \quad (I-38)$$

Un bon réglage doit toujours vérifier l'égalité (I-38).

I.6 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenter une structure minimale de conversion directe alternative - alternative composée de deux bras dont chacun est constituée de deux interrupteurs uniquement, contrairement au montage en pont ou utilisé quatre interrupteurs pour chaque bras.

Le problème qu'entraîne l'utilisation des convertisseurs statiques ne signifie pas l'abondant de ces convertisseurs, car ils sont d'une grande utilité dans le domaine de l'industrie moderne, d'où la nécessité de rechercher des solutions efficaces à ces problèmes. Plusieurs solutions sont proposées, dont la solution de régulation automatique que nous avons retenus.

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, ceci dans le but de faciliter ultérieurement sa commande.

Enfin, trois modèles de commande sont établis, le modèle de la boucle de tension et le modèle des deux boucles de courant i_{ch} et i_{res} . Les deux bras de l'onduleur permettent de commander respectivement les courants de réseau et courant de charge, la boucle auxiliaire de tension permet de contrôler la tension moyenne U_C en agissant sur l'amplitude du courant de réseau I_m .

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter plusieurs techniques de commande automatique de ces boucles, nous validerons ensuite ces stratégies par simulation.

Chapitre II

***Stratégies de commande du
convertisseur direct monophasé
alternatif - alternatif***

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

II.1 INTRODUCTION

Pour assurer un courant réglable en fréquence et en amplitude côté charge avec le minimum d'harmoniques, ainsi qu'un facteur de puissance unitaire côté réseau et l'égalité entre les tensions U_{C1} et U_{C2} , on appliquera différentes stratégies de commandes linéaires et non linéaires pour contrôler les trois boucles du convertisseur monophasé à savoir :

- La commande par réglage classique échantillonné.
- La commande par hystérésis en courant.
- La commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.
- La commande par les modes de glissement.
- La commande par retour d'état linearisant.

II.2 PARAMETRES DU CONVERTISSEUR ET CONDITIONS DE SIMULATION :

- $R_r = 0.25\text{Ohm}$, $L_r = 0.001\text{Henry}$, $R_C = 10\text{ Ohm}$, $L_C = 0.01\text{Henry}$, $C = 0.005\text{ Farad}$.
- L'amplitude de la tension du réseau est de 110 Volts, avec une fréquence de 50 Hertz.
- La fréquence de commutation des interrupteurs est de 10 KHertz avec une *M.L.I* de forme triangulaire.
- La période d'échantillonnage de la boucle de tension est de 20 ms ceci pour respecter la condition de conservation de la puissance instantanée (Chapitre I).
- La période d'échantillonnage des deux boucles de courant est de 0.1 ms.

II.3 COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE EN UTILISANT LE REGLAGE CLASSIQUE ECHANTILLONNE [1] [2]

II.3.1 Réglage de la boucle du courant de charge :

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

Le modèle de la boucle du courant de charge est donné par :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L_C} (V_{AM} - R_C i_{ch}) \quad (\text{II-1})$$

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 :

$$V_{AM} = U_C u_1 \quad (\text{II-2})$$

Cette transformation ainsi effectuée, permet d'avoir une équation différentielle linéaire qui modélise la boucle de 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 de charge :

$$G_C(s) = \frac{i_{ch}}{V_{AM}} = \frac{1}{R_C + L_C s} = \frac{K_{ch}}{s + \omega_{ch}} \quad (\text{II-3})$$

avec :

$$K_{ch} = \frac{1}{L_C} \text{ et } \omega_{ch} = \frac{R_C}{L_C} \quad (\text{II-4})$$

On utilise pour le réglage du courant de charge un régulateur numérique PI .

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

$$G_C(z) = \frac{K_C (1 - e^{-\omega_{ch}T_i})}{\omega_{ch} (z - e^{-\omega_{ch}T_i})} \quad (\text{II-5})$$

En remplaçant les valeurs numériques dans la fonction de transfert échantillonnée précédente on obtient le modèle de la boucle du courant de charge :

$$G_C(z) = \frac{0.00951}{z - 0.9048} \quad (\text{II-6})$$

avec une période d'échantillonnage de 10^{-4} seconde.

Après compensation, on aboutit au modèle équivalent représenté dans la figure (II-1) :

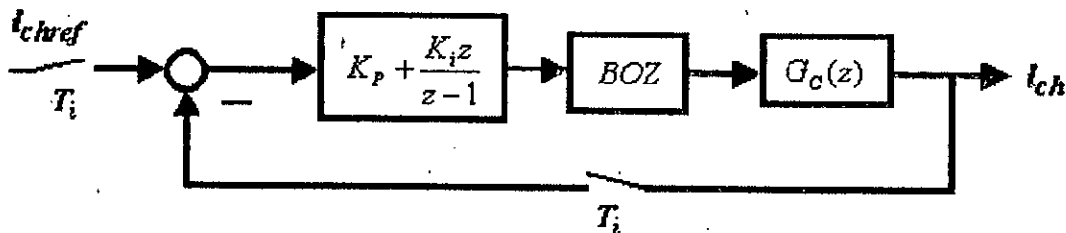


Figure (II-1) : Boucle d'asservissement du courant de charge.

Les paramètres du régulateur numérique K_i et K_p sont calculés pour avoir un système équivalent en boucle fermée du second ordre avec une pulsation propre ω_c tel que : $\omega_c T_i = 1$, et un amortissement unitaire $\zeta = 1$.

Les valeurs numériques du régulateur PI sont alors : $K_p = 10.188$, $K_i = -1.440$

II.3.2 Réglage de la boucle du courant de réseau :

Comme nous avons vu précédemment pour la boucle du courant de charge, il est nécessaire de faire une transformation du modèle de la boucle du courant de réseau pour pouvoir appliquer les méthodes classiques des systèmes asservis linéaires.

Le modèle de la boucle du courant de réseau est donné par :

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_r} (V_{BM} - R_r i_{res} + V_{res}) \quad (II-7)$$

avec :

i_{res} : La variable d'état.

V_{BM} : La nouvelle commande de la boucle du courant du réseau.

On note que la commande V_{BM} est liée à la commande u_2 par la relation :

$$V_{BM} = U_c \cdot u_2 \quad (II-8)$$

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

La fonction de transfert $G_{res}(s)$ régissant le modèle de la boucle du courant du réseau s'exprime comme suit :

$$G_{res}(s) = \frac{i_{res}}{V_{BM}} = \frac{1}{R_r + L_r s} = \frac{K_{res}}{s + \omega_{res}} \quad (II-9)$$

avec :

$$K_{res} = \frac{1}{L_r} \text{ et } \omega_{res} = \frac{R_r}{L_r} \quad (II-10)$$

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

$$G_{res}(z) = \frac{K_{res} (1 - e^{-\omega_{res} T_i})}{\omega_{res} (z - e^{-\omega_{res} T_i})} \quad (II-11)$$

En remplaçant les valeurs numériques dans la fonction de transfert échantillonnée précédente on obtient le modèle de la boucle du courant de réseau :

$$G_{res}(z) = \frac{0.099}{z - 0.975} \quad (\text{II-12})$$

avec une période d'échantillonnage de 10^{-4} seconde.

Les différents régulateurs standard peuvent être utilisés. Nous utiliserons un régulateur Proportionnel Intégral pour le réglage du courant de réseau.

Après compensation, on aboutit au modèle équivalent représenté dans la figure (II-2) :

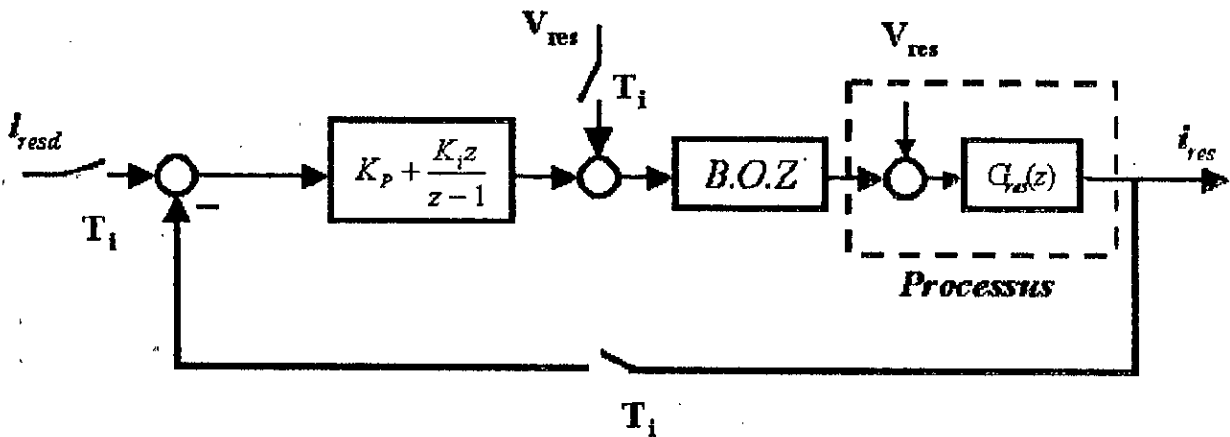


Figure (II-2) : Boucle d'asservissement du courant de réseau.

On calcule les paramètres du régulateur numérique PI : K_i et K_p de façon à avoir un système équivalent en boucle fermée de second ordre avec une pulsation ω_n , tel que $\omega_n T_i = 1$ et un amortissement unitaire $\zeta = 1$. On obtient alors : $K_i = 8.48V/A$ et $K_p = 4.045V/A$.

II.3.3 Réglage de la boucle de tension :

Nous avons élaboré au chapitre précédent le modèle qui régit la boucle de tension, donné par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2C} \tag{II-13}$$

avec :

U_c : La variable d'état.

I_{pert} : La perturbation.

I_m : L'amplitude du courant de réseau et qui est la commande de la boucle de tension.

V_m : L'amplitude de la tension du réseau.

C : La valeur des capacités du filtre capacitif intermédiaire.

Le schéma bloc de cette boucle est donné par la figure (II-3) :

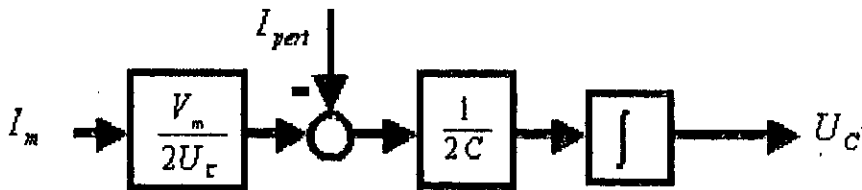


Figure (II-3) : Modèle de la boucle de tension.

Nous introduisons un régulateur numérique dans cette boucle en vue de contrôler la tension U_c dont la fonction de transfert est donnée par :

$$K(z) = K_p \frac{z - a}{z - b} \tag{II-14}$$

Nous obtenons le schéma d'asservissement suivant :

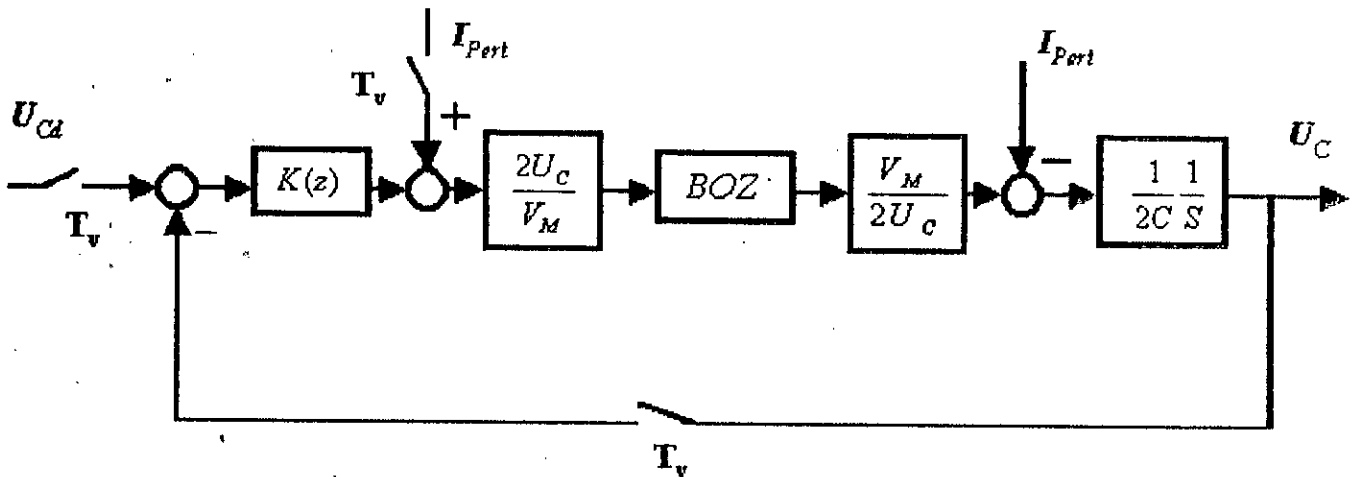


Figure (II-4) : Boucle d'asservissement de la tension U_c .

$H(z)$: Représente la fonction de transfert en z de $G(s) = \frac{1}{2Cs}$ associé aux convertisseurs Digitale - Analogique et Analogique - Digitale. Elle est donnée par :

$$H(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ L^{-1} \left[\frac{G(s)}{s} \right] \right\} = \frac{1}{2C} \frac{T_v}{z - 1} \quad (II-15)$$

avec :

T_v : Période d'échantillonnage de la boucle d'asservissement.

II.3.3.1 Dimensionnement du régulateur :

L'imposition d'un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.9$ et d'un temps de réponse $T_r = 0.3s$ nous permet de calculer les paramètres du régulateur :

$$K(z) = 0.136 \frac{z - 0.868}{z - 0.900} \quad (II-16)$$

II.3.4 Résultats de simulation de la Commande Classique échantillonnées :

Dans ce premier cas nous utilisons un réglage classique échantillonné pour les trois boucles du convertisseur avec une période d'échantillonnage de 0.1ms pour les boucles de courant et 20ms pour la boucle de tension.

Nous imposons un courant de charge de référence 3A et de fréquence 25Hz.

Les résultats de simulations sont les suivants :

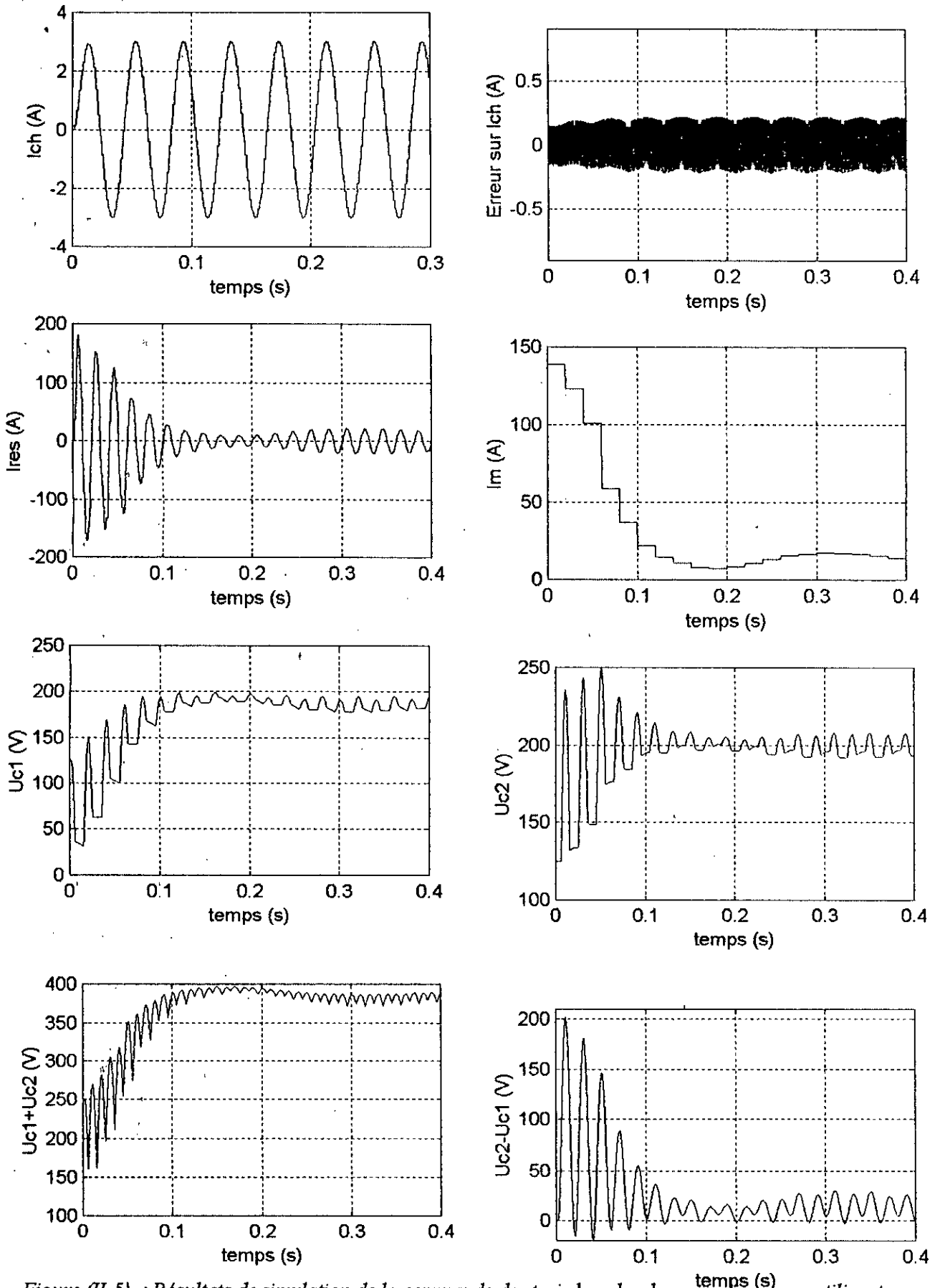


Figure (II-5) : Résultats de simulation de la commande des trois boucles du convertisseur en utilisant un réglage classique échantillonné.

D'après les résultats de simulations obtenus par la figure (II-5) présentant la commande des boucles du convertisseur par un réglage classique échantillonnée, nous constatons que :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale de fréquence 25 Hz et d'amplitude 3A.
- Le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit bien les références imposées.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent leur références à savoir 200V .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint 200V au régime transitoire, puis se stabilise à l'intérieur de l'intervalle [-2 +30].

II.4 COMMANDE PAR HYSTERISIS EN COURANT [1] [2]

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. Cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (Bras k de l'onduleur) par le système d'équations (II-17) ci-dessous.

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

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i & \text{alors } B_{ks} = 0 \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -\Delta i & \text{alors } B_{ks} = 1 \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

La figure (II-6) montre le schéma synoptique cette la stratégie.

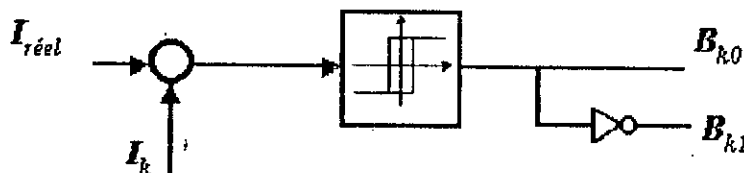


Figure (II-6): Principe de la commande par hystérésis en courant de convertisseur Monophasé.

Le courant de référence de la charge monophasée est donné par :

$$I_{chref} = I_{chm} \sin(\omega_{ch}t) \quad (\text{II-18})$$

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

Le courant de référence du réseau alimentant le convertisseur est donné par :

$$I_{resref} = I_{resm}(t) \sin(\omega_{res}t) \quad (\text{II-19})$$

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

II.4.1 Résultats de simulation de la Commande par Hysterisis :

Nous avons utilisé dans cet algorithme une commande par hystérésis pour les deux boucles de courant avec une bande d'hystérésis de $\Delta i = 0.1$ et une commande classique échantillonnée pour la boucle de tension.

On impose un courant de charge de fréquence de 25 Hz et d'amplitude de 3A. Nous imposons une consigne de 200 V pour la boucle de tension avec des changements de consignes à $t = 0.4s$ de 300 V et $t = 0.8s$ de 150 V.

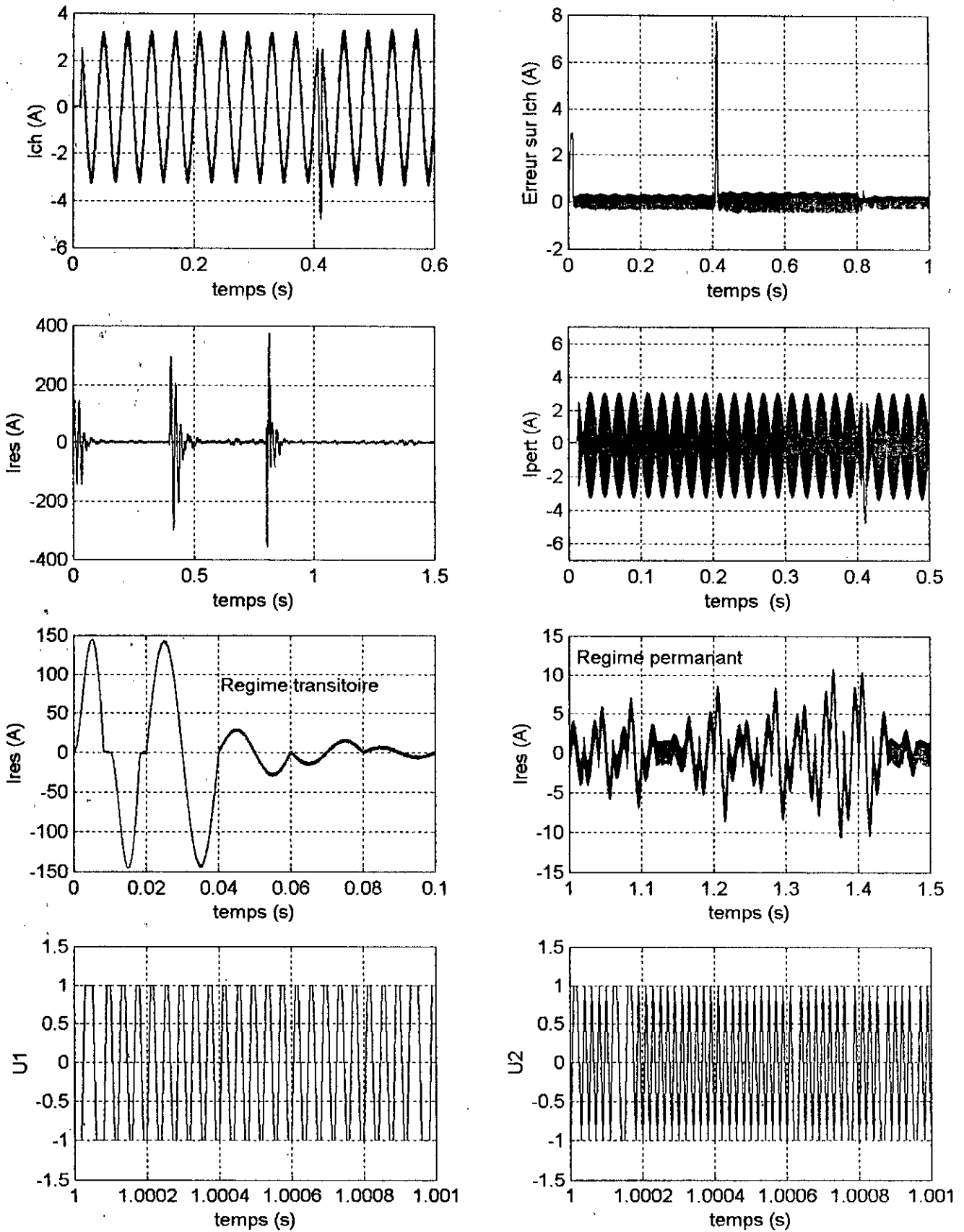


Figure (II-7.a) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par hystérésis pour les boucles de courant et un réglage classique pour la boucle de tension.

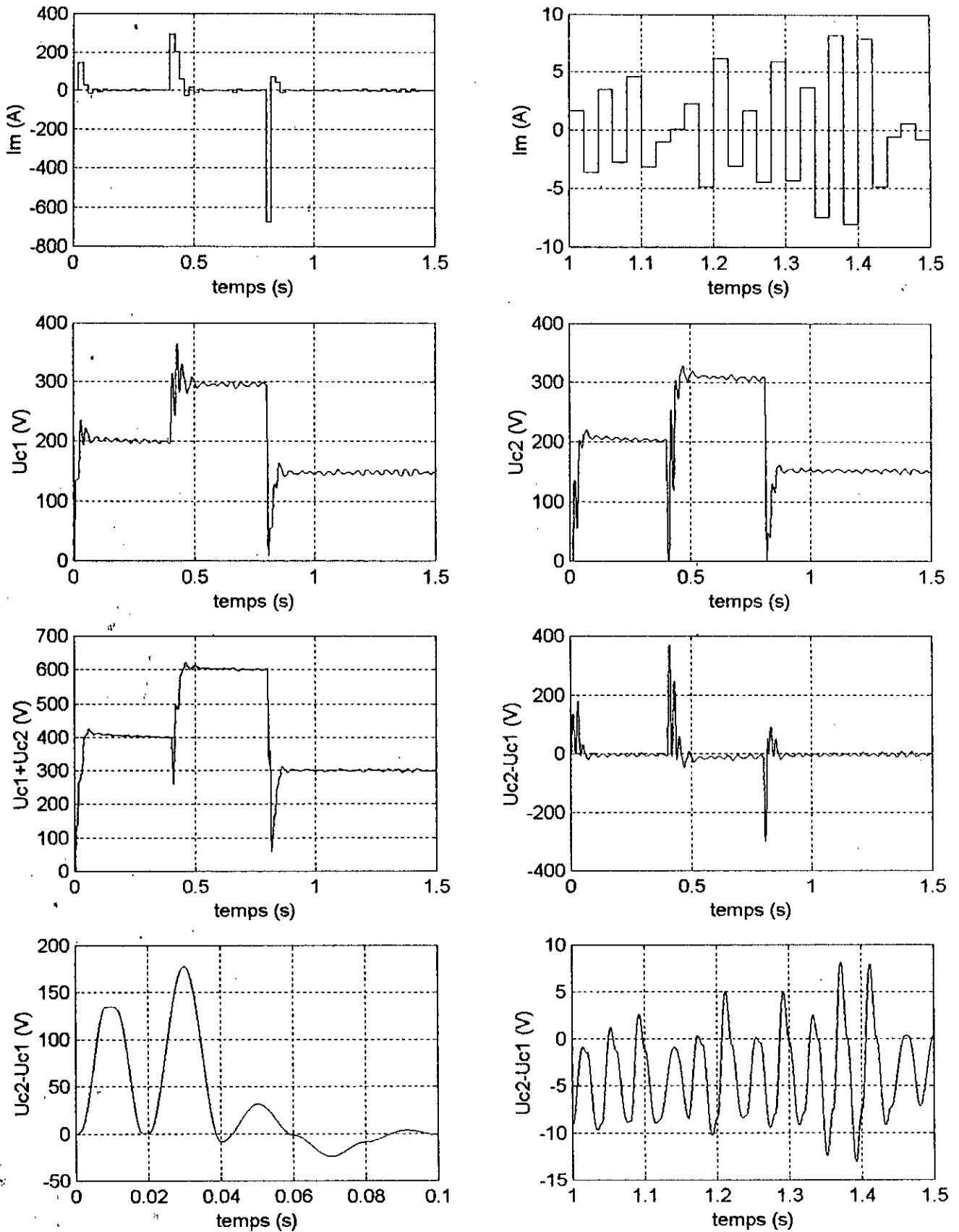


Figure (II-7.b) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par hystérésis pour les boucles de courant et un réglage classique pour la boucle de tension .

D'après les résultats de simulations obtenus par les figures (II-7.a) et (II-7.b), nous pouvons constater que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence (25 Hz) et en amplitude (3A).
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit bien les références imposées.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent leurs références.
- Le courant de commande I_m prend des valeurs importantes de +300A et -676A lors des changements de consignes à $t = 0.4$ et $t = 0.8$ s, ceci afin de ramener la tension ($U_{C1} + U_{C2}$) vers les valeurs de références.
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 180V au régime transitoire, puis se stabilise à l'intérieur de l'intervalle [-10 +15]. On note aussi que cette tension prend des valeurs importantes lors des changements de consignes de ($U_{C1} + U_{C2}$) à $t = 0.4$ et $t = 0.8$ s à savoir 368 et -300V.

II.5 COMMANDE DU CONVERTISSEUR MONOPHASE EN UTILISANT LA THEORIE DE STABILITE DE LYAPUNOV

II.5.1 Rappel sur la théorie de stabilité de Lyapunov [2][4][7] :

La notion de stabilité est d'une grande importance pour l'étude des systèmes physiques. C'est pourquoi nous nous efforcerons de donner quelques définitions sur le concept de « stabilité » en se limitant à l'étude de la stabilité au sens de Lyapunov et à ses applications dans le domaine des asservissements.

Définition 1 :

Soit (x_1, x_2, \dots, x_n) les variables d'état du système étudié, et soit une fonction $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 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 tous points de ce domaine elle reste positive et ne s'annule qu'à l'origine des coordonnées. De même, une fonction est " 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.

Définition 2 : Stabilité d'un point d'équilibre

Soit le système dans l'espace d'état :

$$\frac{dx_1}{dt} = X_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (\text{II-20})$$

soit le point d'équilibre :

$$X_e = (X_{10}, X_{20}, \dots, X_{n0}) \text{ avec } X_1(X_e) = 0 \quad (\text{II-21})$$

La position d'équilibre est stable au sens de Lyapunov, si et seulement les petits écarts par rapport à cet état provoqué par une petite perturbation reste limité lorsque cette perturbation est supprimée et inférieure à une valeur fixée à l'avance.

Définition 3 : Stabilité d'un régime périodique

Une position d'équilibre X_e est " asymptotiquement " stable, si le système après en avoir été écarté de sa position initiale y revient (les définitions 2 et 3 sont des concepts de stabilité locale).

Quand la position d'équilibre d'un système linéaire est asymptotiquement stable, le système fini par y arrivé à partir de n'importe quel état initial.

Pour un système non linéaire, un point d'équilibre possède un domaine de stabilité ou d'attraction. Le système reviendra à sa position initiale après être écarté d'une manière telle que le point représentant sont état doit rester à l'intérieur de ce domaine, s'il est écarté au-delà il se rendra vers une autre position d'équilibre ou tendra ver l'infini.

Le problème de la stabilité des systèmes non linéaires comporte deux étapes :

1^{er} étape : Détermination de la stabilité ou de l'instabilité de la position d'équilibre (problème de stabilité locale).

2^{ème} étape : Recherche du domaine de la stabilité (le problème de la stabilité globale).

II.5.1.1 Méthode directe de Lyapunov :

Cette méthode fait appel à des fonctions $V(x_1, x_2 \dots x_n)$ appelées fonctions de Lyapunov de première espèce (Lyapunov a introduit, pour l'étude de la stabilité des systèmes non autonomes, des fonctions $V(t, x_1, x_2 \dots x_n)$ jouissant de propriétés semblables, ces fonctions appelées fonctions de Lyapunov de deuxième espèce), dont le signe de la dérivée par rapport au temps permet la détermination de la stabilité pour les systèmes autonomes.

Les fonctions $V(x_1, x_2 \dots x_n)$ vérifient les conditions suivantes :

1. V est à signe fixe, bornée continue dans un certain domaine.
2. $V = 0$ (si tous les $x_i = 0$ et s'annule à l'origine seulement).
3. $V = C$ et une hypersurface fermée au moins pour C suffisamment petit.

II.5.1.2 Idée générale de la méthode :

Considérons un système à deux variables (x, y) dont l'origine est un point d'équilibre. Supposons qu'on ait mis en évidence une famille de courbes fermées entourant l'origine et que par chaque point de plan (x, y) passe une courbe unique. Supposons de plus que dans une région entourant l'origine (région limitée par la courbe fermée en pointillées de la figure (II-10)) le comportement du système soit tel que la vitesse du point représentant le mouvement soit dirigée vers l'intérieur des courbes fermées. On peut alors dire que le système est stable dans cette région.

En d'autre terme, supposons qu'on puisse mettre en évidence une fonction V (une famille de surface fermée) avec $V = C$ telle que cette fonction soit convexe et fermée entourant l'origine et pour chaque point d'entre elle passe une et une seule trajectoire et si cette trajectoire est dirigée vers l'intérieur on peut conclure à la stabilité du domaine.

Le problème se pose comme suit :

Trouver une famille de surfaces fermées représentées par une fonction de Lyapunov V avec $V(X) = 0$ et vérifie la condition initiale $V(0) = 0$ et le comportement de la vitesse du point défini par (x_1, x_2, \dots, x_n) du système en différents points de surface, et pour cela on considère la dérivée de la fonction de Lyapunov qui doit être négative avec V décroissante, donc la vitesse est dirigée vers la surface la plus petite, c'est à dire vers l'intérieur.

Théorème : La stabilité asymptotique au sens de Lyapunov

Si la fonction V est définie positive et si sa dérivée par rapport au temps est à signe fixe et négative ou bien identiquement nulle, la solution $x_i = 0$ est stable.

En effet :

$$\frac{dV}{dt} = \sum_i \frac{\partial V}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} = \sum_i \frac{\partial V}{\partial x_i} X_i \quad (\text{II-22})$$

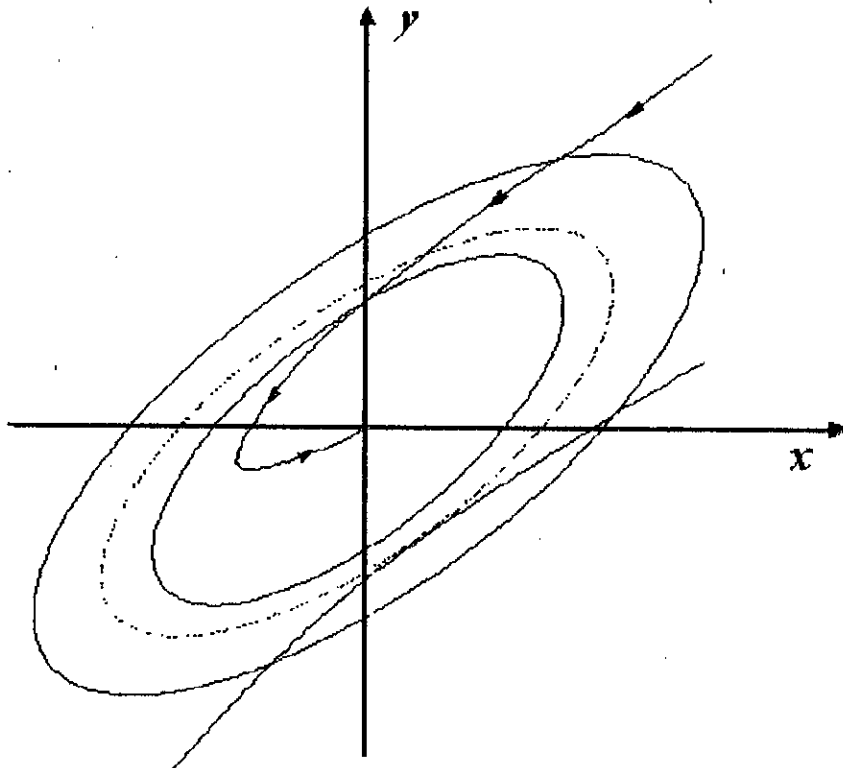


Figure (II-8) : Famille de courbes de la fonction de Lyapunov dans le plan (x,y) .

