

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



Ecole Nationale Polytechnique
D.E.R de Génie Electrique & Informatique
Département d'Automatique

Projet de fin d'étude

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

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Thème

**Commande non linéaire d'une structure
minimale de conversion directe
Alternative -Alternative monophasée**

Proposé et Dirigé par :
M E.M. BERKOUK

Etudié par :
A .CHIKOUCHE
N .OUADAH

Promotion : Juin 2000

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

1942
1943
1944
1945
1946
1947
1948
1949
1950
1951
1952
1953
1954
1955
1956
1957
1958
1959
1960
1961
1962
1963
1964
1965
1966
1967
1968
1969
1970
1971
1972
1973
1974
1975
1976
1977
1978
1979
1980
1981
1982
1983
1984
1985
1986
1987
1988
1989
1990
1991
1992
1993
1994
1995
1996
1997
1998
1999
2000
2001
2002
2003
2004
2005
2006
2007
2008
2009
2010
2011
2012
2013
2014
2015
2016
2017
2018
2019
2020
2021
2022
2023
2024
2025

1942
1943
1944
1945
1946
1947
1948
1949
1950
1951
1952
1953
1954
1955
1956
1957
1958
1959
1960
1961
1962
1963
1964
1965
1966
1967
1968
1969
1970
1971
1972
1973
1974
1975
1976
1977
1978
1979
1980
1981
1982
1983
1984
1985
1986
1987
1988
1989
1990
1991
1992
1993
1994
1995
1996
1997
1998
1999
2000
2001
2002
2003
2004
2005
2006
2007
2008
2009
2010
2011
2012
2013
2014
2015
2016
2017
2018
2019
2020
2021
2022
2023
2024
2025

Remerciements

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

On tient particulièrement à assurer M. E.M.BERKOUK de toute notre reconnaissance pour les conseils qu'il n'a pas cessé de nous prodiguer, tout au long de la réalisation de cette thèse.

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

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

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

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

Mes Parents

*A mes sœurs Fatma et Amina,
mon frère Sid-Ali, ainsi qu'à tous
les autres membres de ma chère
famille.*

A tous ceux que j'aime.

Abdelwahab

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à ma
grand-mère ainsi que mes chères
parents, mon grand-père et mon
oncle Korichi.*

*A mes frères Mohamed, Otmane et
Mehdi, mes deux sœurs Faiza et
Khadidja ainsi qu'à tous les autres
membres de ma chère famille.*

A tout ceux que j'aime.

Noureddine

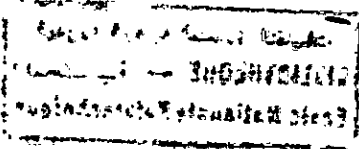
SOMMAIRE

Chapitre I: Modélisation du convertisseur AC-AC direct monophasé

I.1	Introduction.....	1
I.2	Présentation du convertisseur direct AC-AC monophasé.....	1
I.3	Modèle de commande du convertisseur	3
	I.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	
	I.3.2 Fonction de connexion "f _i "	
	I.3.3 Fonction de commutation "f _c "	
	I.3.4 Modèle de commande du convertisseur	
	I.3.4.1 Fonction de conversion	
	I.3.4.2 Fonction génératrice	
I.4	Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge.....	8
I.5	Découplage.....	10
	I.5.1 Puissances instantanées	
I.6	Modèle de la boucle de tension	12
I.7	Modèle des boucles de courant.....	13
	I.7.1 Boucle de courant de charge	
	I.7.2 Boucle de courant du réseau	
I.8	Conclusion.....	14

Chapitre II: Stratégies de commandé du convertisseur AC-AC monophasé à deux niveaux

II.1	Introduction.....	16
II.2	Réglage en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov.....	17
	II.2.1 Rappel sur la théorie de Lyapunov	
	a. Définition	
	b. Théorème de Lyapunov sur la stabilité asymptotique	
	II.2.2 Application du théorème de Lyapunov à la synthèse du régulateur de la boucle de tension	
	II.2.3 Réglage du courant de la charge en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov	
	II.2.4 Réglage du courant du réseau en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov	
II.3	Réglage en utilisant la technique de la linéarisation par bouclage.....	20
	II.3.1 Rappel sur la technique de la linéarisation par bouclage	
	a. Introduction	
	b. Linéarisation par bouclage et forme canonique	
	II.3.2 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant de charge	
	II.3.3 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant du réseau	



II.4	Réglage par les modes de glissement.....	22
II.4.1	Rappel sur les modes de glissement	
a.	Définitions	
b.	Principe de la commande par mode de glissement	
c.	Conception de la commande par mode de glissement	
II.4.2	Application du régulateur par mode de glissement à la boucle de tension	
II.4.3	Application du régulateur par mode de glissement à la boucle de courant de charge	
II.4.3	Application du régulateur par mode de glissement à la boucle de courant du réseau	
II.5	Commande par hystérésis en courant.....	29
II.6	Commande des interrupteurs du convertisseur direct AC-AC monophasé.....	31
II.7	Conclusion.....	32

Chapitre III: Etude des performances des algorithmes de commande du convertisseur

III.1	Introduction.....	34
III.2	Validation des lois de commande.....	34
III.2.1	Commande de la boucle de tension par la méthode de la stabilité de Lyapunov.....	35
III.2.1.1	Premier algorithme	
III.2.1.2	Second algorithme	
III.2.2	Commande de la boucle de tension par les modes de glissement.....	41
III.2.2.1	Premier algorithme	
III.2.2.2	Second algorithme	
a-	Premier essai	
b-	Second essai	
III.2.2.3	Troisième algorithme	
a-	Premier essai	
b-	Second essai	
III.2.2.4	Quatrième algorithme	
a-	Premier essai	
b-	Second essai	
III.3	Conclusion.....	62

Chapitre IV: Commande par la logique floue du convertisseur AC-AC direct monophasé

IV.1	Introduction.....	64
IV.2	La logique floue.....	64
IV.3	Règles de bases de la logique floue.....	65
IV.3.1	Ensemble flou	
IV.3.2	Les opérateurs en logique floue	
IV.3.3	Variables linguistiques	

IV.3.4	Fonction d'appartenance	
IV.3.5	Implication floue	
IV.3.6	Structure d'un ensemble flou	
IV.4	Description du régulateur.....	75
IV.5	Application du régulateur MAMDANI.....	76
IV.5.1	Commande de la boucle de tension par la logique floue	
IV.5.2	Commande des deux boucles de courant par la logique floue	
IV.5.3	Commande des trois boucles par la logique floue	
IV.6	Conclusion.....	103

Chapitre V : Stratégie de commande du convertisseur direct AC-AC avec le pont de 'Clamping'

V.1	Introduction.....	105
V.2	Modèle du convertisseur monophasé à deux niveaux avec le pont de 'Clamping'.....	105
V.3	Etude des boucles de courant et de tension.....	107
V.3.1	Etude de la boucle de tension	
V.3.2	Réglage de la boucle de tension	
V.3.3	Réglage des boucles de courant de charge et du réseau	
V.3.4	Réglage de la différence $U_{C2}-U_{C1}$	
V.4	Applications des algorithmes de commande.....	108
V.5	Conclusion.....	117

Conclusion générale

Symboles et variables

ec	: erreur commise sur Ud.
e _{ch}	: erreur commise sur ich.
e _{res}	: erreur commise sur ires.
fi	: fonction de connexion.
fc	: fonction de commutation.
fres	: fréquence du réseau.
Fg(t)	: fonction génératrice.
Ich	: courant de charge.
Ires	: courant du réseau.
Im	: courant de commande.
Ipert	: courant de perturbation.
Ipert*	: courant de perturbation avec le pont de Clamping.
K10	: premier interrupteur du bras(1).
K11	: second interrupteur du bras(2).
Lc	: inductance de la charge.
Lr	: inductance du filtre d'entrée.
M(t)	: matrice de conversion.
Mg(t)	: matrice génératrice de conversion.
MLI	: modulation de largeurs d'impulsions.
Pe	: puissance d'entrée.
Ps	: puissance de sortie.
Pf	: puissance fournie par le réseau.
Pa	: puissance absorbée par la charge.
R	: résistance du pont de Clamping.
Rc	: résistance de la charge.
Rr	: résistance du filtre d'entrée.
S	: surface de glissement.
Sat	: fonction saturation.
Sign	: fonction signe.
S10	: premier interrupteur du pont de Clamping.
S11	: second interrupteur du pont de Clamping.
T10	: premier interrupteur du bras (1).
T11	: second interrupteur du bras (2).
Tv	: période d'échantillonnage de la boucle de commande.
UC1	: tension aux bornes du condensateur c1.
UC2	: tension aux bornes du condensateur c2.
U1	: commande de la boucle du courant de charge.
U2	: commande de la boucle du courant du réseau.
U3	: commande de la différence de tension UC2 et UC1.
UC	: la moyenne entre les deux tensions UC1 et UC2.
Vm	: amplitude de la source Vres.
Vres	: source de tension alternative.
V(e)	: fonction de Lyapunov.
X	: la somme des deux tensions UC1 et UC2.
Y	: la différence des deux tensions UC2 et UC1.
Δi	: bande d'hystérésis.

Introduction générale

Introduction générale

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

Mettant en œuvre des commutations d'interrupteurs statiques, les convertisseurs sont naturellement source de nombreuses perturbations. Ces perturbations se voient dans la dégradation du facteur de puissance, et la génération de courants non sinusoïdaux et riches en harmoniques.

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

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

Actuellement des dispositifs de filtrage 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 de convertisseur en modulation de largeurs d'impulsions réduisent considérablement les perturbations harmoniques et assure un facteur de puissance unitaire.

Dans le présent travail, on fera l'étude et la commande d'une structure minimale d'un convertisseur AC-AC direct monophasé. Cette nouvelle structure permet d'alimenter des charges monophasées avec un courant réglable en amplitude et en fréquence, tout en assurant un facteur de puissance unitaire côté réseau.

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

Avant tout, on détaillera la modélisation de la structure étudiée dans le " chapitre I ", où trois boucles de commande seront ressorties en vue de l'asservissement du convertisseur.

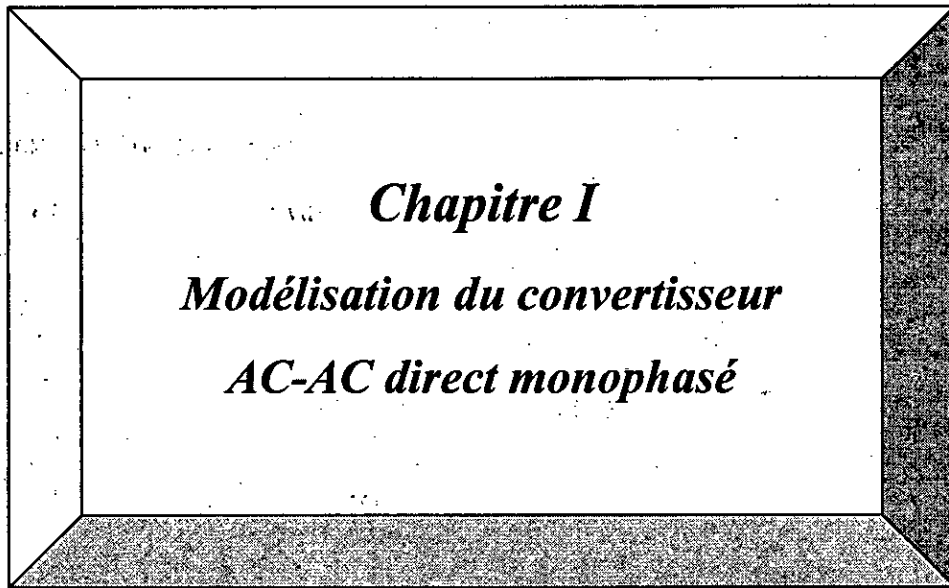
Puis dans le " chapitre II ", différents algorithmes de commande non linéaires seront développés sur la base des modèles des trois boucles de la structure de conversion.

Le " chapitre III " sera consacré à l'étude des performances de ces algorithmes de commande, ainsi qu'une comparaison avec les résultats du travail précédent [2].

L'application de la commande par la logique floue combinée avec les différents types de commandes du chapitre d'avant, ainsi que son application aux trois boucles à la fois fera l'objet du " chapitre IV ".

Un dernier chapitre présentera une amélioration du réglage, en introduisant un pont appelé " *pont de Clamping* " dans la structure étudiée.

Enfin, une conclusion générale résumera les différents résultats tirés de ce travail.



Chapitre I
Modélisation du convertisseur
AC-AC direct monophasé

I.1 Introduction

Ce premier chapitre s'intéresse dans un premier temps à l'élaboration du modèle du convertisseur à étudier en utilisant la méthode de DESIGN associée aux réseaux de Petri, ainsi que la définition du modèle de commande[1].

Ce convertisseur peut effectuer à la fois une fonction de redressement et d'ondulation de la manière suivante :

- 1 - La tension alternative du réseau est redressée par le montage redresseur pour donner une tension continue d'un côté.
- 2 - D'un autre côté, en appliquant une modulation de largeur d'impulsion au montage onduleur, on obtient un courant alternatif alimentant la charge.

Chaque fonction de conversion effectuée par le redresseur dépend du choix des interrupteurs, de leurs assemblages ainsi que de la manière de les commander.

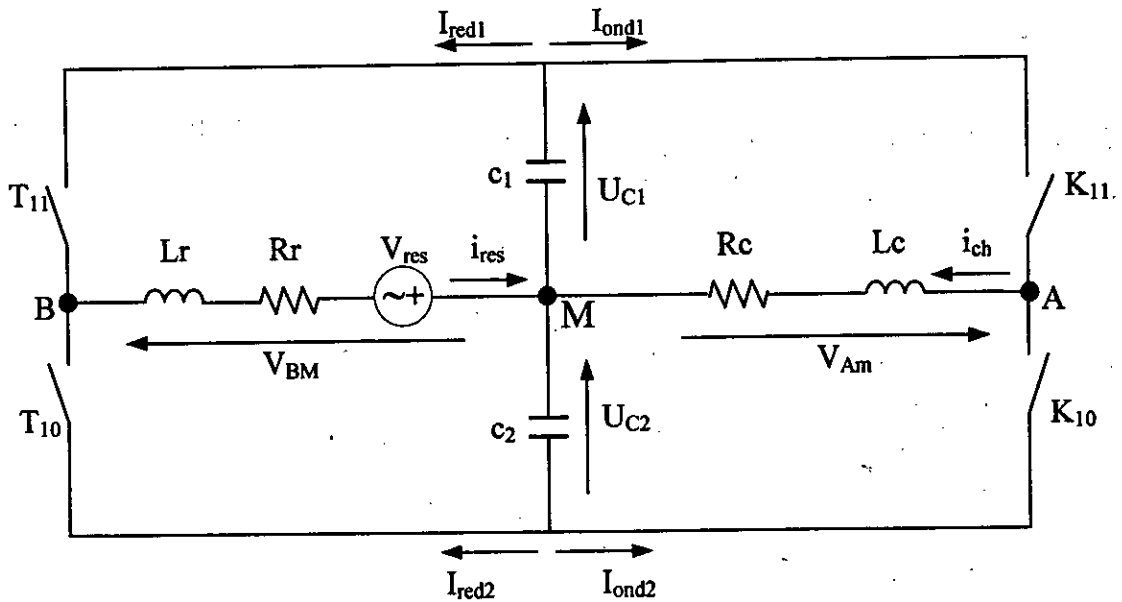
I.2 Présentation du convertisseur direct AC-AC monophasé [2]

Le convertisseur direct AC-AC monophasé se compose de deux bras. Chaque bras contient deux interrupteurs d'où son habilité à assurer les deux fonctions :

- 1 - La fonction de redressement " courant-tension " à travers le bras (1). Ce dernier contient deux interrupteurs T_{10} et T_{11} complémentaires entre eux et fonctionnant en mode commandable.
- 2 - La fonction d'ondulation " tension-courant " via le bras (2), qui comporte lui aussi deux interrupteurs complémentaires K_{10} et K_{11} .

Une représentation matérielle du convertisseur étudié est présentée dans la figure (I-1). Cette dernière montre qu'il contient deux filtres :

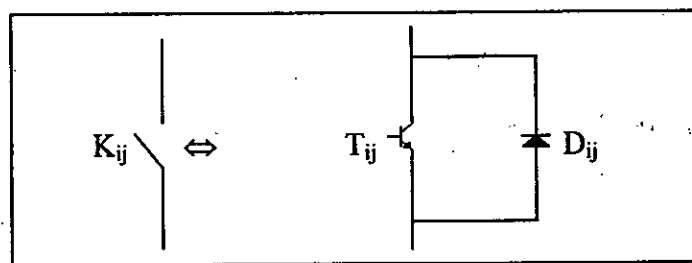
- Un filtre d'entrée constitué d'une résistance R_r et d'une inductance L_r .
- Un filtre de sortie similaire au premier constitué d'une résistance R_c et d'une inductance L_c constituant la charge du convertisseur.