On suppose que le système est autonome c'est-à-dire que x_i n'est pas une fonction explicite du temps. $V = C$ est une fonction de Lyapunov pour $0 \leq C \leq C_0$.

Les $\frac{\partial V}{\partial x_i}$ sont des composantes de la normale à l'hypersurface $V = C$. Cette normale est dirigée de l'intérieur vers l'extérieur de l'hypersurface.

Les X_i sont les composantes du vecteur vitesse du mouvement. La relation (II-22) exprime, si $V < 0$, que le produit scalaire de ces deux vecteurs est négatif.

II.5.1.3 Recherche des fonctions de Lyapunov :

Il n'existe pas de méthodes systématiques pour la recherche de fonctions de Lyapunov, par contre il y a quelques approches et techniques qui font appel à des formes quadratiques données par certains auteurs.

Première approche :

On cherche $V(X)$ sous forme quadratique générale à deux variables :

$$V(X) = x_1, x_2 \tag{II-23}$$

$$V(X) = P_{11}x_1^2 + 2P_{12}x_1x_2 + P_{22}x_2^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_{ij}x_i x_j \quad P_{ij} = P_{ji} \tag{II-24}$$

On peut également écrire cette expression sous la forme matricielle condensée :

$$V(X) = X^T P X \tag{II-25}$$

avec X vecteur d'état et P une matrice symétrique vérifiant les conditions de Sylvester :

$$P_{11} > 0 \quad P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} > 0 ; \dots ; P = \begin{bmatrix} P_{11} & \dots & P_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{n1} & \dots & P_{nn} \end{bmatrix} > 0 \tag{II-26}$$

Deuxième approche : Méthode de Aizermenn

Cette méthode consiste à approcher des éléments non linéaires et à rechercher une fonction de Lyapunov pour le système linéaire, la fonction obtenue est appliquée au système non linéaire et l'on test le signe de $V(X)$. On obtient alors un domaine à l'intérieur duquel l'élément non linéaire peut varier.

Troisième approche : Méthode de Krazovsky

$$\frac{dx_1}{dt} = X_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \tag{II-27}$$

$$\frac{dx_n}{dt} = X_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \text{ avec : } X_e = 0 \text{ état d'équilibre} \tag{II-28}$$

Cette méthode donne les conditions suffisantes de stabilité pour les systèmes non linéaires et une condition nécessaire et suffisante pour les systèmes linéaires, par conséquent cette méthode n'est pas fiable pour l'obtention d'un domaine de stabilité.

$$X_x(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial X_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial X_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial X_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial X_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{II-29}$$

soit :

$$F = X_x^T P + P X_x \quad (\text{II-30})$$

Si F est définie négative alors l'état d'équilibre $X_e = 0$ est asymptotiquement globalement stable. Une fonction de Lyapunov est alors donnée par :

$$V(X) = X_x^T P X_x, \text{ ou bien} \quad (\text{II-31})$$

$$V(X) = P_{11} X^2 + 2P_{12} XY + P_{22} Y^2 \quad (\text{II-32})$$

La fonction de Lyapunov est exprimée en fonction de X_i au lieu d'être exprimée comme fonction de la variable x_i .

II.5.2 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, on calcule la commande u_1 qui permet de stabiliser la boucle du courant de charge et d'atteindre la fréquence et l'amplitude du courant de charge désiré.

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

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c i_{ch}) \quad (\text{II-33})$$

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

On définit l'erreur e_{ch} comme suit : $e_{ch} = i_{ch} - i_{chd}$.

où i_{chd} est le courant de charge désiré : $i_{chd} = I_{chd} \sin(2\pi f_d t)$.

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\frac{de_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c e_{ch} - 2R_c i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{II-34})$$

Soit la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_{ch}) = \frac{1}{2} e_{ch}^2 \quad (\text{II-35})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = \left(\frac{1}{2.L_c} (X.u_1 - Y - 2.R_c.e_{ch} - 2.R_c.i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \right) e_{ch} \quad (II-36)$$

On choisi une commande u_1 de façon à avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov toujours négative, ce qui permet d'avoir la stabilité de la boucle du courant de charge :

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y + 2.R_c.i_{chd}) + \frac{2.L_c}{X} \cdot \frac{d(i_{chd})}{dt} \quad (II-37)$$

Si on remplace l'expression de la commande dans (II-36), on obtient :

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} e_{ch}^2 < 0 \quad , \quad \text{ceci quelque soit } e_{ch} \quad (II-38)$$

II.5.3 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, on calcule la commande u_2 qui permet de stabiliser la boucle du courant du réseau et d'atteindre le courant du réseau désiré.

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

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}) \quad (II-39)$$

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

On définit l'erreur e_{res} comme suit : $e_{res} = i_{res} - i_{resd}$

où i_{resd} est le courant de réseau désiré : $i_{resd} = I_m \sin(2\pi f_{res} t)$

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\frac{de_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.e_{res} - 2.R_r.i_{resd} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (II-40)$$

On prend la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_{res}) = \frac{1}{2} \cdot e_{res}^2 \quad (\text{II-41})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = \left(\frac{1}{2L_r} (X \cdot u_2 - Y - 2R_r \cdot e_{res} - 2R_r \cdot i_{resd} + 2V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \right) e_{res} \quad (\text{II-42})$$

On choisit une commande u_2 de façon à avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov toujours négative, ce qui permet d'avoir la stabilité de la boucle du courant de réseau.

D'où l'expression de la commande :

$$u_2 = \frac{1}{X} (Y + 2R_r \cdot i_{resd} - 2V_{res}) + \frac{2L_r}{X} \cdot \frac{d(i_{resd})}{dt} \quad (\text{II-43})$$

Si on remplace l'expression de la commande u_2 dans (II-42), on obtient :

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} e_{res}^2 < 0, \quad \text{ceci quelque soit } e_{res} \quad (\text{II-44})$$

II.5.4 Application du théorème de Lyapunov à la boucle de tension :

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

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} \cdot I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (\text{II-45})$$

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

On définit l'erreur e_c comme suit :

$$e_c = U_c - U_{cd}$$

où U_{cd} est la tension U_c désirée et supposée constante.

Donc :

$$\frac{de_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.(e_c + U_{cd})} \cdot I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (\text{II-46})$$

On prend la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_c) = \frac{1}{2} \cdot e_c^2 \quad (\text{II-47})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_c)}{dt} = e_c \cdot \frac{de_c}{dt} = \left(\frac{V_m}{4 \cdot C \cdot (e_c + U_{cd})} \cdot I_m - \frac{I_{pert}}{2 \cdot C} \right) e_c \quad (\text{II-48})$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, on prend :

$$e_c = -k \dot{e}_c, \quad \text{avec } k > 0. \quad (\text{II-49})$$

D'où, l'expression de la commande qui permet le contrôle de la boucle de tension :

$$I_m = \frac{4CU_c}{V_m} \left(-k(U_c - U_{cd}) + \frac{I_{pert}}{2C} + \frac{dU_{cd}}{dt} \right) \quad (\text{II-50})$$

II.5.5 Résultats de simulation de la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov

Le réglage des trois boucles du convertisseur se fait en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov avec une consigne de 25 Hz et 3A pour la boucle du courant de charge et une consigne de 150V pour la boucle de tension.

Les résultats de simulation sont les suivants :

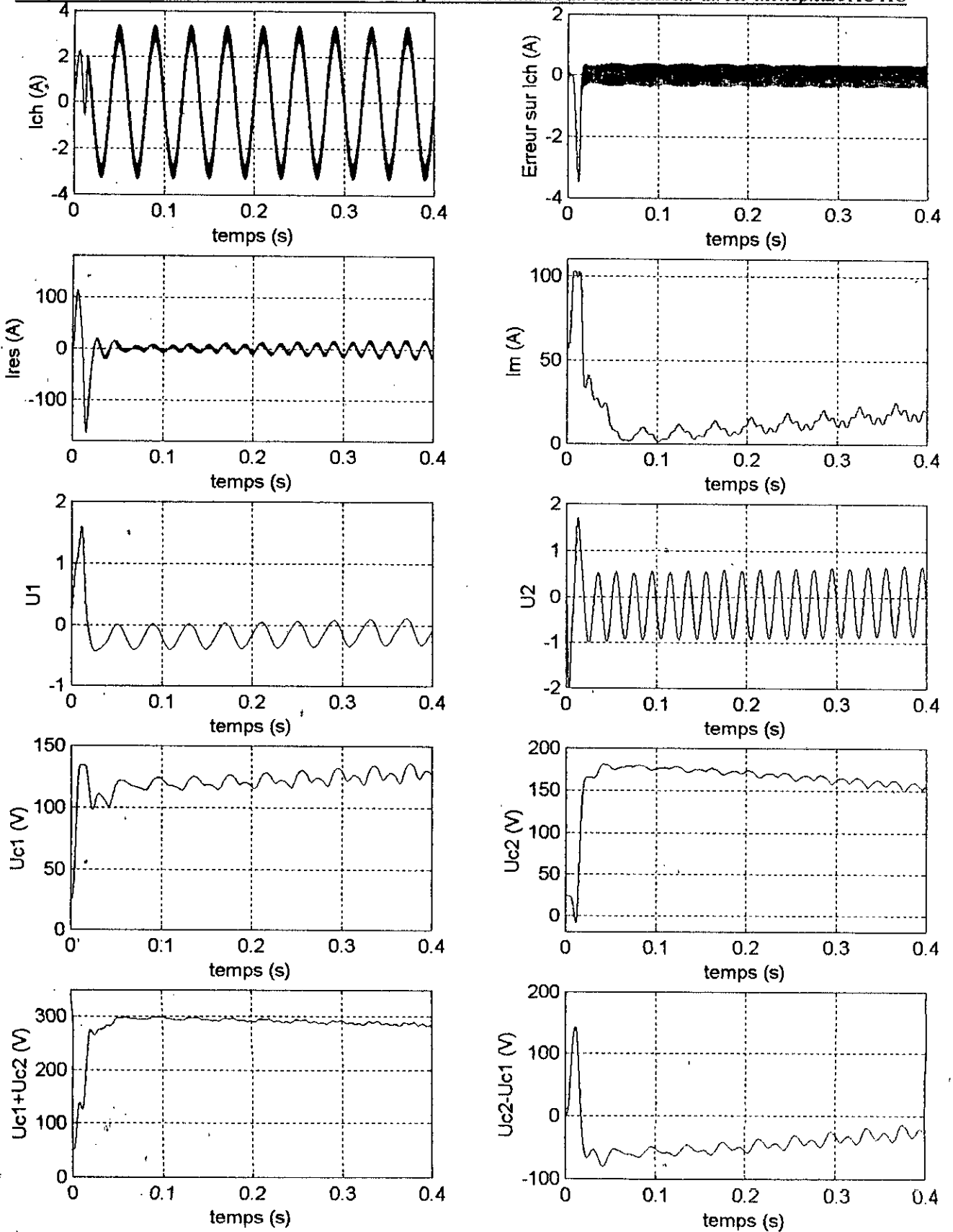


Figure (II-9) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les trois boucles du convertisseur.

D'après les résultats de simulation obtenus à la figure (II-9), nous concluons sur les points suivants :

- Le courant de charge suit sa référence sinusoïdale de fréquence 25 Hz et d'amplitude 3 A.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- Nous constatons comme au précédent algorithme que la tension moyenne des deux tensions U_{C1} et U_{C2} suit sa référence de 300 V, tandis que U_{C1} prend une valeur inférieure à 150 V et U_{C2} prend des valeurs supérieures à 150 V.
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint 140 V au régime transitoire puis prend des valeurs à l'intérieur de l'intervalle [-80 -10].

II.6 REGLAGE PAR LES MODES DE GLISSEMENT

Dans la pratique, les commandes classiques ont échoué au niveau de la robustesse et des performances optimales, à cause de l'impossibilité de la modélisation complète du système ou des imperfections d'identification, ou plutôt de la variation dynamique du modèle ou du système lui-même. Pour ces raisons plusieurs nouvelles théories ont vu le jour, parmi elles la commande à structure variable inspirée des travaux du mathématicien russe *A.F. Philipov* sur la résolution des équations différentielles à second membre discontinu, et par la suite développée par plusieurs chercheurs [*Emelyanov, Utkin, Slotine, Yong et Horashima*].

Le principe de la méthode est d'élaborer une loi de commande discontinue par valeur, calculée pour avoir une commutation autour d'une hypersurface dans l'espace d'état choisie d'avance pour avoir des performances optimales du système.

Nous allons définir les différents outils qui vont aider à la compréhension de cette méthode.

II.6.1 Rappel sur le régime glissant et définitions :

Tout système possède des états internes qui évoluent selon la dynamique du système sous des contraintes imposées par l'environnement et des perturbations influentes. Le régime glissant impose un certain comportement au système plus précisément à des états internes $x(t)$ et leurs dérivées $\dot{x}(t)$.

Ce comportement est défini par une surface $S(x, \dot{x}, t) = 0$ dite surface de glissement, si la variation des états du système $x(t)$ et de leur dérivées $\dot{x}(t)$ coïncide en tout lieu avec les surfaces de glissements, on obtient donc le régime de glissement idéal.

II.6.1.1 Surface de glissement :

On considère un système à n degrés de liberté dans l'espace d'état. On définit une hypersurface de dimension $(n-1)$, choisie généralement linéaire sans discontinuité de la forme :

$$S_i = \lambda_i \cdot x_i + \dot{x}_i \quad (\text{II-51})$$

et λ_i : Coefficient de la surface de glissement.

Le choix de λ_i est déterminant pour la stabilité du système et des performances optimales, mais généralement ce choix est arbitraire et peut être modifié après des séries de simulations ou expérimentations.

II.6.1.2 Régime glissant :

Dans la pratique le régime de glissement idéal figure (II-10) est difficile à obtenir voir impossible vu les incertitudes de l'identification et les perturbations présentes en temps de fonctionnement. Alors on a recours à des oscillations au lieu d'un suivi au tour de l'hypersurface, avec une amplitude et fréquence finie «régime de glissement réel» figure (II-11). La position d'équilibre est alors caractérisée par une hystérésis au tour de zéro.

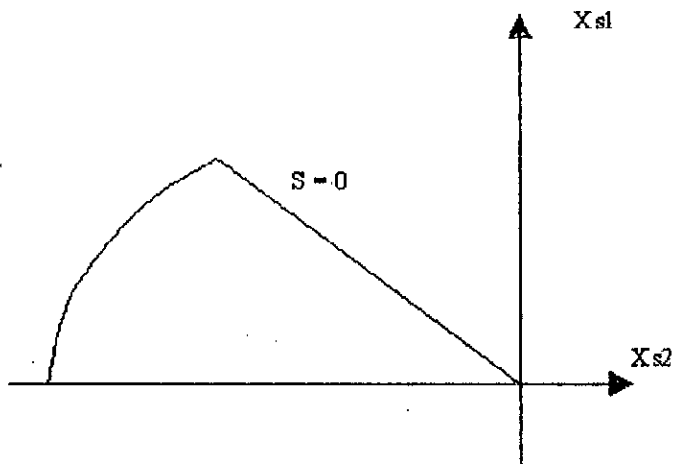


Figure (II-10) : Régime glissant idéal.

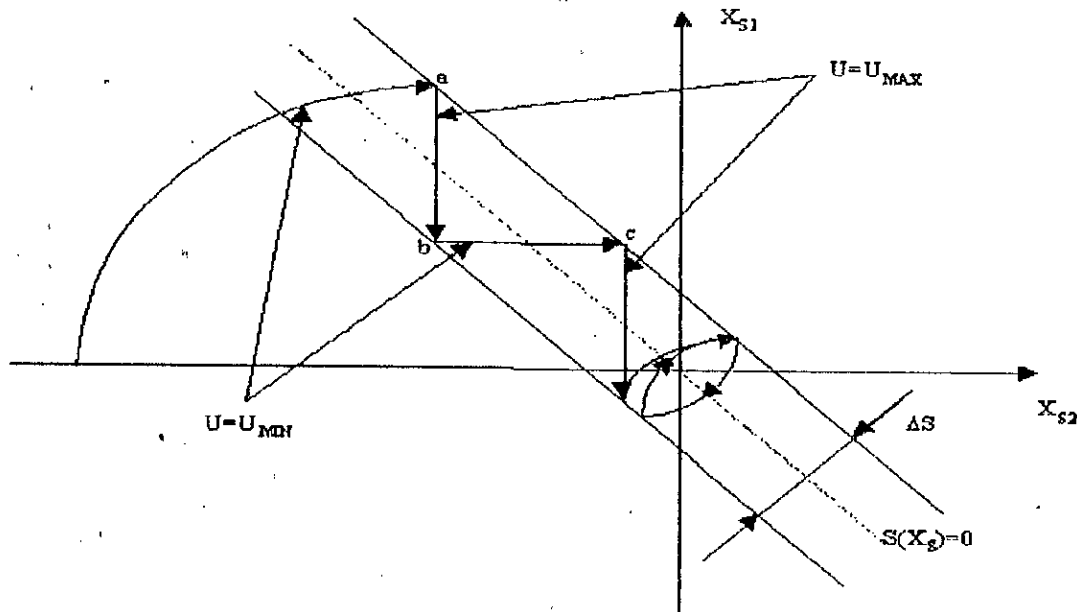


Figure (II-11) : Régime glissant réel.

1.6.1.3 Condition de Glissement :

La surface de glissement divise l'espace de phase G en deux sous espaces. Ces deux sous espaces G^+ et G^- contiennent les voisinages de la surface de glissement S , $S^+(x)$ pour $S(x) > 0$ et $S^-(x)$ pour $S(x) < 0$.

La surface de glissement devient attractive aux états du système c'est à dire que les états tendent à évoluer dans le temps sur la surface de glissement si et seulement si $S \cdot \dot{S} < 0$. Cette inégalité représente la condition fondamentale pour l'existence du régime glissant. A partir de cette condition on, calcule la commande nécessaire pour le bon fonctionnement du système, et le maintien du régime glissant. Alors l'évolution du système ne tiendra compte que des coefficients de la surface de glissement et non des propriétés dynamiques du système lui-même.

II.6.1.4 Formalisme par la géométrie différentielle pour l'analyse et la synthèse des régimes Glissants [HAM 1993] :

Dans cette partie, nous présenterons les systèmes de commande à structure variable par la géométrie différentielle pour la synthèse des régimes glissants. Cette dernière permet d'interpréter les différents aspects de la commande à structure variable telle que : les problèmes des régimes glissants, commande équivalente, condition de glissement condition d'existence et condition d'invariance vis-à-vis de la perturbation.

II.6.1.5 Mode de Glissement :

Soit le système dynamique décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)U \tag{II-52}$$

Dans la quelle le temps ne figure pas explicitement.

Où $x \in X$ un ouvert de \mathbb{R}^n , f et g : les champs de vecteurs définis sur \mathbb{R}^n , avec $g(x) \neq 0$

$$\forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \tag{II-53}$$

$U : \mathbb{R}^n \rightarrow R$: Supposons que la fonction de commande subisse une discontinuité de premier ordre sur une surface définie par une fonction continue $S : X \rightarrow \mathbb{R}$ dont le gradient est non nul sur X .

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n : S(x) = 0\} \tag{II-54}$$

défini une hypersurface (dimension $n-1$) appelée surface de glissement.

$$U = \begin{cases} U^+(x) & \text{Si } S(x) > 0 \\ U^-(x) & \text{Si } S(x) < 0 \end{cases} \tag{II-55}$$

La commande U prend ainsi la valeur de deux fonctions continues en x et possède une discontinuité sur la surface de glissement ($U^+ > U^-$).

Rappelons d'abord la notion de dérivée directionnelle ;

Définition : Dérivée directionnelle

On appelle dérivée directionnelle de S par rapport au champ h , la fonction $L_h S$ définie par le produit scalaire de la différentielle de S et le champ de vecteur h .

$L_h S = \langle S, h \rangle$ où S désigne le gradient de $S(x)$ et $\langle \rangle$ désigne le produit scalaire des deux vecteurs.

A l'aide de la commande U la commutation d'une valeur à l'autre se fait à la traversée d'une hypersurface de l'espace des phases du système de façon à contraindre les états du système à rester sur celui-ci.

Le régime glissant ainsi défini doit remplir la condition d'attraction :

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} L_{f+g.U^+} S < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} L_{f+g.U^-} S > 0 \tag{II-56}$$

ceci est équivalent à :

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f + g.U^- \rangle > 0 \tag{II-57}$$

qui est équivalent dans le formalisme classique à $S \cdot \dot{S} < 0$.

Ceci traduit les faits suivants :

La surface de glissement S sépare l'espace d'état G (espace des variables (x_1, x_2, \dots, x_n)) en deux sous espaces G^+ et G^- , Si dans un petit voisinage les projections $f+g.U^+$ et $f+g.U^-$ sur le vecteur gradient de S sont de signes contraires alors la surface S sera attractive (les états tendent vers S).

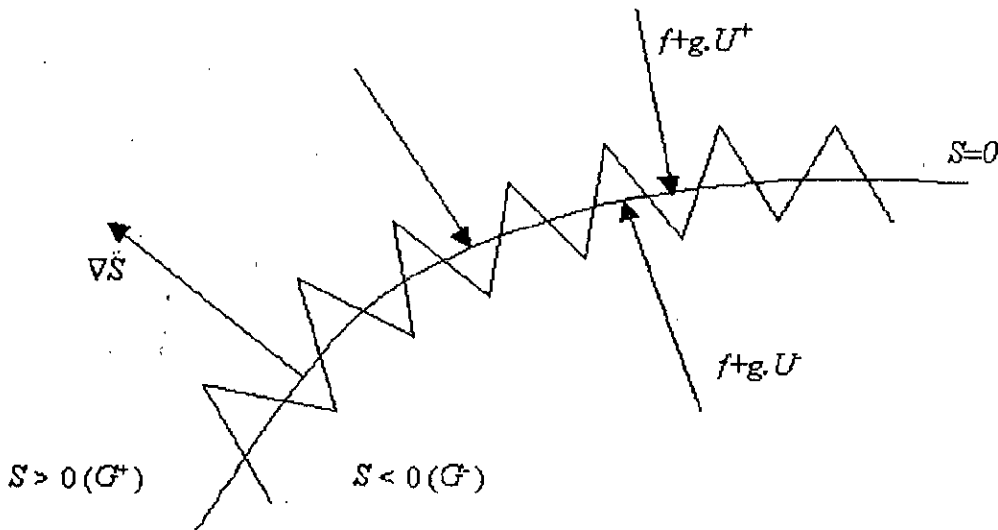


Figure (II-12) : Commutations de champs de vecteur sur la variété S .

II.6.1.6 La commande équivalente :

En mode de glissement idéal caractérisé par $S(x) = 0$ et $\dot{S}(x) = 0$, la commande calculée sera U_{eq} . Elle représente la commande qui permet au système d'avoisiner la surface de glissement sans autre que les commutations nécessaires pour le bon fonctionnement. Elle représente

le support sur lequel vient s'ajouter une commande discontinue qui permet dans ce cas les commutations autour de la surface de glissement.

Le vecteur des commandes équivalentes U_{eq} est défini pour obtenir les équations du régime glissant idéal, c'est la composante basse fréquence de la commande qui possède une fréquence de commutation infinie et une amplitude nulle. Cette commande permet au système d'évoluer sur la surface de glissement. Le mouvement de glissement idéal est décrit en utilisant les conditions d'invariance suivantes :

$$S(x) = 0 \quad \text{et} \quad L_{f+g.U_{eq}} S = \langle \nabla S, f + g.U_{eq} \rangle = 0 \quad (\text{II-58})$$

où U_{eq} est la loi de commande pour laquelle S est une variété locale invariante. De l'équation (II-58), on déduit la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, g \rangle} = -\frac{L_f S}{L_g S} \quad (\text{II-59})$$

Notons par $T_x X$ l'espace tangent à X en x , et soit $\Delta_S(x)$ un sous espace de $T_x X$, tel que :

$$\langle \nabla S, \Delta_S(x) \rangle = 0 \quad \text{ie} \quad \Delta_S(x) = \text{Ker} \nabla S \quad (\text{II-60})$$

où $\Delta_S(x)$ est appelée distribution glissante (*) associée à S . Les conditions d'invariance conduisent à :

$$f + g.U_{eq} \Big|_{S=0} \in \text{Ker} \nabla S = \Delta_S(x) \quad (\text{II-61})$$

La dynamique du système de commande en mode glissement idéal est alors décrite par :

$$\frac{dx}{dt} = f + g.U_{eq}(x) \quad (\text{II-62})$$

Cette dynamique ne dépend que des coefficients de $S = 0$, hypersurface sur laquelle se trouve tracée la trajectoire de $x(t)$ solution (II-52).

II.6.1,7 Condition d'existence et d'invariance de la commande équivalente [R. Sira 1988] :

Lemme 1 :

Une condition nécessaire et suffisante pour définir une commande équivalente est que la condition de transversalité.

$$\langle \nabla S, g \rangle \neq 0 \quad (\text{II-63})$$

soit localement satisfaite sur S .

Preuve :

Si la commande équivalente est bien définie par (d'après (II-59)) :

$$U_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, g \rangle} \quad (\text{II-64})$$

$$\text{alors nécessairement } \langle \nabla S, g \rangle = L_g S \neq 0 \quad (\text{II-65})$$

L'interprétation géométrique de cette condition est pour le champ de vecteur g

$$g \notin \text{Ker} \nabla S = \Delta_g(x) \quad (\text{II-66})$$

Autrement dit, g ne peut pas être tangentiel à la surface de glissement S , donc g est transversal à $\text{Ker} \nabla S$. De plus lorsque la commande équivalente existe localement sur S , elle est unique. Pour montrer l'unicité de la commande équivalente, nous supposons que les conditions d'invariance (II-58) sont satisfaites pour deux commandes équivalentes U_{1eq} et U_{2eq} .

D'après (II-58), nous avons :

$$\langle \nabla S, f + g \cdot U_{1eq} \rangle = \langle \nabla S, f + g \cdot U_{2eq} \rangle = 0 \quad (\text{II-67})$$

donc :

$$\langle \nabla S, g \cdot (U_{1eq} - U_{2eq}) \rangle = 0 \quad (\text{II-68})$$

Comme la condition de transversalité est vérifiée (lemme 1), on a forcément :

$$U_{1eq} = U_{2eq} \quad (\text{II-69})$$

Lemme 2 :

Si le régime glissant existe localement sur S alors :

$$L_g S = \langle \nabla S, g \rangle < 0 \quad (\text{II-70})$$

Preuve :

A partir des conditions d'existence des régimes glissants sur S , données par (II-56) et (II-57)

On peut écrire :

$$\begin{aligned} L_{f+g,U^+}S &= \langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle < 0 \\ L_{f+g,U^-}S &= \langle \nabla S, f + g.U^- \rangle > 0 \end{aligned} \quad (\text{II-71})$$

On déduit :

$$\begin{aligned} L_{f+g,U^+}S - L_{f+g,U^-}S &= \langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle - \langle \nabla S, f + g.U^- \rangle < 0 \\ L_{(U^+ - U^-)_g}S &= \langle \nabla S, g.(U^+ - U^-) \rangle < 0 \end{aligned} \quad (\text{II-72})$$

D'où :

$$(U^+ - U^-)L_gS = (U^+ - U^-)\langle \nabla S, g \rangle < 0 \quad (\text{II-73})$$

de l'hypothèse $U^+ > U^-$, il en résulte $L_gS = \langle \nabla S, g \rangle < 0$ (II-74)

Théorème 1 :

Une condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants sur S est que localement dans X :

$$U^-(x) < U_{eq}(x) < U^+(x) \quad (\text{II-75})$$

Preuve :

Supposons que le régime glissant existe localement sur S , les inéquations (II-5) donnent :

$$\langle \nabla S, f + g.U^+(x) \rangle = \langle \nabla S, f \rangle + U^+(x)\langle \nabla S, g \rangle < 0 \quad (\text{II-76})$$

En vertu du lemme 2 (transversalité) l'équation (II-59) :

$$\frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, g \rangle} + U^+(x) = -U_{eq}(x) + U^+(x) > 0 \Rightarrow U_{eq}(x) < U^+(x) \quad (\text{II-77})$$

Par le même raisonnement, on établit :

$$\langle \nabla S, f + g.U^-(x) \rangle = \langle \nabla S, f \rangle + U^-(x)\langle \nabla S, g \rangle > 0 \quad (\text{II-78})$$

d'où :

$$\frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, \dot{g} \rangle} + U^-(x) = -U_{eq}(x) + U^-(x) < 0 \Rightarrow U^-(x) < U_{eq}(x) \quad (\text{II-79})$$

Montrons l'implication inverse de ce théorème : Soit U_{eq} une fonction de commande satisfaisant (II-59) et (II-75) alors :

$$0 < U_{eq}(x) - U^-(x) < U^+(x) - U^-(x) \quad (\text{II-80})$$

donc :

$$0 < W_{eq}(x) = \frac{U_{eq}(x) - U^-(x)}{U^+(x) - U^-(x)} < 1 \quad (\text{II-81})$$

$$\text{A partir de } U_{eq}(x) = U^+(x)W_{eq} + (1 - W_{eq})U^-(x) \quad (\text{II-82})$$

On a :

$$\langle \nabla S, f + g.U_{eq} \rangle = W_{eq} \langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle + (1 - W_{eq}) \langle \nabla S, f + g.U^- \rangle = 0 \quad (\text{II-83})$$

Ces équations sont vraies si les expressions $\langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle$ et $\langle \nabla S, f + g.U^- \rangle$ sont de signes contraires sur S . Comme l'orientation de S est arbitraire, on peut toujours s'arranger à l'avoir localement sur S :

$$\langle \nabla S, f + g.U^-(x) \rangle > 0 \quad \text{et} \quad \langle \nabla S, f + g.U^+(x) \rangle < 0 \quad (\text{II-84})$$

Ceci nous amène au choix de la commande de la forme :

$$U(x) = \begin{cases} U^+(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U^-(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-85})$$

qui satisfait :

$$\langle \nabla S, f + g.U^+(x) \rangle \Big|_{S=0} = \lim_{S \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f + g.U^+ \rangle = \lim_{S \rightarrow 0^+} L_{f+g.U^+} S < 0 \quad (\text{II-86})$$

et :

$$\langle \nabla S, f + g.U^-(x) \rangle \Big|_{S=0} = \lim_{S \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f + g.U^- \rangle = \lim_{S \rightarrow 0^-} L_{f+g.U^-} S > 0 \quad (\text{II-87})$$

Ceci explique l'existence d'un régime glissant sur la surface S . Ces inégalités représentent en effet les conditions d'existence du régime glissant données précédemment en (II-56) et (II-57).

Remarque :

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale de régime glissant (équation (II-59)) peut donc s'exprimer [Utkin 1981] par :

$$U_{\min} = \min \{U^+(x), U^-(x)\} < U_{eq}(x) < \max \{U^+(x), U^-(x)\} = U_{\max} \quad (II-88)$$

II.6.1.8 Dépendance et indépendance du régime glissant idéal vis à vis des champs de vecteurs $f(x)$ et $g(x)$:

A partir de l'expression de la commande équivalente, donnée par (II-59), le mouvement du système sur S , dû à la commande équivalente, est gouverné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).U_{eq}(x) = \left[I - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} (\nabla S) \right] f(x) \quad (II-89)$$

Cette dernière équation caractérise le système en mode de glissement idéal qui représente la moyenne de la trajectoire du système décrit en (II-52) soumise à la commande donnée en (II-55) sur la surface de glissement S .

La condition d'invariance de la variété donnée en (II-60) sera de la forme :

$$f(x) + g(x).U_{eq}(x) = F.f(x) \in Ker \Delta_S(x) \quad (II-90)$$

où :

$$F = \left[I - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} (\nabla S) \right] \quad (II-91)$$

représente l'opérateur de projection sur l'espace $T_x X$.

Le long de la distribution $\Delta_S(x)$, les composantes du champ de vecteur f définissent seules la nature du mode de glissement idéal. Montrons en effet que le champ de vecteur g n'a aucune influence dans le mode de glissement idéal.

Pour cela, considérons la distribution $G : x \rightarrow Span\{g(x)\}$; avec $Span\{g(x)\}$ l'espace engendré par la base $g(x)$, soit une distribution de champ de vecteurs $\Delta G \in Span\{g(x)\}$ i.e. des vecteurs de la forme $g(x).U(x)$.

Considérons $F \cdot g(x)$ on a :

$$\begin{aligned} [I - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} \cdot \langle \nabla S, \cdot \rangle] g(x) U(x) &= \\ [g(x) - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} \cdot \langle \nabla S, g(x) \rangle] U(x) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-92})$$

Ainsi, le champ de vecteurs $g(x)$ n'intervient pas dans le mode de glissement idéal défini par (II-90).

II.6.1.9 Invariance du régime glissant par rapport aux perturbations :

Considérons le système dynamique perturbé suivant :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)U(x) + \xi \quad (\text{II-93})$$

Posons $\xi \equiv \delta f(x)$, ξ représente les perturbations paramétriques du champ de vecteur nominal f . On dit que le régime glissant possède une propriété d'invariance forte vis-à-vis du vecteur perturbateur ξ , chaque fois que ξ satisfait la définition suivante [Sir 1988].

Définition :

Le régime glissant idéal jouit de la propriété d'invariance forte par rapport au signal de perturbation ξ chaque fois que la dynamique du système en mode de glissement idéale est indépendante du signal de perturbation ξ .

Théorème 2 :

Le régime glissant sur la variété de S du système perturbé (II-57) satisfait les propriétés d'invariance vis-à-vis de ξ , si et seulement si le vecteur de perturbation ξ satisfait les conditions suivantes :

$$\xi \in \text{span} \{g(x)\} \quad (\text{II-94})$$

avec Span l'espace engendré par la base $g(x)$.

Preuve :

Pour le système dynamique perturbé (II-93), le régime glissant idéal est gouverné par :

$$\frac{dx}{dt} = F(f + \delta f) \quad (\text{II-95})$$

avec F l'opérateur de projection et $\delta f \equiv \xi$.

La condition nécessaire vient du fait que si :

$$F\xi = \left[I - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} (\nabla S) \right] \xi = 0 \quad (\text{II-96})$$

alors on déduit :

$$\xi = \left\{ g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} (\nabla S) \right\} \xi = g(x) \cdot \mu(x) \quad (\text{II-97})$$

c'est à dire $\xi \in \text{Span}\{g(x)\}$ pour toute fonction scalaire continue $\mu(x)$.

La condition suffisante vient du fait que si $\xi \in \text{Span}\{g(x)\}$, soit Pour tout fonction scalaire continue, alors d'après (II-92) l'opérateur de projection F annule l'influence de $\xi \in \text{Span}\{g(x)\}$ sur la dynamique équivalente.

Théorème 3 :

Soit $\xi \in \text{Span}\{g(x)\}$ et $U_{eq}(x)$ la commande équivalente correspondant au régime glissant sur S du système non perturbé (II-52). Soient $U^+(x)$ et $U^-(x)$ les bornes fixes de la loi de commande à structure variable avec $U^+(x) > U^-(x)$ localement dans X . Si le régime glissant existe pour le système perturbé (II-93) alors nécessairement le vecteur perturbateur s'écrit $\zeta = g(x) \cdot \mathcal{G}(x)$ avec $\mathcal{G}(x)$ une fonction scalaire continue bornée :

$$U_{eq}(x) - U^-(x) > \mathcal{G}(x) > U_{eq}(x) - U^+(x) \quad (\text{II-98})$$

Preuve :

Si le régime glissant existe pour le système perturbé alors d'après (II-57) :

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f + g \cdot U^+ + \zeta \rangle = \lim_{s \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f + (\mathcal{G} + U^+) \cdot g \rangle < 0 \quad \text{et} \quad (\text{II-99})$$

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f + g \cdot U^- + \zeta \rangle = \lim_{s \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f + (\mathcal{G} + U^-) \cdot g \rangle > 0 \quad (\text{II-100})$$

Ceci correspond à l'existence du régime glissant pour le système non perturbé avec une loi de commande à structure variable de type :

$$U = \begin{cases} U^+ + \mathcal{G} & \text{si } S(x) > 0 \\ U^- + \mathcal{G} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-101})$$

et d'après le théorème 1 on a :

$$U^-(x) - \mathcal{G}(x) < U_{eq}(x) < U^+(x) + \mathcal{G}(x) \tag{II-102}$$

d'où le résultat attendu :

$$U_{eq}(x) - U^-(x) > \mathcal{G}(x) > U_{eq}(x) - U^+(x) \tag{II-103}$$

Remarque :

L'équation (II-101) indique l'existence du régime glissant malgré la perturbation.

II.6.1.10 Phénomène du Broutement [2] :

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. Pour atténuer ces oscillations en replaçant la fonction sign par d'autres qui permettent un passage plus doux entre -1 et +1.

a. Fonction SAT :

$$\text{Sat}_1(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ -1 & \text{si } S < -\varepsilon \end{cases} \tag{II-104}$$

$$\text{Sat}_2(S) = \begin{cases} \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \end{cases} \tag{II-105}$$

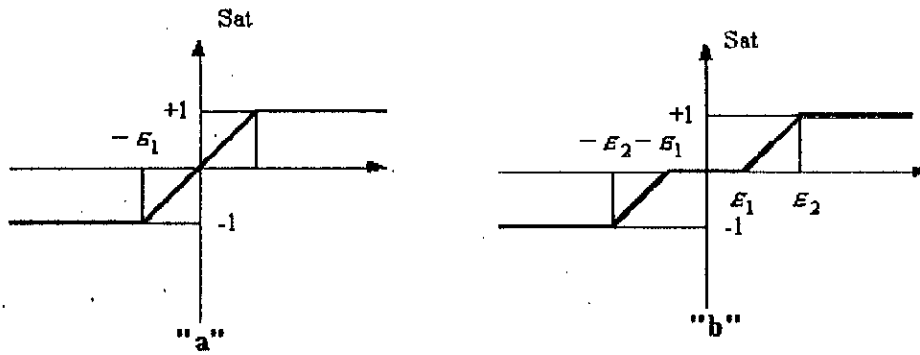


Figure (II-13): Représentation de la fonction Sat
a : un seuil, b : deux seuils avec zone morte.

b. Fonction Smooth :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \epsilon} \tag{II-106}$$

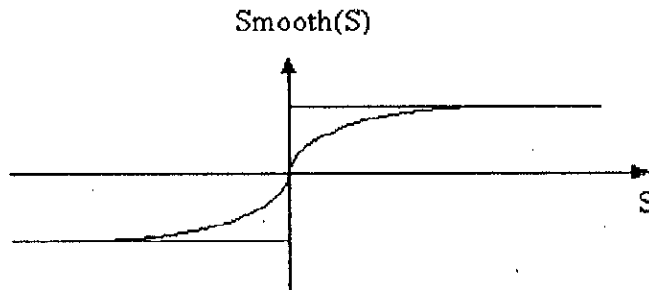


Figure (II-14): Représentation de la fonction Smooth.

II.6.2 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 :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2.L_c} (u_1.X - Y - 2.R_c.i_{ch}) \tag{II-107}$$

On prend la surface de glissement suivante :

$$S = i_{ch} - i_{chd} \tag{II-108}$$

Soit :

$$\dot{S} = \frac{di_{ch}}{dt} - \frac{di_{chd}}{dt} = \frac{1}{2.L_c} (u_1.X - Y - 2.R_c.i_{ch}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{II-109})$$

La loi d'attractivité est la suivante :

$$\dot{S} = -q.\text{sgn}(S) - k.S \quad (\text{II-110})$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (II-109) et (II-110), on déduit la loi de commande suivante:

$$u_1 = \frac{2.L_c}{X} \left(-q.\text{sgn}(S) - k.S + \frac{1}{2.L_c} (Y + 2.R_c.i_{ch}) + \frac{di_{chd}}{dt} \right) \quad (\text{II-111})$$

II.6.3 Réglage de la boucle de courant du réseau par les modes de glissement :

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

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}) \quad (\text{II-112})$$

On prend la surface de glissement suivante :

$$S = i_{res} - i_{resd} \quad (\text{II-113})$$

Soit :

$$\dot{S} = \frac{di_{res}}{dt} - \frac{di_{resd}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (\text{II-114})$$

La loi d'attractivité est la suivante :

$$\dot{S} = -q.\text{sgn}(s) - k.S \quad (\text{II-115})$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (II-114) et (II-115), on déduit la loi de commande suivante :

$$u_2 = \frac{2.L_r}{X} \left(-q.\text{sgn}(S) - k.S + \frac{1}{2.L_r} (Y + 2.R_r.i_{res} - 2.V_{res}) + \frac{di_{resd}}{dt} \right) \quad (\text{II-116})$$

II.6.4 Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de tension :

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

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (\text{II-117})$$

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

On prend la surface de glissement suivante :

$$S = U_c - U_{cd} \quad (\text{II-118})$$

Donc :

$$\dot{S} = \frac{dU_c}{dt} - \frac{dU_{cd}}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (\text{II-119})$$

La loi d'attraction est la suivante :

$$\dot{S} = -q.\text{sign}(S) - k.S \quad (\text{II-120})$$

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les deux équations (II-119) et (II-120), on déduit la loi de commande suivante :

$$I_m = \frac{4CU_c}{V_m} \left(-q.\text{sign}(S) - k.S + \frac{1}{2C} I_{pert} \right) \quad (\text{II-121})$$

Nous appliquons un réglage par mode de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec une consigne de fréquence 25Hz et d'amplitude 3A pour le courant de charge et un échelon de consigne de 150V pour la boucle de tension.

Nous utiliserons pour le premier réglage la fonction *Sign* et pour le deuxième réglage la fonction *Smooth*.

Les résultats de simulation sont les suivants :

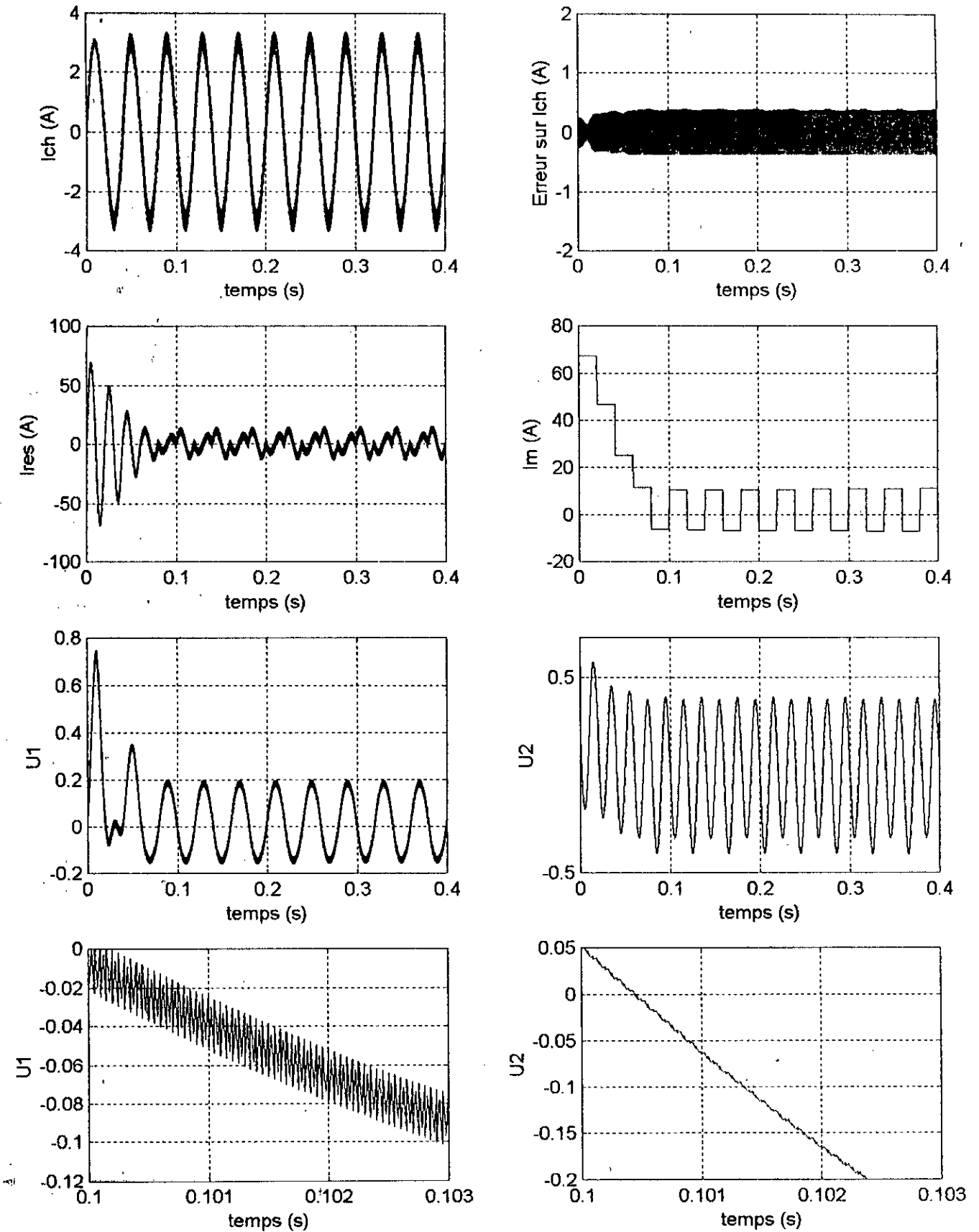


Figure (II-15.a) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec fonction Sign.

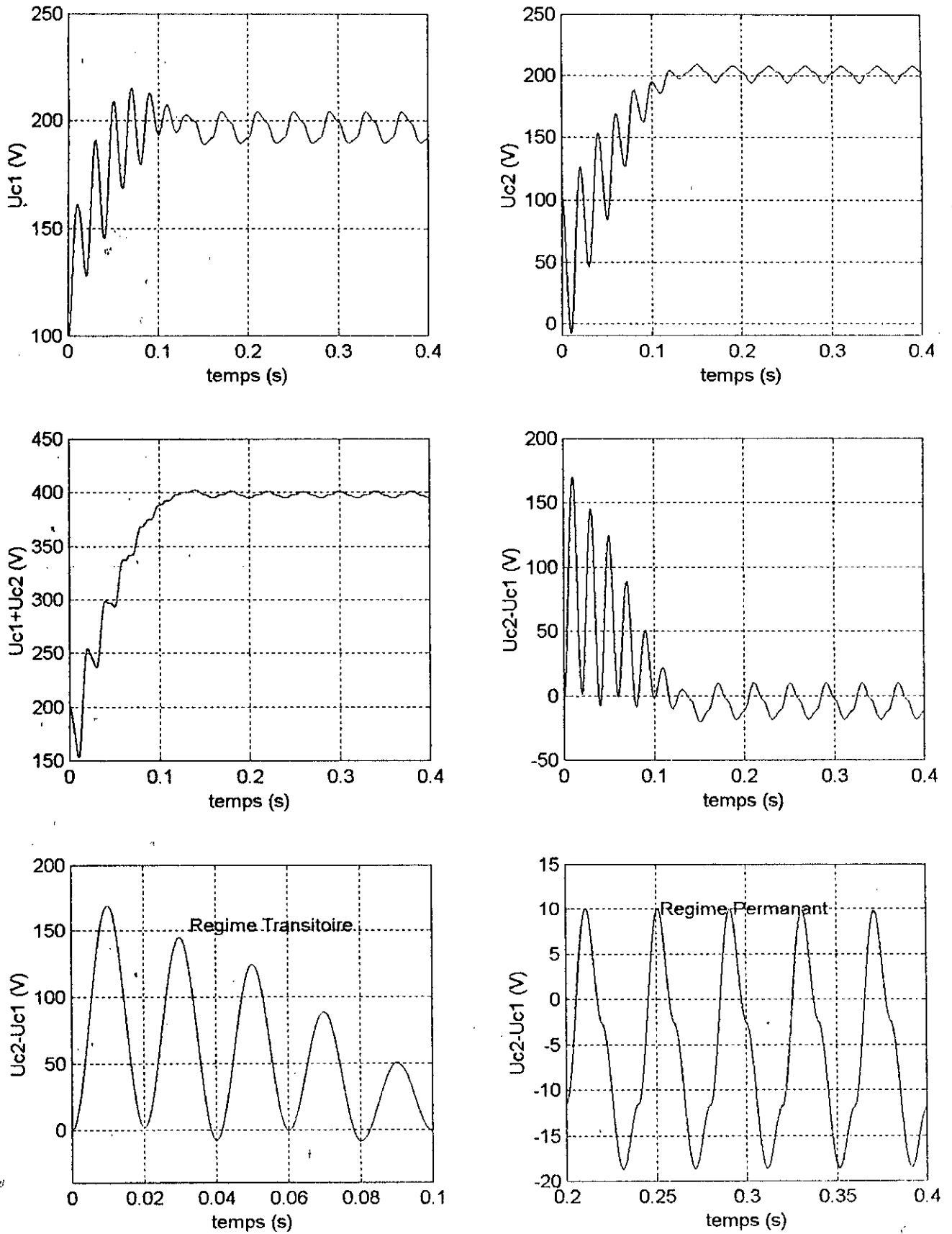


Figure (II-15.b) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec fonction Sign.

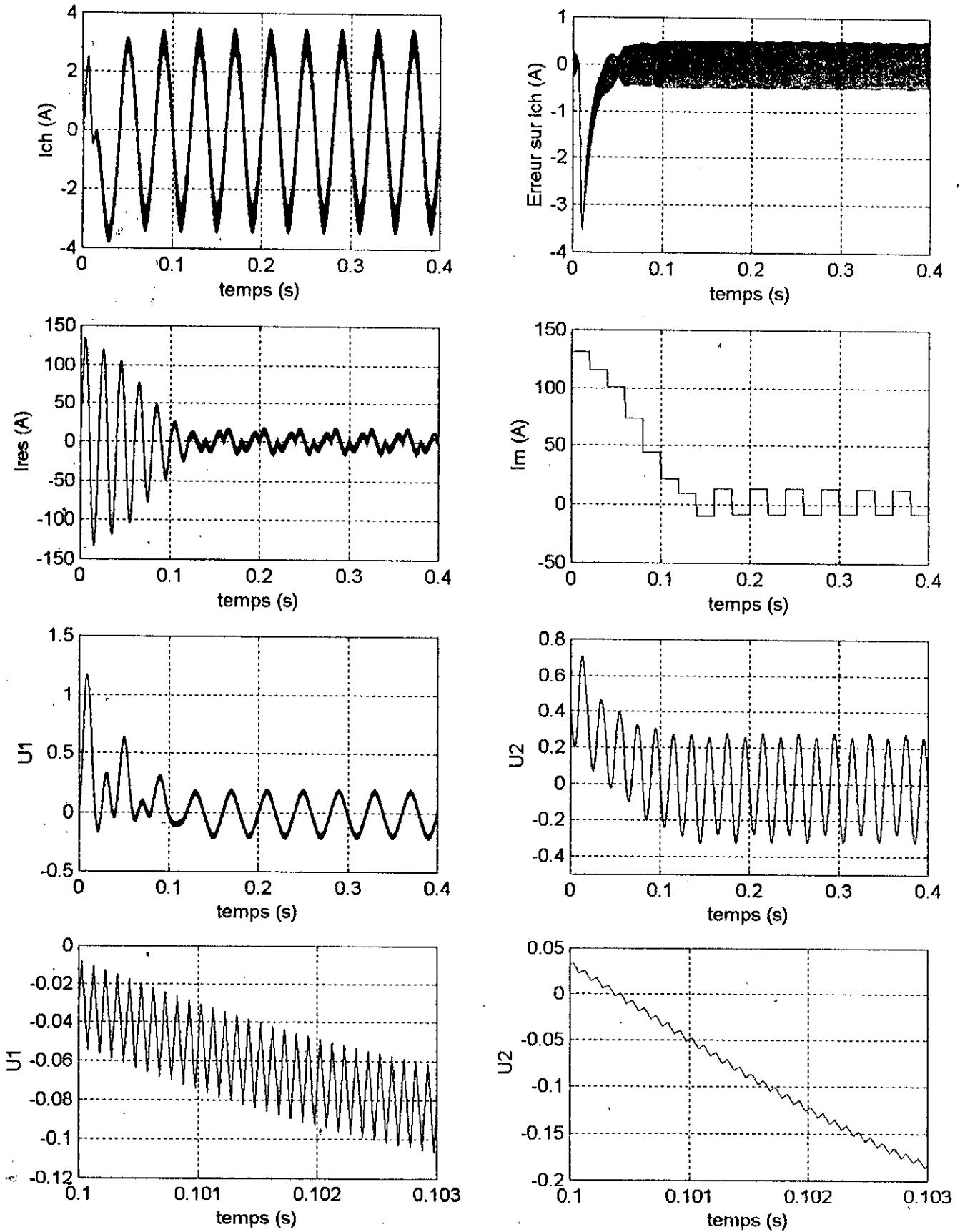


Figure (II-15.c) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec fonction Smooth.

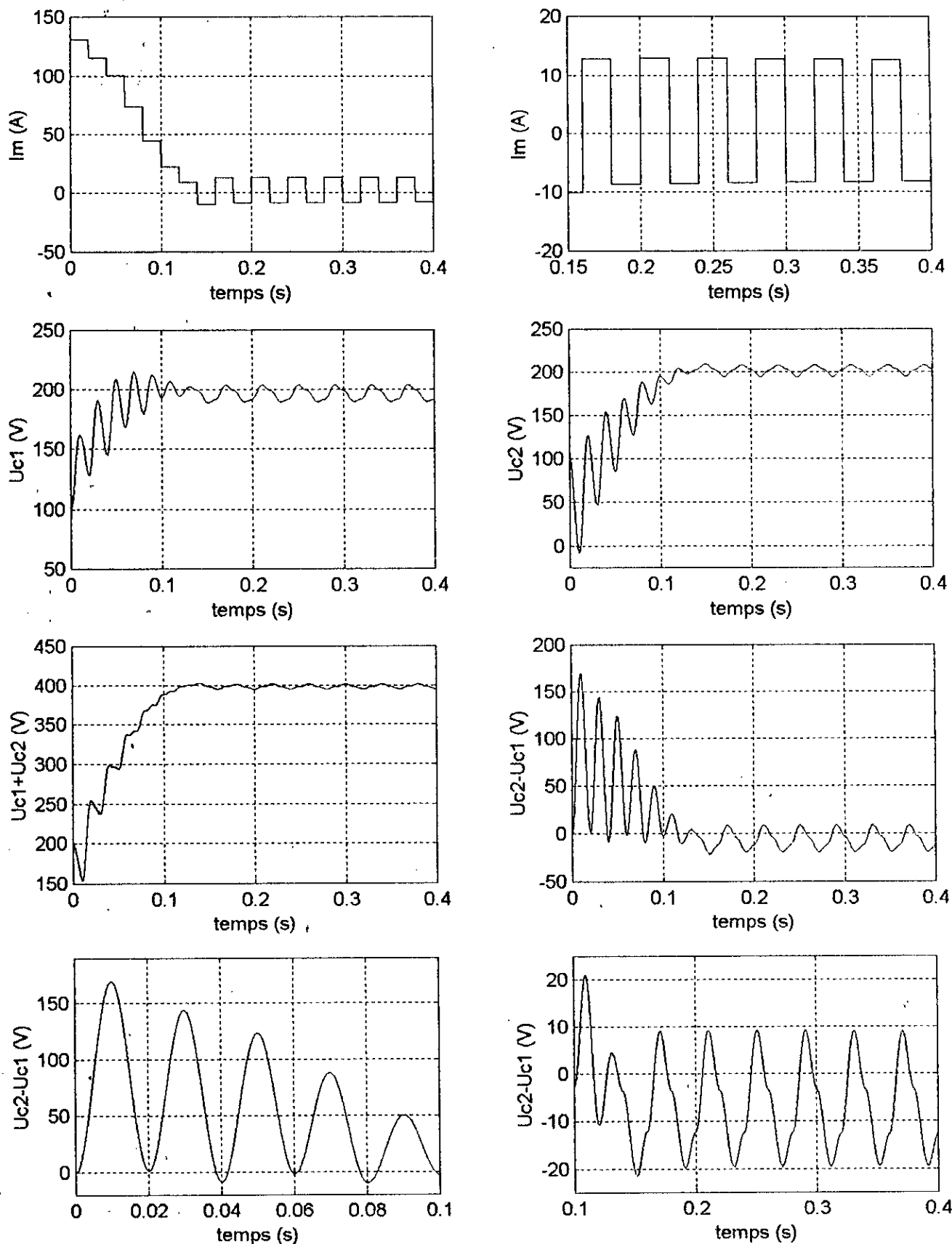


Figure (II-15.d) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec fonction Smooth.

Les résultats de réglage du convertisseur par les modes de glissement donnés par la figure (II-15.a) et (II-15.b) nous permet de tirer les remarques suivantes :

- Le courant de charge atteint rapidement sa consigne avec un temps de réponse de 0.05s.
- Le courant du réseau est en phase avec la tension V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) atteint sa consigne de 400V au bout de 0.1s, c'est le cas aussi des deux tensions U_{C1} et U_{C2} .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 150V et oscille à l'intérieur de l'intervalle $[-6 +17]$.
- Nous observons le phénomène de Chattering sur la commande u_1 avec un degrés moins sur la commande u_2 . Ce phénomène indésirable peut nuire aux actionneurs en l'occurrence aux transistors de puissance du convertisseur ceci par l'augmentation des fréquences de commutations.

Nous pouvons néanmoins atténuer cet effet en remplaçant la fonction *Sign* par la fonction *Smooth*. Cette fonction permet un passage plus doux entre les valeurs -1 et +1.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III-15.c) et (III-15.d). Il est à noter que les performances du réglage diminuent dans ce cas, ceci se voit au niveau de l'erreur sur le courant de charge au régime transitoire qui atteint les 3A. Donc on doit choisir un compromis entre les performances du réglage et l'élimination du Chattering (choix des paramètres de la fonction *Smooth*).

II.7 COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT LINEARISANT

II.7.1 Rappel et définitions [8] :

Durant ces dernières années, l'utilisation en automatique d'outils mathématiques tels que la géométrie différentielle, les séries générique ainsi que le développement de la micro-informatique ont permis respectivement la conception et l'implantation d'algorithmes de commande prenant réellement en compte les non-linéarités des systèmes. Ainsi, récemment un progrès considérable a été réalisé dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, en particulier par la commande géométrique non linéaire.

La théorie de la commande non linéaire est une extension de la théorie développée à l'origine pour les systèmes linéaires. Les notions de changement de coordonnées non linéaires et de formes canoniques sont très importantes dans l'analyse des systèmes non linéaires. Parfois, elles sont analogues à celles définies pour les systèmes linéaires.

Le concept de changement de coordonnées en vue d'obtenir des formes canoniques a été utilisé, dans un premier temps, pour les systèmes monovariables en entrée et sortie (SISO) par [Hirschorn 1979]; [Byrnes et Isidori 1985], puis étendu aux systèmes multivariables en entrée et en sortie (MIMO) par [Isidori, Moog et Luca 1986].

Deux approches majeures existent dans la littérature de la commande des systèmes non linéaires :

1. L'une dite de *Su-Hunt-Mayer* consiste à transformer le système non linéaire en un système linéaire contrôlable à l'aide d'un changement de coordonnées et d'un retour d'état statique, puis à appliquer la théorie de la commande linéaire à ce nouveau système [Su 1982], [Hunt, Su, et Meyer 1983].
2. L'autre linéarise le comportement Entrée/Sortie du système non linéaire à l'aide d'un retour d'état statique [Isidori et Ruberti 1984], [Kravaris et Chung 1987], [Daoutidis et Kravaris 1989], [Kravaris et Kantor 1990].

Un système non linéaire multivariable en entrée et en sortie MIMO et affine en la commande peut s'écrire sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x) + \sum_{j=1}^m g_j(x)u_j \\ y_i = h_i(x) \quad i = 1..m \end{cases} \quad (\text{II-123})$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m \quad (\text{II-124})$$

x représente l'état du système, u le vecteur des grandeurs de commande du système, y est le vecteur des sorties du système, f est le champ de vecteurs de la dynamique et g est champs de vecteurs de la commande.

Ces systèmes non linéaires appelés aussi linéaires analytiques car ils sont linéaires vis-à-vis des entrées u_i .

Les points d'équilibre du système précédent sont par définition les solutions du système d'équations obtenu en annulant les dérivées de l'état :

$$f(x) + \sum_{j=1}^m g_j(x)u_j = 0 \quad (\text{II-125})$$

Le concept de Linéarisation classique d'un système non linéaire consiste en l'approximation de ce système par un système linéaire autour d'un point de référence stationnaire. En l'occurrence, le système non linéaire (II-123) peut être approximé autour de l'état stationnaire par :

$$\frac{d(x-x_s)}{dt} = \left(\frac{\partial f}{\partial x}(x_s) + \frac{\partial g}{\partial x}(x_s)u_s \right) (x-x_s) + g(x_s)(u-u_s) \quad (\text{II-126})$$

$$y - y_s = \frac{\partial h}{\partial x}(x_s)(x-x_s) \quad (\text{II-127})$$

Dans la théorie de la commande non linéaire, le concept de Linéarisation est complètement différent de celui de la Linéarisation autour d'un point de référence stationnaire. En effet, il consiste à :

- Linéariser les équations d'état du système à l'aide d'un changement de coordonnées local convenable et/ou une loi de retour d'état statique,
- Ou à linéariser le comportement Entrée /Sortie du système à l'aide d'une loi de retour d'état.

II.7.1.1 Degré relatif des systèmes non linéaires multivariables :

Considérons le système non linéaire (II-123). Etant donné qu'en général un tel système ne possède une fonction de transfert, il est impossible de définir un degré relatif pour le système non linéaire en fonction des degrés des polynômes numérateur et dénominateur comme dans le cas des systèmes linéaires.

Le concept du degré relatif des systèmes non linéaires multivariables a été introduit dans la littérature de la théorie des systèmes multivariables sous différentes terminologies et différents contextes [Hirschorn 1979], [Ha et Gilbert 1986], [Moog 1988].

Définition :

Le degré relatif, appelé aussi le nombre caractéristique, de la sortie y_i du système (II-123) par rapport aux variables de commande u et par définition [Daoutidis et Kravaris 1989] l'entier r_i tel que :

$$L_g L_f^k h_i(x) = 0 \quad \forall 1 \leq j \leq m ; \forall 0 \leq k \leq r_i - 2 \quad (\text{II-128})$$

$$L_g L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0 \quad \forall 1 \neq j \neq m \quad (\text{II-129})$$

Ou encore, r_i est le plus petit entier tel que :

$$L_g L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0 \quad \forall 1 \neq j \neq m \quad (\text{II-130})$$

Remarque :

On peut démontrer [8] aussi que le degré relatif r_i de la sortie y_i par rapport au vecteur de commande u est le plus petit ordre de dérivation de la sortie y_i qui dépend explicitement de l'entrée.

Le degré relatif représente le nombre minimum d'intégrateurs moins un présent entre une variable de commande et la sortie considérée. A chaque sortie y_i correspond un nombre caractéristique r_i par rapport au vecteur de commande.

II.7.1.2 Linéarisation de la dynamique par difféomorphisme :

La Linéarisation par difféomorphisme consiste à effectuer sur un système non linéaire un changement de coordonnées local (appelé aussi difféomorphisme) de manière à obtenir un système linéaire dans les nouvelles coordonnées [Korobov 1973], [Su 1982], [Hunt, Su et Meyer 1983], [Marino 1984], [Hoo et Kantor 1985], [Cheng, Isidori, Respondek, et Tarn 1988].

Un système peut apparaître comme non linéaire du fait d'un choix particulier des variables d'états.

Théorème : [Nijmeijer et Der Shaft 1991]

Pour que le système non linéaire (II-123) soit équivalent par difféomorphisme à un système linéaire contrôlable, il faut et il suffit que les deux conditions suivantes soient satisfaites :

$$(i) \text{ La distribution } D_x = \{ad_f^j(g_i)(x), 0 \leq j \leq n-1, 1 \leq i \leq m\} \text{ est de dimension } n. \quad (\text{II-131})$$

$$(ii) [ad_f^k(g_i), ad_f^l(g_j)](x) = 0 \quad \forall (1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m, k, l \geq 0). \quad (\text{II-132})$$

Démonstration : Condition nécessaire

Supposons qu'il existe un difféomorphisme Φ qui transforme le système (II-123) en un système linéaire contrôlable du type :

$$\frac{dz}{dt} = Az + Bu = Az + \sum_{i=1}^m b_i u_i \quad (\text{II-133})$$

$$\begin{cases} Az = \frac{\partial \Phi}{\partial x}(\Phi^{-1}(z))f(\Phi^{-1}(z)) = \Phi_* f(z) \\ b_i = \frac{\partial \Phi}{\partial x}(\Phi^{-1}(z))g_i(\Phi^{-1}(z)) = \Phi_* g_i(z) \end{cases} \quad 1 \leq i \leq m \quad (\text{II-134})$$

où b_i est la colonne numéro j de la matrice B .

Le système linéaire contrôlable (II-133) satisfait les conditions (i) et (ii), on a donc :

$$(i) \text{ La distribution } ad_{A^k}^l(x) = \{A^k B, [B, \dots, A^{n-1} B]\} \text{ est de rang } n, \quad (\text{II-135})$$

$$(ii) [A^k b_i, A^l b_j](x) = 0 \quad \forall (1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m, k, l \geq 0). \quad (\text{II-136})$$

En utilisant la propriété :

$$\Phi_* [f_1, f_2] = [\Phi_* f_1, \Phi_* f_2] \quad [\text{Nijmeijer et Der Shaft 1991}] \quad (\text{II-137})$$

On en déduit que les conditions (i) et (ii) sont invariantes sous le difféomorphisme Φ . Elle sont donc satisfaites pour le système original (II-123).

Condition suffisante :

D'après (i) et (ii), on peut choisir parmi l'ensemble $\{ad_f^j(g_i)(x), 0 \leq j \leq n-1, 1 \leq i \leq m\}$ un ensemble de n vecteurs (X_1, \dots, X_n) qui engendre \mathbb{R}^n et qui satisfait $[X_i, X_j] = 0$.

Signalons que cette technique a pour objet la reconnaissance des systèmes commandables faux non linéaires. Elle s'applique à très peu de systèmes car elle n'offre pas un calcul explicite du difféomorphisme qui peut lineariser la dynamique.

II.7.2 Linéarisation de la dynamique par difféomorphisme et retour d'état statique :

Lorsqu'un système ne peut être linearisé directement par difféomorphisme, on peut espérer le lineariser par difféomorphisme, après lui avoir appliqué un retour d'état non linéaire adéquat.

II.7.2.1 Procédure de calcul de la commande et du difféomorphisme :

1. On calcule $d\Phi_1$ solution de :

$$\langle d\Phi_1, ad_f^i(g) \rangle = 0 \quad 0 \leq i \leq n-2 \tag{II-138}$$

$$\langle d\Phi_1, ad_f^{n-1}(g) \rangle \neq 0 \tag{II-139}$$

2. On intègre la forme différentielle $d\Phi_1$.

3. On calcule les composantes Φ_{i+1} du difféomorphisme Φ par récurrence :

$$\Phi_{i+1} = \langle d\Phi_i, f \rangle \quad 1 \leq i \leq n-1 \tag{II-140}$$

4. On calcule finalement la loi de commande linearisante par la relation :

$$u = -\frac{\langle d\Phi_n, f \rangle}{\langle d\Phi_n, g \rangle} + \frac{1}{\langle d\Phi_n, g \rangle} v \tag{II-141}$$

qui est de forme :

$$u = p(x) + q(x)v \tag{II-142}$$

II.7.3 Linéarisation du comportement Entrée/Sortie des systèmes non linéaires :

Récemment, de nombreuses techniques de commande non linéaire utilisant des lois de retour d'état statiques ont été développées, dans le cadre de la géométrie différentielle. Certaines approches sont basées sur la Linéarisation des équations du système. D'autres consistent à linéariser le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermée.

Différentes formulations de la Linéarisation du comportement Entrée/Sortie des systèmes non linéaires sont apparues dans la littérature de la commande non linéaire [Claude, Fliess et Isidori 1983], [Claude 1986].

Les techniques de Linéarisation du comportement Entrée/Sortie sont entièrement basées sur le modèle du système qui peut contenir des erreurs de modélisation (paramètres mal connus par exemple)

Une fois le comportement Entrée/Sortie du système linéarisé, on peut utiliser un contrôleur linéaire externe tel qu'un Proportionnel Intégral, ou un simple intégral, voir un régulateur de structure plus élaborée tel qu'une commande par placement de pôles par exemple.

[Kravaris et Chung 1987] ont développé une technique de commande appelée « Globally Linearizing Control » GLC. Leur approche consiste à synthétiser une loi de retour d'état statique non linéaire du type :

$$u = p(x) + q(x)v \quad (\text{II-143})$$

Où $p(x)$ et $q(x)$ sont respectivement un vecteur de dimension m et une matrice de dimension $m \times m$ de fonction analytique qui rend linéaire le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermée. Un régulateur classique linéaire peut être calculer pour le système linéaire.

Supposons que chaque sortie y_i du système (II-123) admette un degré relatif r_i , on montre qu'il est toujours possible de trouver une loi de retour d'état statique du type (II-131) qui rend le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermée linéaire [Kravaris et Chung 1987], [Kravaris et Soroush 1990]. En particulier, la loi de retour d'état qui rend le comportement de la boucle fermée linéaire et l'ordre minimale est de la forme :

$$u = \left\{ v - \sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^{r_i} \beta_{ik} L_f^k h_i(x) \right\} \left\{ (\beta_{mr_m})^T L_g \begin{pmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{pmatrix} \right\}^{-1} \quad (\text{II-144})$$

avec :

$$\beta_{ik} = (\beta_{ik}^1 \cdots \beta_{ik}^m)^T ; 0 \leq k \leq r_i ; 1 \leq i \leq m \quad (\text{II-145})$$

En effet, les dérivées temporelles des sorties y_i s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{d^k y_i}{dt^k} = L_f^k h_i(x) & k = 1, \dots, r_i - 1 \\ \frac{d^{r_i} y_i}{dt^{r_i}} = L_f^{r_i} h_i(x) + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) u_j \end{cases} \quad (\text{II-146})$$

et on a :

$$\sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^{r_i} \beta_{ik} \frac{d^k y_i}{dt^k} = \sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^{r_i} \beta_{ik} L_f^k h_i(x) + \beta_{ir_i} \left\{ \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) u_j \right\} \quad (\text{II-147})$$

$$= \sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^{r_i} \beta_{ik} L_f^k h_i(x) + \begin{bmatrix} \beta_{1r_1} \\ \vdots \\ \beta_{mr_m} \end{bmatrix}^T L_g \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} u \quad (\text{II-148})$$

Si la matrice caractéristique :

$$C(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II-149})$$

est non singulière et les vecteurs de paramètres scalaires β_{ik} sont choisis tel que :

$$\begin{cases} \det(\beta_{1r_1} \dots \beta_{mr_m}) \neq 0 \\ \det \left[\left(\sum_{k=0}^{r_1} \beta_{1k} s^k \right) \dots \left(\sum_{k=0}^{r_m} \beta_{mk} s^k \right) \right] \neq 0 \end{cases} \quad (\text{II-150})$$

la matrice :

$$(\beta_{1r_1} \dots \beta_{mr_m}) L_g \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II-151})$$

est non singulière. Ainsi le retour d'état (II-131) est bien défini et rend le membre de droite de l'équation de la matrice caractéristique égal à l'entrée externe v .