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

Le montage contient aussi quatre commutateurs (K_{10} , K_{11} , T_{10} et T_{11}) ainsi que deux sources de tensions, la première $V_{res}(t)$ alternative de fréquence f_{res} et d'amplitude V_m et la seconde continu à point milieu entre U_{C1} et U_{C2} .

Chaque interrupteur peut être constitué matériellement d'un transistor et d'une diode montée en antiparallèle comme il est indiqué dans la figure ci dessous :



Figure(I.2): Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

De même, chacune des deux paires d'interrupteurs complémentaires (K_{10} , K_{11}) et (T_{10} , T_{11}) forme une cellule de commutation du type tri pôle.

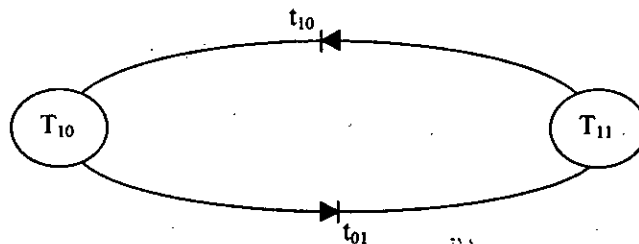
I.3 Modèle de commande du convertisseur

I.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques [1]

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur.

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

En mode commandable, le modèle d'un bras d'onduleur à deux niveaux se simplifie comme le montre la figure (I-3).



Figure(I.3): Modèle d'un bras de l'onduleur en mode commandable

I.3.2 Fonction de connexion " f_i "

C'est une fonction propre à chaque interrupteur. Elle indique son état ouvert ou fermé. Elle prend la valeur " 0 " si l'interrupteur est ouvert et " 1 " s'il est fermé.

I.3.3 Fonction de commutation " f_c "

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

$$f_i = \frac{1}{n} \left(1 + f_c \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right)$$

Avec f_c : la fonction de commutation de la cellule

T : la période de fonctionnement de celle des fonctions de connexion et de commutation.

I.3.4 Modèle de commande du convertisseur

I.3.4.1 Fonction de conversion

On considère la structure de la figure (I-1) et on suppose que $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, on aboutit aux expressions des tensions des bras de cet onduleur comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} U_{C1} - K_{10} U_{C2} = (K_{11} - K_{10}) U_C \\ V_{BM} = T_{11} U_{C1} - T_{10} U_{C2} = (T_{11} - T_{10}) U_C \end{cases} \quad (I-1)$$

Comme on l'a vu auparavant, les interrupteurs d'une même cellule doivent être complémentaires pour que le convertisseur soit totalement commandable, c'est à dire :

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

En remplaçant la relation (I-2) dans le système d'équations (I-1), on trouve :

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

On introduit les fonctions de commutation F_1 et F_2 propres aux deux cellules du convertisseur dans (I-3) et on obtient :

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

Avec : $F_1 = K_{11} - K_{10} = 2K_{11} - 1$; $F_2 = T_{11} - T_{10} = 2T_{11} - 1$

Pour les courants, la relation donnant le courant i_{C1} en fonction des courants i_{res} et i_{ch} est :

$$i_{C1} = -T_{11} i_{res} - K_{11} i_{ch} \quad (I-5)$$

En prenant en compte les fonctions de commutation utilisées dans la relation (I-4),

l'expression de i_{C1} devient :

$$i_{C1} = -\frac{1}{2}(1 + F_2) i_{res} - \frac{1}{2}(1 + F_1) i_{ch} \quad (I-6)$$

On note par $M(t)$ la matrice de conversion qui définit la relation entre les variables d'états de la partie puissance de l'onduleur (U_C, i_{res}, i_{ch}), et ces grandeurs de sortie (V_{AM}, V_{BM}, i_{c1}).

En se référant aux relations (I-3) et (I-5), on peut écrire :

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

Donc la matrice de conversion $M(t)$ s'écrit :

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

Soit encore à l'aide des fonctions de commutation, l'expression de $M(t)$ devient :

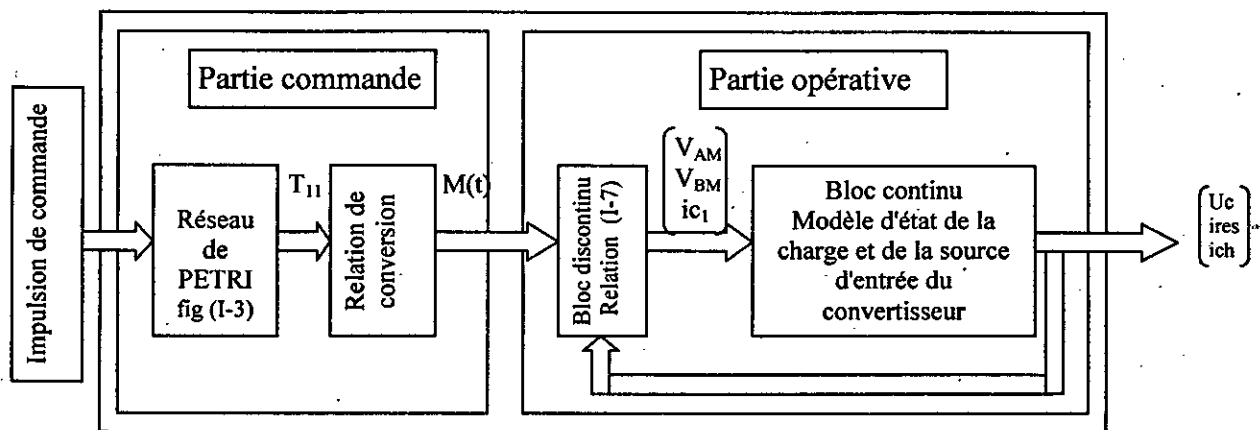
$$M(t) = \begin{pmatrix} F_1 & 0 & 0 \\ F_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}(F_2 + 1) & -\frac{1}{2}(F_1 + 1) \end{pmatrix} \quad (I-9)$$

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

- **La partie commande** est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du convertisseur en mode commandable " Figure (I-3) ". Cette partie génère la matrice de conversion $M(t)$ en utilisant les relations (I-8) ou (I-9).

- **La partie opérative** se constitue de :

- Un bloc continu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $M(t)$.
- Un bloc discontinu présentant le modèle d'état du convertisseur.



Figure(I.4): Modèle de connaissance du convertisseur associé à sa source et à sa charge

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer le modèle de connaissance du système étudié pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu.

Pour se faire et avec l'hypothèse d'un fonctionnement du convertisseur en mode commandable, on introduit la notion de " fonction génératrice ".

I.3.4.2 Fonction génératrice

La fonction génératrice $f_g(t)$ d'une fonction discontinue $f(t)$ quelconque est une fonction continue représentant la valeur moyenne de cette dernière sur une période T . D'où l'expression de la fonction génératrice de connexion notée " F_{ig} " est donnée par :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_e} \int_{KT_e}^{(K+1)T_e} F_i(\tau) d\tau \quad (I-10)$$

Avec T_e : la période de commutation supposée infiniment petite.

K : entier naturel.

La fonction génératrice de connexion F_{ig} est dans ce cas limitée entre 0 et 1.

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

$$F_{cg} = \frac{1}{T_e} \int_{KT_e}^{(K+1)T_e} F_c(\tau) d\tau \quad (I-11)$$

L'utilisation des fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes de la partie discontinue du modèle de connaissance du convertisseur. L'introduction de cette fonction dans la relation (I-2) nous donne :

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

De la même façon, on définit la matrice génératrice de conversion notée $M_g(t)$ telle que :

$$M_g(t) = \frac{1}{T_e} \int_{KT_e}^{(K+1)T_e} M(\tau) d\tau \quad (I-13)$$

Les relations liant cette matrice génératrice de conversion aux différentes fonctions génératrices définie dans (I-10) et (I-11) sont données par les équations citées ci après :

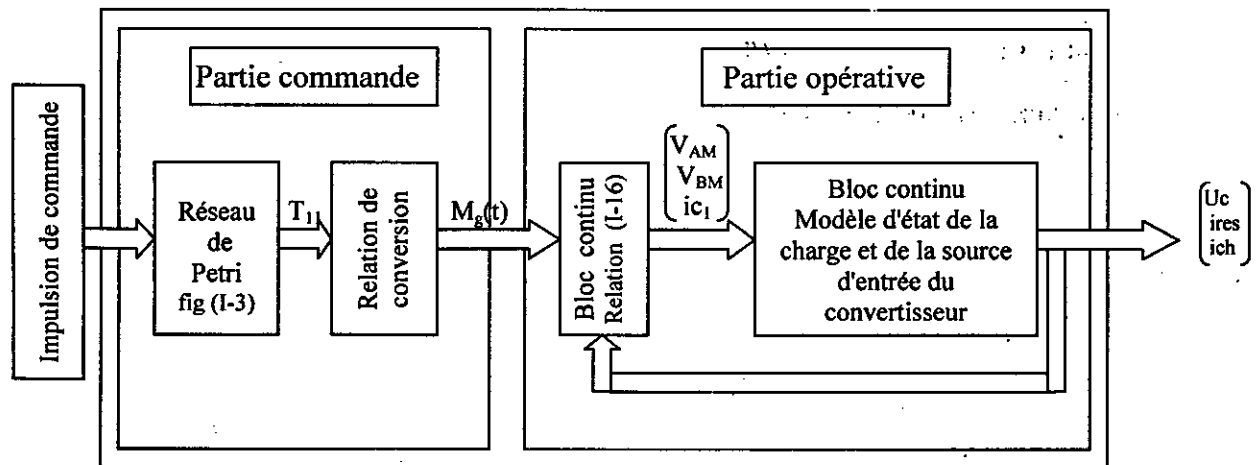
$$M_g(t) = \begin{pmatrix} 2K_{11g} - 1 & 0 & 0 \\ 2T_{11g} - 1 & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11g} & -K_{11g} \end{pmatrix} \quad (I-14)$$

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

En remplaçant les courants et les tensions de notre système par leurs valeurs moyennes correspondantes sur une période de commutation T_e , la relation de conversion du convertisseur peut alors être exprimée de la façon suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ i_{Cl} \end{pmatrix} = M_g(t) \begin{pmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (I-16)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de moyenner sur une période de commutation T_e le bloc discontinu de la partie opérative de la figure (I-4) par un bloc continu comme le montre la figure (I-5). Ainsi, on obtient un modèle de commande où toutes les grandeurs sont continues.



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

I.4 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge

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

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{L_c} [K_{11}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{C2} - R_c i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{L_r} [T_{11}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{C2} - R_r i_{res} + V_{res}] \\ \frac{d(U_{C1})}{dt} = -\frac{1}{c} [K_{11} i_{ch} + T_{11} i_{res}] \\ \frac{d(U_{C2})}{dt} = \frac{1}{c} [K_{10} i_{ch} + T_{10} i_{res}] \end{cases} \quad (I-17)$$

- Avec
- i_{ch} : courant de la charge
 - i_{res} : courant du réseau
 - U_{C1} : tension aux bornes du condensateur c_1
 - U_{C2} : tension aux bornes du condensateur c_2

De la relation (I-2), nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{10} = 1 - K_{11} \\ T_{10} = 1 - T_{11} \end{cases} \quad (I-18)$$

En prenant en compte la relation (I-18), et en faisant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} X = U_{C1} + U_{C2} \\ Y = U_{C2} - U_{C1} \end{cases}$$

Le modèle d'état du convertisseur direct AC-AC monophasé associé à sa source et sa charge devient alors :

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

Si on choisit comme commandes U_1 et U_2 tel que :

$$\begin{cases} U_1 = 2K_{11} - 1 \\ U_2 = 2T_{11} - 1 \end{cases}$$

Le système décrit dans la relation (I-19) s'écrira de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c} [U_1 X - Y - 2R_c i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2L_r} [U_2 X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}] \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{c} [U_1 i_{ch} + U_2 i_{res}] \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{c} [i_{ch} + i_{res}] \end{cases} \quad (I-20)$$

Remarque :

Nous constatons que le système est naturellement non linéaire. Il comporte des grandeurs couplées telles que les tensions U_{C1} et U_{C2} avec les courants i_{ch} et i_{res} .

Objectifs de commande :

Tout au long de ce travail, on se fixe les objectifs de commande comme suit :

- 1- Un courant de réseau i_{res} en phase avec la tension V_{res} , ce qui entraînera un facteur de puissance unitaire côté réseau.
- 2- Une tension d'alimentation de l'onduleur constante $U_{C1} = U_{C2} = U_C$.
- 3- Possibilité de régler le courant de charge i_{ch} en module et en fréquence.

I.5 Découplage [1]

Le système est difficilement commandable du fait qu'il était non linéaire, en plus du couplage entre les tensions et les courants. Néanmoins, un découplage entre les deux tensions U_{C1} , U_{C2} et les courants i_{res} , i_{ch} peut s'avérer bénéfique pour diminuer les difficultés de réglage.

En utilisant le principe de conservation de la puissance instantanée, nous allons obtenir une expression entre " I_m " l'amplitude du courant du réseau et " U_c " la tension moyenne qui va nous permettre d'effectuer le découplage. Autrement dit, nous allons exploiter une grandeur interne au système pour commander la tension U_c , donc les commandes U_1 et U_2 seront réservées à la commande des courants i_{ch} et i_{res} respectivement.

I.5.1 Puissances instantanées du redresseur

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

$$\begin{cases} P_e = V_{res} i_{res} - R_r i_{res}^2 - \frac{1}{2} L_r i_{res}^2 \\ P_s = -U_{C1} I_{red1} + U_{C2} I_{red2} \end{cases} \quad (I-21)$$

En supposant que le courant du réseau i_{res} est sinusoïdal de pulsation ω_{res} , et en phase avec la tension V_{res} du réseau. Alors, on peut écrire que :

$$\begin{cases} V_{res} = V_m \sin(\omega_{res} t) \\ I_{res} = I_m \sin(\omega_{res} t) \end{cases} \quad \text{avec } \omega_{res} = 2\pi f_{res}$$

Les équations de l'expression (I-21) deviennent :

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

D'où :

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

Ainsi pour le monophasé, en plus de la puissance moyenne, on a une puissance fluctuante de fréquence deux fois celle du réseau. Donc le choix d'une période d'échantillonnage T_v

multiple de $\frac{1}{2f_{res}}$ nous donne l'équation de la puissance moyenne suivante :

$$\bar{P} = \frac{V_m I_m}{2} - \frac{R_r I_m^2}{2} = -\bar{U}_{C1} \bar{I}_{red1} + \bar{U}_{C2} \bar{I}_{red2} \quad (I-22)$$

Où \bar{U}_{C1} , \bar{I}_{red1} , \bar{U}_{C2} et \bar{I}_{red2} représentent les valeurs moyennes des grandeurs U_{C1} , I_{red1} , U_{C2} et I_{red2} respectivement.

Tout au long de ce qui suit, nous allons adopter l'hypothèse qui consiste à confondre les grandeurs citées ci-dessus (U_{C1} , U_{C2} , I_{red1} , I_{red2}) avec leurs valeurs moyennes. En négligeant la résistance du réseau " R_r ", la relation (I-22) devient :

$$\bar{P} = \frac{V_m I_m}{2} = -U_{C1} \cdot I_{red1} + U_{C2} \cdot I_{red2} \quad (I-23)$$

Comme notre objectif est d'avoir $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, et en posant :

$$I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (I-24)$$

On obtient une relation très importante reliant U_C et I_m , et qui provient de la relation (I-23)

$$\text{comme suit : } I_m = \frac{2 \cdot I_{red} \cdot U_C}{V_m} \quad (I-25)$$

A l'aide de la relation (I-25), nous aboutissons au modèle de la boucle de tension, ce qui nous permet de la régler indépendamment des commandes des courants.

I.6 Modèle de la boucle de tension

Ce modèle est établi en vue de la commande de U_C , en considérant la relation (I-25), on aura alors :

$$c \frac{d(U_{C1} + U_{C2})}{dt} = 2c \frac{dU_C}{dt} = I_{red2} - I_{red1} + I_{ond2} - I_{ond1} \quad (I-26)$$

On pose : $I_{pert} = I_{ond1} - I_{ond2}$ et en tenant compte de la relation (I-24), on peut établir le modèle de la boucle de tension donné par la relation suivante :

$$2c \cdot \frac{dU_C}{dt} = I_{red} - I_{pert} \quad (I-27)$$

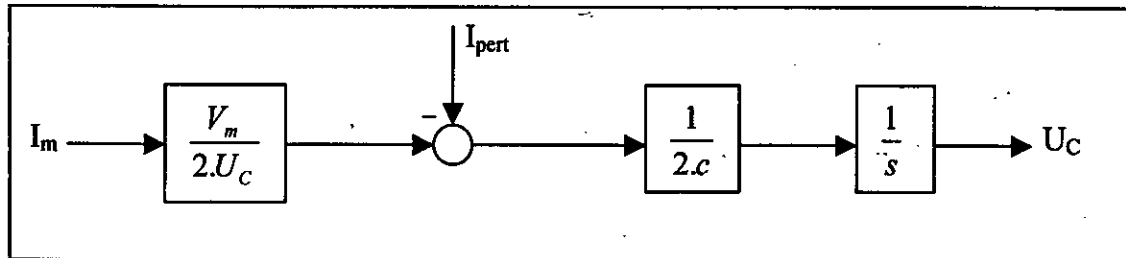
De la relation (I-25), on peut déduire que :

$$I_{red} = \frac{V_m}{2U_C} I_m$$

Ainsi, on aboutit à une relation reliant l'amplitude du courant de référence du réseau et la

$$\text{tension } U_C \text{ et qui est : } 2c \cdot \frac{dU_C}{dt} = \frac{V_m}{2U_C} I_m - I_{pert} \quad (I-28)$$

Le modèle de la boucle de tension du redresseur monophasé à deux niveaux est représenté dans la figure (I-6).