En conclusion, le retour d'état (II-131) rend le comportement Entrée/Sortie du système (II-123) en boucle fermé linéaire et produit la réponse en boucle fermé suivante :

$$\sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^r \beta_{ik} \frac{d^k y_i}{dt^k} = v \tag{II-152}$$

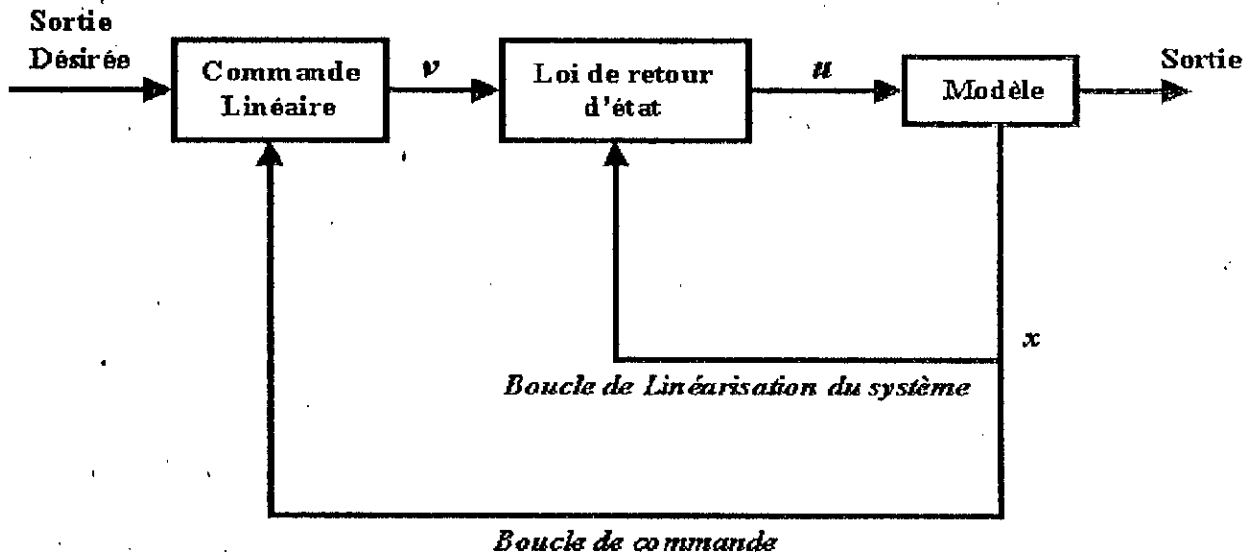


Figure (II-16) : Linéarisation et commande du système non linéaire

II.7.3.1 Commande par modèle générique : GMC

La commande à modèle Générique (GMC) a été récemment développée pour la commande de systèmes non linéaires. Contrairement à la GLC, la formulation de la GMC ne fait pas appel à l'origine aux concepts de la géométrie différentielle [Lee et Sullivan 1988]; [Henson et Seborg 1990]. Cependant, les deux méthodes tentent de linéariser le comportement Entrée/Sortie du système.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \tag{II-153}$$

où :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^n \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^m \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^m \quad (\text{II-154})$$

Remarquons que contrairement aux systèmes précédemment étudiés (affines en l'entrée), le système (II-141) peut être non linéaire en l'entrée.

Le problème consiste à trouver une loi de retour d'état statique du type :

$$u = \alpha(x, v) \quad (\text{II-155})$$

où $v \in \mathfrak{R}^m$, qui linéarise le comportement Entrée/Sortie du système (II-141).

Le vecteur des dérivées temporelles des sorties h dans la direction du champs de vecteur f s'écrit :

$$y^{(1)} = L_f h(x, u) \quad (\text{II-156})$$

avec :

$$y^{(1)} = (y_1^{(1)}, \dots, y_m^{(1)})^T \quad (\text{II-157})$$

$$L_f h(x, u) = (L_f h_1(x, u), \dots, L_f h_m(x, u))^T \quad (\text{II-158})$$

La loi de retour d'état $u = \alpha(x, v)$ peut être obtenue en résolvant l'équation :

$$L_f h(x, u) = v \text{ par rapport à } u \quad (\text{II-159})$$

Supposant que cette solution existe, le système en boucle fermée est donc linéarisé.

Le comportement Entrée/Sortie de la $j^{\text{ème}}$ composante du système linéarisé et découplé est :

$$y_j^{(1)} = v_j \quad (\text{II-160})$$

Après cette Linéarisation on peut synthétiser un commande classique linéaire à savoir : P , PI , PID , régulateur par placement de pôles ou bien on peut ajouter un retour d'état pour commander le système linéaire.

II.7.4 Synthèse de la loi de commande non linéaire du convertisseur alternatif - alternatif :

Le modèle du convertisseur alternatif - alternatif est décrit par le système non linéaire suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{2L_C}(u_1x_3 - 2R_Cx_1 - x_4) \\ \frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{2L_r}(u_2x_3 - 2R_r x_2 - x_4 + 2V_{res}) \\ \frac{dx_3}{dt} = -\frac{1}{C}(u_1x_1 + u_2x_2) \\ \frac{dx_4}{dt} = \frac{1}{C}(x_1 + x_2) \\ y_1 = x_1 \\ y_2 = x_2 \end{array} \right. \quad (\text{II-161})$$

On peut écrire ce système sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_C}(2R_Cx_1 + x_4) \\ \frac{1}{2L_r}(2V_{res} - 2R_r x_2 - x_4) \\ 0 \\ \frac{1}{C}(x_1 + x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_C}x_3 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L_r}x_3 \\ -\frac{1}{C}x_1 & -\frac{1}{C}x_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-162})$$

$$h(x) = [x_1 \quad x_2 \quad 0 \quad 0] \quad (\text{II-163})$$

Le modèle dynamique du convertisseur est un système non linéaire analytique, découplé, multivariable en l'entrée et en la sortie, et affine en la commande du type :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{array} \right. \quad (\text{II-164})$$

où :

x , y , u , f et g sont respectivement l'état, la sortie, la grandeur de commande du convertisseur, le champs de vecteurs de la dynamique et le champ de vecteur de la commande.

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} x' = \begin{bmatrix} i_{ch} \\ i_{res} \\ X \\ Y \end{bmatrix} ; f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_C}(2R_C x_1 + x_4) \\ \frac{1}{2L_r}(2V_{res} - 2R_r x_2 - x_4) \\ 0 \\ \frac{1}{C}(x_1 + x_2) \end{bmatrix} ; g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_C} x_3 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L_r} x_3 \\ -\frac{1}{C} x_1 & -\frac{1}{C} x_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \\ u = [u_1 \quad u_2]^T ; h(x) = [i_{ch} \quad i_{res} \quad 0 \quad 0] \end{array} \right. \quad (II-165)$$

II.7.4.1 Calcule du degré relatif du système :

Le degré relatif de la sortie y_l du système par rapport à la commande u_l est par définition l'entier r tel que :

$$\begin{cases} L_g L_f^k h(x) = 0 & k = 0, \dots, r-2 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad (II-166)$$

Degré relatif par rapport à la sortie y_1 :

$$\text{Pour } k = 0 : L_g h(x) \neq 0, \quad \text{donc : } r_1 = 1 \quad (II-167)$$

Degré relatif par rapport à la sortie y_2 :

$$\text{Pour } k = 0 : L_g h(x) \neq 0, \quad \text{donc : } r_2 = 1 \quad (II-168)$$

II.7.4.2 Calcule de la commande de la Boucle du courant de charge :

Il existe toujours un retour d'état statique de type (II-131) qui linéarise le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermée. En particulier la loi de retour d'état :

$$u_1 = \frac{v_1 - \beta_0 y_1 - \beta_1 L_f y_1}{\beta_1 L_g y_1} = \frac{v_1 - \beta_0 x_1 + \left(\frac{\beta_1}{2L_C}\right)(2R_C x_1 + x_4)}{\left(\frac{\beta_1}{2L_C}\right) x_3} \quad (II-169)$$

où β_0 et β_1 sont des paramètres scalaires constants.

Le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermé est décrit par :

$$\beta_0 x_1 + \beta_1 \frac{dx_1}{dt} = v_1 \quad (\text{II-170})$$

Une fois le retour d'état statique appliqué au système non linéaire le comportement Entrée/Sortie de ce dernier devient linéaire. Dès lors, le problème de commande se ramène à synthétiser un régulateur linéaire.

Dans le cas d'un *PI*, si on pose y_{1d} la consigne du courant de charge et y_1 la sortie contrôlée, l'entrée externe est égale à :

$$v_1 = K_C \left((y_{1d} - y_1) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t (y_{1d} - y_1) d\tau \right) \quad (\text{II-171})$$

Où K_C et τ_I sont respectivement le gain proportionnel et la constante de temps intégral.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est alors la suivante :

$$\frac{y_1(s)}{y_{1d}(s)} = \frac{K_C S + \left(\frac{K_C}{\tau} \right)}{\beta_1 S^2 + (\beta_0 + K_C) S + \left(\frac{K_C}{\tau} \right)} \quad (\text{II-172})$$

La stabilité de la boucle fermée de la boucle du courant de charge est assurée en choisissant les paramètres scalaires K_C , τ_I , β_0 et β_1 de manière à ce que les pôles de la fonction de transfert (II-172) de la boucle fermée soient à parties réelles négatives.

Dans le cas d'une commande par modèle générique *GMC* :

La loi de retour d'état $u = \alpha(x, v)$ peut être obtenue en résolvant l'équation :

$$L_f h(x, u) = v_1 \text{ par rapport à } u_1 \quad (\text{II-173})$$

On obtient donc :

$$u_1 = \frac{2L_C v_1 + x_4 + 2R_C x_1}{x_3} \quad (\text{II-174})$$

Comme précédemment on peut appliquer les lois de commande linéaires à la boucle de courant de charge.

II.7.4.3 Calcul de la commande de la Boucle du courant de réseau :

Il existe toujours un retour d'état statique de type (II-131) qui linéarise le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermée. En particulier la loi de retour d'état :

$$u_2 = \frac{v_2 - \beta_0 y_2 - \beta_1 L_f y_2}{\beta_1 L_g y_2} = \frac{v_2 - \beta_0 x_2 + \left(\frac{\beta_2}{2L_r}\right)(2V_{res} - 2R_r x_2 + x_4)}{\left(\frac{\beta_1}{2L_r}\right)x_3} \quad (II-175)$$

où β_0 et β_1 sont des paramètres scalaires constants.

Le comportement Entrée/Sortie du système en boucle fermé est décrit par :

$$\beta_0 x_2 + \beta_1 \frac{dx_2}{dt} = v_2 \quad (II-176)$$

Une fois le retour d'état statique appliqué au système non linéaire le comportement Entrés/Sortie de ce dernier devient linéaire. Dès lors, le problème de commande se ramène à synthétiser un régulateur linéaire .

Dans le cas, d'un *PI*, si on pose y_{2d} la consigne du courant de charge et y_2 la sortie contrôlée, l'entrée externe est égale à :

$$v_2 = K_C \left((y_{2d} - y_2) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t (y_{2d} - y_2) d\tau \right) \quad (II-177)$$

Où K_C et τ_I sont respectivement le gain proportionnel et la constante de temps intégral.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est alors la suivante :

$$\frac{y_2(s)}{y_{2d}(s)} = \frac{K_C S + \left(\frac{K_C}{\tau}\right)}{\beta_1 S^2 + (\beta_0 + K_C)S + \left(\frac{K_C}{\tau}\right)} \quad (II-178)$$

La stabilité de la boucle fermé du courant de réseau est assurée en choisissant les paramètres scalaires K_C , τ_I , β_0 et β_1 de manière à ce que les pôles de la fonction de transfert (II-178) de la boucle fermée soient à parties réelles négatives.

Remarque :

Dans le cas d'une commande par modèle générique GMC, La loi de retour d'état $u = \alpha(x, v)$ peut être obtenue en résolvant l'équation :

$$L_f h(x, u) = v_2 \text{ par rapport à } u_2.$$

On obtient donc :

$$u_2 = \frac{2L_r v_2 + x_4 + 2R_r x_2 - 2V_{res}}{x_3} \quad (\text{II-179})$$

Comme précédemment, on peut appliquer les lois de commande linéaires à la boucle de courant du réseau.

II.7.4.4 Résultats de simulation de la commande par retour d'état linearisant :

Les deux boucles de courant sont commandées en utilisant un retour d'état linearisant avec réglage par régulateur PI. La consigne du courant de charge est de 3A et de fréquence 30Hz. La boucle de tension est commandée par les modes de glissement avec une référence de 200 V et un changement de consigne de 150V à $t = 0.2s$.

Les résultats de simulation sont les suivants :

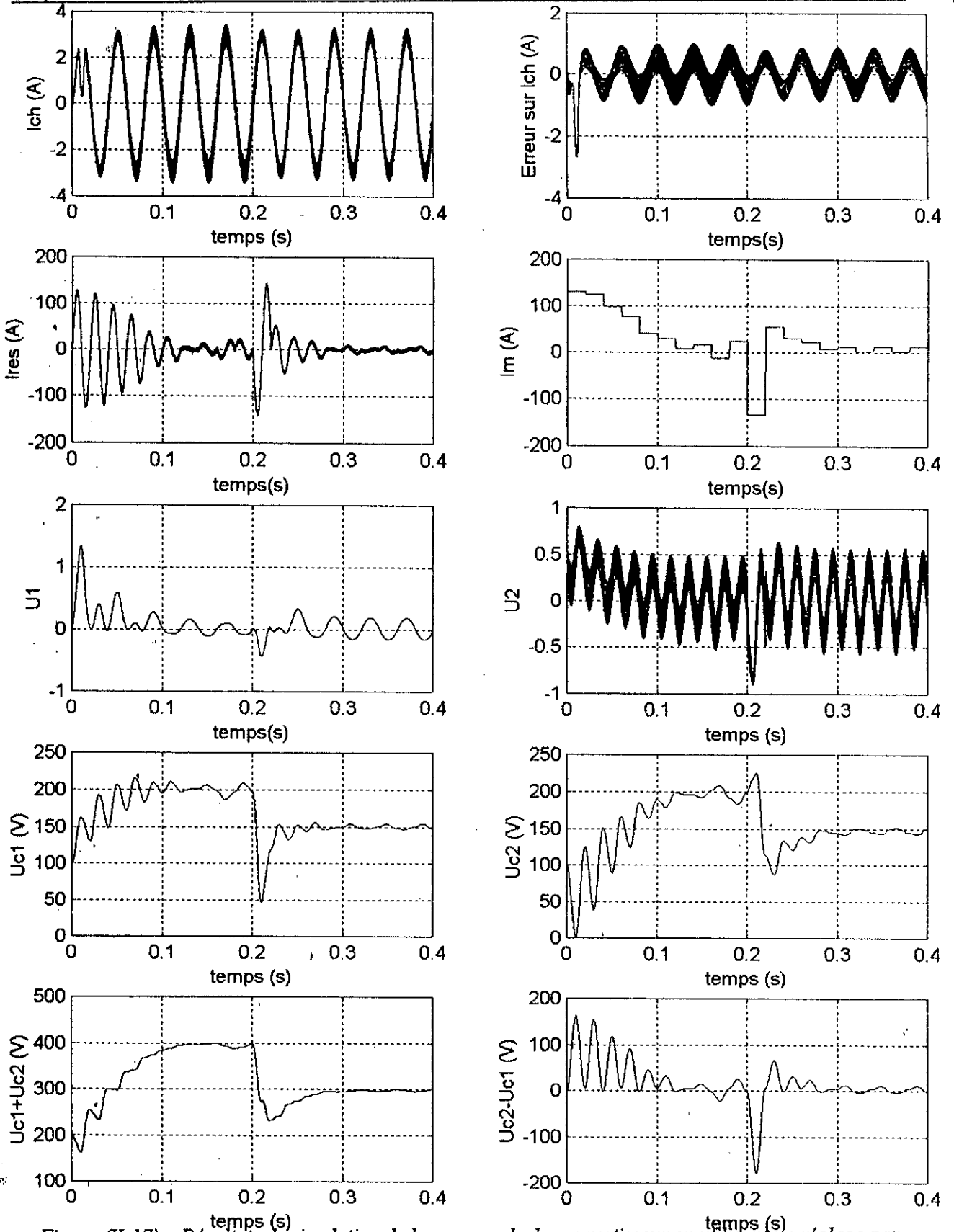


Figure (II-17) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par retour d'état linéarisant pour les boucles de courant et un réglage par les modes de glissement pour la boucle de tension.

Les résultats de simulation donnés par la figure (II-17) permet de constater ce qui suit :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz en phase avec la tension du réseau.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence avec des oscillations importante autour de la consigne [275 305] c'est le cas aussi pour les deux tensions U_{C1} et U_{C2} .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 83V et oscille entre -40 et 45V.

II.8 EFFETS DE LA VARIATION DES PARAMETRES DU CONVERTISSEUR MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

II.8.1 Variation de la résistance de charge R_C :

Afin de connaître l'influence de la variation de la résistance de charge sur les performances de réglage, nous utilisons un réglage par les modes de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec augmentation de la résistance de 100% à $t = 0.2s$.

Nous imposons un courant de charge sinusoïdal d'amplitude 3A et de fréquence 25Hz.

Les résultats de simulation sont les suivants :

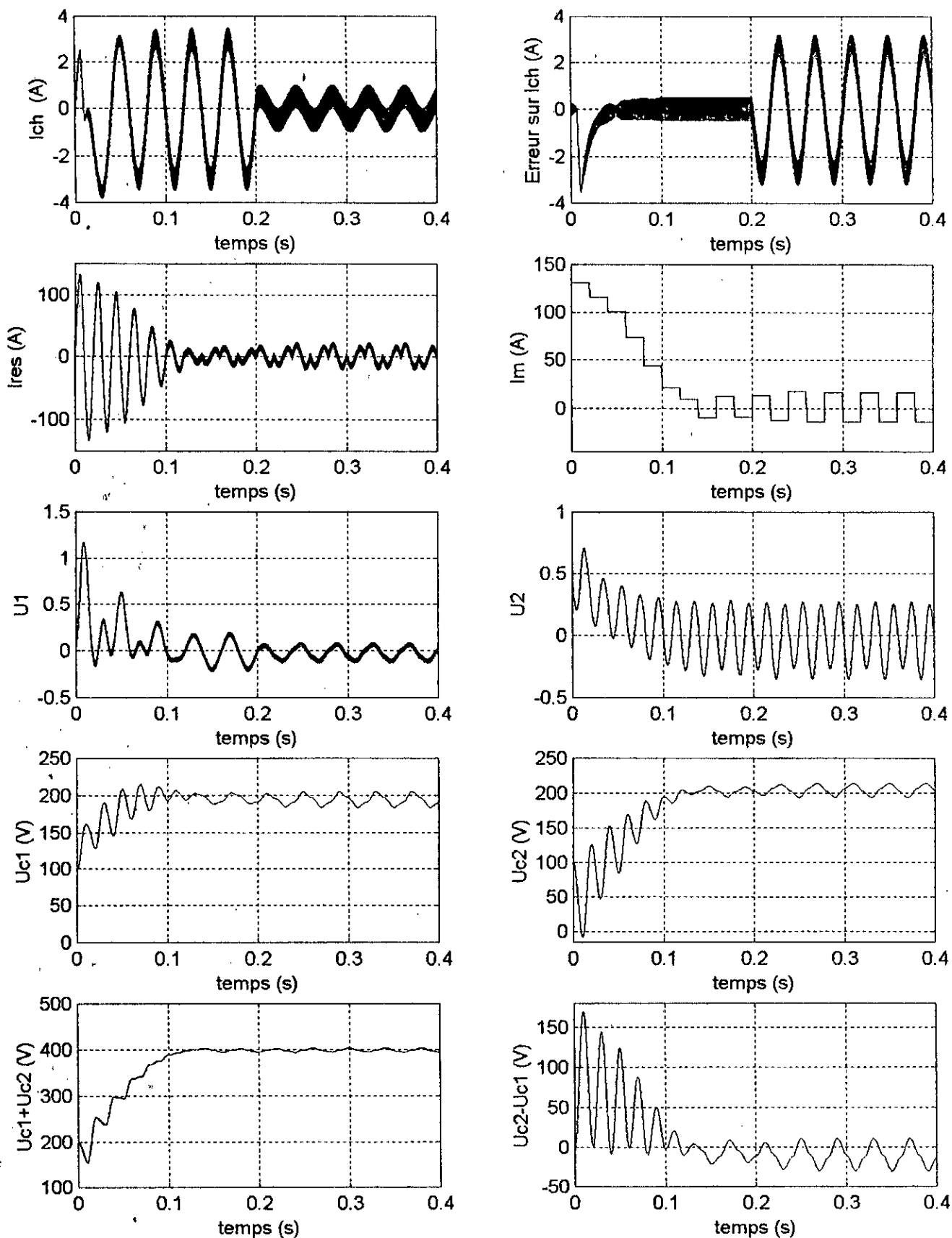


Figure (II-18) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les mode de glissement pour les trois boucles du convertisseur avec augmentation de R_c de 100% à $t = 0.2s$.

II.8.3.1.1 Interprétations des résultats :

D'après les résultats de simulation des figures précédentes, on peut dire que la variation de la résistance de charge n'affecte pas la boucle de courant du réseau et la boucle de tension. Cette variation se voit au niveau du courant de charge qui diminue en amplitude.

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 $R_C I_{ch}^2$, si la valeur de la résistance R_C augmente alors la valeur du courant de charge diminue nécessairement, ce qui explique les résultats obtenus.

II.8.2 Variation de l'inductance de charge L_C :

Pour connaître l'effet de la variation sur les performances de réglage, nous appliquerons une commande par retour d'état linearisant pour le deux boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension avec une augmentation de 100% à $t = 0.2s$.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes :

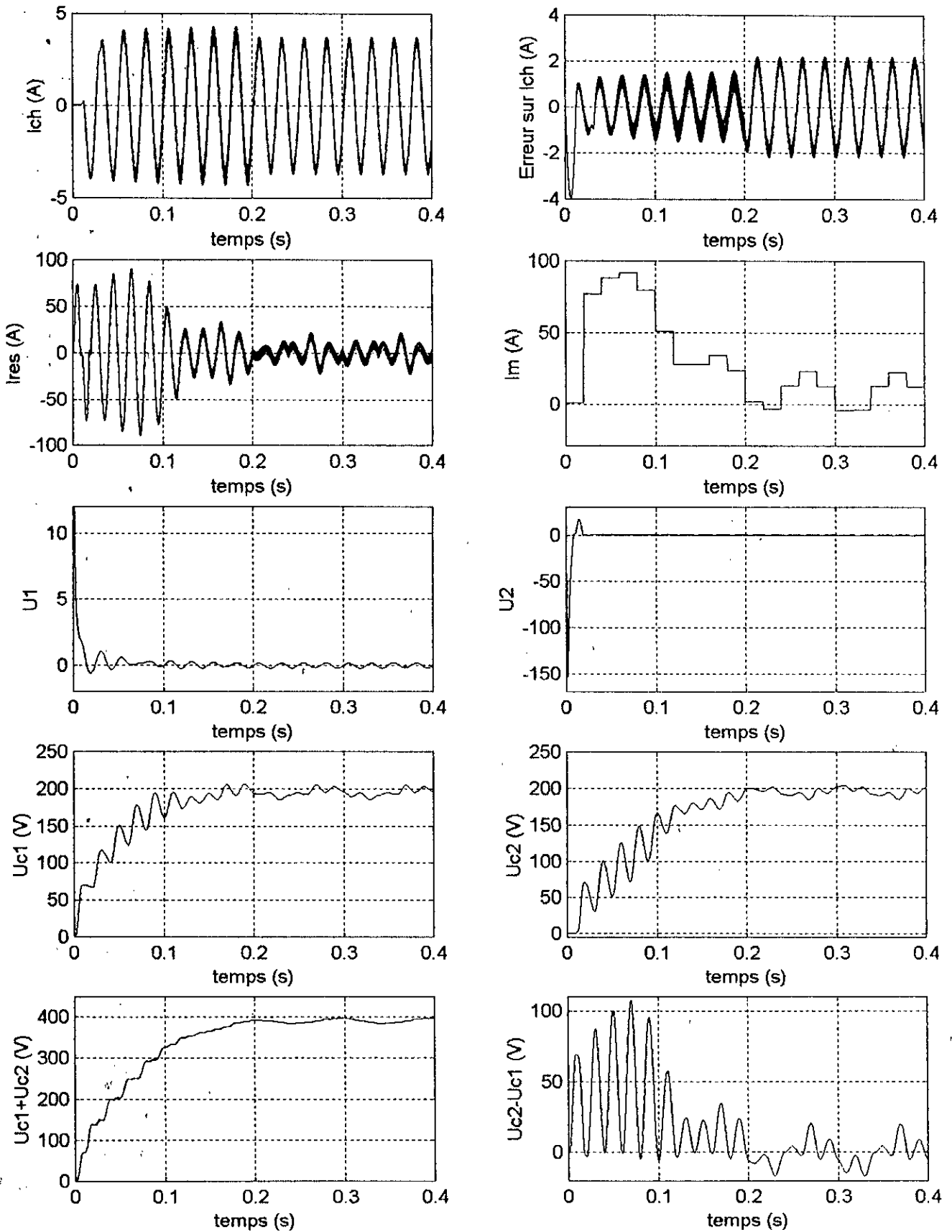


Figure (II-19) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par retour d'état linearisant pour les deux boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension avec augmentation de L_c de 100% à $t = 0.2s$.

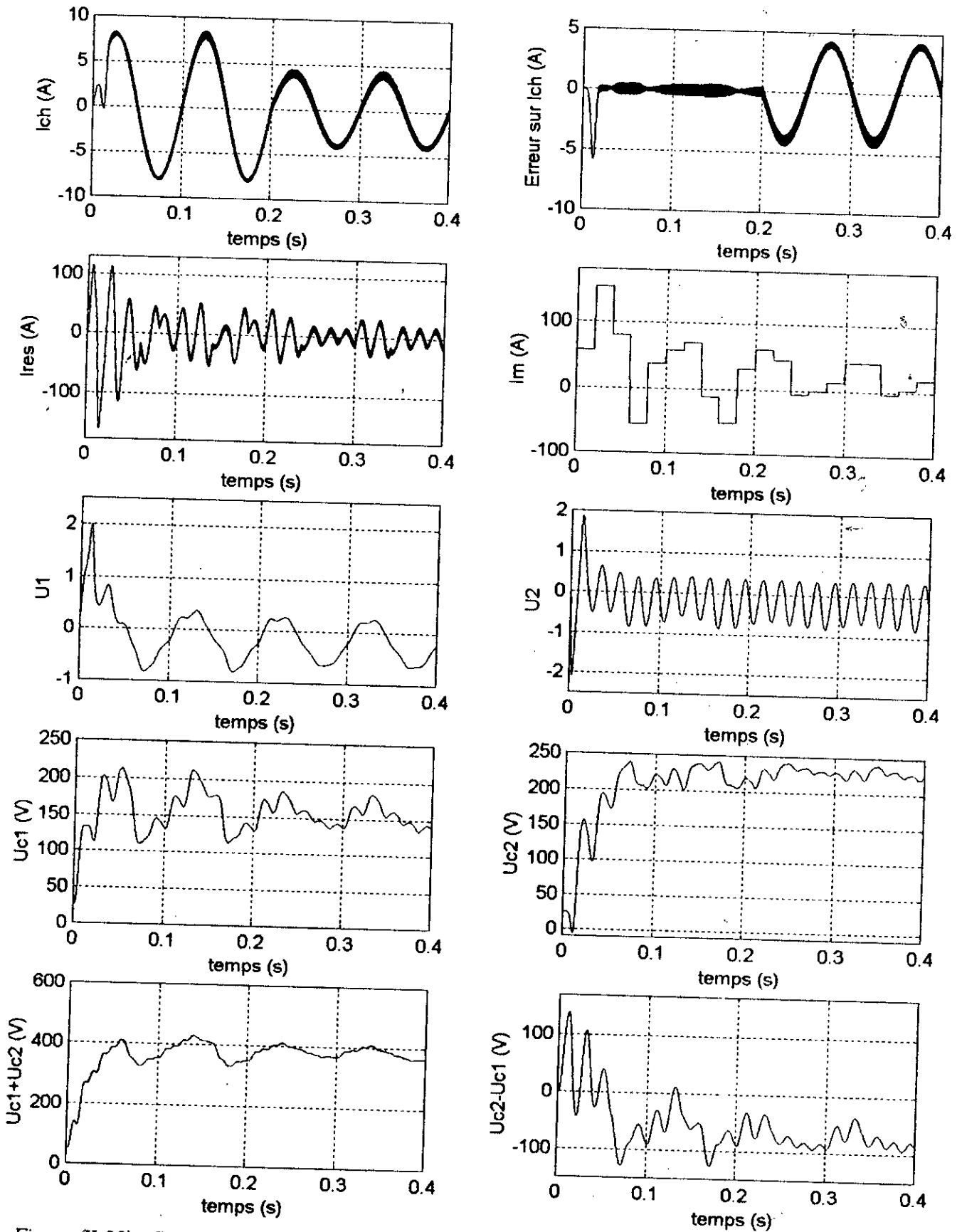


Figure (II-20) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les trois boucles du convertisseur avec augmentation de L_c de 200% à $t = 0.2s$.

II.8.2.1 Interprétations des résultats :

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'effet de la variation de l'inductance de charge se voit, comme précédemment au niveau du courant de charge, mais avec un degré moins que la variation de la résistance de charge, en effet pour des variations jusqu'à 20% les algorithmes que nous avons développés restent robustes vis à vis de petites variations de L_C .

II.9 COMMANDE DES INTERRUPTEURS DU CONVERTISSEUR MONOPHASE DIRECT [2],[23]

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'alors, représentent les valeurs moyennes continues des grandeurs de commande.

Comme les commandes des interrupteurs sont des commutations entre 0 et 1, alors il faut faire une adaptation entre les commandes continues résultantes des techniques de commandes automatique utilisées : les modes de glissement, stabilité par la théorie de stabilité de Lyapunov et la commande par retour d'état linearisant, 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 inspirée de celles utilisée dans la transmission d'informations à moduler une onde porteuse par une onde modulante à fréquence beaucoup plus basse. Il existe néanmoins une différence fondamentale puisque, à l'inverse de la transposition spectrale recherché en transmission, nous voulons générer une composante basse fréquence à partir de l'onde porteuse définie sur une période qui est modulée tandis qu'elle reste nulle en transmission, en d'autres termes, elle consiste à comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dents de scie, ayant les deux caractéristiques suivantes : 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.

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II-180})$$

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 :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{II-181})$$

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-18) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un convertisseur à deux niveaux.

La forme purement qualitative de ce type de modulation résumé par le réseau de Petri est donnée sur la figure (II-21) :

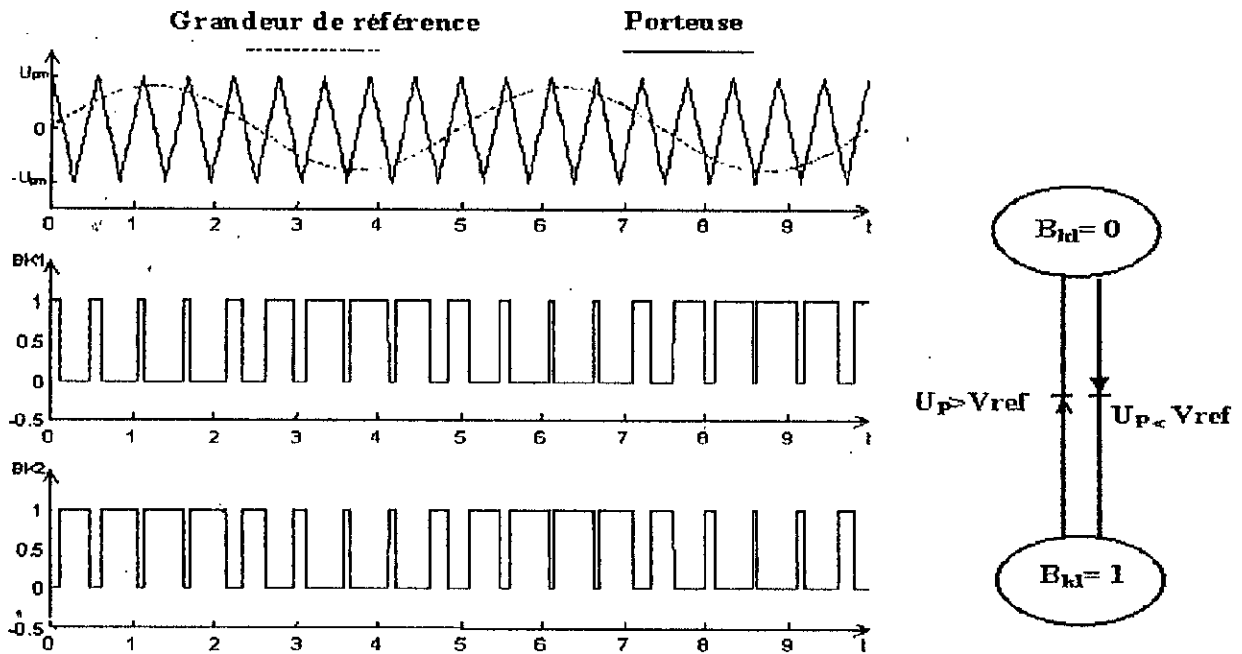


Figure (II-21): Principe et réseau de Petri de la stratégie triangulo - sinusoidale.

A l'issue de cette rapide description, on peut souligner le caractère très intéressant de cette technique qui permet une génération alternative de qualité à partir d'une structure de puissance minimale.

II.10 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les différentes lois de commandes utiliser pour commander les trois variables d'état de notre convertisseur direct monophasé alternatif - alternatif et présenté les résultats de simulations de chaque algorithme de commande.

De plus, on a présenté la méthode "MLI" pour établir les commandes des ces interrupteurs, du fait qu'on doit adapter la nature de fonctionnement des interrupteurs aux commandes élaborées en utilisant les algorithmes développés précédemment.

Les différents algorithmes de commande que nous avons développés ne prennent pas en compte les variations des paramètres du système (les algorithmes ne sont pas robustes). Nous avons vu que l'augmentation de la résistance de charge et des augmentations importantes de la valeur de l'inductance de charge fait diminuer l'amplitude du courant de charge sans affecter sa phase, ce qui fait diminuer les performances du réglage.

Afin de remédier au problème de la variation des paramètres du convertisseur on présentera au prochain chapitre la commande robuste et la commande adaptative.