Figure(I.6): Modèle de la boucle de tension

En régime permanent, la puissance côté redresseur doit être égale à celle absorbée côté onduleur. Comme le courant du réseau sera commandé de telle sorte qu'on aura un facteur de puissance unitaire côté réseau, alors la puissance fournie par le réseau P_f et celle absorbée par la charge s'écrivent :

$$\begin{cases} P_f = \frac{V_m I_m}{2} - R_r \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \\ P_a = R_c \left(\frac{I_{chm}}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{cases} \quad (I-29)$$

Donc en régime permanent, un bon réglage doit vérifier :

$$P_f = P_a \Rightarrow I_m = \frac{R_c \cdot I_{chm}^2}{V_m} \quad (I-30)$$

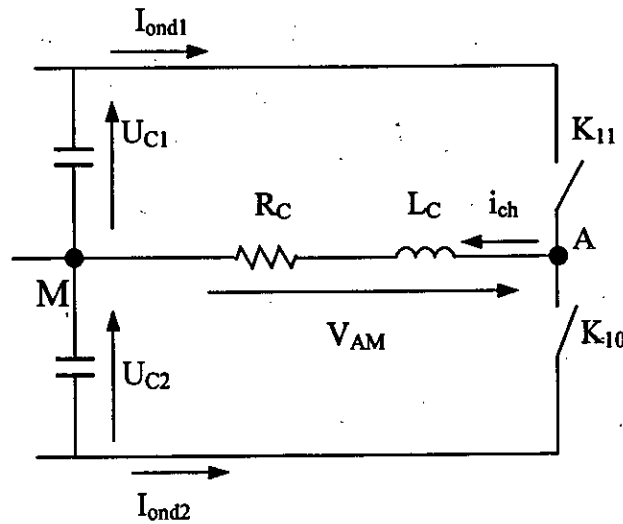
I.7 Modèles des boucles de courant

I.7.1 Boucle de courant de la charge

Le modèle de la boucle de courant de la charge peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c} [U_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot i_{ch}] \quad (I-31)$$

Cette équation décrit la partie onduleur-charge du système représenté dans la figure si dessous :



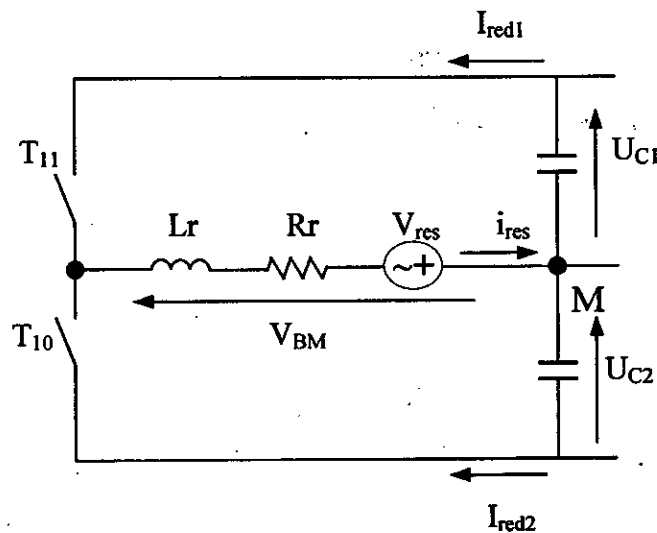
Figure(I.7): Modèle de la boucle de courant de la charge de la partie onduleur du convertisseur

I.7.2 Boucle de courant du réseau

De même pour cette boucle, le modèle est décrit par la relation suivante :

$$\frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2L_r} [U_2 \cdot X - Y - 2R_r \cdot i_{res} + 2V_{res}] \tag{I-32}$$

Cette dernière décrit la partie redresseur-réseau du convertisseur. Elle est présentée dans la figure (I-8).



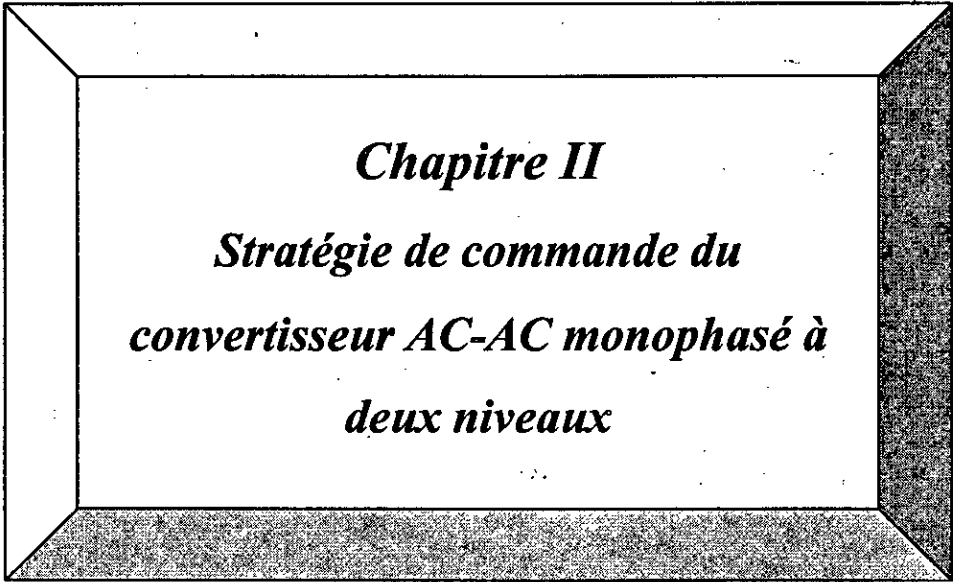
Figure(I.8): Modèle de la boucle de courant du réseau de la partie redresseur du convertisseur.

I.8 Conclusion

Tout au long de ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de ce convertisseur statique sans à priori sur sa commande, en utilisant les réseaux de Petri. Ainsi, on a rechercher les solutions nécessaires et adéquates pour pallier les difficultés de modélisation, car ce convertisseur est d'une grande utilité dans le domaine de l'industrie.

Et en vue de sa commande, on a élaboré un modèle de commande de ce dernier sans à priori sur sa source de tension et de courant. On a vu qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues. De même, le principe de la conservation de la puissance instantanée est exploité pour le découplage.

En fin, on obtient trois boucles de commande correspondant au réglage de la tension U_c et des courants i_{res} et i_{ch} , dont leurs stratégies de commandes ferons l'objet du chapitre suivant.



Chapitre II
Stratégie de commande du
convertisseur AC-AC monophasé à
deux niveaux

II.1 Introduction

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

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

Donc, pour établir une stratégie de commande capable de nous assurer un courant réglable en fréquence et en amplitude coté charge avec le minimum d'harmoniques, ainsi qu'un facteur de puissance unitaire côté réseau et l'égalité entre U_{C1} et U_{C2} , on appliquera différentes commandes non linéaires des boucles de tension et des courants.

Les techniques de réglages utilisées dans ce chapitre sont :

- La commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov
- La commande en utilisant la technique du bouclage linéarisant (feedback linearisation)
- La commande par les modes de glissement
- La commande par hystérésis

II.2 Réglage en utilisant le théorème de la stabilité globale de Lyapunov

II.2.1 Rappel sur la théorie de Lyapunov [4]

a- Définition :

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

On dira que cette fonction est *définie positive* dans un domaine G de l'espace d'état, si en tous points de ce domaine elle reste positive et ne s'annule qu'à l'origine des coordonnées. De même, une fonction *définie négative* conserve constamment le signe négatif, et ne s'annule qu'à l'origine.

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

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

b- Théorème de Lyapunov sur la stabilité asymptotique :

On définit une fonction de Lyapunov V de signe défini (dans un domaine comprenant la position d'équilibre), on construira une loi de commande telle que sa dérivée totale par rapport au temps \dot{V} est définie de signe opposé dans le domaine et donc on aura la stabilité asymptotique de la fonction de Lyapunov choisie dans ce domaine.

II.2.2 Application du théorème de Lyapunov à la synthèse du régulateur de la boucle de tension

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

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} . I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (II-1)$$

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

On définit l'erreur e_c comme suit : $e_c = U_c - U_{cd}$ (II-2)

Où U_{cd} est la tension U_c désirée. En utilisant (II-1), on trouve :

$$\frac{de_c}{dt} = \frac{V_m}{4.C.(e_c + U_{cd})} . I_m - \frac{I_{pert}}{2.C} \quad (II-3)$$

On prend une fonction de LYAPUNOV quadratique telle que :

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

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

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

Pour que $\dot{V}(e_c)$ soit négatif, on prend : $\dot{e}_c = -\alpha \dot{e}_c$, avec $\alpha > 0$.

D'où, on trouve la commande de la tension :

$$I_m = \left(\frac{2}{V_m} \cdot I_{pert} - \alpha \right) \cdot (U_c - U_{cd}) + \frac{2 \cdot U_{cd}}{V_m} \cdot I_{pert} \quad (\text{II-5})$$

Remarque :

Le modèle de la boucle de tension déduit du principe de la conservation de la puissance instantanée, impose une commande échantillonnée de cette boucle, avec une période d'échantillonnage multiple de $T_v = \frac{1}{2f_{res}}$. Afin de valider la boucle de tension, On bloque

alors le signal de commande I_m pendant des périodes d'échantillonnage T_v .

II.2.3 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 établit l'algorithme de réglage du courant de charge.

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

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} [u_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot i_{ch}] \quad (\text{II-6})$$

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

On définit l'erreur e_{ch} comme suit : $e_{ch} = i_{ch} - i_{chd}$ (II-7)

où i_{chd} est le courant de charge désiré. En utilisant (II.6) on trouve :

$$\frac{de_{ch}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (u_1 \cdot X - Y - 2R_c \cdot e_{ch} - 2R_c \cdot i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \quad (\text{II-8})$$

Soit la fonction de LYAPUNOV quadratique suivante :

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

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{ch})}{dt} = \left(\frac{1}{2.L_c} (X.u_1 - Y - 2.R_c.e_{ch} - 2.R_c.i_{chd}) - \frac{di_{chd}}{dt} \right) . e_{ch} \quad (II-9)$$

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

$$u_1 = \frac{1}{X} (Y + 2.R_c.i_{chd}) + \frac{2.L_c}{X} . \frac{d(i_{chd})}{dt} \quad (II-10)$$

II.2.4 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 établit l'algorithme de réglage du courant du réseau.

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

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}) \quad (II-11)$$

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

On définit l'erreur e_{res} comme suit : $e_{res} = i_{res} - i_{resd}$ (II-12)

Où i_{resd} est le courant de réseau désiré. En utilisant (II.11), on trouve :

$$\frac{de_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.e_{res} - 2.R_r.i_{resd} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \quad (II-13)$$

On prend une fonction de LYAPUNOV quadratique telle que : $V(e_{res}) = \frac{1}{2} . e_{res}^2$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_{res})}{dt} = \left(\frac{1}{2.L_r} (X.u_2 - Y - 2.R_r.e_{res} - 2.R_r.i_{resd} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt} \right) . e_{res} \quad (II-14)$$

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

D'où la loi de commande :

$$u_2 = \frac{1}{X} (Y + 2.R_r.i_{resd} - 2.V_{res}) + \frac{2.L_r}{X} . \frac{d(i_{resd})}{dt} \quad (II-15)$$

II.3 Réglage en utilisant la technique de la linéarisation par bouclage (feedback linearisation).

II.3.1 Rappel sur la technique de la linéarisation par bouclage :

a- Introduction [3]

La linéarisation par bouclage est une approche appliquée au système non linéaire. L'idée de base de cette approche est de transformer un système dynamique non linéaire en un système totalement ou partiellement linéaire auquel on peut appliquer les techniques de réglage linéaire.

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

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

b- Linéarisation par bouclage et forme canonique.

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

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

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

$$X^{(n)} = f(X) + b(X).u \quad (\text{II-16})$$

u : scalaire qui représente la commande.

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

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

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

Notons que la représentation dans l'espace d'état donnée par l'équation (II-16) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ \dots \\ x_{(n-1)} \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ \dots \\ x_n \\ f(x) + b(x).u \end{bmatrix} \quad (II-17)$$

Pour annuler la non-linéarité du système d'état (II.17), le choix de la commande sera comme:

$$u = \frac{1}{b(X)} [v - f](X) \text{ Avec } b(x) \neq 0. \quad (II-18)$$

Elle permet d'obtenir une simple relation entrée-sortie telle que : $x^{(n)} = v$

On impose la loi de commande : $v = -k_0.x - k_1.\dot{x} - \dots - k_{n-1}.x^{(n-1)}$ (II-19)

pour avoir la stabilité exponentielle de " $x^{(n)} + k_{n-1}.x^{(n-1)} + \dots + k_0.x$ ", ce qui implique que $x(t) \xrightarrow[t \rightarrow \infty]{} 0$ en choisissons bien les k_i de telle sorte que le polynôme " $p^n + k_{n-1}.p^{n-1} + \dots + k_0$ " ait toutes ses racines strictement dans la partie gauche du plan complexe.

II.3.2 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant de charge

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

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

En posant : $f = -\frac{1}{2.L_c} (Y + 2.R_c.i_{ch}).$

On obtient : $\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{2.L_c} .u_1.X + f.$

Soit: $u_1 = \frac{2.L_c}{X} (v - f).$ avec $\frac{di_{ch}}{dt} = v.$

Le choix de v telle que : $v = \frac{di_{chd}}{dt} - k.(i_{ch} - i_{chd})$. Permet à la variable $x = i_{ch} - i_{chd}$ de tendre

vers zéro lorsque t est grand. d'où la loi de commande :

$$u_1 = \frac{2.L_c}{X} \left[\frac{di_{chd}}{dt} - k.(i_{ch} - i_{chd}) + \frac{1}{2.L_c} . (Y + 2.R_c . i_{chd}) \right] \quad (\text{II-20})$$

avec $k > 0$.

II.3.3 Application de la linéarisation par bouclage à la boucle de courant du réseau

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

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

En posant : $f = -\frac{1}{2.L_r} (Y + 2.R_r . i_{res} - 2.V_{res})$

On obtient : $\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} . u_2 . X + f_1$

Soit : $u_2 = \frac{2.L_r}{X} (v - f_1)$, avec $v = \frac{di_{res}}{dt}$.

Le choix de v telle que : $v = \frac{di_{resd}}{dt} - k.(i_{res} - i_{resd})$. Permet pour la variable $x = i_{res} - i_{resd}$ de

tendre vers zéro lorsque t est grand. d'où la loi de commande :

$$u_2 = \frac{2.L_r}{X} \left[\frac{di_{resd}}{dt} - k.(i_{res} - i_{resd}) + \frac{1}{2.L_r} . (Y + 2.R_r . i_{resd} - 2.V_{res}) \right] \quad (\text{II-21})$$

avec $k > 0$.

II.4 Réglage par les modes de glissement

II.4.1 Rappels sur les modes de glissement

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

a- Définitions [12] [13] [14]

Surface de glissement

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

Mode de convergence

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

Régime ou mode de glissement

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

Régime permanent

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

b- Principe de la commande par les modes de glissement [10] [11]

La commande par les modes de glissement est appliquée à des systèmes décrits par les

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

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

c- Conception de la commande par les modes de glissement.

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

Etape 1 : Choix d'une surface de glissement [14]

En fonction de l'application et des objectifs visés, est déterminé le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces. Pour un système défini par une équation d'état non linéaire de la forme : $\dot{x} = f(x) + g(x)u$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ et $u \in \mathbb{R}^m$. Le nombre de surfaces est égal au nombre m d'entrées du système.

Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la deuxième dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et parfois de conception difficile. Par contre la seconde est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence.

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

Ceci se traduit par : $U_s = 0$

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

avec: $U = U_{eq}$

Ainsi la condition de transversalité : $\det \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x) \right] \neq 0$ (II-26)

Comme le régime idéal est difficile à réaliser. On doit utiliser second terme U_s de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte.

Ainsi, on prend : $U_s = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x))$

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

On représente la fonction signe à la figure ci dessous.