Chapitre III

Commande Robuste du Convertisseur monophasé Alternatif - Alternatif

COMMANDE ROBUSTE DU CONVERTISSEUR MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF

III.1 INTRODUCTION

Nous avons mis en œuvre dans le chapitre différents algorithmes de commande pour le contrôle des états du convertisseur monophasé alternatif - alternatif. Nous avons vu que la variation de certains paramètres du convertisseur ajoutés aux différentes perturbations diminuent les performances et la qualité du réglage.

Nous allons développer dans ce chapitre des algorithmes de commande qui nous permettront de rendre la commande du convertisseur insensible aux variations externes et internes du système. Ce type de commande est appelé couramment *commande robuste*.

La notion de commande robuste [Morari et Zafiriou 1988] est liée soit à de faibles variations dans le système soit à l'imperfection du modèle qui peut provenir de perturbations non modélisées ou de dynamiques du système mal prises en compte. Un système de commande doit si possible être peu sensible à ces variations. Toutefois, il faut noter qu'on doit chercher un compromis Performances- Robustesse.

La commande adaptative est une alternative assez intéressante. Elle nous permettra de maintenir les valeurs de consignes désirées, en présence de perturbations paramétriques, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performance lorsque les paramètres du système à commander varient dans de grandes proportions dans le temps, ceci en adaptant la loi de commande par rapport aux variations paramétriques pouvant se produire.

III. 2 COMMANDE ADAPTATIVE PAR RETOUR D'ETAT DYNAMIQUE [9]

La théorie de Lyapunov offre des outils très puissants pour l'analyse de la stabilité des systèmes linéaires et non linéaires. Cette théorie peut être utilisée pour la synthèse d'une loi de commande, ces mêmes outils peuvent être utilisés aussi pour synthétiser une commande adaptative qui prend en compte la variation dans le temps et l'incertitude des paramètres du système à commander.

Considérons le modèle non linéaire du premier ordre suivant :

$$\frac{dx}{dt} = f(u) + \theta^T \varphi(x) \quad (\text{III-1})$$

avec :

x : la variable d'état.

θ : Le vecteur contenant des paramètres inconnus du système non linéaire.

La loi de commande qui stabilise le système (III-1) est donnée par :

$$f(u) = -Cx - \theta^T \varphi(x) \quad \text{avec : } C > 0 \quad (\text{III-2})$$

Cette loi de commande permet d'avoir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_0(x) = \frac{1}{2} x^2 \quad (\text{III-3})$$

donc :

$$\frac{dV_0(x)}{dt} = -Cx^2 \leq 0 \quad (\text{III-4})$$

La loi de commande doit prendre en compte les variations des paramètres du système. Nous remplaçons donc le vecteur des paramètres constant θ par son estimé $\hat{\theta}$:

$$f(u) = -Cx - \hat{\theta}^T \varphi(x) \quad (\text{IV-5})$$

Nous introduisons l'expression de cette commande dans le système (III-1) :

$$\frac{dx}{dt} = -Cx + \tilde{\theta}^T \varphi(x) \quad (\text{III-6})$$

où $\tilde{\theta}$ est le vecteur d'erreur sur les paramètres donné par :

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (\text{III-7})$$

La dérivée de $V_0(x)$ devient :

$$\frac{dV_0(x)}{dt} = -C_1 x^2 + \tilde{\theta}^T \varphi(x) \quad (\text{III-8})$$

Puisque le second terme de la dérivée de la fonction de Lyapunov contient l'erreur sur le vecteur des paramètres inconnus, nous ne pouvons pas conclure sur la stabilité du système (III-1). Car la dérivée de la fonction de Lyapunov n'est pas nécessairement négative.

On doit mettre à jour la dynamique de la commande de $\hat{\theta}$. Pour cela nous devons augmenter la fonction $V_0(x)$ avec un terme quadratique contenant l'erreur sur le vecteur des paramètres du modèle $\tilde{\theta}$.

Nous obtenons donc la nouvelle fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1(x, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} x^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma \tilde{\theta} \quad (\text{III-9})$$

avec $\Gamma > 0$ le gain d'adaptation.

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\frac{dV_1(x, \tilde{\theta})}{dt} = x\dot{x} + \tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{III-10})$$

Nous remplaçons l'expression de la commande (III-5) dans (III-10) en utilisant (III-1) :

$$\frac{dV_1(x, \tilde{\theta})}{dt} = -Cx^2 + x(\theta^T - \hat{\theta}^T) \varphi(x) + \tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{III-11})$$

De (III-7) nous avons :

$$\frac{dV_1(x, \tilde{\theta})}{dt} = -Cx^2 + \tilde{\theta}^T \left(x \varphi(x) + \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \right) \quad (\text{III-12})$$

Etant donné que le vecteur des paramètres θ est constant nous avons :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}} \quad (\text{III-13})$$

donc :

$$\frac{dV_1(x, \tilde{\theta})}{dt} = -Cx^2 + \tilde{\theta}^T \left(x \varphi(x) - \Gamma \dot{\hat{\theta}} \right) \quad (\text{III-14})$$

Le second terme est comme précédemment indéfini et contient le vecteur $\tilde{\theta}$, mais la situation est plus meilleure que (III-8) car nous pouvons faire un choix sur la dynamique de $\hat{\theta}$ qui nous permettra d'éliminer le second terme de la dérivée de la fonction de Lyapunov, ce qui stabilise le système (III-1).

Nous obtenons donc la dynamique de $\hat{\theta}$:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma^{-1}x\varphi(x) \tag{III-15}$$

Ce qui nous permet d'avoir :

$$\frac{dV_1(x, \tilde{\theta})}{dt} = -Cx^2 \leq 0 \tag{III-16}$$

Nous obtenons donc le système suivant :

$$\frac{dx}{dt} = -Cx + \tilde{\theta}\varphi(x) \tag{III-17}$$

Stabilisé par la commande non linéaire de la forme :

$$f(u) = -Cx - \hat{\theta}\varphi(x) \tag{III-18}$$

Avec la loi d'adaptation :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma x\varphi(x) \tag{III-19}$$

Le résultat de la commande adaptative du système (III-1) en utilisant la loi de commande (III-5) et la loi qui nous permet de mettre à jour les paramètres du système (III-15) est donnée par la figure suivante :

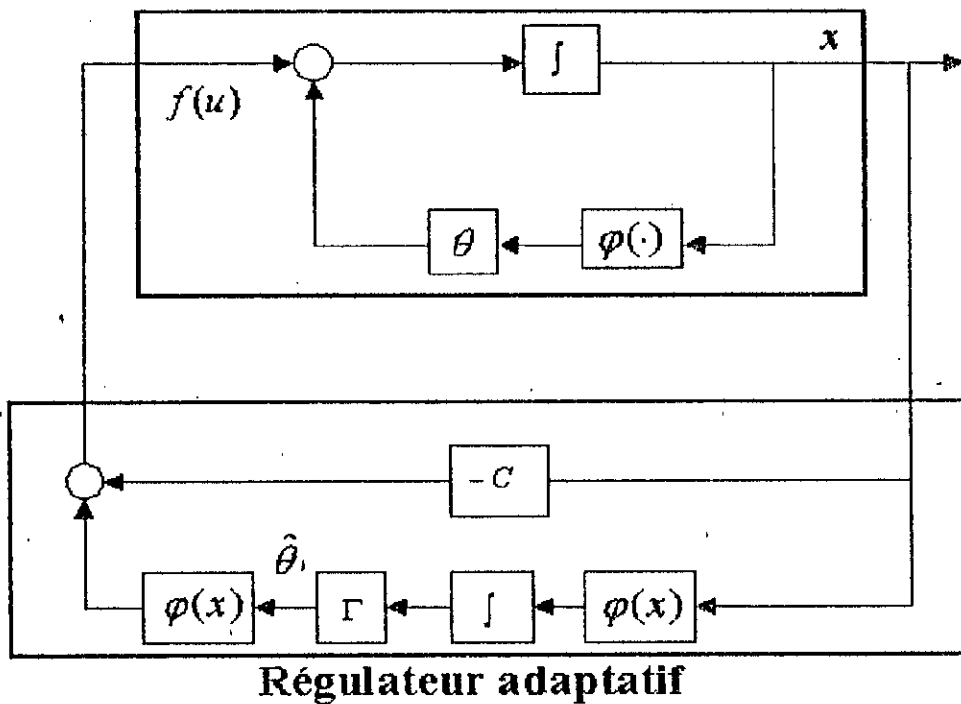


Figure (III-1) : Schéma bloc de la commande adaptative.

La fonction $V_1(x, \tilde{\theta})$ est négative donc le point d'équilibre $x=0$, $\tilde{\theta}=0$ de l'expression (III-17) est globalement stable.

III.2.1 Application de la Commande adaptative à la boucle du courant de charge :

Le modèle de la boucle de courant de charge est donné par :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c i_{ch}) \quad (\text{III-20})$$

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

On pose : $z = i_{ch} - i_{chd}$, la dérivée de l'erreur sur le courant de charge est donnée par :

$$\frac{dz}{dt} (2L_c) = u_1 X - Y - 2R_c i_{ch} - 2L_c \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{III-21})$$

$$\frac{dz}{dt} (2L_c) = (u_1 X - Y) + \begin{bmatrix} R_c & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2i_{ch} \\ -2\frac{di_{chd}}{dt} \end{bmatrix} = f(u_1) + \theta^T \varphi(i_{ch}) \quad (\text{III-22})$$

où :

$$f(u_1) = u_1 X - Y \quad (\text{III-23})$$

$$\theta^T = \begin{bmatrix} R_c & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

$$\varphi^T(i_{ch}) = \begin{bmatrix} -2i_{ch} & -2\frac{di_{chd}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{III-25})$$

avec θ vecteur des paramètres constants inconnus ou pouvant varier dans le temps.

On prend la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(z, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} (2L_c) z^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma \tilde{\theta} \quad (\text{III-26})$$

avec Γ la matrice des gains d'adaptation $\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & 0 \\ 0 & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$, $\Gamma_{11} > 0$, $\Gamma_{22} > 0$ (III-27)

et $\tilde{\theta}$ l'erreur sur le vecteur des paramètres donnée par :

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (\text{III-28})$$

où $\hat{\theta}$ l'estimé de θ .

La dérivée de la fonction de Lyapunov (III-26) est donnée par :

$$\frac{dV(z, \tilde{\theta})}{dt} = z(u_1 X - Y + \theta^T \varphi(z)) + \tilde{\theta}^T \Gamma \tilde{\theta} \quad (\text{III-29})$$

La commande qui permet de stabiliser la boucle du courant de charge est donnée par :

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y - \theta^T \varphi(z) - Cz) \quad \text{avec } C \geq 0 \quad (\text{III-30})$$

Cette commande doit prendre en compte les variations sur les paramètres du système, c'est pourquoi on remplace θ par son estimé $\hat{\theta}$:

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y - \hat{\theta}^T \varphi(z) - Cz) \quad (\text{III-31})$$

L'expression de la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\frac{dV(z, \tilde{\theta})}{dt} = -Cz^2 + z(\theta^T - \hat{\theta}^T) \varphi(z) + \tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{III-32})$$

De (III-28), nous avons :

$$\frac{dV(z, \tilde{\theta})}{dt} = -Cz^2 + \tilde{\theta}^T (z\varphi(z) - \Gamma \dot{\tilde{\theta}}) \quad (\text{III-33})$$

Car : $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}}$

Pour que le système soit stable le deuxième terme de la dérivée de la fonction de Lyapunov doit tendre vers zéro, ce qui nous permet d'obtenir la dynamique de $\dot{\hat{\theta}}$:

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma^{-1} z\varphi(z) \quad (\text{III-34})$$

Ou bien de façon plus développée sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{R}}_c \\ \dot{\hat{L}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{\Gamma_{11}} (i_{ch} - i_{chd}) i_{ch} \\ -\frac{2}{\Gamma_{22}} (i_{ch} - i_{chd}) \frac{di_{chd}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{III-35})$$

On note que quand $z = i_{ch} - i_{chd}$ tend vers zéro, \hat{R}_C et \hat{L}_C tendent aussi vers zéro donc les estimés \hat{R}_C et \hat{L}_C convergent vers des constantes.

Nous pouvons construire le schéma bloc de la commande adaptative de la boucle de courant de charge suivante :

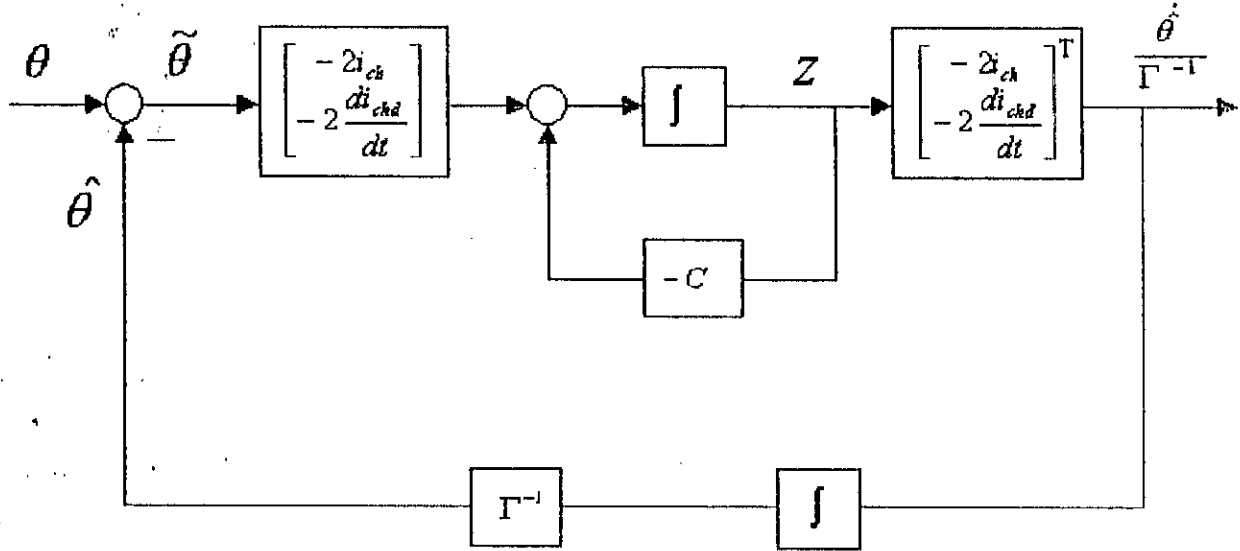


Figure (III-2) : Schéma bloc de la commande adaptative de la boucle du courant de charge.

III.2.2 Résultats de simulation de la commande adaptative :

Les résultats de simulation de la commande adaptative de la boucle du courant de charge sont donnés par les figures (III-3.a) et (III-3.b).

Nous avons imposé un courant de charge d'amplitude 4A et de fréquence 25 Hz avec une augmentation de la résistance de charge de 100% à $t = 0.2s$ et une tension de référence de 150V pour la boucle de tension.

La boucle de courant du réseau et la boucle de tension sont contrôlées par la théorie de stabilité de Lyapunov.

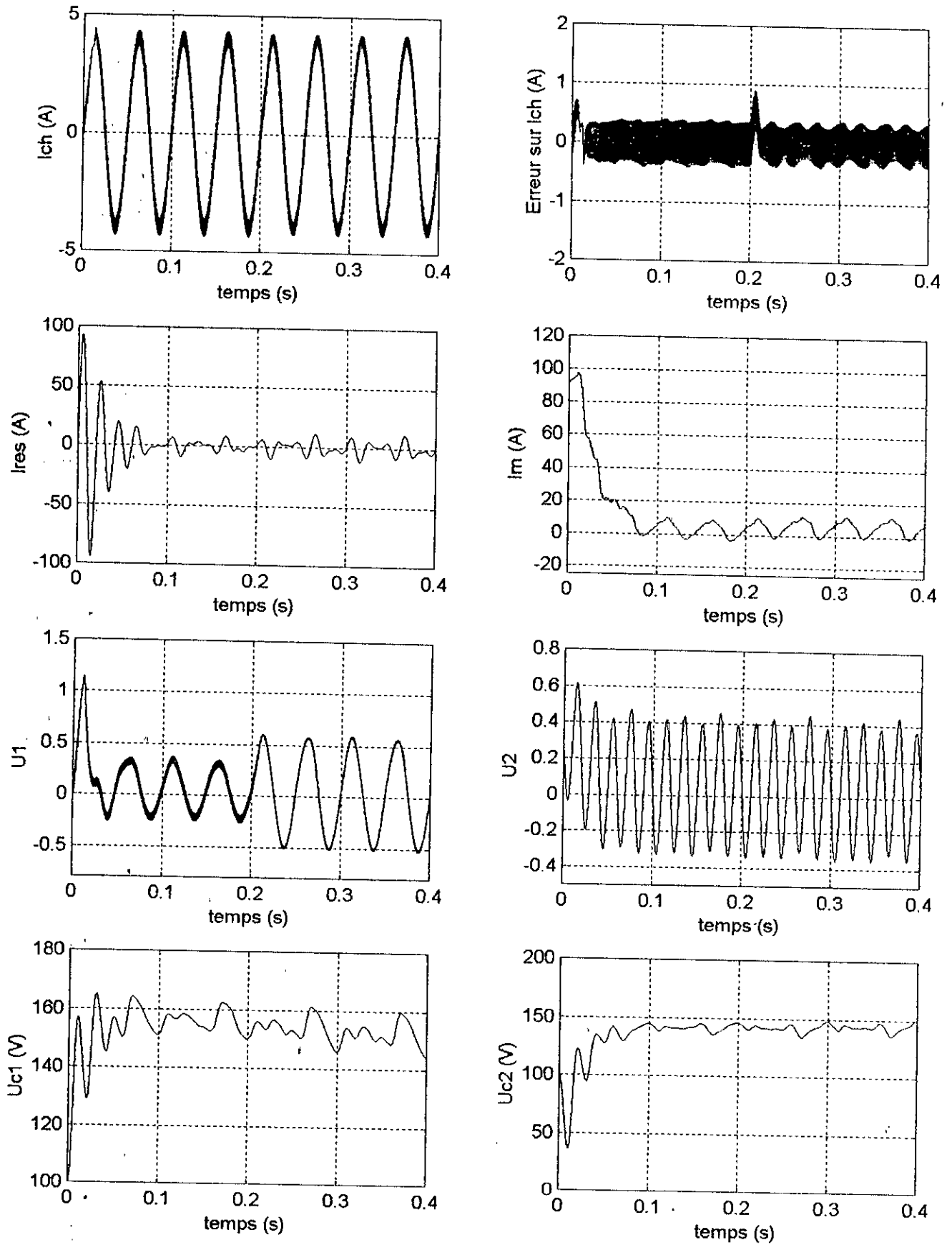


Figure (III-3.a) : Résultats de simulation de la commande adaptative du convertisseur avec augmentation de R_C de 100% à $t = 0.2$ s.

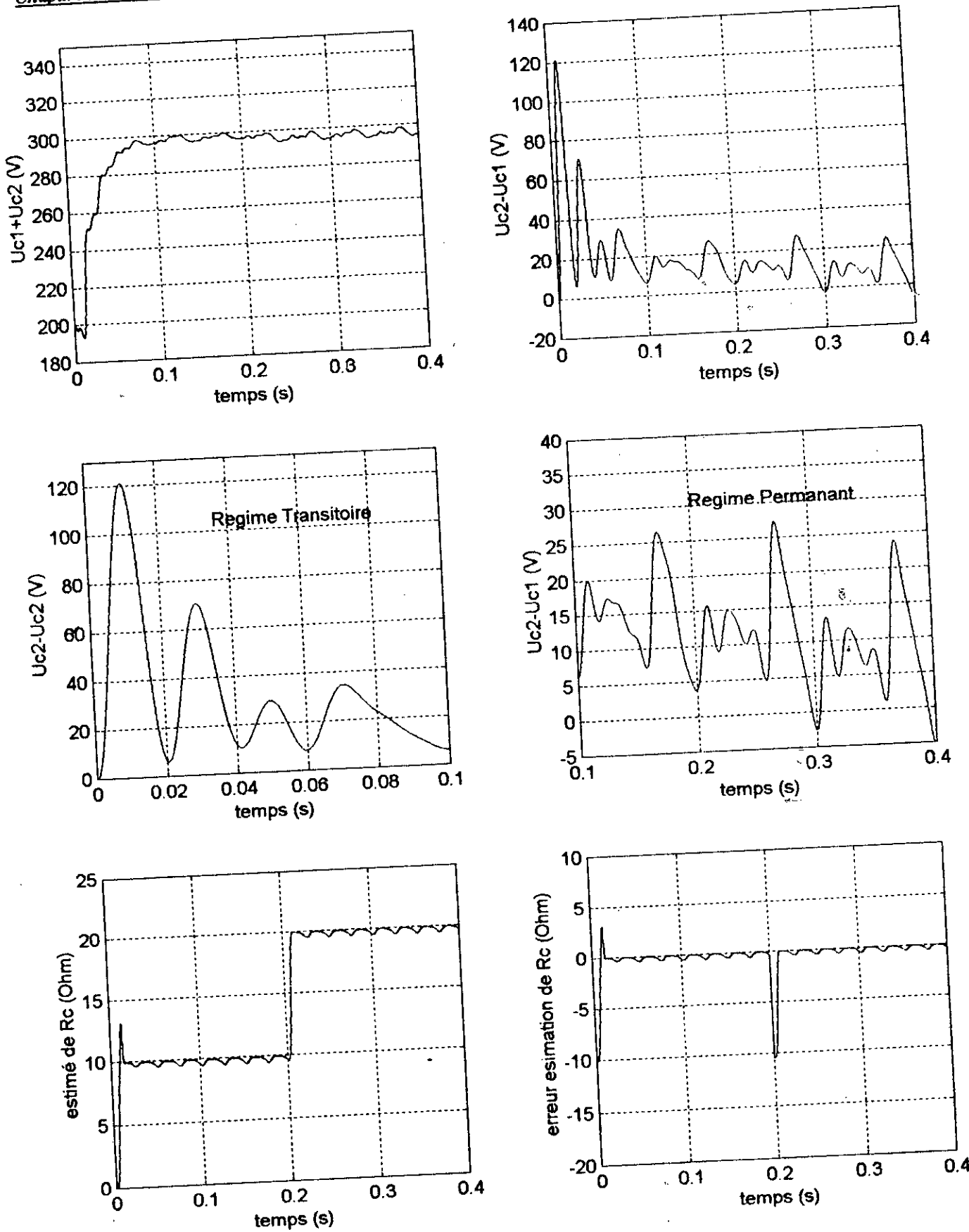


Figure (III-3.b) : Résultats de simulation de la commande adaptative du convertisseur avec augmentation de R_c de 100% à $t = 0.2$ s.

III.2.3 Interprétation des résultats de simulation de la commande adaptative du convertisseur :

Nous constatons que l'augmentation de la résistance de charge est vite compensée ceci après un temps d'adaptation minimal, cette compensation est prise en compte en augmentant la valeur de la commande u_1 . Ce qui permet de garder un certain niveau de performance.

III.3 COMMANDE ROBUSTE DU CONVERTISSEUR MONOPHASE ALTERNATIF - ALTERNATIF EN UTILISANT LE REGLAGE PAR LES MODES DE GLISSEMENT [24]

La commande par les modes de glissement que nous avons appliqué au convertisseur alternatif - alternatif dans le chapitre précédent n'a pas pris en compte les variations paramétriques du modèle du convertisseur. Nous avons vu que l'augmentation de la résistance de charge fait diminuer l'amplitude du courant de charge ce qui fait chuter les performances du réglage.

Pour remédier à ce problème et afin de profiter des avantages qu'offre la commande par les modes de glissement à savoir la robustesse aux variations paramétriques du modèle et la prise en compte des perturbations, nous allons synthétiser une commande qui permet d'obtenir la robustesse à ces variations.

Pour cela, on procédera à un autre choix de la surface de glissement qui permettra d'atteindre la position d'équilibre, ceci malgré les variations dynamiques et les perturbations externes et les imprécisions du modèle.

III.3.1 Réglage par modes de glissement de la Boucle du courant de charge :

L'équation régissant la boucle du courant de charge est donnée par :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c i_{ch}) \quad (\text{III-36})$$

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

Nous définissons les erreurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = i_{ch} - i_{chd} \quad \text{avec} \quad e_2 = \frac{de_1}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{III-37})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} e_2 = \frac{1}{2L_c} \left(\dot{u}_1 X + \left(\dot{X} - \frac{R_c}{L_c} X \right) u_1 - \dot{Y} + \frac{R_c}{L_c} \dot{Y} + \frac{2R_c^2}{L_c} e_1 + \frac{2R_c^2}{L_c} i_{chd} \right) - \ddot{i}_{chd} \end{array} \right. \quad (\text{III-38})$$

Considérons la surface de glissement :

$$S = e_2 + \lambda e_1 \quad \text{avec} \quad \lambda > 0 \quad (\text{III-39})$$

Nous avons donc :

$$\frac{dS}{dt} = \frac{1}{2L_c} \dot{u}_1 X + \left(\frac{1}{2L_c} \dot{X} - \frac{R_c}{2L_c^2} X + \frac{\lambda}{2L_c} X \right) u_1 + \left(\frac{R_c^2}{L_c^2} - \frac{R_c}{L_c} \lambda \right) e_1 + \left(\frac{R_c^2}{L_c^2} - \frac{R_c}{L_c} \lambda \right) i_{cha} - \frac{1}{2L_c} \dot{Y} + \left(\frac{R_c}{2L_c} - \frac{\lambda}{2L_c} \right) Y - \lambda \dot{i}_{cha} - \ddot{i}_{cha}$$

Imposons la dynamique suivante :

$$\frac{dS}{dt} = -q \text{Sign}(S) - kS \quad (\text{III-41})$$

En faisant l'égalité entre (IV-40) et (IV-41), on obtient l'expression de la commande de la boucle du courant de charge :

$$\dot{u}_1 = \frac{2L_c}{X} \left(-q \text{sig}(S) - kS + \left(\frac{R_c}{2L_c^2} X - \frac{1}{2L_c} \dot{X} - \frac{\lambda}{2L_c} X \right) u_1 + \left(\frac{R_c}{L_c} \lambda - \frac{R_c^2}{L_c^2} \right) e_1 + \left(\frac{R_c}{L_c} \lambda - \frac{R_c^2}{L_c^2} \right) i_{cha} + \frac{1}{2L_c} \dot{Y} + \left(\frac{\lambda}{2L_c} - \frac{R_c}{2L_c^2} \right) Y + \lambda \dot{i}_{cha} + \ddot{i}_{cha} \right)$$

III.3.2 Choix des paramètres du régulateur à structure variable :

La commande à structure variable est caractérisée par la surface de glissement donnée par :

$$S = e_2 + \lambda e_1 \quad (\text{III-43})$$

$$\text{avec : } e = e_1 \text{ et } e_2 = \frac{de_1}{dt} \quad (\text{III-44})$$

En régime de glissement :

$$S = 0 \text{ d'où : } e_2 + \lambda e_1 = 0 \quad (\text{III-45})$$

Donc :

$$\lambda = -\frac{e_2}{e_1} = -\frac{\dot{e}}{e} \quad (\text{III-46})$$

En intégrant, on va avoir :

$$e = \beta e^{-\lambda t} \quad (\text{III-47})$$

D'après cette expression, λ se présente comme un coefficient déterminant pour la rapidité et la convergence du système. Plus ce coefficient est grand, plus la convergence est rapide, mais pratiquement dès un certain seuil, l'augmentation de λ peut faire diverger le système.

III.3.3 Résultats de simulation :

Pour tester la robustesse de la commande par les modes de glissement développée précédemment, on effectue trois tests de robustesse :

1^{er} Test de robustesse :

On augmente comme précédemment la valeur de la résistance de charge de 100% à $t = 0.2s$.

2^{ème} Test de robustesse :

Pour montrer l'efficacité de la commande par modes de glissement à prendre en compte les erreurs et les imprécisions de la modélisation. On introduit un nouveau modèle de la boucle du courant de charge ceci sans changement de la loi de commande :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1(X - 16) - Y - 2R_c(i_{ch} + 2)) \quad (\text{III-48})$$

Pour cela on applique deux algorithmes de commande. Le premier en utilisant la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov et le deuxième en utilisant les modes de glissement.

3^{ème} Test de robustesse :

Dans ce test, on additionne une perturbation aléatoire au modèle de la boucle du courant de charge :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1X - Y - 2R_c i_{ch}) + v(t) \quad (\text{III-49})$$

avec $v(t)$ un bruit Blanc.

Les résultats de simulations sont donnés par les figures suivantes :

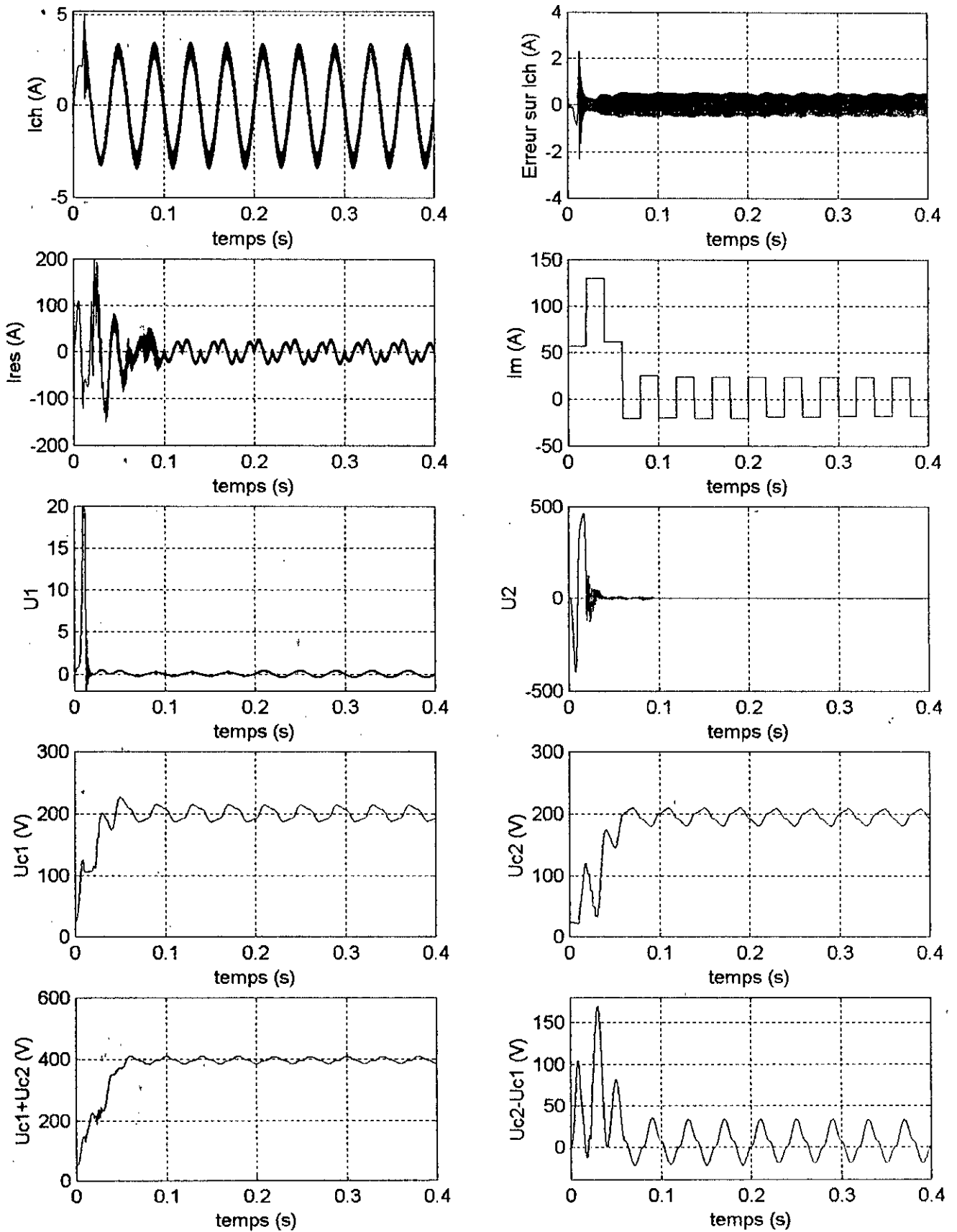


Figure (III-4) : Résultats de simulation de la commande par mode de glissement du convertisseur avec augmentation de R_C de 100% à $t = 0.2s$.

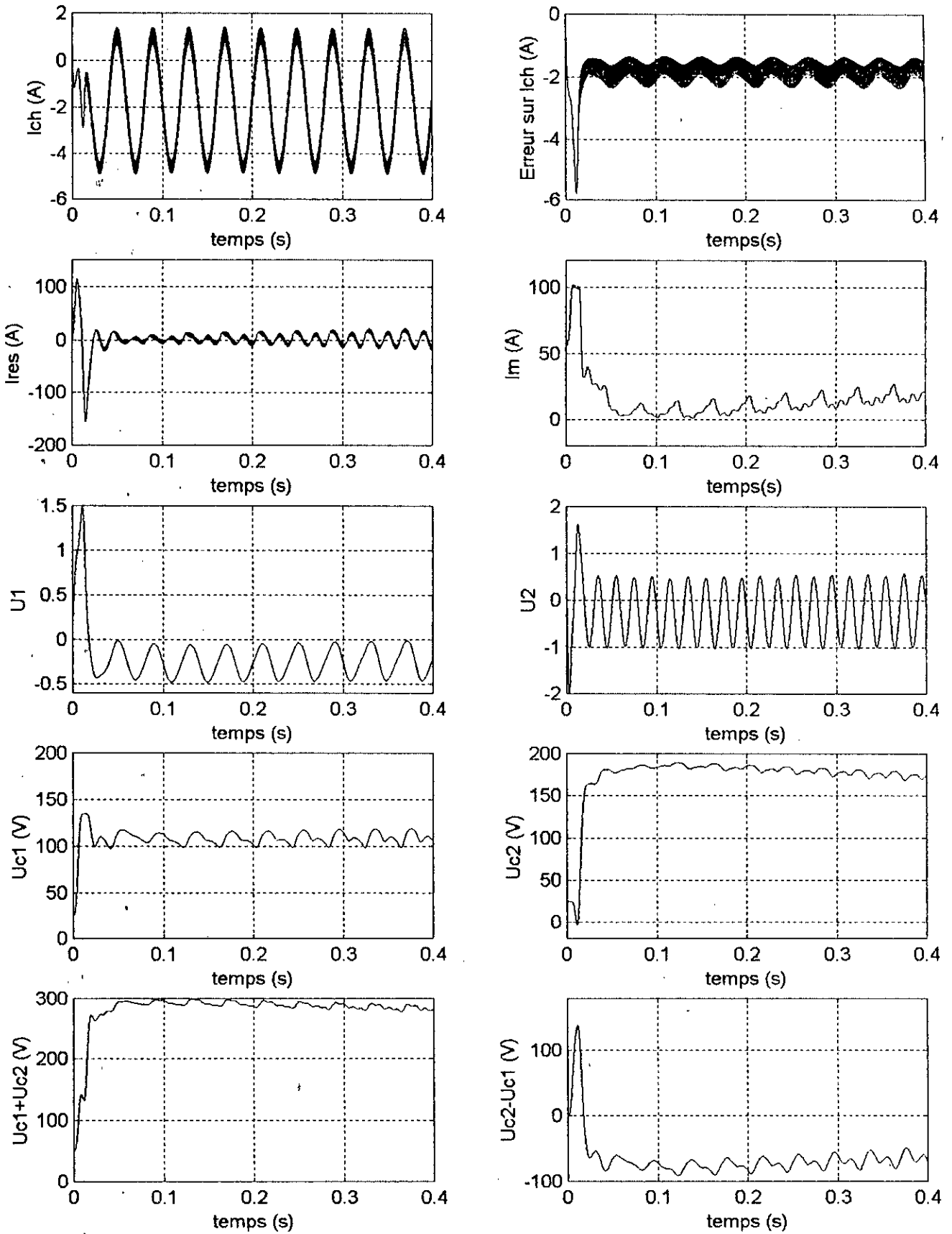


Figure (III-5) : Résultats de simulation de la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov du convertisseur avec changement du modèle de la boucle du courant de charge.