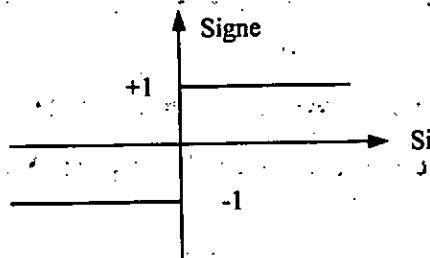


Figure (II.1): Présentation de la fonction 'signe'

Phénomène de chattering

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

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

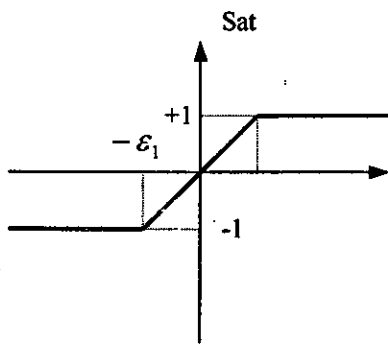
Fonction SAT [12] [14] [15]

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils " figure (II-2)".

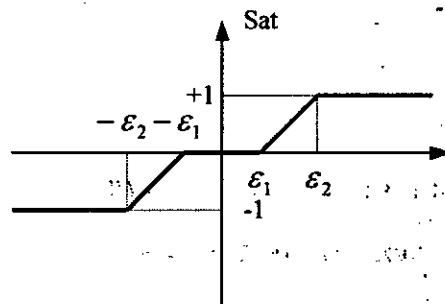
Ces deux fonctions sont définies par:

$$\text{Pour le cas 'a': Sat}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ -1 & \text{si } S < -\varepsilon \end{cases}$$

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



"a"



"b"

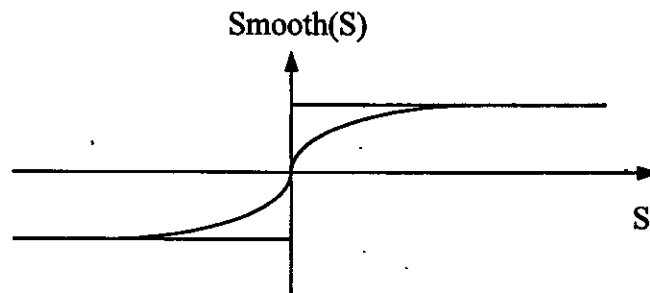
Figure(II.2): Représentation de la fonction Sat

a: un seuil , b: deux seuils (zone morte)

Fonction Smooth [13] [14]

On peut aussi remplacer la fonction " signe " par une fonction continue.

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



Figure(II.3): représentation de la fonction smooth

II.4.2 Application du réglage par les modes de glissements à la boucle de tension :

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

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

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

On prend la surface de glissement suivante : $S = U_c - U_{cd}$. (II-27)

Donc: $\dot{S} = \frac{dU_c}{dt} - \frac{dU_{cd}}{dt} = \frac{V_m}{4.C.U_c} . I_m - \frac{I_{pert}}{2.C}$. (II-28)

La loi d'attraction est la suivante :

$$\dot{S} = -q \cdot \text{sign}(S) - k.S$$
 (II-29)

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les deux équations (II-28) et (II-29), on déduit la loi de commande suivante :

$$I_m = \frac{4cU_c}{V_m} (-q \cdot \text{sign}(S) - k.S + \frac{1}{2c} I_{pert})$$
 (II-30)

II.4.3 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 :

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

On prend la surface de glissement suivante : $S = i_{ch} - i_{chd}$ (II-31)

Soit: $\dot{S} = \frac{di_{ch}}{dt} - \frac{di_{chd}}{dt} = \frac{1}{2.L_c} (u_1.X - Y - 2.R_c.i_{ch}) - \frac{di_{chd}}{dt}$ (II-32)

La loi d'attractivité est la suivante :

$$\dot{S} = -q.sgn(s) - k.S$$
 (II-33)

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (II-32) et (II-33), on déduit la loi de commande suivante :

$$u_1 = \frac{2.L_c}{X} \left[-q.sgn(S) - k.S + \frac{1}{2.L_c} (Y + 2.R_c.i_{ch}) + \frac{di_{chd}}{dt} \right]$$
 (II-34)

II.4.4 Réglage de la boucle de courant du réseau par les modes de glissements :

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

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

On prend la surface de glissement suivante : $S = i_{res} - i_{resd}$ (II-35)

Soit: $\dot{S} = \frac{di_{res}}{dt} - \frac{di_{resd}}{dt} = \frac{1}{2.L_r} (u_2.X - Y - 2.R_r.i_{res} + 2.V_{res}) - \frac{di_{resd}}{dt}$ (II-36)

La loi d'attractivité est la suivante :

$$\dot{S} = -q.sgn(s) - k.S$$
 (II-37)

avec q et k deux constantes positives.

En faisant l'égalité entre les équations (II-36) et (II-37), on déduit la loi de commande suivante :

$$u_2 = \frac{2.L_r}{X} \left[-q.sgn(S) - k.S + \frac{1}{2.L_r} (Y + 2.R_r.i_{res} - 2.V_{res}) + \frac{di_{resd}}{dt} \right]$$
 (II-38)

II.5 Commande par hystérésis en courant [1] [2]

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire comme nous l'avons vu, ou à hystérésis. Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des courants du réseau et de la charge. Le principe général de cette stratégie est de comparer un courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

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

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

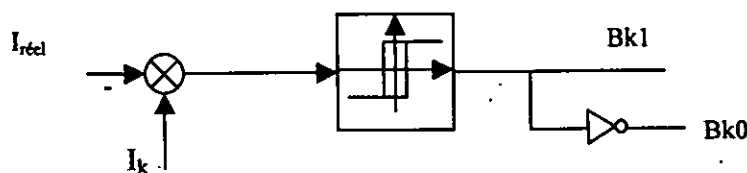
Pour les convertisseurs à deux niveaux, on a deux états de commande possible pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (bras k de l'onduleur) par le système d'équations (II-39) 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 :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i & \text{alors } B_{ks} = 0 \text{ (ou faux)} \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -\Delta i & \text{alors } B_{ks} = 1 \text{ (ou vraie)} \end{cases} \quad \text{(II-39)}$$

La figure (II-4) montre le schéma synoptique de la stratégie.



Figure(II.4): Principe de la commande par hystérésis en courant des convertisseurs à deux niveaux.

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

$$I_{chref} = I_{chm} \sin(\omega_{ch} t) \quad (II-40)$$

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

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

$$I_{resref} = I_{resm}(t) \sin(\omega_{res} t) \quad (II-41)$$

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

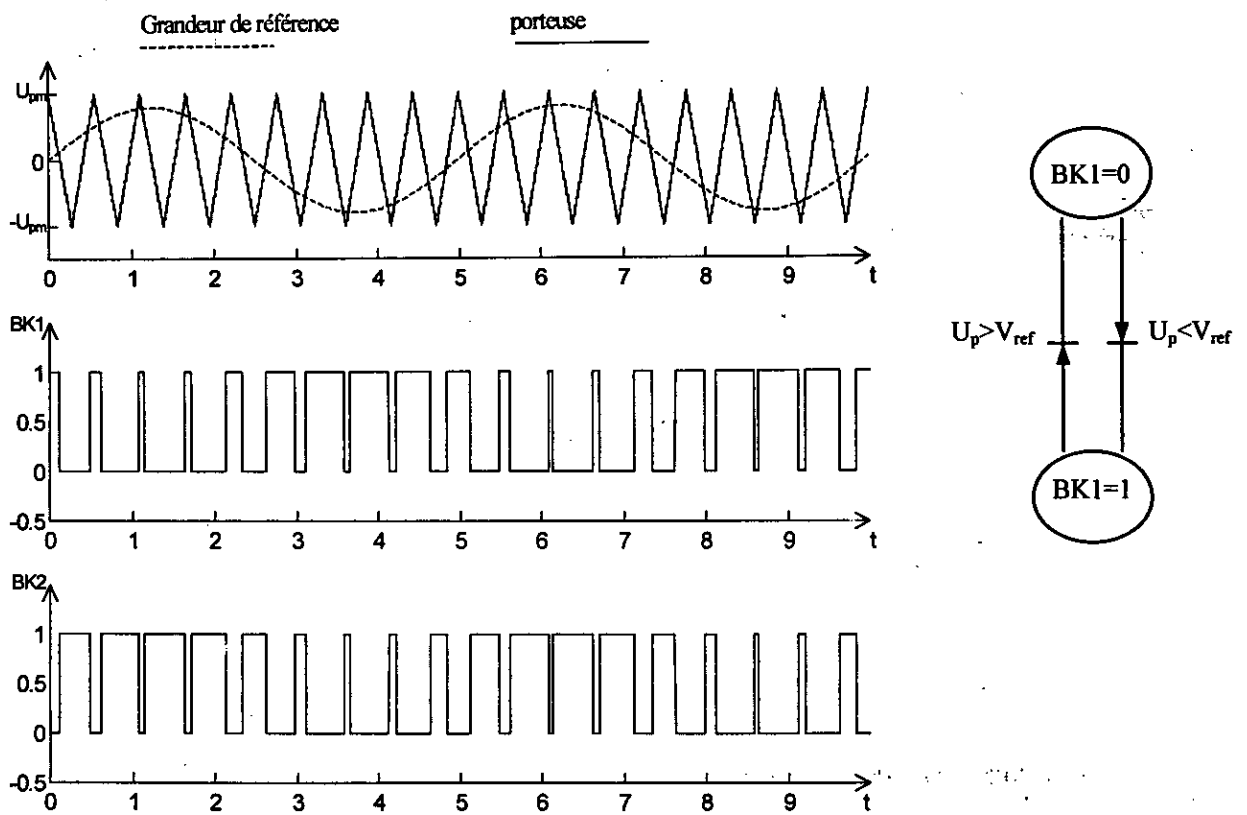
II.6 Commande des interrupteurs du convertisseur direct AC-AC monophasé

L'hypothèse adoptée pour l'élaboration du modèle de commande est de considérer la valeur moyenne des grandeurs de commande, afin d'unifier le caractère continu de la partie opérative. Donc les différentes stratégies de commande présentées jusqu'à lors, représentent les valeurs 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 utiliser comme les modes de glissement, stabilité par le critère de Lyapunov,... à la nature de fonctionnement des interrupteurs. Pour se faire, la technique de modulation de largeurs d'impulsions " MLI " est souvent employée. Le principe de cette technique consiste à comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie, ayant les deux caractéristique 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. Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de la référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left(r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$.

On parle de modulation **synchrone** quand m est entier et **asynchrone** dans le cas contraire. La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La figure (II-5) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k d'un convertisseur à deux niveaux. L'algorithme de cette stratégie est résumé par le réseau de Petri de la figure (II-5).



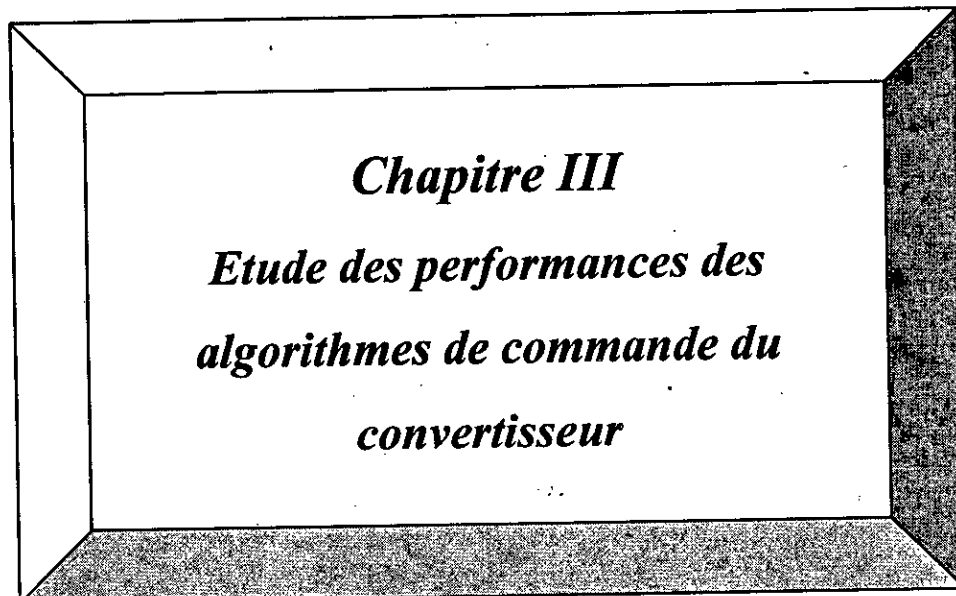
Figure(II.5): Principe et réseau de Petri de la stratégie triangulo-sinusoidale

II.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les différentes lois commandes non linéaires que nous allons utiliser pour commander les trois variables d'état de notre convertisseur AC-AC monophasé direct.

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

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des performances de tous ces algorithmes combinés les uns aux autres, en précisant les différents paramètres qui agissent sur la stabilité, robustesse, et rapidité du système.



III.1 Introduction

Nous avons développé différentes stratégies de commande des boucles de tension et des courants pour le modèle du convertisseur AC-AC direct monophasé.

Cette partie vient valider les lois de commande, la validation de ces algorithmes sera présentée par des simulations liées à chaque stratégie qui sera suivie de commentaires et interprétations des résultats obtenus.

III.2 Validation des lois de commande :

Pour valider les lois de commande développées dans le chapitre précédent, nous choisissons parmi ces différentes lois de commande une combinaison de ces commandes qui sera appliquée au système à régler. Les performances obtenues seront alors présentées dans des graphes dont on va interpréter les résultats.

Présentation du travail :

Les différentes simulations sont effectuées avec les paramètres suivants :

1. Paramètres du convertisseur : $R_r=0.25$ Ohm, $L_r=0.001$ Henry, $R_c=10$ Ohm, $L_c=0.01$ Henry, $c=0.005$ Farad.

2. Références imposées :

- Courant de charge sinusoïdal de fréquence 25 Hz et d'amplitude 3 A.
- Une fréquence du réseau 50 Hz avec un facteur de puissance unitaire.
- Une tension $U_C=U_{C1}=U_{C2}=200$ V.
- Commande par MLI avec une fréquence de commutation des interrupteurs de 10 KHz.
- Période d'échantillonnage de la boucle de tension de 20 ms pour respecter la condition de conservation de la puissance instantanée (chapitre I).

Remarque:

Pour certaines simulations, quelques paramètres ont été changés et il est précisé à chaque fois.

III.2.1 Commande de la boucle de tension par la méthode de stabilité de Lyapunov

III.2.1.1 Premier algorithme :

Les boucles de courants sont commandées par la méthode des modes de glissement.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-1-a) et (III-1-b).

Résultats et interprétations :

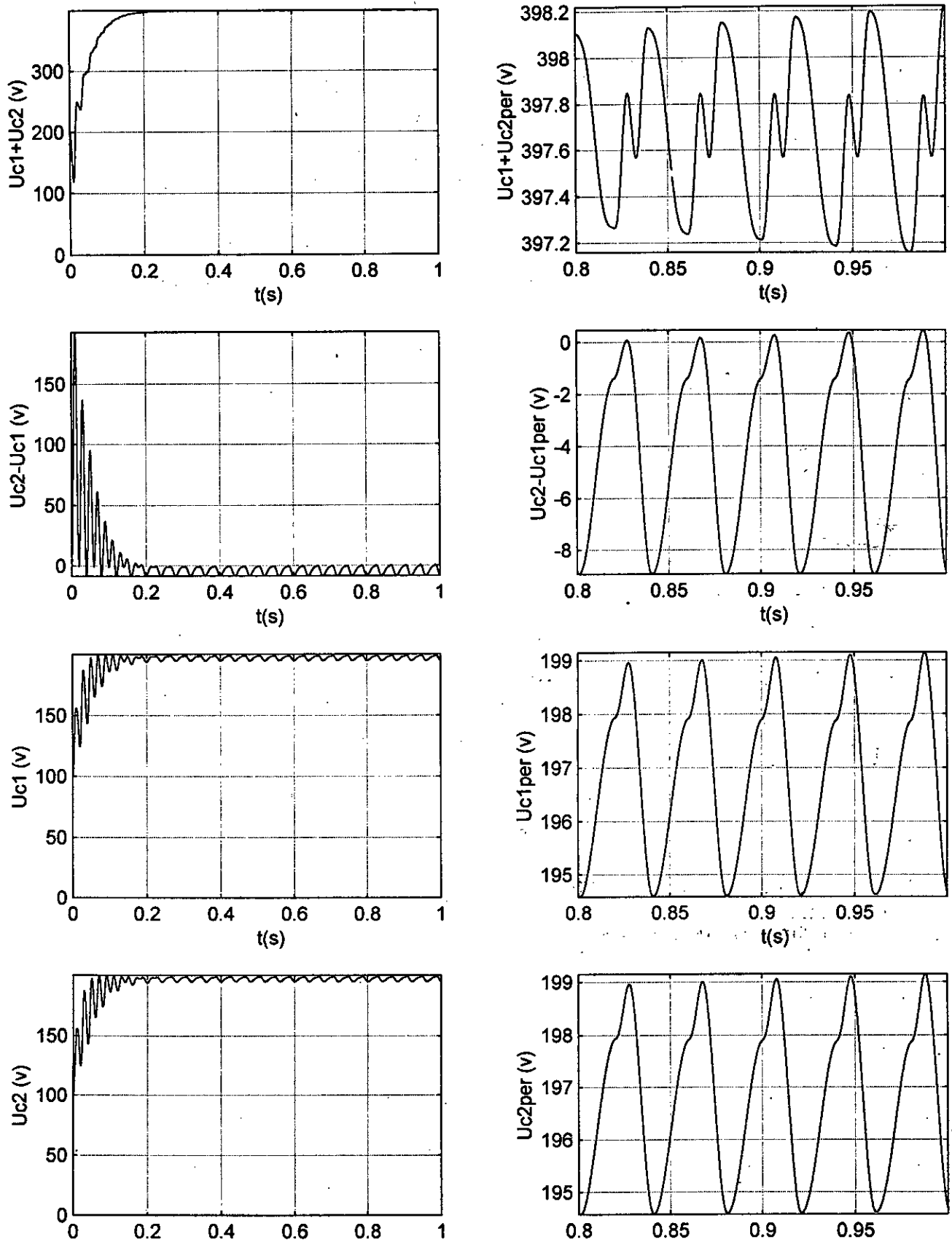
La figure (III-1-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit bien sa référence de 400 V au bout d'un régime transitoire de 0.2s.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ passe par un régime transitoire pour se stabiliser dans une bande de $[-10\ 0]$ V, ce qui nous permet d'avoir une différence acceptable.
- Alors, les deux tensions U_{C1} et U_{C2} convergent vers leurs consignes rapidement. On peut constater qu'on a de faibles ondulations et donc les résultats sont acceptables.

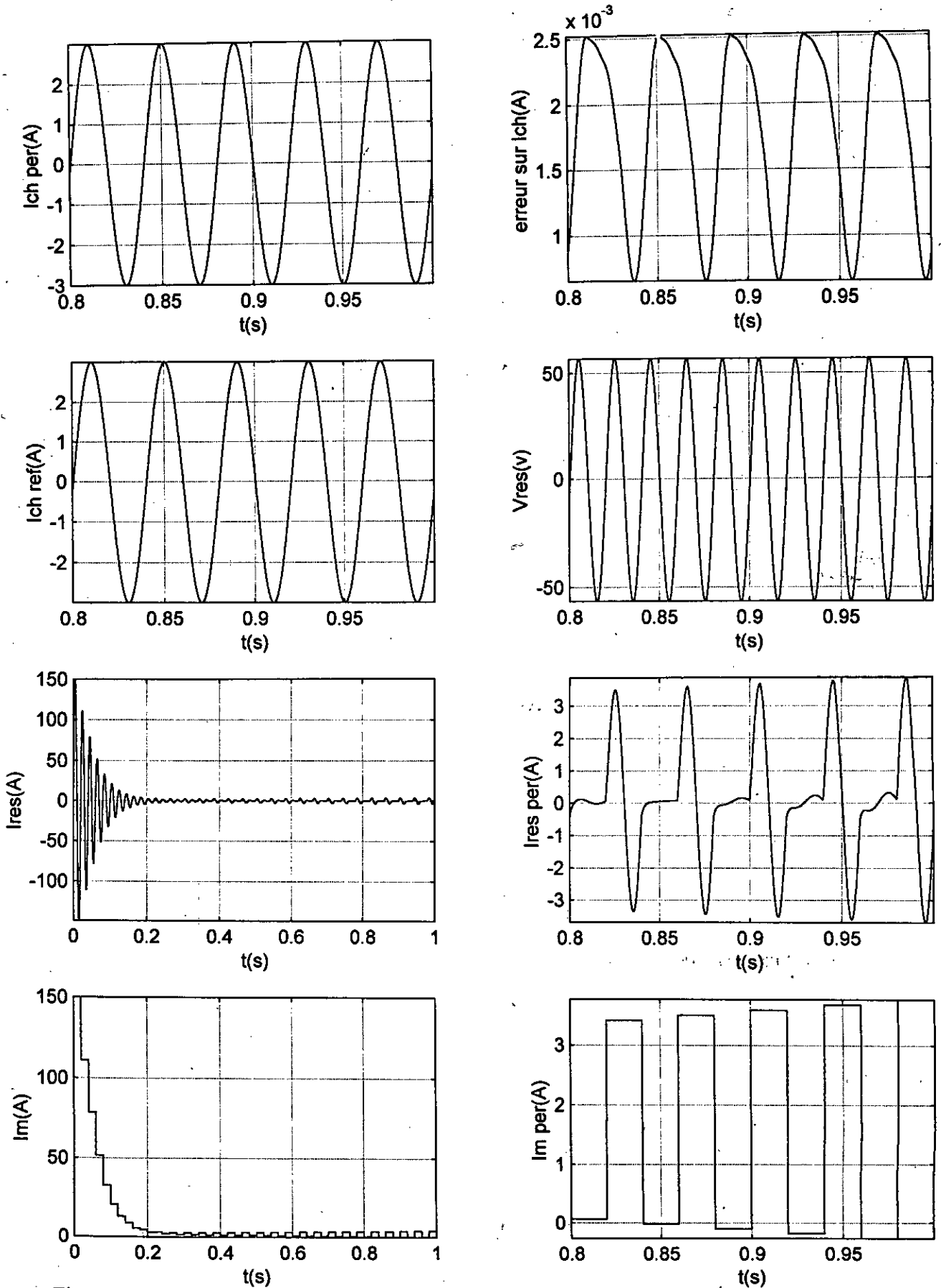
La figure (III-1-b) montre que :

- Le courant de charge i_{ch} suit bien sa référence sinusoïdale de fréquence 25 Hz et d'amplitude 3 A avec une erreur qui ne dépasse pas $3 \cdot 10^{-3}$ A, ce qui est très intéressant.
- Le courant i_{res} est bien en phase avec la tension V_{res} .
- Le courant de commande passe par un régime transitoire pour se stabiliser dans la bande de $[0\ 4]$ A.

Les performances obtenues par cette combinaison de lois de commande sont bien similaires à ceux obtenus lors du réglage des trois boucles par la théorie de Lyapunov (voir cas 2.4[2]). Mais pour le cas du réglage de la boucle de tension par un régulateur classique échantillonné et les deux autres boucles par modes glissant (cas 2.5 [2]), les résultats tirés de notre cas sont beaucoup plus satisfaisants surtout pour le courant du réseau i_{res} ainsi que l'erreur sur le courant de charge i_{ch} .



Figure(III.1.a): Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par les modes de glissement



Figure(III.1.b):Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par les modes de glissement

III.2.1.2 Second algorithme

Les boucles de courants sont commandées par la méthode d'hystérésis avec une bande d'hysteresis $\Delta i = 0.2$, de plus on a un changement de référence pour les tensions U_{C1} et U_{C2} à $t = 0.4$ s de 150 V.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-2-a) et (III-2-b).

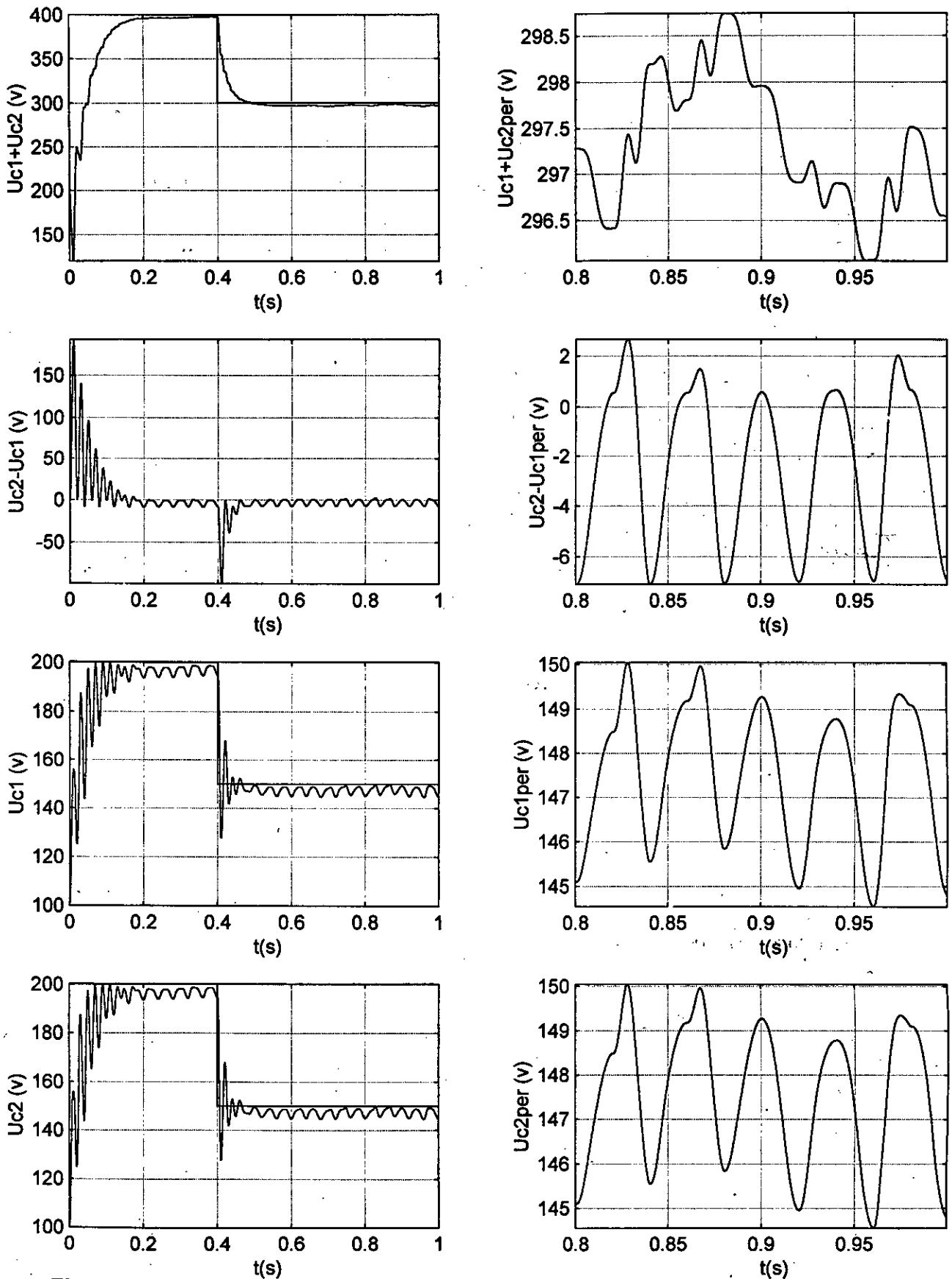
Résultats et interprétations :

La figure (III-2-a) montre que :

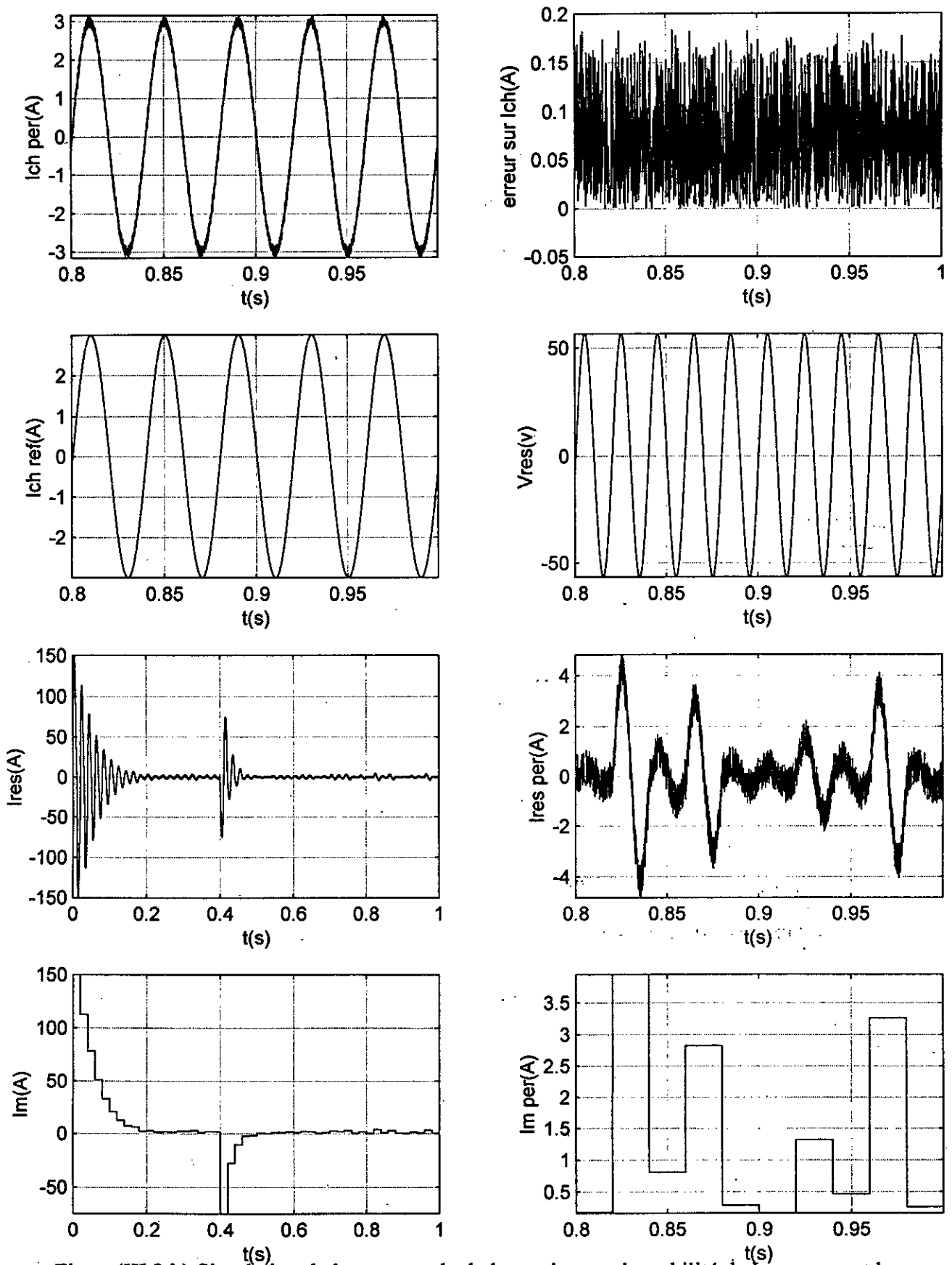
- La somme $U_{C1} + U_{C2}$ atteint sa référence en un temps de réponse inférieur à $t = 0.2$ s, et atteint sa nouvelle référence à $t = 0.4$ s sans aucun dépassement.
- La différence $U_{C2} - U_{C1}$ passe par un régime transitoire pour se stabiliser dans une bande de $[-7 \ 3]$ V, qui nous permet d'avoir une différence acceptable.
- De même, les deux tensions U_{C2} et U_{C1} suivent leurs références avec une ondulation légèrement forte.

La figure (III-2-b) montre que :

- Le courant de charge suit la référence sinusoïdale imposée avec une erreur de 0.15 A dû au phénomène de *chattering*.
- Le courant du réseau est bien en phase avec la tension du réseau d'où un facteur de puissance unitaire.
- La grandeur de commande I_m prend des valeurs grandes au régime transitoire puis elle se stabilise entre 0 et 4 A. Mais face à un changement brusque de la référence, elle prend de nouveau des valeurs grandes afin d'atteindre la nouvelle référence.



Figure(III.2.a):Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par hystérésis.



Figure(III.2.b):Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par hystérésis.

III.2.2 Commande de la boucle de tension par les modes de glissement

III.2.2.1 Premier algorithme

Les boucles de courants sont commandées la méthode d'hystérésis avec $\Delta i=0.2$, de plus on a un changement de référence pour les tensions U_{C1} et U_{C2} à $t=0.4$ s de 150 V.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-3-a) et (III-3-b).