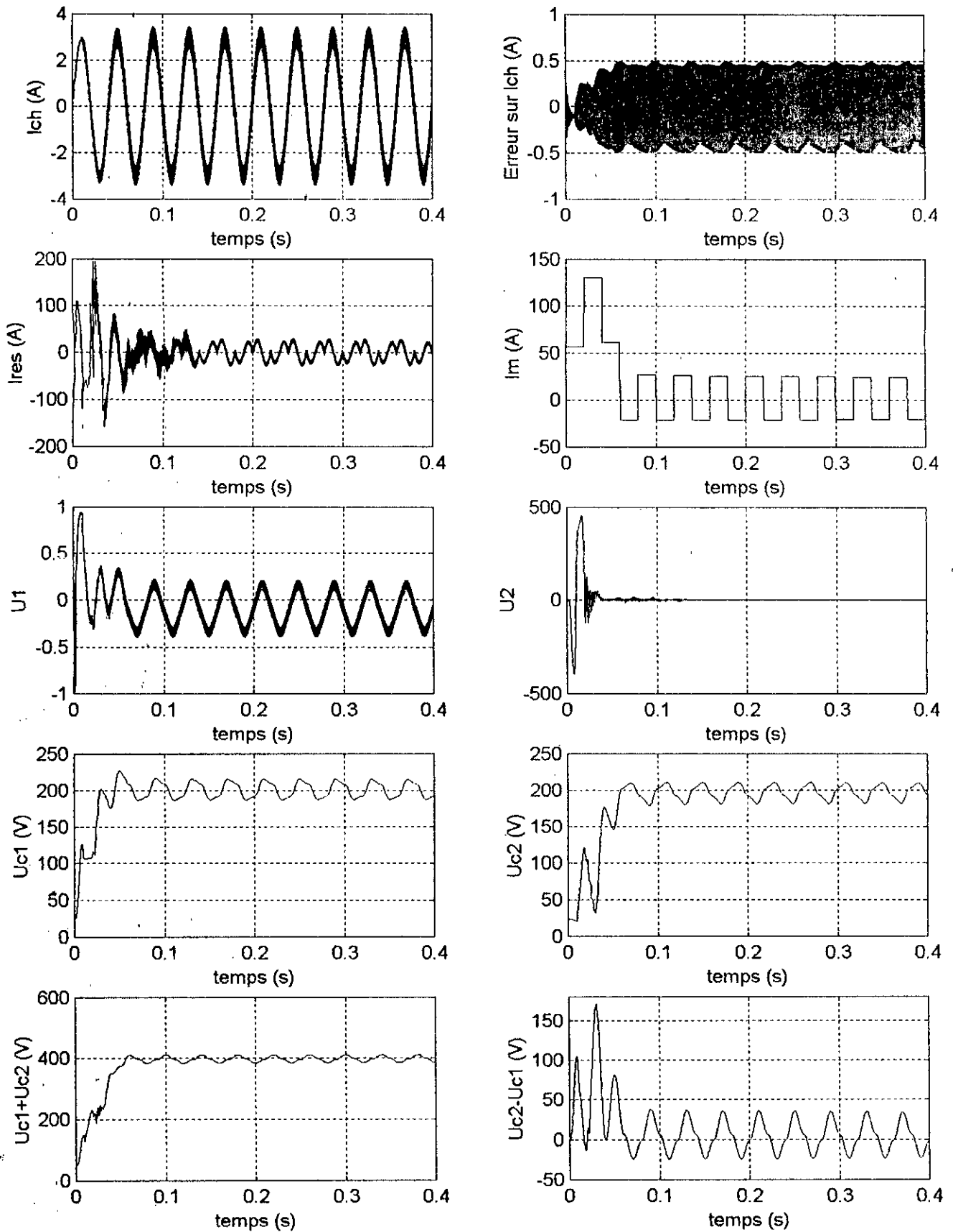


Figure (III-6) : Résultats de simulation de la commande par les modes de glissement du convertisseur avec changement du modèle de la boucle du courant de charge.

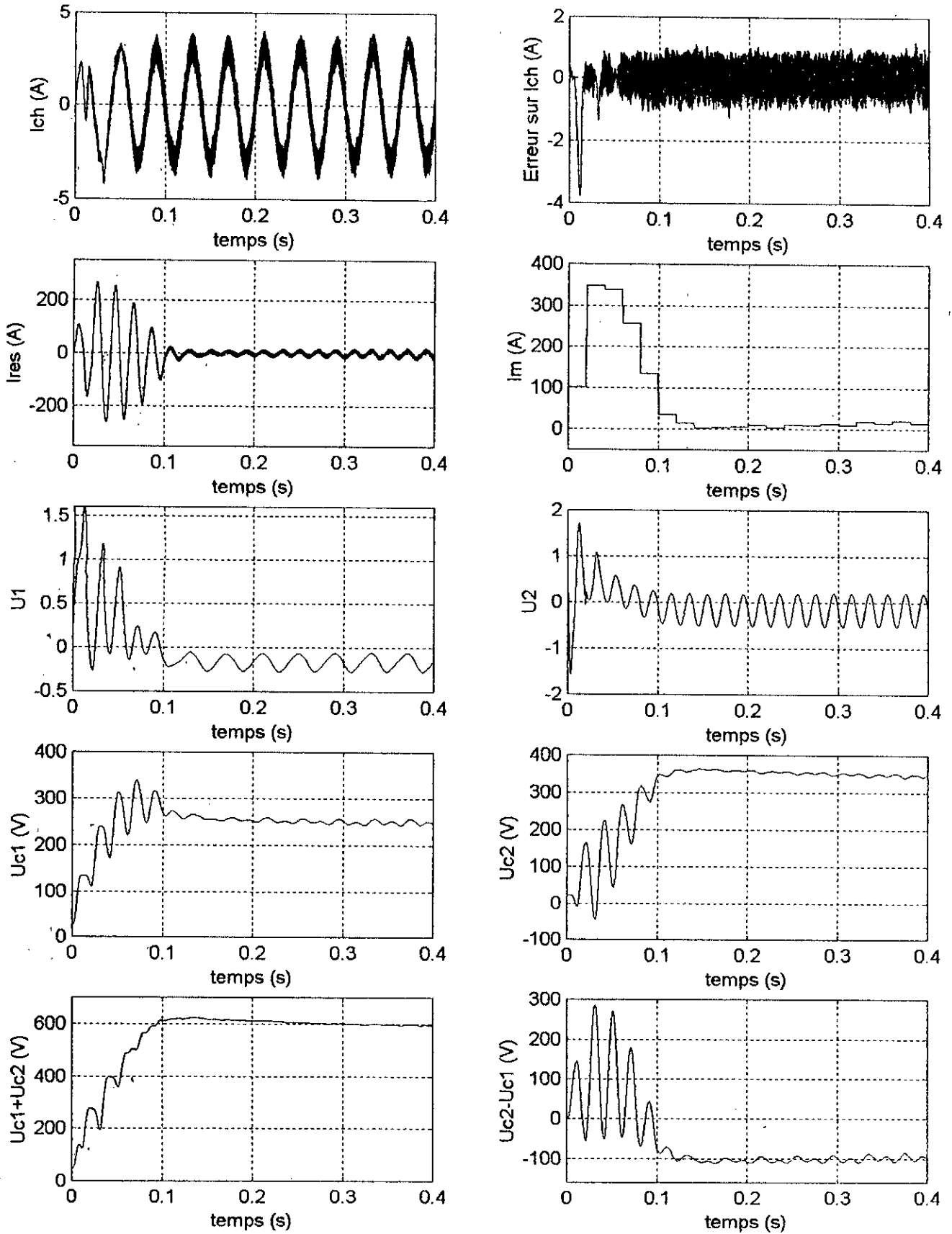


Figure (III-7) : Résultats de simulation de la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov du convertisseur avec addition de perturbation sur le modèle de la boucle du courant de charge.

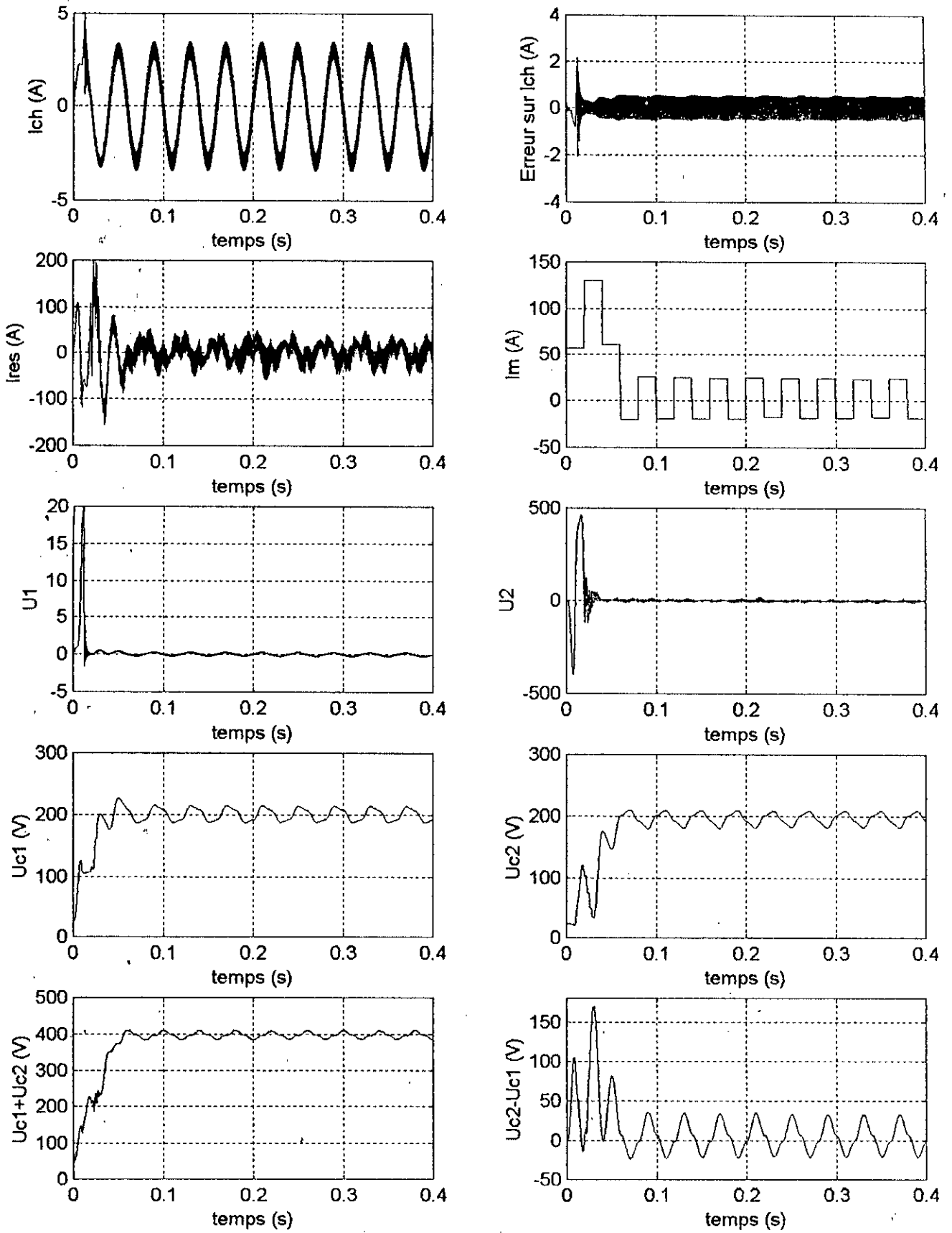


Figure (III-8) : Résultats de simulation de la commande par les modes de glissement du convertisseur avec addition de perturbation sur le modèle de la boucle du courant de charge.

III.3.4 Interprétation des résultats de simulation de la commande par modes de glissement :

La figure (III-4) montre la robustesse du réglage par modes de glissement à la variation des paramètres du modèle en l'occurrence la résistance de charge.

La figure (III-5) montre que l'erreur de modélisation sur la boucle du courant de charge affecte considérablement les performances du réglage, ceci en utilisant le réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov, par contre la commande par les modes de glissement est peu sensible à ces erreurs, figure (III-6).

La figure (III-7) montre l'effet d'une perturbation sur le courant de charge en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov.

Enfin la figure (III-8) montre le filtrage des perturbations qui peuvent s'additionner au modèle du courant de charge en utilisant la commande par les modes de glissement.

III.4 CONCLUSION

Sur la base des algorithmes de commande que nous avons développés dans le deuxième chapitre en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov et la commande par les modes de glissement, nous avons pu rendre la commande du convertisseur insensible aux différentes variations paramétriques, ceci en développant des lois de commande qui prennent en compte ces variations afin de garder un certain niveau de performances de réglage.

Nous avons vu deux types de commande adaptative. La première méthode consiste à faire un retour d'état dynamique en exploitant la théorie de stabilité de Lyapunov en augmentant la fonction de Lyapunov d'un terme. Cette fonction permet de mettre à jour la commande u_1 pour prendre en compte les variations paramétriques pouvant se produire sur les paramètres du modèle du convertisseur. La deuxième méthode est basée sur la commande par les modes de glissement avec un choix particulier sur la surface de glissement. Cependant, l'expression de la commande est devenue plus complexe relativement aux commandes développées précédemment. Cette surface de glissement permet d'atteindre les positions d'équilibre malgré les variations paramétriques du modèle et l'addition de perturbations aléatoires non modélisables, ceci sans estimation ou adaptation. On peut dire que cette commande est une *commande adaptative passive*.

Dans le prochain chapitre nous allons faire plusieurs combinaisons des différents algorithmes de commande que nous avons vus pour les trois boucles du convertisseur.

Chapitre IV

***Etude comparative des algorithmes de
commande du convertisseur***

ETUDE COMPARATIVE DES ALGORITHMES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR

IV.1 INTRODUCTION

Nous avons élaboré au premier chapitre un modèle des trois boucles du convertisseur alternatif - alternatif direct monophasé, ensuite nous avons développé différentes stratégies de commande, de la boucle de courant de charge, de la boucle de courant de réseau et de la boucle de tension.

Dans ce chapitre nous allons appliquer plusieurs combinaisons des algorithmes que nous avons vue au chapitre II pour les trois boucles du convertisseur.

Les conditions de simulation restent les mêmes que pour le chapitre II.

IV.2 Premier Réglage :

Nous appliquons un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les deux boucles de courant et une commande classique échantillonnée pour la boucle de tension avec une période d'échantillonnage de 20 ms. Nous imposons un courant de charge de fréquence 15 Hz et d'amplitude de 5A. Nous imposons une consigne de 300 V.

IV.3 Deuxième Réglage :

Dans ce réglage, nous appliquons une commande par les modes de glissement pour les deux boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension avec une consigne de 150V.

IV.4 Troisième Réglage :

Nous appliquons une commande par les modes de glissement pour les deux boucles de courant et un réglage échantillonné classique pour la boucle de tension avec une consigne de 150 V.

IV.5 Quatrième Réglage :

Nous appliquons un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les deux boucles de courant avec une consigne de 8A et de 10 Hz pour le courant de charge et un réglage par les modes de glissement pour la boucle de tension.

IV.6 Cinquième Réglage :

Les deux boucles de courant sont commandées en utilisant un retour d'état linéarisant avec réglage par régulateur *PI*. La consigne du courant de charge est de 2A et de fréquence 20Hz. La boucle de tension est commandée par la théorie de stabilité de Lyapunov avec une consigne en échelon de 200V.

IV.7 Sixième Réglage :

Dans cet algorithme, nous appliquons un réglage par hystérésis avec une bande de 0.3 pour les deux boucles de courant, la référence du courant de charge est de 2A et 15Hz. La boucle de tension est commandée par la théorie de stabilité de Lyapunov avec une référence de 300V et un changement de consigne à $t = 0.4s$ de 250V.

IV.8 Septième Réglage :

Le dernier algorithme consiste à commander les deux boucles de courant par hystérésis avec une bande de 0.7. La boucle de tension est commandée par les modes de glissement en imposant une consigne en échelon de valeur 200V.

IV.9 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont présentés par les figures suivantes :

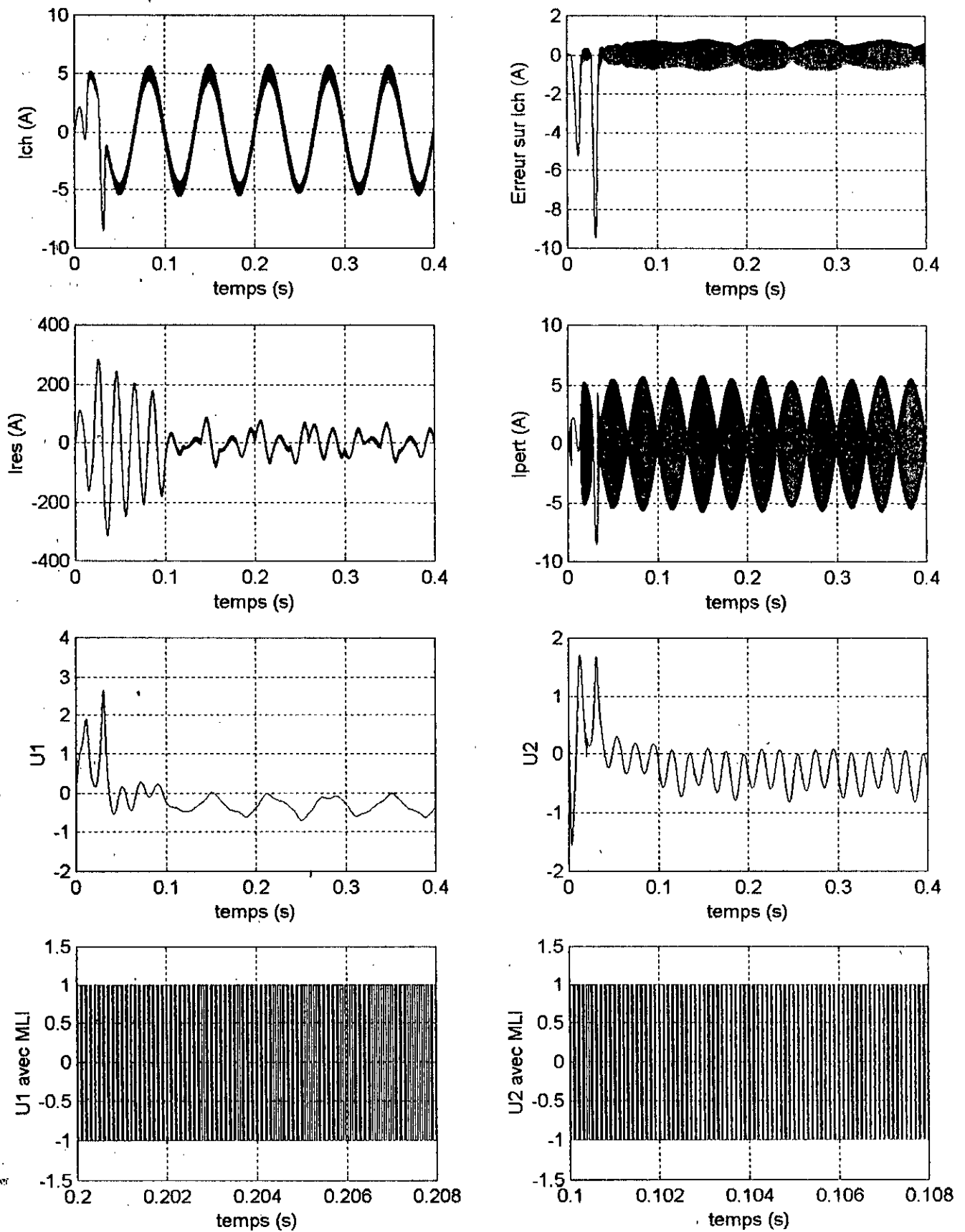


Figure (IV-1.a) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les boucles de courant et un réglage classique pour la boucle de tension.

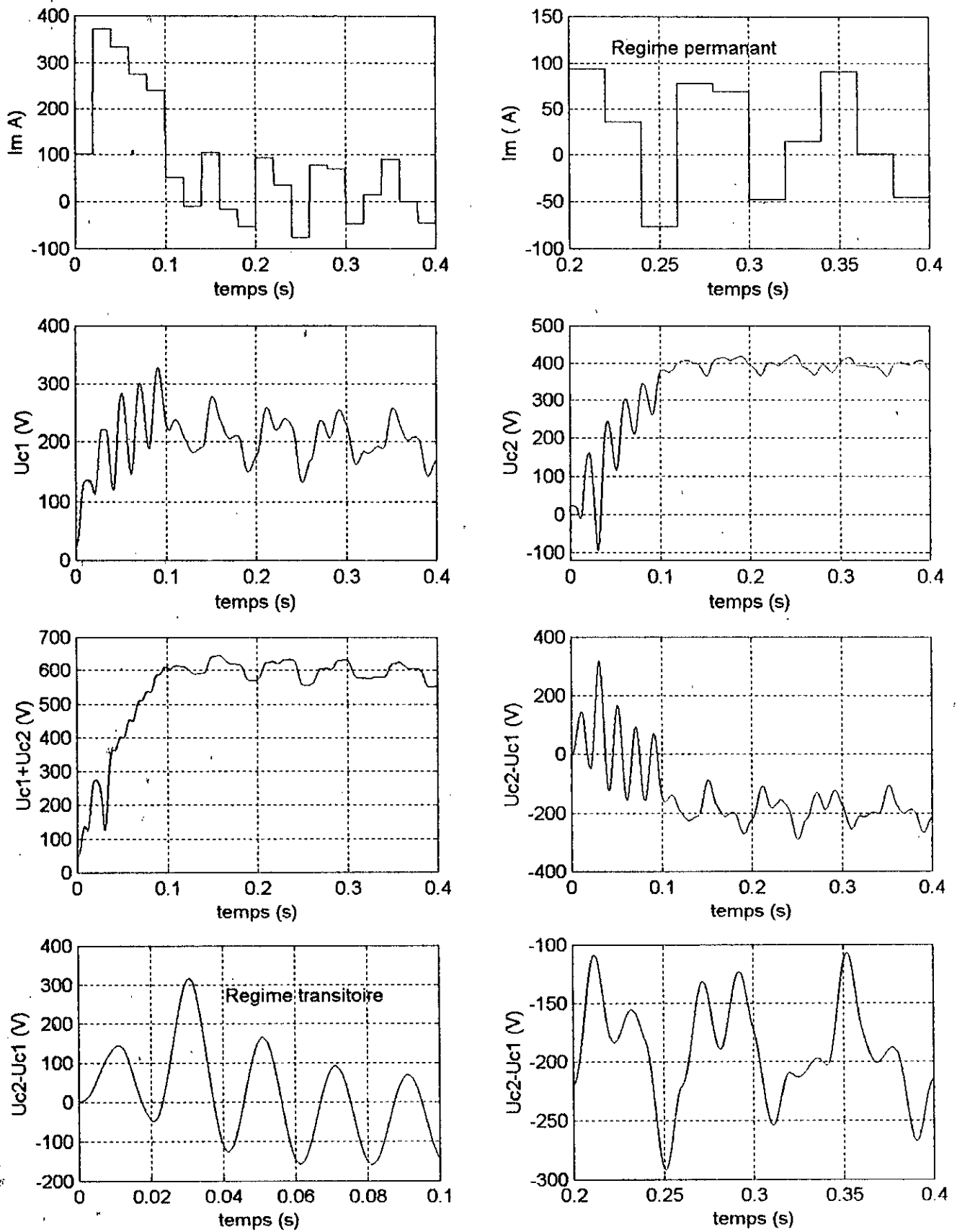


Figure (IV-1.b) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les boucles de courant et un réglage classique pour la boucle de tension.

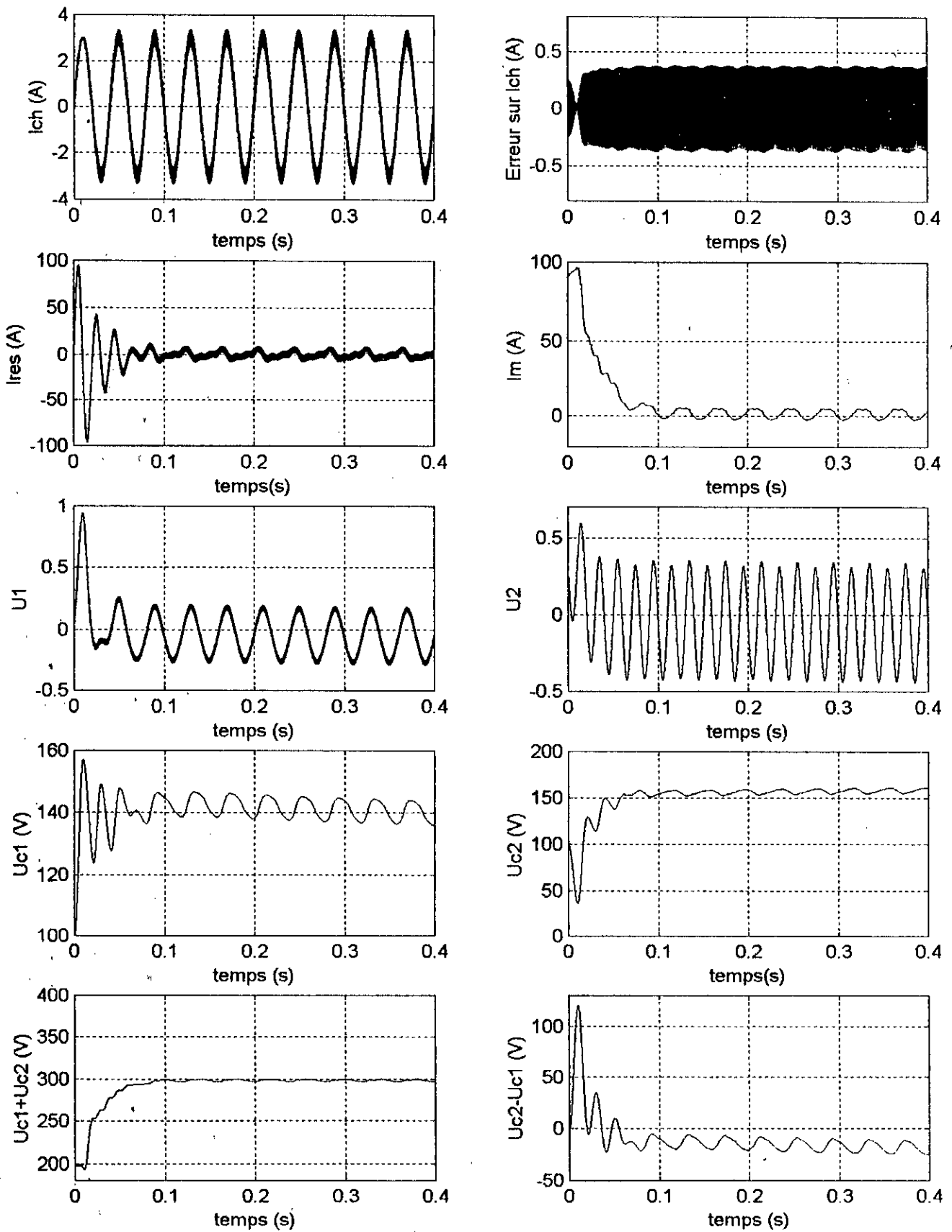


Figure (IV-2) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.

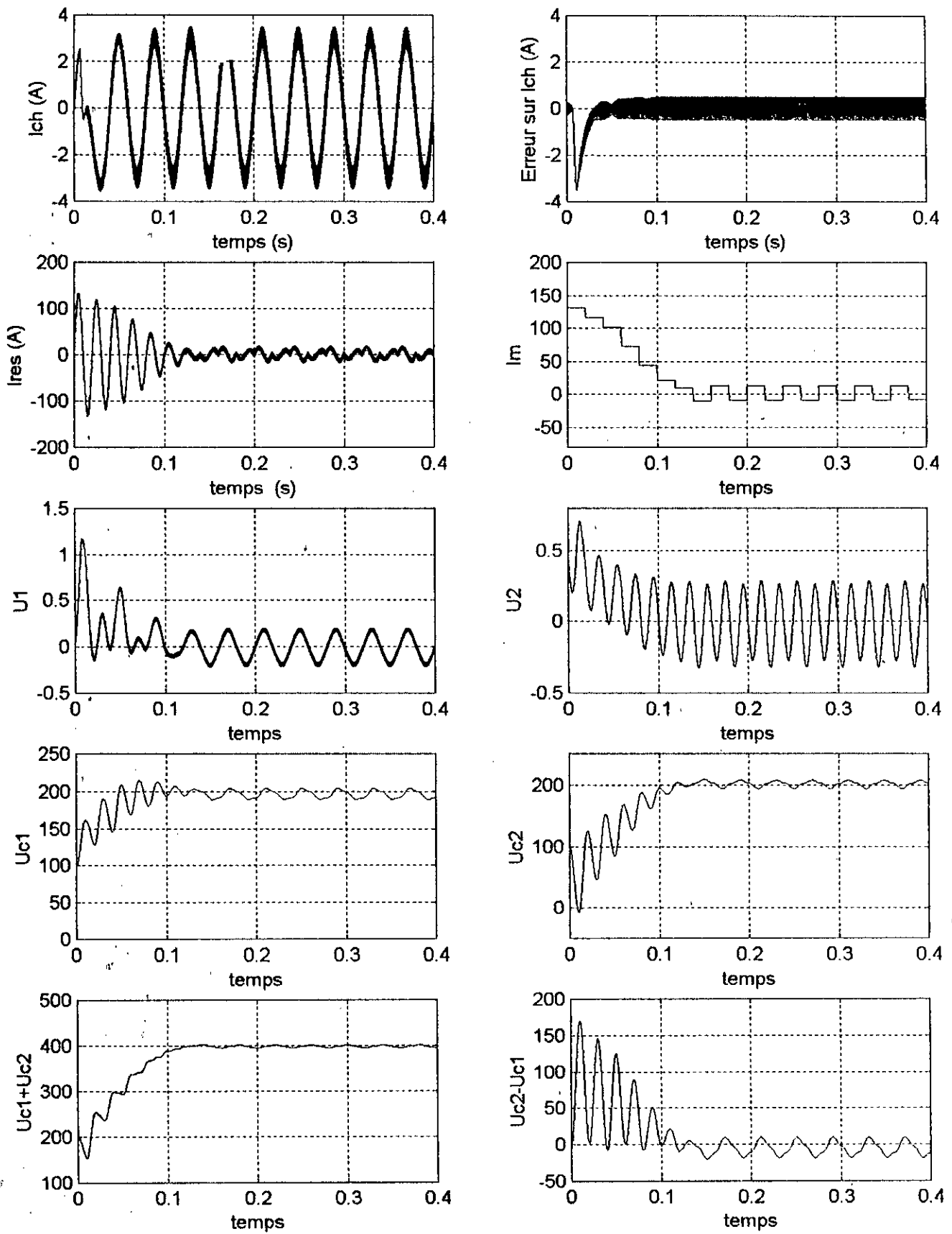


Figure (IV-3) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par les modes de glissement pour les boucles de courant et un réglage Classique pour la boucle de tension.

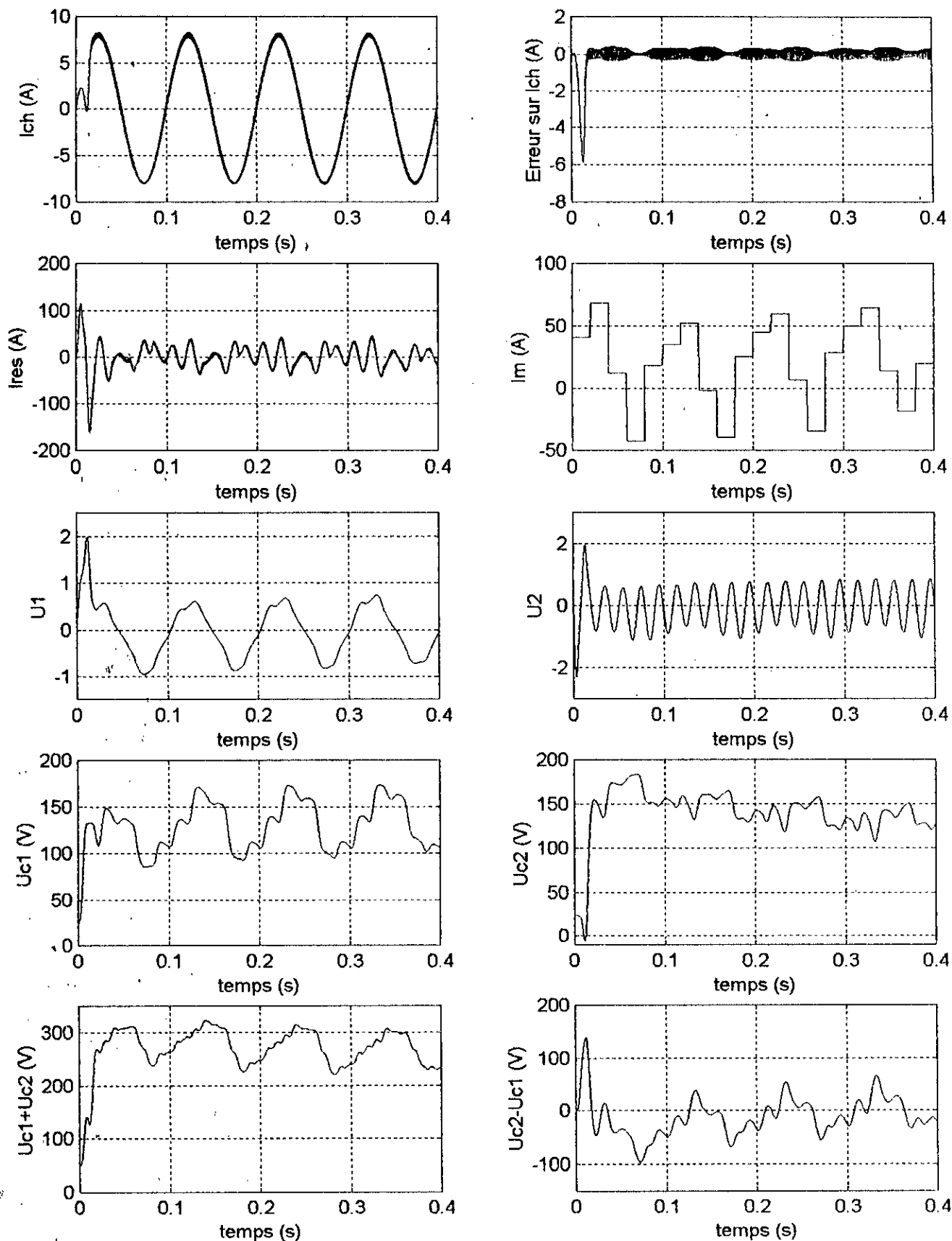


Figure (IV-4) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les boucles de courant et un réglage par les modes de glissement pour la boucle de tension.