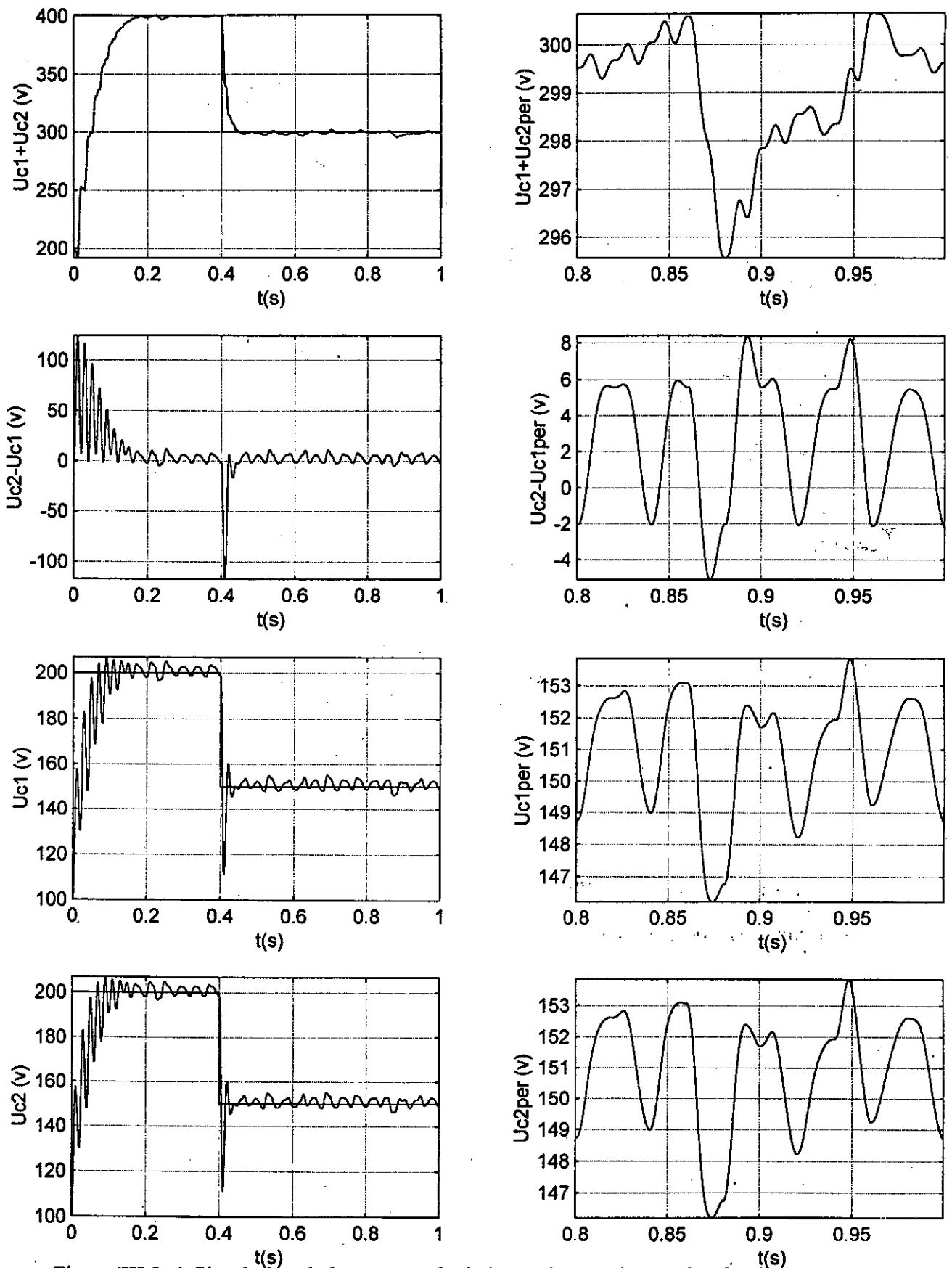
Résultats et interprétations :

La figure (III-3-a) montre que :

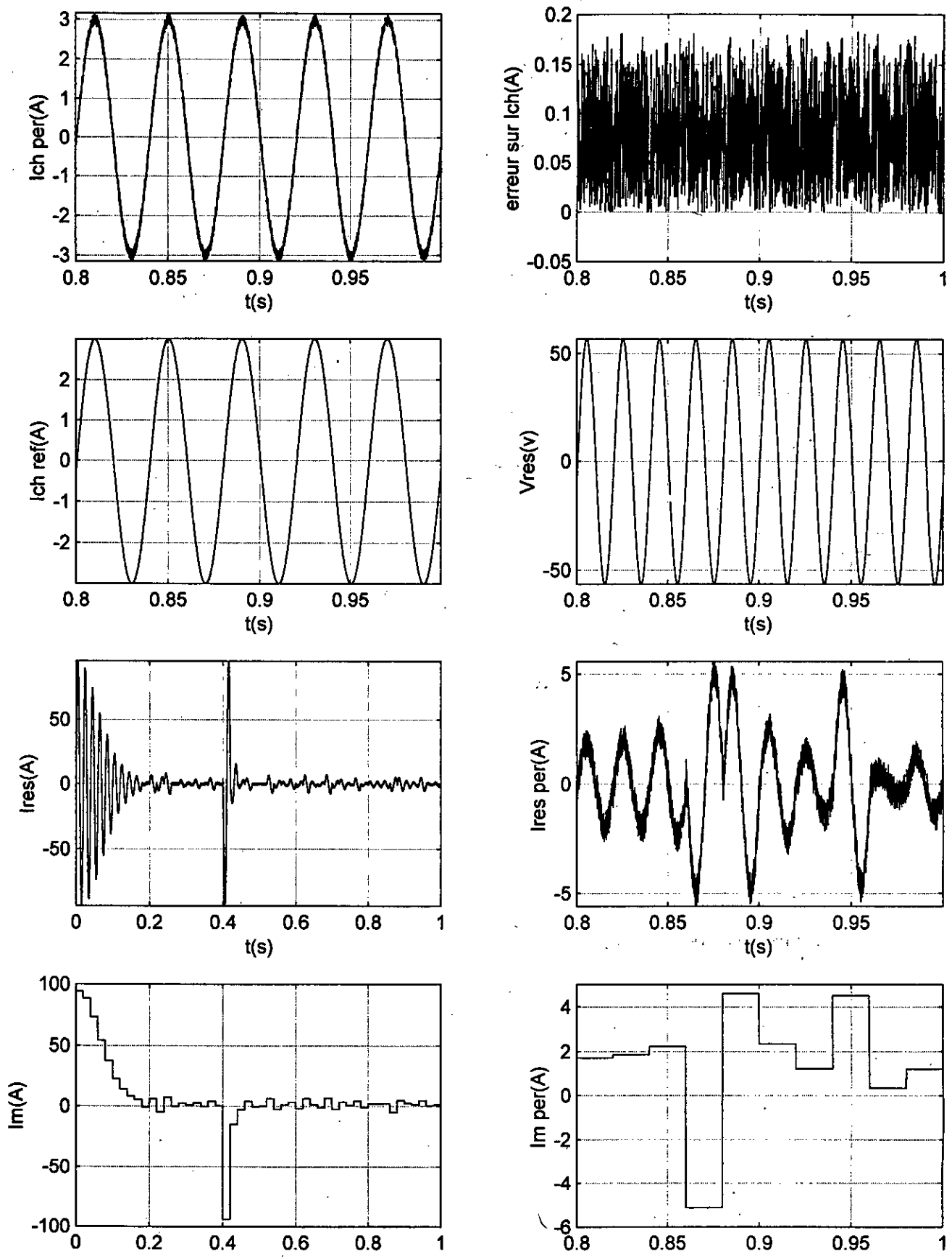
- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ atteint la référence de 400 V après 0.2 s.
- Après le régime transitoire, la différence $U_{C2}-U_{C1}$ se stabilise et sa valeur reste dans l'intervalle [-5 9] V.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent leurs références avec une erreur inférieure à 5 V.

La figure (III-3-b) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence sinusoïdale de 25 Hz et d'amplitude 3 A avec une erreur de 0.15 A.
- Le courant du réseau est bien en phase avec la tension du réseau.
- L'amplitude du courant du réseau I_m prend des valeurs grandes dans le régime transitoire, puis reste dans l'intervalle [-5 5] A en régime permanent. Mais pour le changement de référence, elle prend à nouveau de grandes valeurs pour atteindre rapidement la nouvelle référence imposée à la tension.



Figure(III.3.a):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par hystérésis.



Figure(III.3.b):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par hystérésis.

III.2.2.2 Second algorithme

Les boucles de courants sont commandées par la méthode de la stabilité de Lyapunov.

Pour cet algorithme, on va faire deux essais pour mettre en évidence les performances qui peuvent être obtenus par le changement de la fonction 'signe' par la fonction 'saturation' dans l'expression du second terme de la commande par les modes de glissement pour la boucle de tension.

Premier Essai :

Cas où on utilise la fonction 'signe'.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-4-a) et (III-4-b).

Résultats et interprétations :

La figure (III-4-a) montre que :

- La somme $U_{C2}+U_{C1}$ suit bien sa référence de 400 V.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs importantes même en régime permanent avec apparition d'ondulations autour de la référence.
- Donc, les tensions U_{C1} et U_{C2} sont moins meilleures que celles obtenues par les autres cas, dans le sens où les ondulations ne sont pas atténuées.

La figure (III-4-b) montre que :

- Le courant de charge i_{ch} suit bien sa référence sinusoïdale avec une erreur inférieure à 7.10^{-3} A.
- Le courant du réseau i_{res} est bien en phase avec la tension V_{res} . Le facteur puissance reste unitaire en valeur absolue.
- Le courant de commande I_m se stabilise dans l'intervalle [-10 15] A.

On remarque qu'avec la fonction 'signe', des ondulations apparaissent au niveau des tensions ce qui fait diminuer la qualité du réglage, d'où l'introduction d'une nouvelle fonction. Pour les courants, on observe un changement de signe du courant de commande d'une période à une autre, ce qui influe sur le signe du facteur de puissance.

Second essai :

Cas où on introduit la nouvelle fonction 'saturation'.

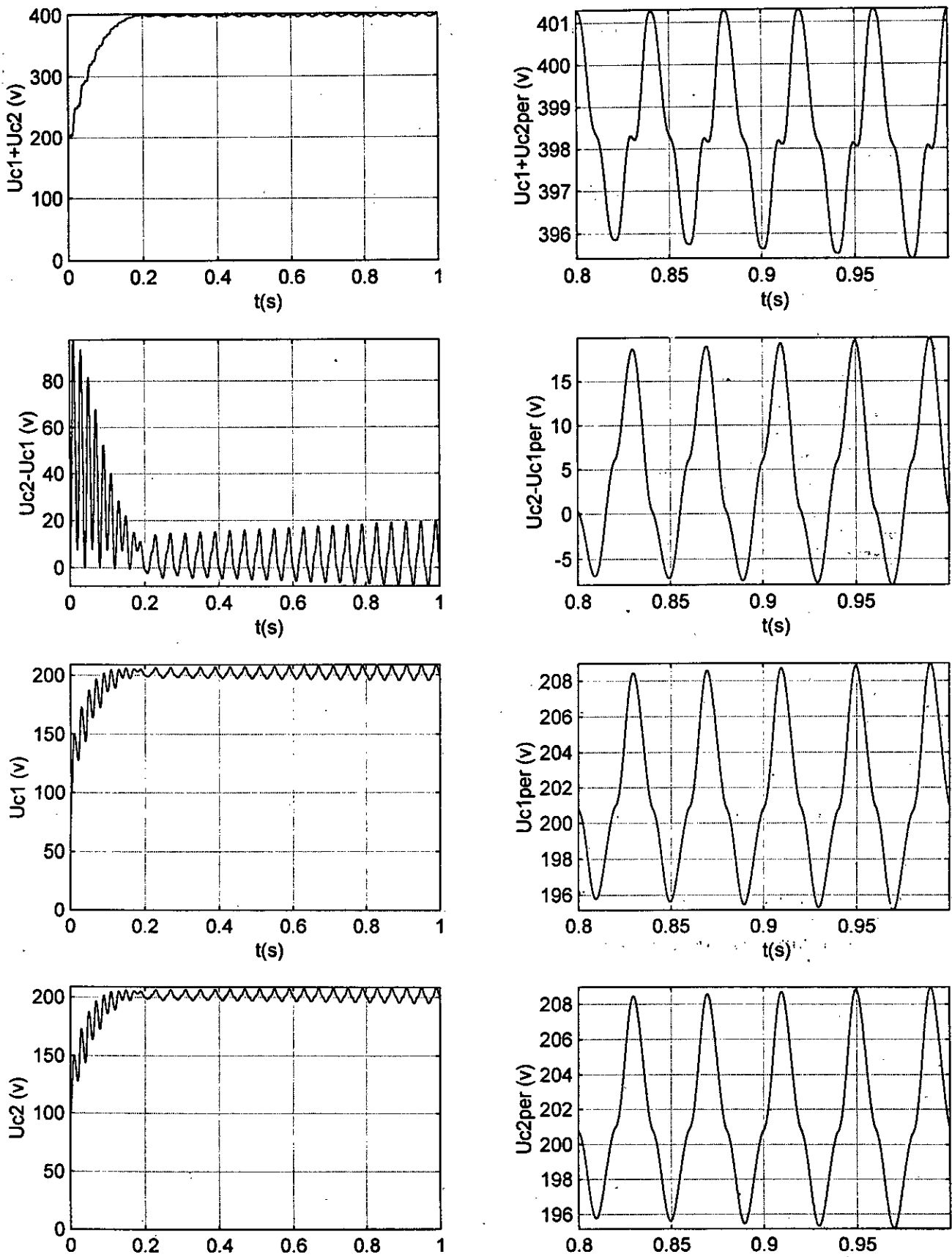
On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-5-a) et (III-5-b).

Résultats et interprétations :

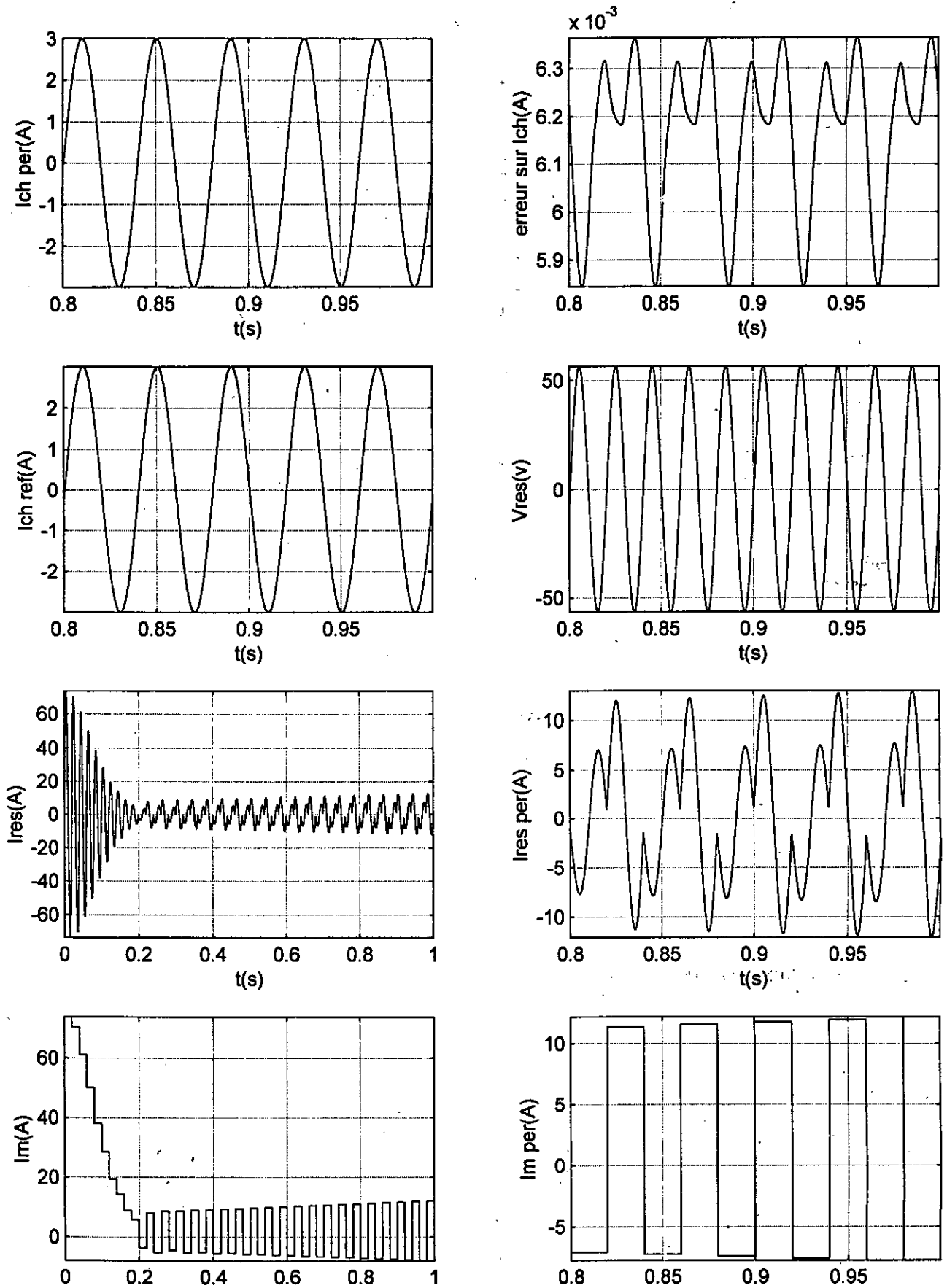
La figure (III-5-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ atteint sa référence de 400 V et passe sans dépassement à la nouvelle référence de 300 V.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ s'améliore nettement relativement au cas précédent, du moment où elle reste dans l'intervalle [0 14] V.
- Résultats de ces performances, les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références avec moins d'ondulations.
- La figure (III-5-b) montre bien que pour les courants, on obtient les mêmes résultats que le dernier essai.

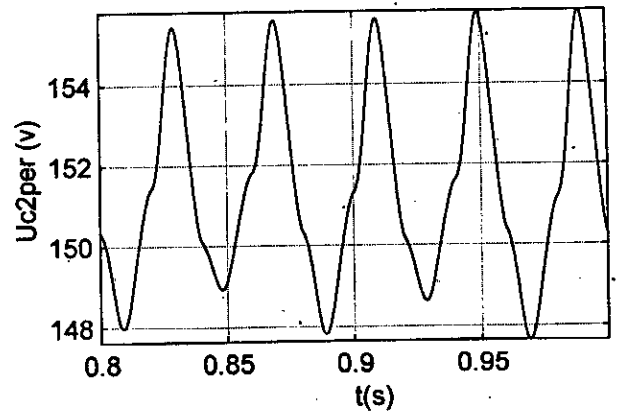
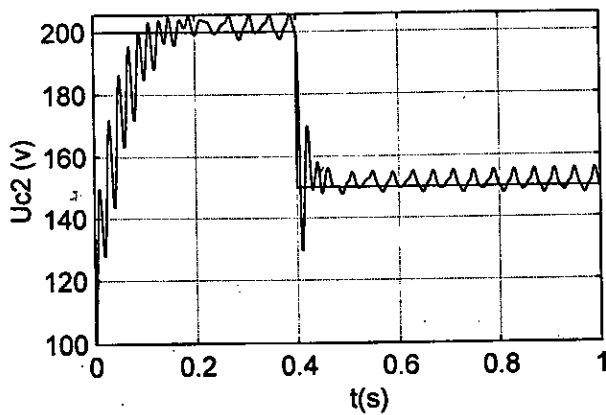
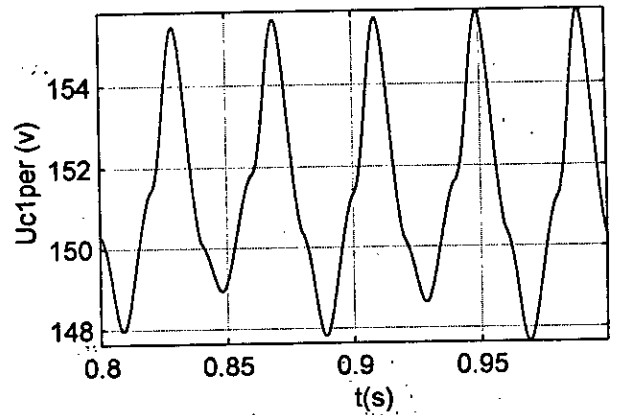
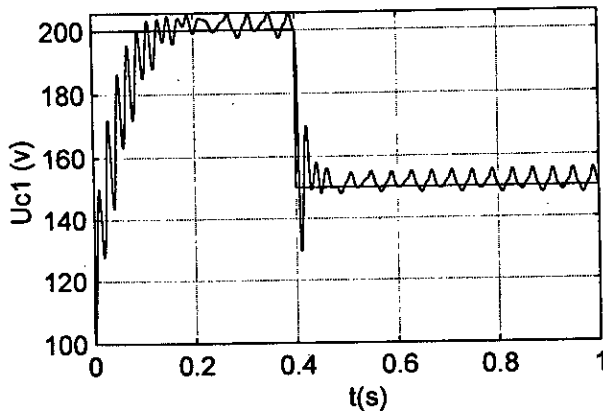
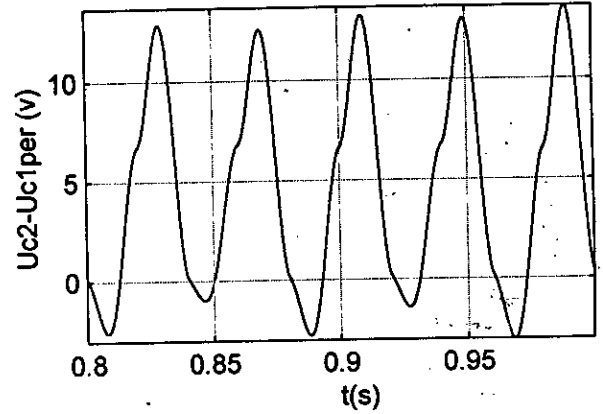
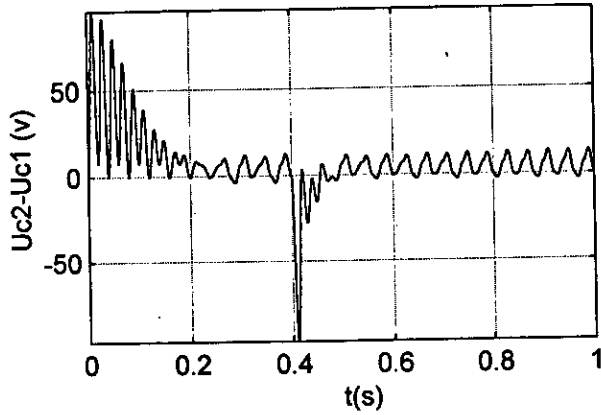
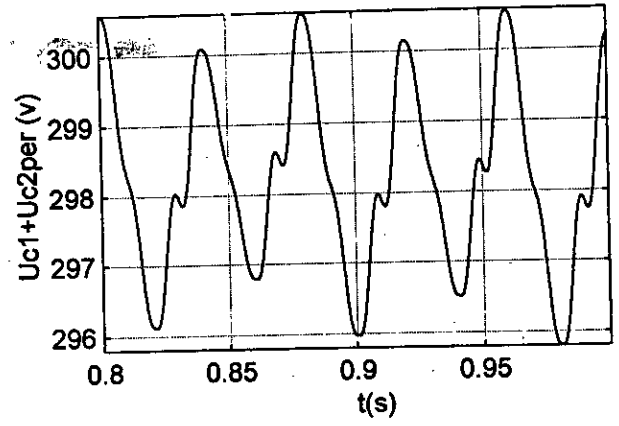
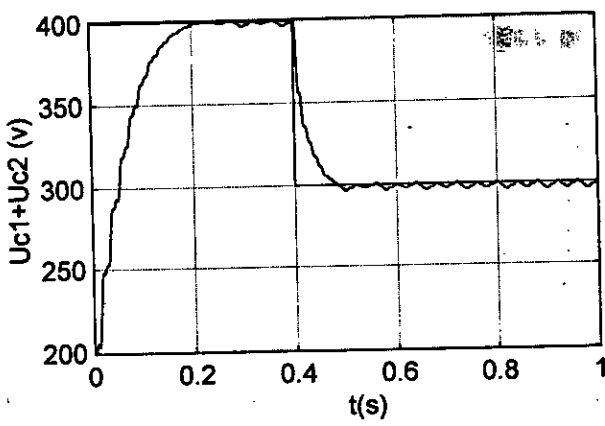
De ces deux derniers essais, on remarque une amélioration des performances pour le second cas. Cela se voit plus claire au niveau de la boucle de tension, du fait qu'il y a une diminution d'ondulation.



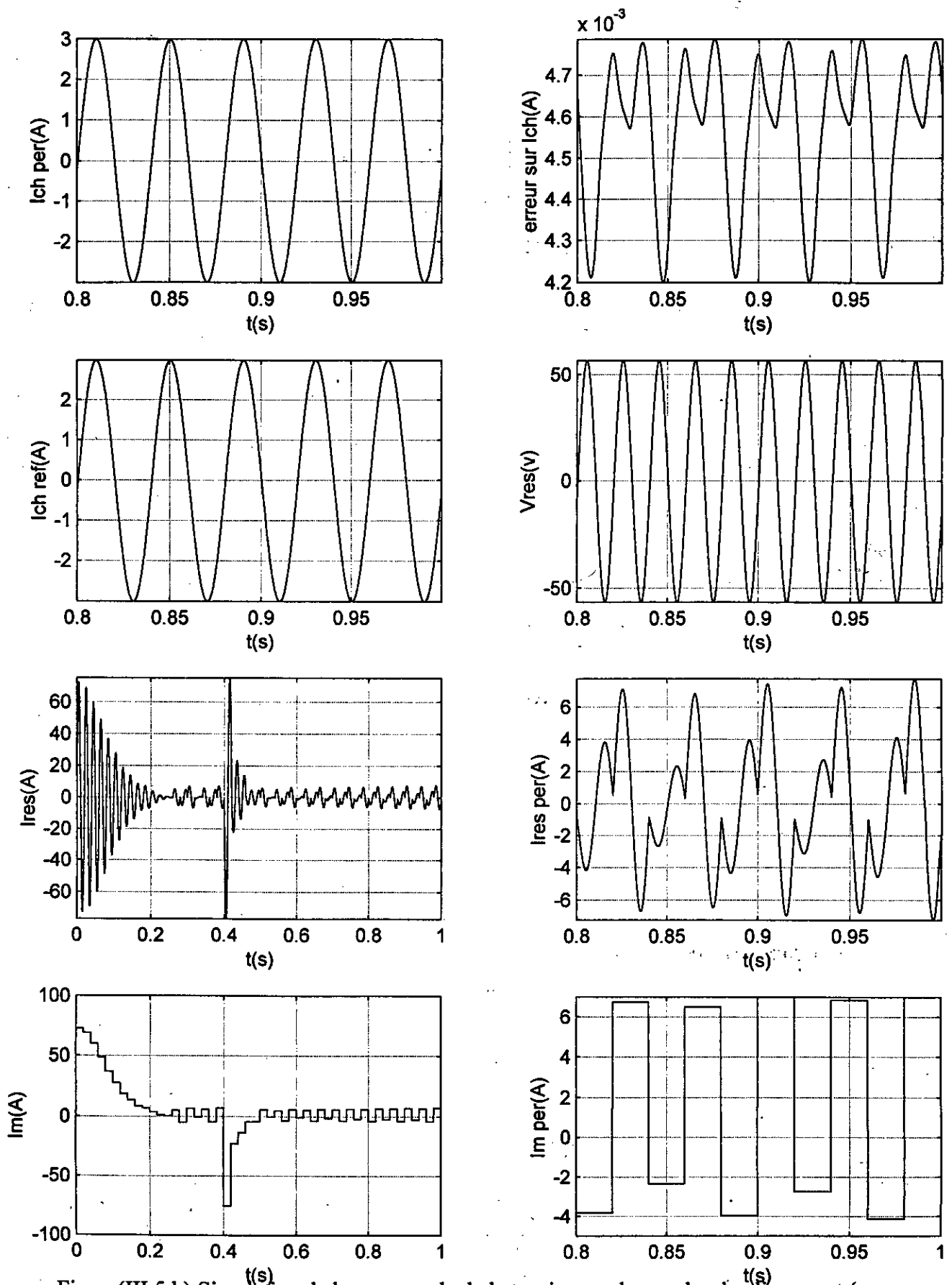
Figure(III.4.a):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la stabilité de Lyapunov.



Figure(III.4.b): Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la stabilité de Lyapunov.



Figure(III.5.a): Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement (avec la fonction 'saturation') et les courants par la stabilité de Lyapunov.



Figure(III.5.b):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement (avec la fonction 'saturation') et les courants par la stabilité de Lyapunov.

III.2.2.3 Troisième algorithme

Les boucles de courants sont commandées par la méthode du bouclage linéarisant.

Pour cet algorithme, on va faire deux essais le premier avec les références imposées dans ce chapitre et le second en imposant la même fréquence pour le courant de charge et du réseau.

Premier Essai :

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-6-a) et (III-6-b).

Résultats et interprétations :

La figure (III-6-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit sa référence avec une importante ondulation.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs grandes relativement aux résultats obtenus précédemment.
- On a un bon suivi des tensions U_{C1} et U_{C2} à leurs références respectives. Néanmoins nous observons une ondulation autour de la valeur de référence.

La figure (III-6-b) montre que :

- Le courant de charge i_{ch} suit la référence désirée avec une erreur de 0.25 A, ce qui n'est pas très satisfaisant.
- Le courant du réseau i_{res} est bien en phase avec la tension du réseau.
- Le courant de commande I_m se stabilise dans l'intervalle [-15 15] A.

On remarque qu'avec cet algorithme, on obtient des résultats non satisfaisant du moment où on a une différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$ importante avec des ondulations qu'on ne peut pas réduire. De même, l'erreur sur le courant de charge est relativement grande.

Second Essai :

Dans ce cas, on imposera la même fréquence pour les deux courants de charge et du réseau.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-7-a) et (III-7-b).

Résultats et interprétations :

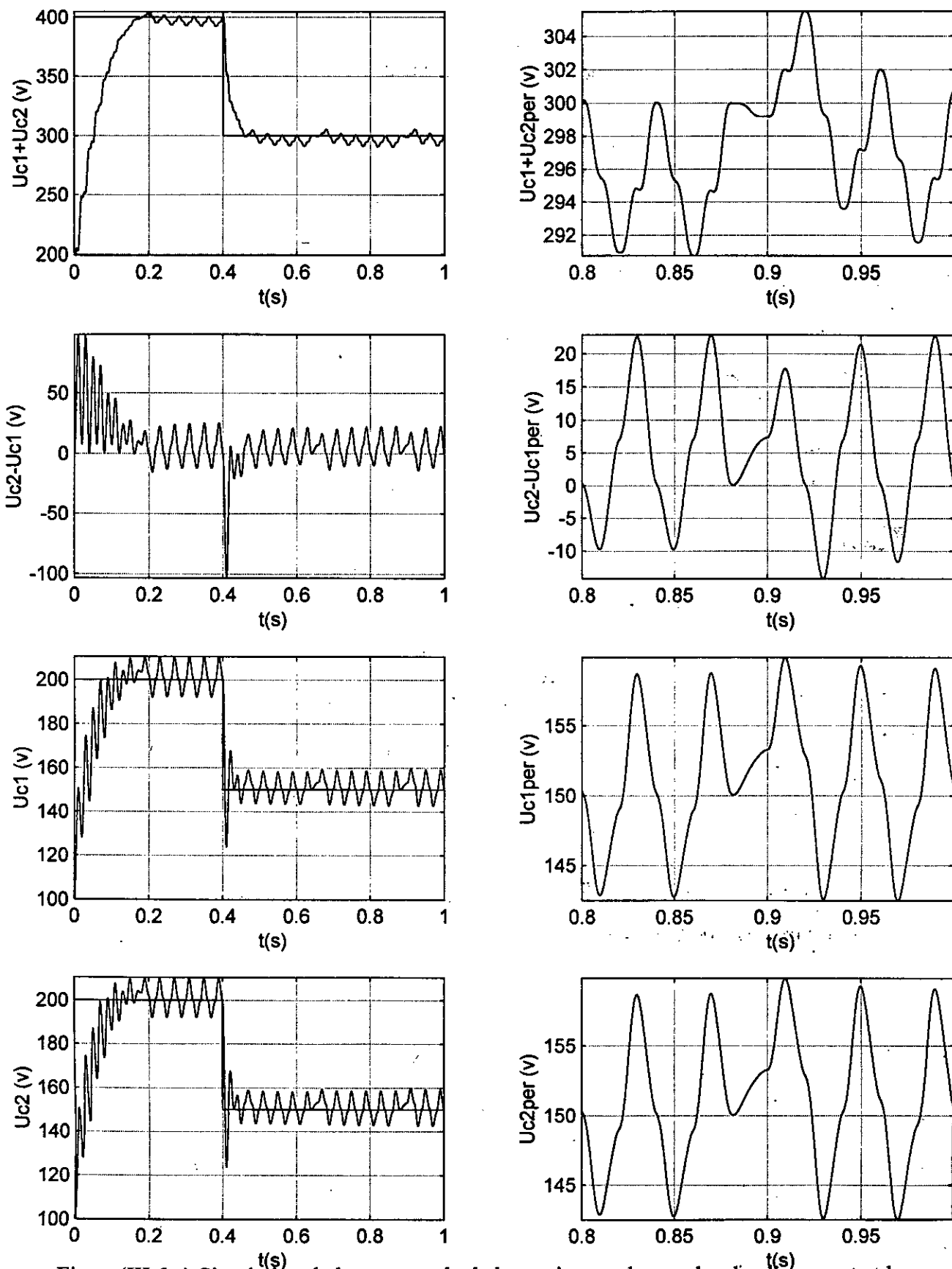
La figure (III-7-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit sa référence de 400 V puis de 300 V à l'instant 0.4 s. Un léger dépassement est observé au niveau de cette tension lors du changement de référence.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs beaucoup moins importantes par rapport aux résultats précédents car elle se limite entre 0 et 6 V en régime permanent.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références et on observe une atténuation de l'ondulation.