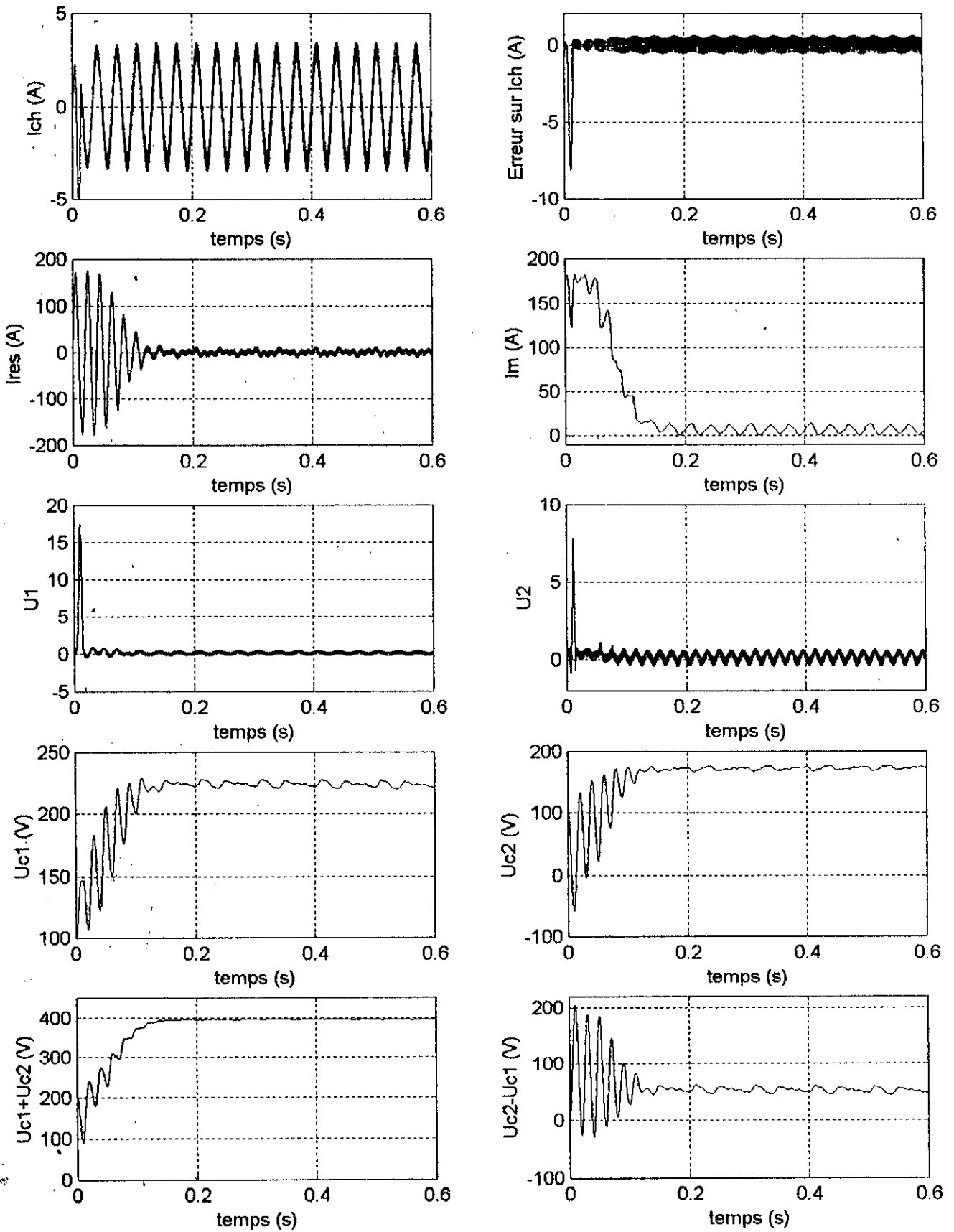


Figure (IV-5) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par retour d'état linéarisant pour les boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.

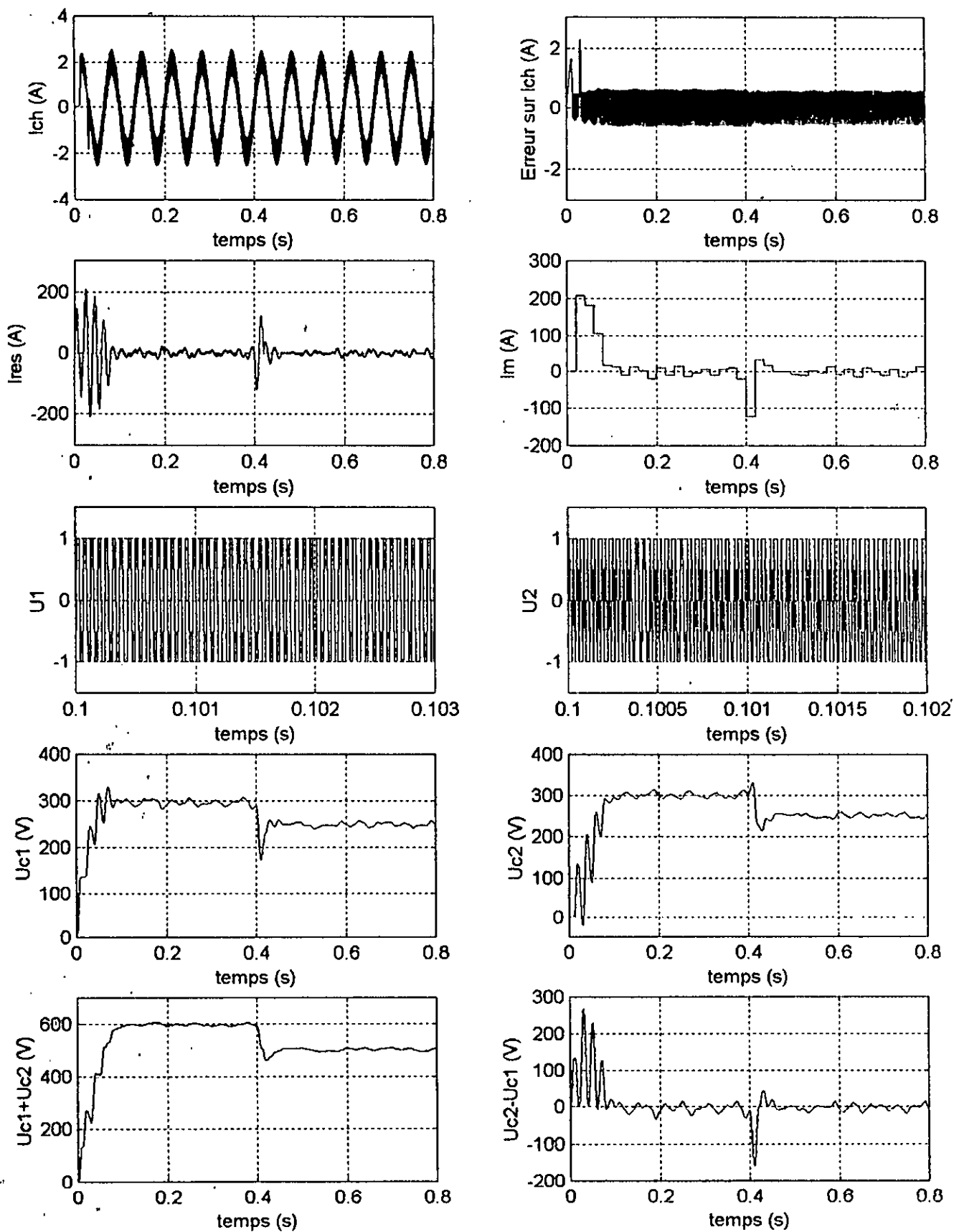


Figure (IV-6) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par Hysterisis pour les boucles de courant et un réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.

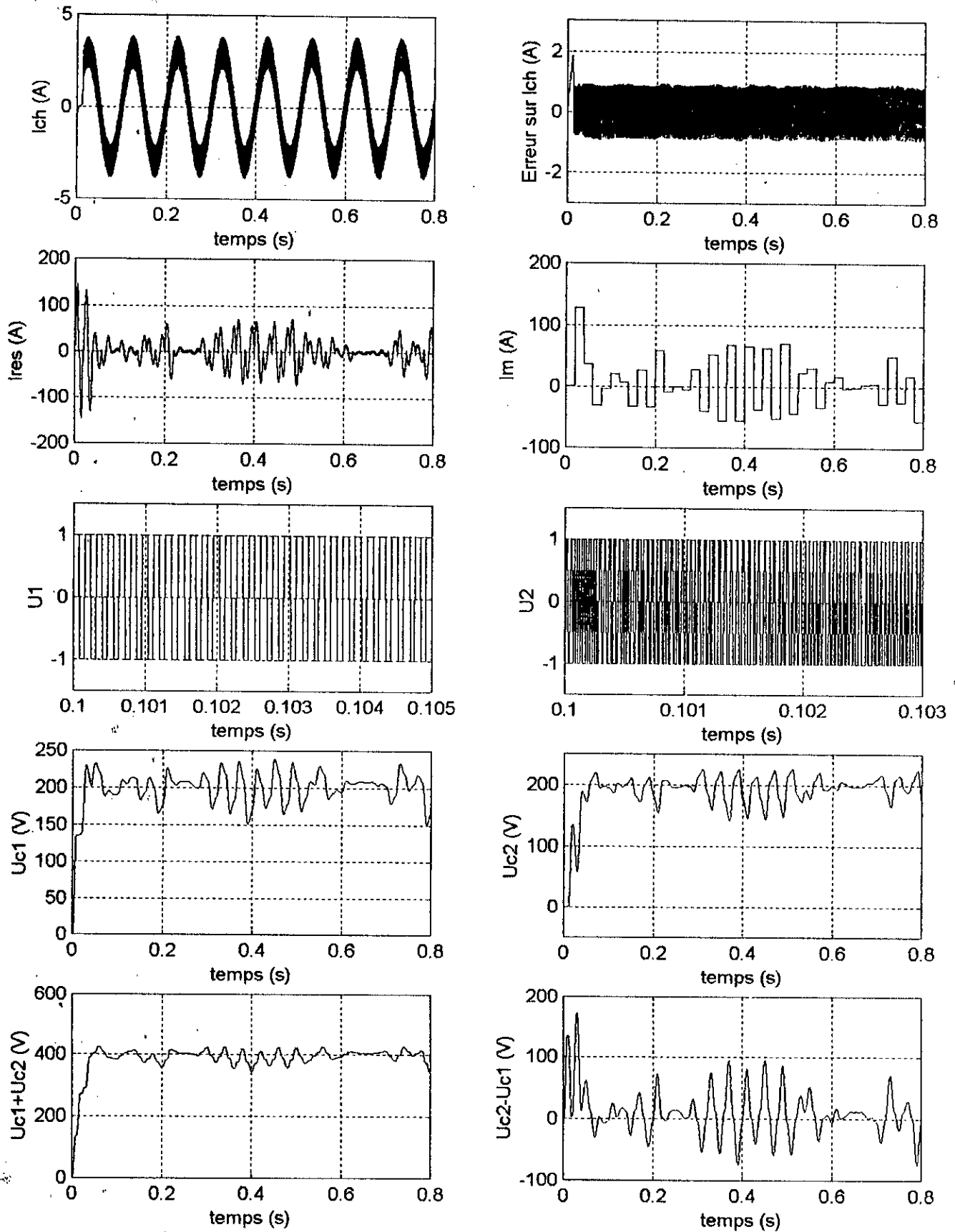


Figure (IV-7) : Résultats de simulation de la commande du convertisseur en utilisant un réglage par Hystérésis pour les boucles de courant et un réglage par les modes de glissement pour la boucle de tension.

IV.10 Interprétations et commentaires des résultats de simulation:

IV.11 Premier Réglage :

- D'après les résultats de simulation des figures (IV-1.a) et (IV-1.b) nous pouvons voir que le réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov permet de stabiliser les deux boucles de courant. Le courant de charge atteint sa référence sinusoïdale au bout de 0.035s avec une erreur qui dépasse les 8 A au régime transitoire.
Ce réglage nous permet pas d'améliorer les performances au régime transitoire car la commande qui stabilise le système choisi est figée donc non réglable.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz et en phase avec la tension du réseau.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence de 600V (avec des ondulations autour de la consigne).
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} ne convergent pas vers leurs valeurs de consigne à savoir 300V. La tension U_{C1} atteint 200 V et U_{C2} atteint 400V (ce qui fait une moyenne de 600V), ceci en raison de la boucle de tension qui fait le réglage de la tension moyenne de U_{C1} et U_{C2} . Cette différence se voit au niveau de la figure donnant la tension ($U_{C2} - U_{C1}$) qui prend des valeurs importantes à l'intérieur de l'intervalle [-300 -100] avec une tension qui atteint les 316V au régime transitoire.

IV.12 Deuxième Réglage :

Les résultats de simulation de cet algorithme donnés par la figure (IV-2) nous permet de constater que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence sinusoïdale de 25 Hz et d'amplitude 3A.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence sans dépassement, c'est le cas aussi des deux tensions U_{C1} et U_{C2} .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 120V et oscille entre -25V et -5V.
- Il est a noter que le courant maximum du réseau qui est fournit par la boucle de tension prend tantôt des valeurs positives tantôt des valeurs négatives. Ceci signifie que le facteur de puissance prend des valeurs +1 et -1.

IV.13 Troisième Réglage :

Les résultats de simulation donnés par la figure (IV-3) nous permet de constater que :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence sans dépassement ainsi que les deux tensions U_{C1} et U_{C2} . 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 différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 102V au régime transitoire et oscille entre -7.5 et 0V en régime établi.

IV.14 Quatrième Réglage :

Les résultats de simulation donnés par la figure (IV-4) nous permet de voir que :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale avec une erreur en régime transitoire qui atteint les -6 V.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence avec des oscillations importantes autour de la consigne [220 323] c'est le cas aussi pour les deux tensions U_{C1} et U_{C2} .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 140V et oscille entre -70 et 66V.

IV.15 Cinquième Réglage :

Les résultats de simulation sont donnés par la figure (IV-5). On constate que :

- Le courant de charge atteint sa référence sinusoïdale de 2A et 20Hz au bout de 0.015s.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence de 400V c'est le cas aussi pour les deux tensions U_{C1} et U_{C2} .
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 107V et oscille entre -14 et +14V.
- La commande u_1 prend une valeur importante pour atteindre. Cette valeur importante est due aux gains importants du régulateur PI.

IV.16 Sixième Réglage :

D'après la figure (IV-6) nous pouvons constater ce qui suit :

- Le courant de charge atteint sa référence sinusoïdale.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{res} avec une fréquence de 50 Hz.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence avec un dépassement de 6 % lors du changement de consigne.
- La commande I_m qui permet le contrôle de la boucle de tension prend des valeurs élevées ceci pour faire face à un changement brusque de la référence 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.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références.
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 267V et oscille entre -18 et 15V.

IV.17 Septième Réglage :

Les résultats de simulation donnés par la figure (IV-7) permet de constater ce qui suit :

- Le courant de charge atteint sa référence sinusoïdale.
- Le courant du réseau est en phase avec V_{ref} avec une fréquence de 50 Hz d'où un facteur de puissance unitaire.
- La tension ($U_{C1} + U_{C2}$) suit sa référence de 400V avec des oscillations autour de cette valeur.
- La différence de tension ($U_{C2} - U_{C1}$) atteint les 171V et oscille entre -74 et 70V avec augmentation de cette valeur lors du changement de consigne à $t = 0.4s$.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références. La différence entre ces deux tensions reste libre, ceci en l'absence de commande qui nous permet de la contrôler.
- Nous remarquons que la qualité du réglage est meilleure quand la bande d'hystérésis prend des valeurs faibles ceci permet la diminution des fortes oscillations sur les sorties.

IV.18 CONCLUSION

Nous avons pu voir dans ce chapitre différentes combinaisons d'algorithmes de commande développés précédemment au chapitre II et les performances obtenues.

Nous avons vu les avantages et les inconvénients de chaque algorithme de commande.

La commande par la théorie de stabilité de Lyapunov permet d'atteindre la fréquence de charge désirée et de stabiliser la boucle de courant de charge, mais ne nous permet pas de contrôler les performances du réglage. Ceci est dû au choix de la commande u_i qui est figée, nous verrons plus loin un autre choix de cette commande qui permet de stabiliser cette boucle (dérivée de la fonction de Lyapunov négative) et de diminuer le régime transitoire, néanmoins les allures des commandes par la théorie de stabilité de Lyapunov restent intéressantes et douces.

La commande par les modes de glissements nous permet aussi d'atteindre les objectifs de réglage avec action sur le régime transitoire (par variation du coefficient "q"). L'inconvénient majeur de cette commande est bien le *Chattering* qui peut nuire aux actionneurs, cet effet indésirable peut être atténué par le remplacement de la fonction *Sign* par la fonction *Smooth*, ceci au dépend des performances de réglage qui diminuent.

L'avantage majeur de la commande par retour d'état linéarisant est la possibilité d'appliquer les méthodes de commandes linéaires (Régulateur *P*, *PI* et *P.I.D*), ceci après avoir appliqué un retour d'état qui permet de linéariser le système. Cependant, nous avons vu que les allures des commandes prennent des valeurs importantes au régime transitoire avant de se stabiliser. En effet, le régulateur classique délivre une grande énergie pour ramener la sortie à sa référence.

La commande par hystérésis présente l'avantage d'être simple à réaliser cela sans utilisation d'une *M.L.I*, car les commandes -1 et +1 délivrées par ce contrôleur peuvent attaquer directement les transistors, mais présente l'inconvénient de fréquences élevées, donc l'obligation d'utiliser des transistors plus performants.

L'évolution de la tension ($U_{C2} - U_{C1}$) reste libre et non contrôlable, elle dépend des états des courants de charge et courant de réseau.

IV .19 TABLEAU COMPARATIF DES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT MONOPHASE AC-AC

LOI DE COMMANDE	AVANTAGES	INCONVENIENTS
<i>Commande Classique échantillonnée</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Régulateurs standards. ✓ Facilité d'implantation. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Inefficacité en zone non linéaire. ✓ Mauvaises performance lors des changements de consigne.
<i>Commande par Hyterisis</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Simplicité d'implantation matérielle. ✓ Compatibilité avec les actionneurs. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Mauvaise précision lorsque la bande d'hysterisis prend des valeurs importantes. ✓ Oscillations à grandes fréquences sur les sorties. ✓ Commande non robuste.
<i>Commande par la théorie de stabilité de Lyapunov</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Bonne précision. ✓ Allures des commandes intéressantes 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Parfois il n'est pas évident de trouver la fonction de Lyapunov qui permet de stabiliser le système.
<i>Commande par retour d'état linearisant</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Implantation des régulateurs classiques aux systèmes non linéaires sans effectuer des approximations (linearisation autour d'un point de référence stationnaire). 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Complexité du calcul mathématique. ✓ Gains Importants nécessaires pour atteindre certaines performances. ✓ Commande non robuste. ✓ Mauvaise précision.
<i>Commande par mode de glissement</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Robustesse vis-à-vis des perturbations aléatoires. ✓ Robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du modèle. ✓ Robustesse vis-à-vis des erreurs et des imprécisions de modélisation. ✓ Très Bonne précision. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Présence du Chattering sur les commandes. ✓ Complexités des expressions des commandes. ✓ Temps de calcul important.
<i>Commande adaptative par retour d'état dynamique</i>	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Très Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du modèle. ✓ Très Bonne précision. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Parfois il n'est pas évident de trouver la fonction de Lyapunov qui permet de stabiliser le système

Chapitre V

***Stratégies de commande du
convertisseur direct AC-AC
avec pont de Clamping***

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC - AC AVEC PONT DE CLAMPING

V.1 INTRODUCTION

Nous avons vu aux précédents chapitres que l'évolution de la différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$ était libre, ceci pour les différents réglages que nous avons élaboré. Cette tension dépend du courant de charge et du courant de réseau ainsi que des valeurs des capacités C_1 et C_2 (équation (I-18)) qui doivent correspondre à de fortes valeurs pour minimiser cette tension, ce qui n'est pas réalisable en pratique, en plus les valeurs de ces deux capacités ne sont pas réellement identiques.

Afin de minimiser la différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$, on va introduire le *pont de Clamping*, ce qui nous permettra d'agir directement sur la cette tension par le biais d'une nouvelle commande. Cela revient en pratique à ajouter deux interrupteurs complémentaires en parallèle avec les deux capacités C_1 et C_2 .

V.2 MODELE DU CONVERTISSEUR ALTERNATIF - ALTERNATIF MONOPHASE AVEC LE PONT DE CLAMPING

En introduisant le pont de Clamping dans le système initial, on obtient la nouvelle structure du convertisseur direct alternatif - alternatif représentée dans la figure (V-1) :

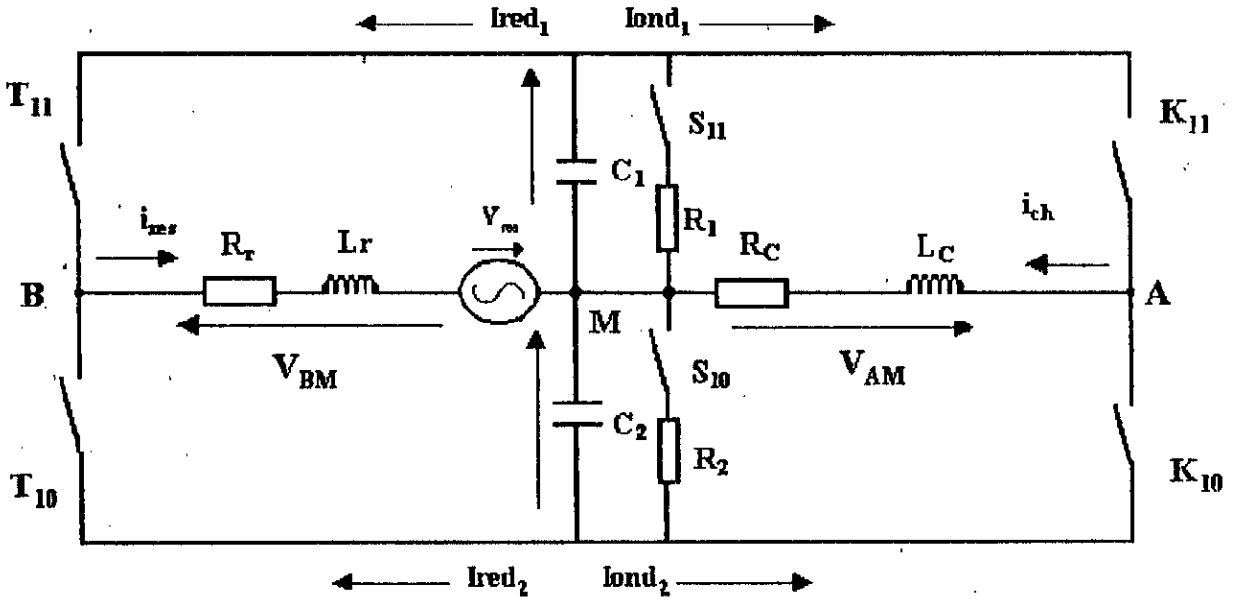


Figure (V-1) : Structure générale du convertisseur direct alternatif - alternatif avec pont de Clamping.

En introduisant le pont de Clamping, les équations régissant les deux tensions U_{C1} et U_{C2} deviennent les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C} (K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11}I_{R1}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} (K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10}I_{R2}) \end{cases} \quad (V-1)$$

A noter que les équations d'état des courants de charge et du réseau restent inchangées :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} (k_{11}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{c2} - R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} (T_{11}(U_{c1} + U_{c2}) - U_{c2} - R_r i_{res} + V_{res}) \end{cases} \quad (V-2)$$

Comme :

$$\begin{cases} I_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} \\ I_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} \end{cases} \quad (V-3)$$

Alors le système d'équations précédent devient :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C} \left(K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11} \frac{U_{C1}}{R_1} \right) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C} \left(K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10} \frac{U_{C2}}{R_2} \right) \end{cases} \quad (V-4)$$

Sachant que les commandes des interrupteurs S_{10} et S_{11} sont complémentaires, c'est à dire $S_{10} = S_{11} - 1$ et en posant : $R_1 = R_2 = R$, on aboutit au système suivant régissant la dynamique du convertisseur direct alternatif - alternatif avec pont de Clamping :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 X - Y - 2R_c i_{ch}) \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2L_r} (u_2 X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{C} \left(u_1 i_{ch} + u_2 i_{res} + u_3 \cdot \frac{1}{2R} (X - Y) \right) \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{ch} + i_{res} + \frac{1}{2R} X - u_3 \cdot \frac{1}{2R} Y \right) \end{cases} \quad (V-5)$$

A noter que :

$$u_1 = 2K_{11} - 1, \quad u_2 = 2T_{11} - 1, \quad u_3 = 2S_{11} - 1, \quad X = U_{C1} + U_{C2} \quad \text{et} \quad Y = U_{C2} - U_{C1}.$$

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 ($U_{C2} - U_{C1}$).

V.3 ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION

L'exploitation du principe de la conservation de la puissance instantanée (égalité entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie du convertisseur) permet d'écrire la relation suivante :

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

avec :

$$I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (V-7)$$

De plus nous avons :

$$i_{C1} + i_{C2} = C \frac{dX}{dt} = 2C \frac{dU_c}{dt} = -i_{ond1} - i_{red1} + I_{R1} + i_{ond2} + i_{red2} - I_{R2} \quad (V-8)$$

Si on pose :

$$I'_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2} + I_{R1} + I_{R2} \quad (V-9)$$

On aboutit alors à la relation suivante :

$$2C \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I'_{pert} \quad (V-10)$$

En remplaçant (V-6) dans (V-7), nous obtenons le modèle de la boucle de tension :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{1}{C} I'_{pert} \quad (V-11)$$

Nous remarquons que le nouveau modèle de la boucle de tension décrit par l'équation (V-11) a la même structure que celui élaboré dans le chapitre I, la seule différence réside dans l'expression de la nouvelle perturbation de la boucle de tension (V-9).

Donc, tous les algorithmes de commande de la boucle de tension élaborés dans le chapitre II restent applicables, mais avec une nouvelle expression de la boucle de tension donnée par l'équation (V-11).

V.4 APPLICATIONS DES ALGORITHMES DE COMMANDE AU CONVERTISSEUR DIRECT ALTERNATIF - ALTERNATIF AVEC PONT DE CLAMPING

V.4.1 Réglage des boucles de courants et de la boucle de tension :

L'introduction du pont de Clamping n'affecte pas les courants de charge et courant du réseau. Les modèles de ces boucles de courant restent inchangés, de même les algorithmes de réglage développés dans le chapitre II restent valables après introduction du pont de Clamping.

Pour la boucle de tension, nous introduisons l'expression de la perturbation (V-9) dans le modèle de cette boucle.

V.4.2 Réglage de la différence $U_{C2} - U_{C1}$:

V.4.2.1 Réglage par Hystérésis :

Pour l'asservissement de la différence entre les deux tensions du filtre capacitif, 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 se résume comme suivant :

$$\begin{cases} \text{si } U_{C2} > U_{C1} & \text{alors } u_3 = 1 \\ \text{si } U_{C2} \leq U_{C1} & \text{alors } u_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{V-12})$$

Remarques :

- L'utilisation du pont de Clamping dans le convertisseur doit se faire à l'aide d'une résistance R , de façon à minimiser pertes de joules.

V.4.2.2 Réglage Hybride hystérésis - Lyapunov :

En utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, on calcul la commande u_3 qui permet de stabiliser la tension $U_{C2} - U_{C1}$ et de là contrôlée.

L'équation différentielle qui régit $U_{C2} - U_{C1}$ est donnée par :

$$\frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_{ch} + i_{res} + \frac{1}{2R} X - u_3 \frac{1}{2R} Y \right) \quad (\text{V-13})$$

avec : $Y = U_{C2} - U_{C1}$ la variable d'état et u_3 la commande.

On défini l'erreur :

$$e_Y = Y - Y_d \text{ avec } Y_d \text{ la valeur désirée de } Y \quad (\text{V-14})$$

Soit la fonction quadratique de Lyapunov suivante :

$$V(e_Y) = \frac{1}{2} e_Y^2 \quad (\text{V-15})$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit toujours négative, on prend :

$$\frac{de_Y}{dt} = -ke_Y \quad (\text{V-16})$$

D'où l'expression de la commande u_3 qui permet de stabiliser la tension $U_{C2} - U_{C1}$:

$$u_3 = \frac{2R}{Y} \left(i_{ch} + i_{res} + \frac{X}{2R} + kC(Y - Y_d) \right) \quad (V-17)$$

Il est à noter que les grandeurs des commandes u_3 calculées précédemment prennent des valeurs assez importantes quand $(U_{C2} - U_{C1})$ tend vers zéro.

Pour remédier à ce problème nous introduisons un réglage hybride. Ce réglage consiste à appliquer la commande par hystérésis au voisinage de zéro, et d'appliquer la commande par la théorie de stabilité de Lyapunov quand la différence $U_{C2} - U_{C1}$ est supérieur en valeur absolue à une certaine valeur que nous définissons.

L'algorithme de réglage est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } |U_{C2} - U_{C1}| < \delta \text{ Alors } \begin{cases} u_3 = +1 & \text{si } U_{C2} > U_{C1} \\ u_3 = -1 & \text{si } U_{C2} \leq U_{C1} \end{cases} \\ \text{Si } |U_{C2} - U_{C1}| > \delta \text{ Alors } u_3 \text{ est calculée en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov} \end{array} \right. \quad (V-18)$$

V.4.3 Validation par simulation du réglage avec pont de Clamping :

V.4.3.1 Premier Réglage :

Dans ce premier réglage, nous avons appliqué une commande par hystérésis pour les deux boucles de courant, avec une bande d'hystérésis nulle et une commande par réglage classique échantillonné pour la boucle de tension.

Nous avons imposé un courant de charge de fréquence 25 Hz et d'amplitude 5A et une tension de référence de 150V pour la boucle de tension.

La tension $U_{C2} - U_{C1}$ est contrôlée en utilisant une commande par hystérésis avec une bande d'hystérésis nulle.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (V-2.a) et (V-2.b).

V.4.3.2 Deuxième Réglage :

Nous appliquons le réglage par la théorie de stabilité de Lyapunov pour les deux boucles de courant et le réglage par modes de glissement pour la boucle de tension.

Nous avons imposé un courant de charge de fréquence 20 Hz et d'amplitude 4A et une tension de référence de 200V pour la boucle de tension.

Pour le contrôle de la tension $U_{C2} - U_{C1}$ nous utilisons un réglage hybride hystérésis - Lyapunov avec $\delta = 5$.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (V-3.a) et (V-3.b).

V.4.3.3 Troisième Réglage :

Nous utilisons dans ce réglage une commande par hysteresis pour les deux boucles de courant et une commande par mode de glissement pour la boucle de tension.

Les consignes de ce réglage sont de 4 A et de 25 Hz pour la boucle du courant de charge et de 150 V pour la boucle de tension.

Pour le contrôle de la tension $U_{C2} - U_{C1}$ nous utilisons un gain proportionnel qui nous permettra d'agir sur les performances du réglage.

Les résultats de ce réglage sont donnés par les figures (V-4.a) et (V-4.b).

V.4.3.4 Interprétation des résultats de simulation :

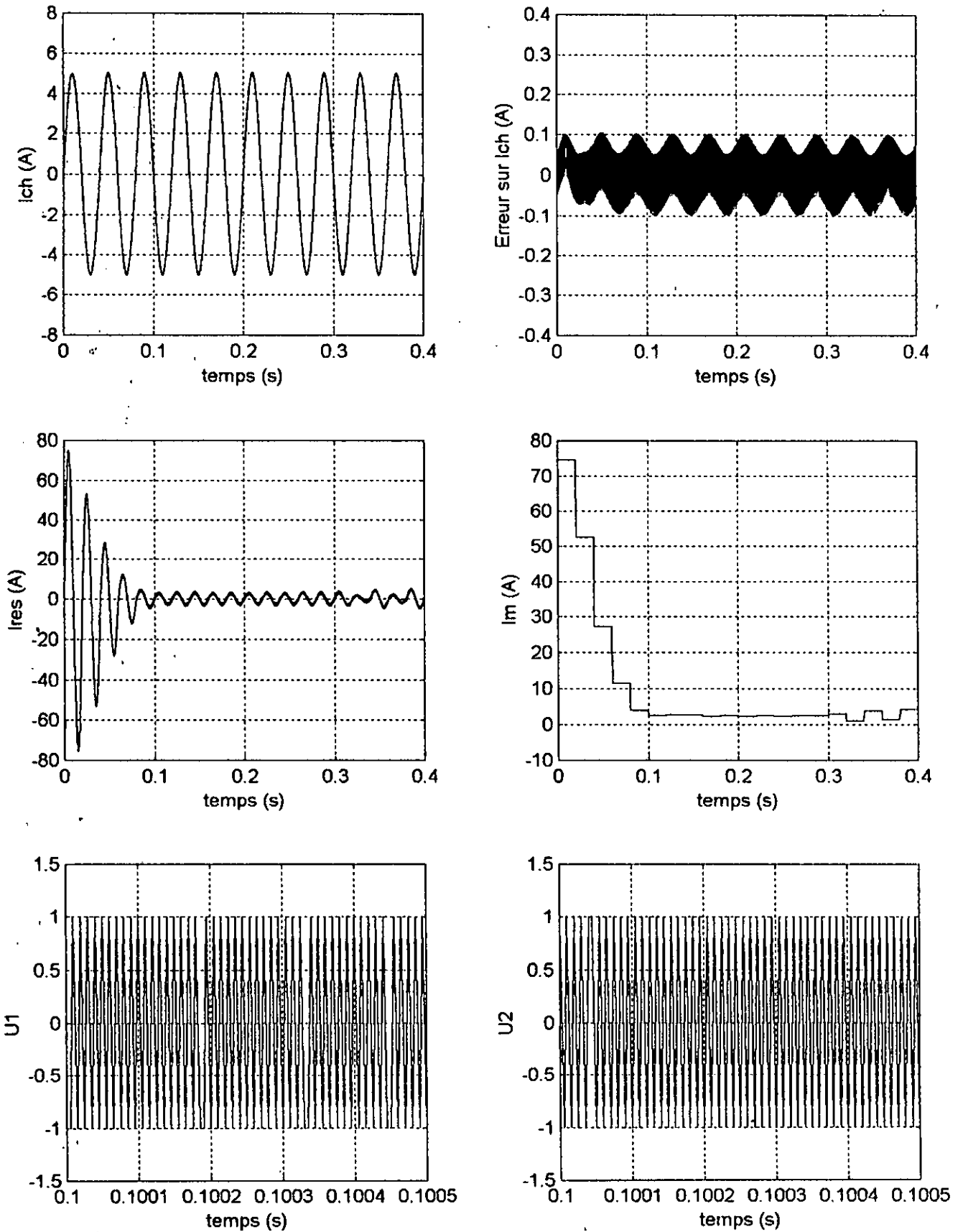


Figure (V-2.a) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le premier réglage.

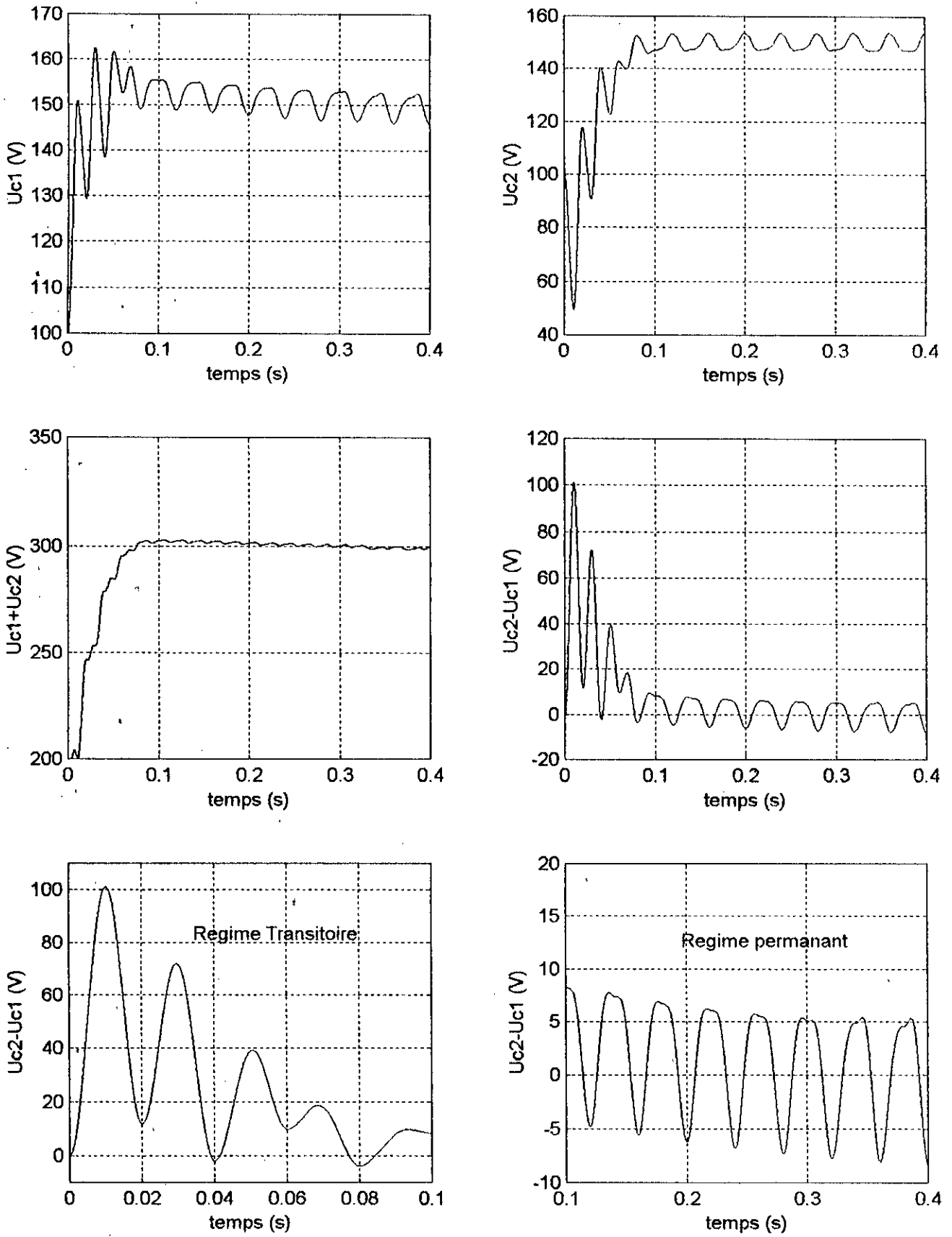


Figure (V-2.b) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le premier réglage.

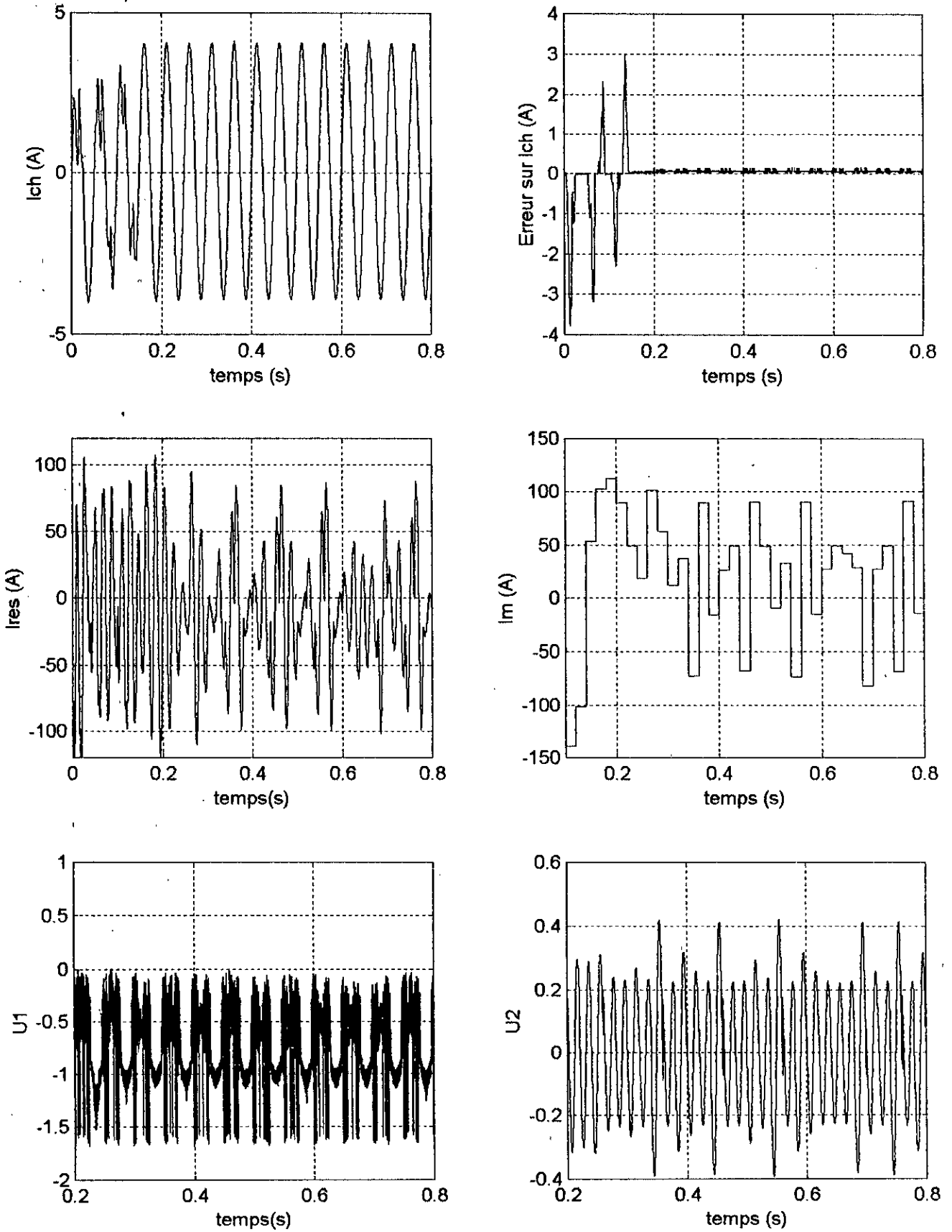


Figure (V-3.a) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le deuxième réglage.

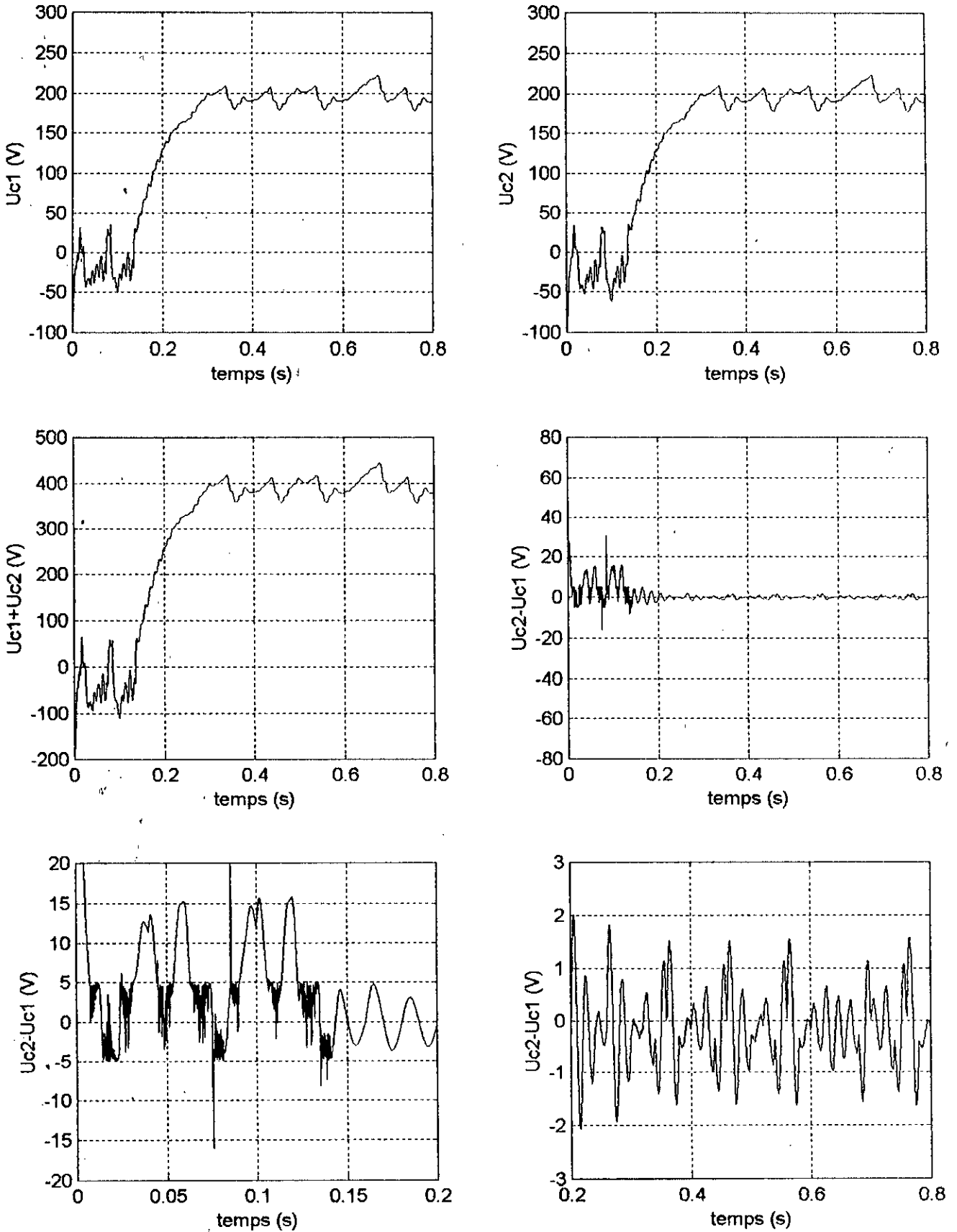


Figure (V-3.b) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le deuxième réglage.

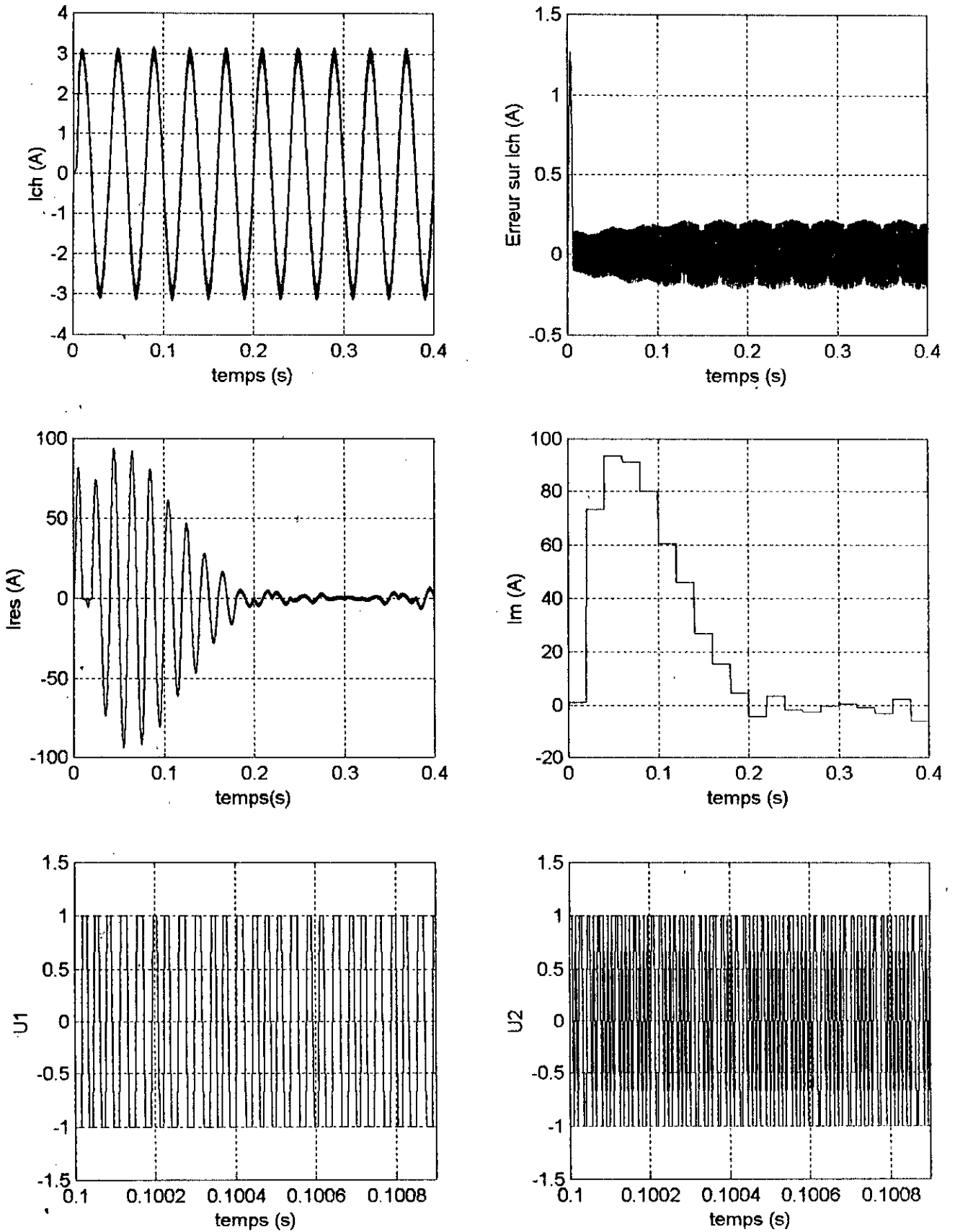


Figure (V-4.a) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le troisième réglage.

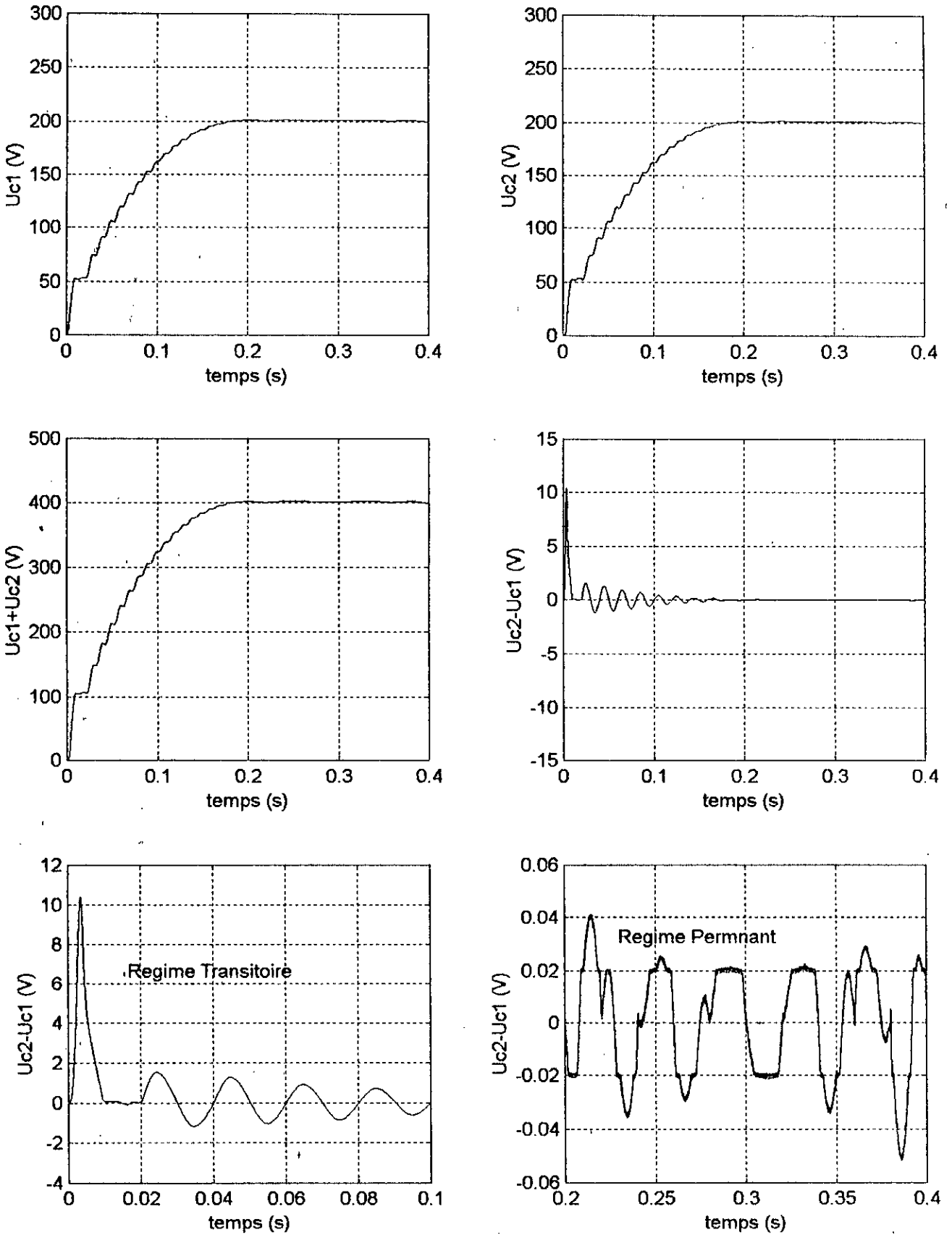


Figure (V-4.b) : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur avec pont de Clamping en utilisant un le troisième réglage.

V.4.3.5 Premier Réglage :

La figure (V-2.a) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence et en amplitude.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz avec un facteur de puissance unitaire.

La figure (V-2.b) montre que :

- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ suit bien sa référence de 300V.
- La différence $U_{C2} - U_{C1}$ prend des valeurs relativement faibles.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références de 150V avec une erreur qui ne dépasse pas les bornes -6V et +6V.

V.4.3.6 Deuxième Réglage :

La figure (V-3.a) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence en fréquence et en amplitude avec un régime transitoire de 0,15 seconds.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz avec un facteur de puissance unitaire.

La figure (V-3.b) montre que :

- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ suit bien sa référence de 400V.
- La différence $U_{C2} - U_{C1}$ se stabilise entre -2 et 2V.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références de 200V.

V.4.3.7 Troisième Réglage :

La figure (V-4.a) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale d'amplitude 5A et de fréquence 10 Hz.
- Le courant du réseau est de fréquence 50 Hz avec un facteur de puissance unitaire.

La figure (V-4.b) montre que :

- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ suit bien sa référence.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références de 150V et se superposent avec une erreur inférieure à 0,06% (la différence $U_{C2} - U_{C1}$ se rapproche de zéro). Cependant comme pour tout réglage, on doit choisir un compromis entre les performances désirées et les valeurs de commande pour atteindre ces performances.

V.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a introduit le pont de Clamping ce qui permet d'agir directement sur la différence $U_{C2} - U_{C1}$ à l'aide d'une nouvelle grandeur de réglage. Par conséquent, les tensions U_{C1} et U_{C2} deviennent presque identiques.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

La présente étude nous a permis d'analyser une nouvelle structure minimale de conversion directe Alternative - Alternative monophasée. Cette structure est composée de deux bras d'interrupteurs seulement, d'où l'appellation " Structure Minimalé ". Le premier bras assure le redressement de la tension alternative fournie par le réseau monophasé. Le deuxième bras assure la conversion Continue - Alternative afin d'alimenter les charges monophasées en courants réglables en fréquence et en amplitude. L'ensemble Redresseur/Onduleur constitue alors le convertisseur alternatif - alternatif quasi - parfait tant au niveau des qualités d'ondes que de la souplesse du réglage. De plus, cette structure assure un facteur de puissance unitaire coté réseau, ce qui permet d'éviter la consommation inutile et pénalisante de l'énergie réactive et donc d'optimiser la consommation d'énergie et d'avoir un taux d'harmonique très faible.

Au préalable, nous avons présenté le modèle du convertisseur monophasé Alternatif - Alternatif en se basant sur les travaux déjà effectués, ceci après présentation du modèle de commande dans le cas d'un fonctionnement en mode commandable du convertisseur pour appliquer différentes lois de commande qui nous permettent de répondre au cahier des charges.

Le modèle en question se compose de deux boucles de courant, à savoir la boucle de courant de charge et la boucle de courant du réseau. Grâce au principe de la conservation de la puissance instantanée nous avons pu faire un découplage entre les courants et les tensions, ce qui nous a permis d'obtenir le modèle régissant la boucle de tension.

Pour contrôler les états du convertisseur à savoir le courant de charge, le courant du réseau et la tension moyenne aux bornes des condensateurs, nous avons développé plusieurs types de commandes linéaires et non linéaires à savoir :

1. La commande linéaire classique échantillonnée.
2. La commande par hystérésis en courant.
3. La commande par le théorème de stabilité de Lyapunov.
4. La commande par les modes de glissement.
5. La commande par retour d'état linéarisant.

Les algorithmes de commande appliqués au convertisseur monophasé sont élaborés sur la base de différentes combinaisons des lois de commandes citées ci dessus.

Il n'existe pas de loi de commande idéale ou parfaite, le choix de l'algorithme de commande à appliquer au convertisseur dépend des performances désirées et des moyens mis en œuvre.

La commande classique présente l'avantage d'être pratique et relativement facile à mettre en œuvre et à régler car les régulateurs linéaires sont de plus en plus standardisés et sont utilisés dans plus de 90% des boucles de régulations et asservissements industriels, il suffit seulement d'introduire les gains Proportionnel, Intégral et Dérivé, mais si le système s'écarte de la zone de linéarité, les régulateurs classiques sont inefficaces, en plus ce type de régulateurs sont peu performants lorsque le procédé est caractérisé par une variation fréquente de consignes.

La commande par hystérésis en courant quant à elle, présente l'avantage d'être très simple à implanter avec des coûts intéressants (on peut utiliser un simple relais à ouverture et à fermeture). L'autre avantage de la commande par hystérésis est la compatibilité des commandes avec les actionneurs (transistors). En effet, on a pas besoin d'utiliser une *M.L.I.* Cependant ce type de régulateur non linéaire ne nous permet pas d'atteindre de grandes précisions et notamment quand la bande d'hystérésis est importante en plus des oscillations à grandes fréquences qui apparaissent sur les sorties. La diminution de cette bande induit

l'augmentation des fréquences des interrupteurs, on risque donc des courts - circuits, d'où le choix d'un compromis qui nous permet d'avoir de bonnes performances de réglages en fonction des caractéristiques des transistors des bras du convertisseur.

La commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov permet de stabiliser et de commander les systèmes linéaires et non-linéaires avec des commandes très douces ce qui permet de minimiser l'énergie. Cette même théorie peut être utilisée pour développer une commande adaptative qui permet de prendre en compte les variations paramétriques du modèle.

La commande à structure variable basée sur la commutation autour d'une surface dans l'espace d'état appelé " Surface de glissement " qui est un facteur déterminant assurant la convergence des états internes du système aux valeurs de consignes désirées est forte intéressante du point de vue robustesse vis à vis des variations paramétriques, des perturbations et des erreurs de modélisation. Cependant la présence du phénomène du Chattering sur la commande n'est pas sans risque. En effet, ce phénomène nuisible à haute fréquence peut nuire aux actionneurs. Cet inconvénient majeur a limité l'application des modes de glissement dans l'industrie. Cela a poussé certains chercheurs à présenter des surfaces de glissement par le biais de nouvelles formulations de la commande discontinue. Cette solution résout partiellement le problème de Chattering mais risque de diminuer les performances du réglage. En plus, le choix de la surface de glissement influe considérablement sur la complexité des expressions des commandes calculées.

L'avantage de la commande par retour d'état linéarisant est la possibilité d'appliquer les algorithmes de commande linéaire classique sans effectuer des approximations sur le modèle non linéaire, car le concept de la Linéarisation est complètement différent de celui de la Linéarisation autour d'un point de référence stationnaire, en effet il consiste à faire un changement de coordonnées locales ou à linéariser le comportement Entrée/Sortie du système par le biais d'une loi de retour d'état. Cependant l'utilisation pratique de cette théorie est actuellement limitée (notamment dans le domaine de l'électronique de puissance) à cause de la complexité du calcul mathématique en plus des gains importants des régulateurs linéaires pour atteindre le régime permanent.

En pratique, les paramètres qu'on a supposés constants lors de la modélisation du convertisseur peuvent varier dans le temps, ceci sous l'effet du vieillissement, de la température et autres paramètres extérieurs non contrôlés. Les approximations faites lors de l'élaboration du modèle peuvent entraîner une erreur importante entre le modèle réel et le modèle élaboré mathématiquement. En plus de différentes perturbations non modélisables et aléatoires qui peuvent affecter les performances du réglage. Pour remédier à toutes ces variations paramétriques, nous avons introduit une commande robuste afin de garder un certain niveau de performance.

La commande adaptative élaborée est basée sur le principe du théorème de stabilité de Lyapunov. Cette commande permet de prendre en compte toutes les variations des paramètres supposés constants du modèle du convertisseur et d'adapter la commande selon ces variations.

Nous avons élaboré également une commande robuste en utilisant les modes de glissement avec un choix particulier sur la surface de glissement. Cette commande permet en plus de la compensation des variations dans le temps des valeurs des paramètres du modèle, de remédier aux erreurs de modélisation et le filtrage des perturbations aléatoires pouvant s'additionner au courant de charge. Cependant comme pour toute commande en Automatique, on doit choisir un compromis Robustesse - Performance.

Le dimensionnement d'un onduleur est guidé par la connaissance de deux fréquences bien distinctes et généralement très différentes. La première concerne la fréquence de découpage, qu'on souhaiterait la plus élevée possible pour réduire les filtres et augmenter les performances dynamiques, mais qui devra rester compatible avec les caractéristiques des semi-conducteurs (temps de commutation, pertes...). En pratique, cette fréquence dépend énormément des applications et en particulier la puissance. Les valeurs typiques peuvent aller de quelques centaines de hertz à 50 Hertz pour les puissances allant de quelques mégawatts à 1Kw.

Théoriquement les deux tensions du filtre capacitif intermédiaire sont égales, ceci est dû au point milieu M . Ces tensions intermédiaires ont une propriété d'équilibrage naturel en boucle ouverte, c'est pourquoi parfois il n'est pas nécessaire de faire une régulation. Par contre en pratique ces deux tensions restent libres, elles dépendent des valeurs (fréquences) du courant de charge et courant de réseau ainsi que des valeurs des deux capacités C_1 et C_2 qui doivent prendre des valeurs importantes pour minimiser la différence de tension, ce qui présente une contrainte en pratique. L'introduction du pont de Clamping a permis d'agir directement sur cette tension afin d'avoir l'égalité entre ces deux tensions avec une erreur qui peut atteindre 0.015 %.

A noter qu'il faut faire un choix sur les valeurs des résistances R_1 et R_2 du pont afin d'optimiser les pertes Joules dans le pont pour de faibles valeurs (ne pas risquer des chutes importantes de courant côté charge) d'une part et ne pas rendre le pont insensible pour des valeurs importantes des résistances R_1 et R_2 .

Enfin, nous souhaitons que ce travail a apporté un plus aux travaux précédemment réalisés, et qu'il soit complété par d'autres travaux pour surmonter les problèmes rencontrés dans cette étude.

Comme perspective nous proposons :

1. La réalisation pratique de cette nouvelle structure afin de tester concrètement ses performances pour d'éventuelles applications.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: E.M. BERKOUK : Contribution à la commande des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects multiniveaux , *Thèse de Doctorat 1995 au Conservatoire National des Arts et métiers Paris, France.*
- [2]: K. TALAMALI et F. NAFA : Etude et commande d'une structure minimale de conversion directe Alternative – Alternative , *Projet de fin d'études. Juin 1999 à l'Ecole Nationale Polytechnique.*
- [3]: J.J.E. SLOTINE : Applied non linear control.
- [4]: GILLE : Systèmes asservis non linéaires.
- [5]: H. BUHLER, : Conception des systèmes automatiques, *Presses Polytechniques Romandes, 1998.*
- [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]: C. MIRA : Etude des Systèmes Asservis Non Linéaires *Ecole Nationale Supérieure d'électronique, d'informatique et d'Hydraulique. Université de Toulouse, Faculté des Sciences.*
- [8]: J. P. COURRIOU : Commande des Procédés. *Institut National Polytechnique de Lorraine NANCY 1995.*
- [9]: M. KRISTIC, I. KANELAKOPOULOS and P. KOKOTOVIC Nonlinear And Adaptive Control Design. *Edition Jhon Miley 1995.*
- [10]: H. Sira RAMIREZ : Non linear variable structure systems in sliding mode the general case, *IEEE transaction on automatic control, Volume 3. Number 11, November 1989.*
- [11]: M. DJEMAI : Analyse et commande des systèmes non linéaires régulièrement et singulièrement perturbés en temps continu et sans échantillonnage, *Thèse de Doctorat de l'université de Paris Sud centre d'Orsay, Janvier 1996.*
- [12]: V.T.UTKIN : Variable structure systems with sliding mode, *IEEE transactions on automatic control, Volume AC-22, Number 2, April 1987.*

- [13]: 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.*
- [14]: J.J.E.SLOTINE and J.A.COESTSE : Adaptive sliding controller synthesis for non linear systems, *International Journal of Control, Volume 43,Number 6, PP.1631-1651, year 1986.*
- [15]: V.I.UTKIN : Sliding mode control design principles and applications to electric drives, *IEEE transactions on Industrial Electronics, Volume 40, Number 1, February 1993.*
- [16]: P. DAOUTIDIS and C. KRAVARIS : Dynamic compensation of measurable disturbances in non-linear multivariable systems. *International Journal of Control, Volume 58 Number 6 December 1993.*
- [17]: M. J. KURTZ and M. A. HENSON : Input - Output linearizing control of constrained non-linear processes. *Journal of Process Control. Volume 7 Number 1 year 1997.*
- [18]: G. SEGUIER : L'électronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications.
- [19]: J.L. DALMASSO : Electronique de puissance : Commutation.
- [20]: H. BUHLER : Electronique de réglage et de Commande. *Edition Dunod.*
- [21]: S.D. DORE, J.D. PERKINS and L.S. KERSHENBAUM : Application of geometric non-linear control in the process industries – A case study. *Control Engineering Practice, Volume 3, Number 3 March 1995.*
- [22]: M. Reda HADDANE et N. MOHAMED CHERIF : Commande d'un système Non - Linéaire par régulateur hybride basé sur la commande a structure variable et la logique floue, *Mémoire de fin d'études à la Faculté des Hydrocarbures et de la chimie, Département automatique, Juillet 1999.*
- [23]: H. FOCH, F. FOREST et T. MEYNARD : Onduleurs de tension, Structures. Principes. Applications. *Technique de l'ingénieur Volume D 3 176.*
- [24]: H. SIRA - RAMIREZ and M. FLIESS : A Sliding mode control approach to predictive regulation . *Control theory and advanced technology, Volume 10, Number 4 Part 3 September 1995.*
- [25]: V.T. UTKIN : Variable structure systems with sliding mode, *IEEE transactions on automatic control, Volume AC-22, number 2, April 1987.*

- [26]: H. BUHLER : Réglage par mode de glissement, *Presse Polytechniques romandes, Lausanne 1986.*
- [27]: G. AMBRASINO, G CELENTANO and F. GAROFALO : Variable structure model reference adaptive control system. *International Journal of Control, Volume 39 Number 6 pp 1339 - 1349, year 1984.*
- [28]: G. TAO : Robust adaptive control with reduced knowledge of unmodeled dynamics. *Proceeding of the 29th IEEE conference on decision and control, Honolulu, Hawaii, December 1990.*

ملخص

تحت إختلالات مكانة هامة في الصناعة الحديثة لذلك ظهرت عدة دراسات متنوعة في هذا الميدان الهام و ذلك من حيث تصور هياكل جديدة و
ستراتيجيات التحكم فيها لغرض الحصول على افضل النتائج.

تناول هذه الدراسة هيئة محوسب مباشرة جديدة متناوب -متناوب مع تطبيق عدة خوارزميات التحكم يمكن لهذه الهيئة تغذية حملة أحادية
الطور من حيث التواتر و السعة المرغوبة فيها مع فارق انطور معدود بين التيار و التوتر من جهة الشح
لغرض الإبقاء على درجة معينة من الإلتقاد طقنا تحكم توفقي بواسطة إعادة الحالة الديناميكية و تحكم قوي باستعمال نظام الإرتلاق.
اصفنا هذه الهيئة جسر كلاميغ و ذلك لغرض التحكم في التوتر الوسطي للمتصفات

كلمات مفصالية : إختلالات , تعبر عرض الدفع , التحكم الكلاسيكي , التحكم بواسطة التسخ , نظرية الاستقرار لليابونوف , التحكم
بواسطة الإرتلاق , التحكم الاحضي , التحكم التوفقي , التحكم القوي , جسر كلاميغ .

RESUME

Les convertisseurs de tension occupent une place importante comme actionneurs au sein de l'industrie moderne. C'est pourquoi beaucoup de travaux sont élaborés dans ce domaine tant du point de vue conception et stratégies de commande ceci dans le but d'atteindre de plus en plus de meilleures performances.

Cette étude décrit la conception et la commande par différents algorithmes d'une nouvelle structure minimale de conversion directe alternatif - alternatif. Ce convertisseur permet d'alimenter les charges monophasées en fréquence et en amplitude désirés avec un facteur de puissance unitaire coté réseau.

Pour garder un certain niveau de performances, nous avons appliqué une commande adaptative par retour d'état dynamique et une commande robuste en utilisant les modes de glissement.

Nous avons introduit le pont de Clamping pour le contrôle en boucle fermé des tensions du filtre capacitif intermédiaires

Mots clef : *Convertisseur, MLI, Commande classique, Commande par hystérisis, Théorie de stabilité de Lyapunov, commande par modes de glissement, Commnde non linéaire, Commande adaptative, Commande robuste, pont de Clamping.*

ABSTRACT

Voltage converter occupying a very important rank as actuators in modern industry, which explains the huge number of work done in this field from both design and control point of view, having as a goal the reach of a better performances.

This steady describes the design and control by different algorithms of new direct minimal AC - AC converter structure. This converter allows the supply of simple phase loads with a variable frequency and amplitude, presenting a unit power factor from source side.

In order to keep a certain level of performances we shall use adaptive control by dynamic state feedback and robust control with sliding modes.

We have also used the Clamping bridge for closed loop control of intermediate voltage of capacitor filter.

Key words: *Converter, PWM, Classical control, Hysterisis control, Lyapunov's stability theory, Sliding mode, Non linear control, Adaptive control, Robust control, Clamping bridge.*