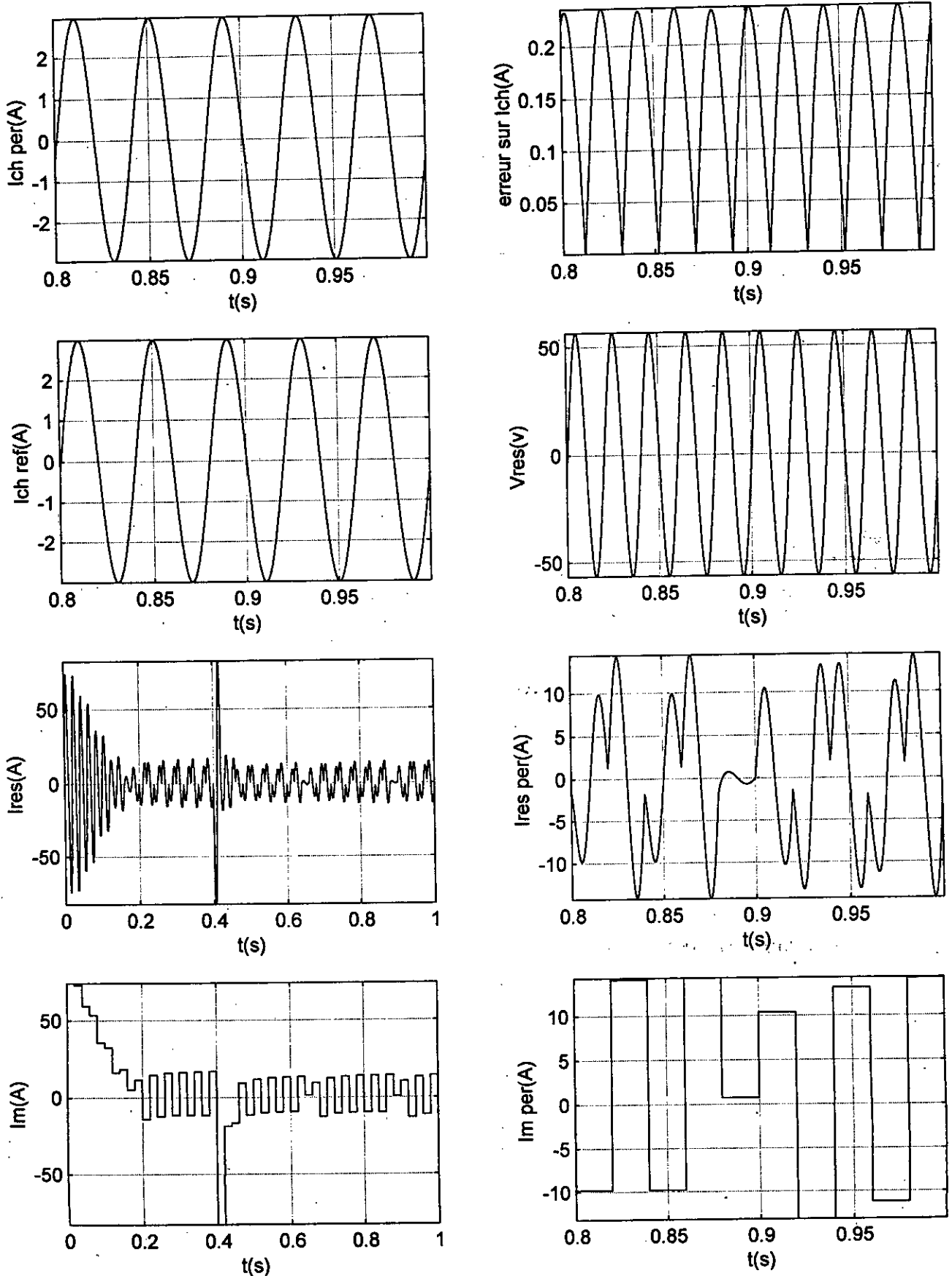
La figure (III-7-b) montre que :

- Le courant de charge suit sa nouvelle référence sinusoïdale, mais l'erreur est très importante (0.4 A).
- Les résultats pour I_{res} et I_m ne change pas du cas précédent.

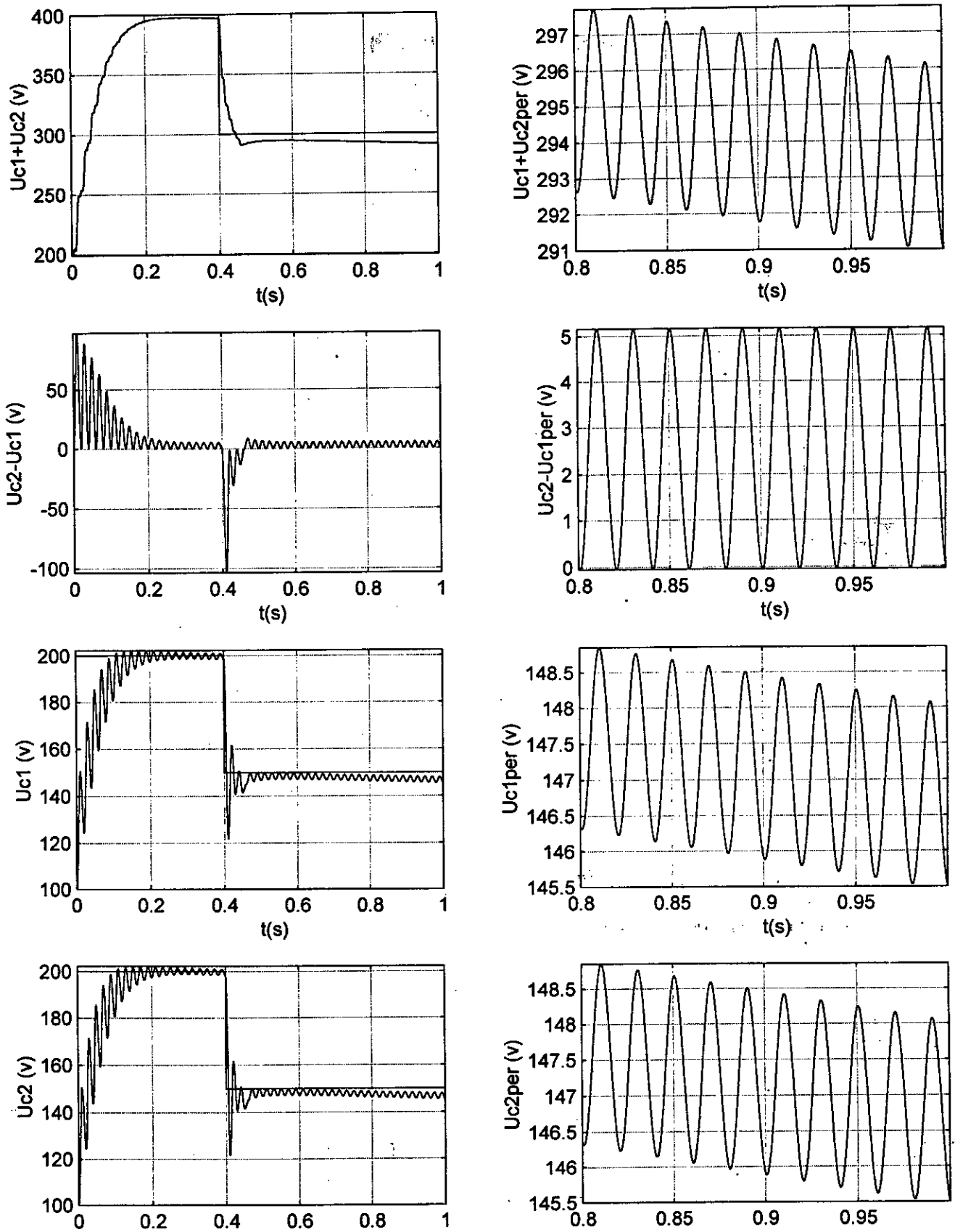
On remarque que la différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs très satisfaisantes pour ce cas du fait que les courants de charge et du réseau ont la même fréquence. Néanmoins, le résultat du réglage du courant de charge n'est pas acceptable.



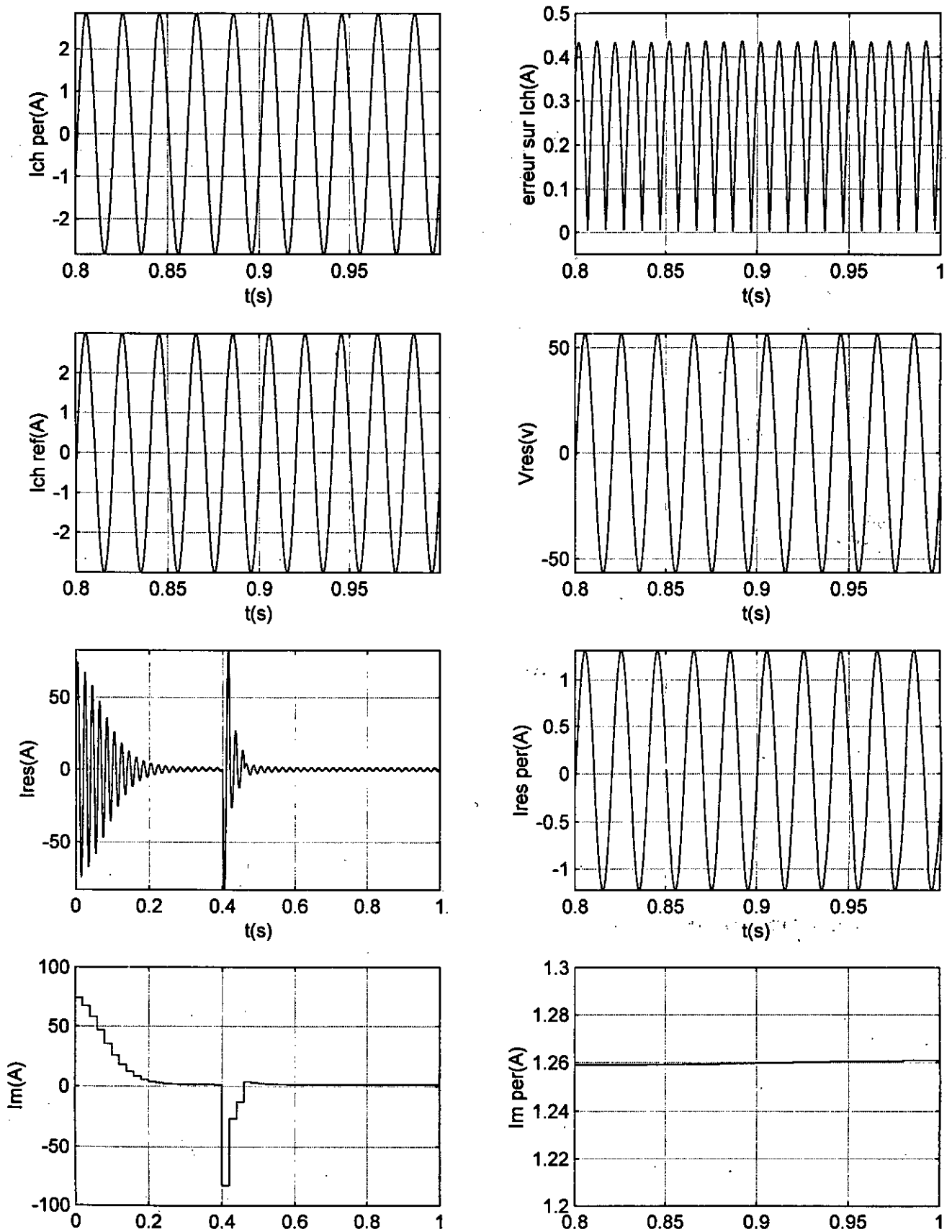
Figure(III.6.a): Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la méthode du retour linéarisant.



Figure(III.6.b): Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la méthode du retour linéarisant.



Figure(III.7.a):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la méthode du retour linéarisant (même fréquence pour les courants).



Figure(III.7.b):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la méthode du retour linéarisant (même fréquence pour les courants).

III.2.2.4 Quatrième algorithme

Les boucles de courants sont commandées par la méthode des modes de glissement.

Pour cet algorithme, on va faire deux essais le premier avec les références imposées dans ce chapitre et le second en faisant la variation de 20 % de la résistance de charge R_c .

Premier essai :

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-8-a) et (III-8-b).

Résultats et interprétations :

La figure (III-8-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ atteint sa référence de 400 V après 0.2 s.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ se stabilise entre -4 V et 5 V. Ce qui est très intéressant comparant avec les cas précédents, malgré que le dépassement est important lors du changement de référence.
- De même, les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références après établissement du régime permanent.

La figure (III-8-b) montre que :

- Le courant de charge suit parfaitement sa référence sinusoïdale.
- Le courant du réseau est bien en phase avec la tension du réseau.
- Le courant de commande I_m se stabilise à des valeurs faibles mais face un changement de référence il prend à nouveau de grandes valeurs afin d'atteindre la nouvelle référence.

Second Essai :

Dans ce cas, on a fait une variation de 20 % de R_c à $t=0.4$ s pour voir l'effet de cette variation sur la commande en modes de glissement.

On présente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (III-9-a) et (III-9-b).

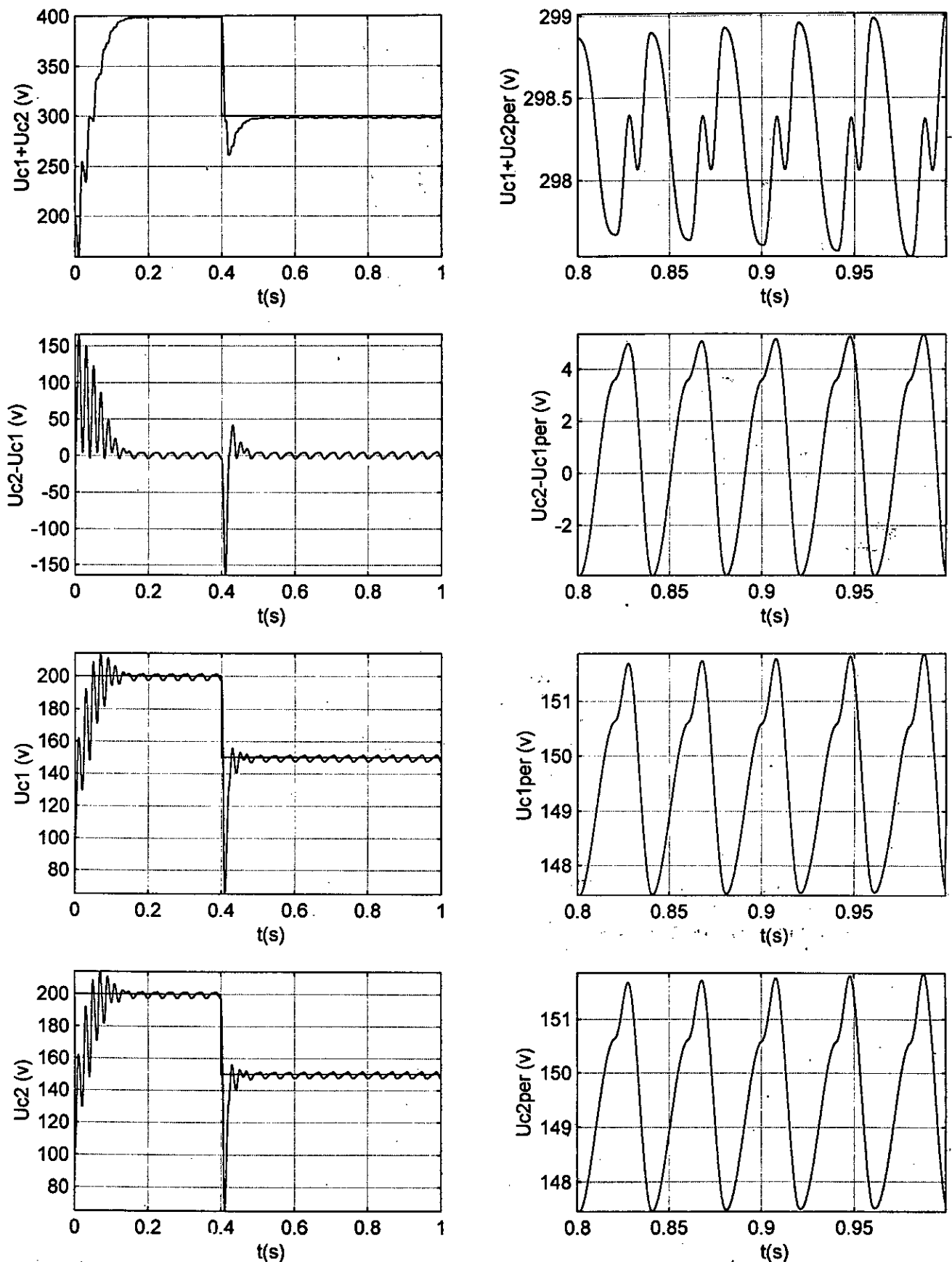
Résultats et interprétations :

La figure (III-9-a) montre que :

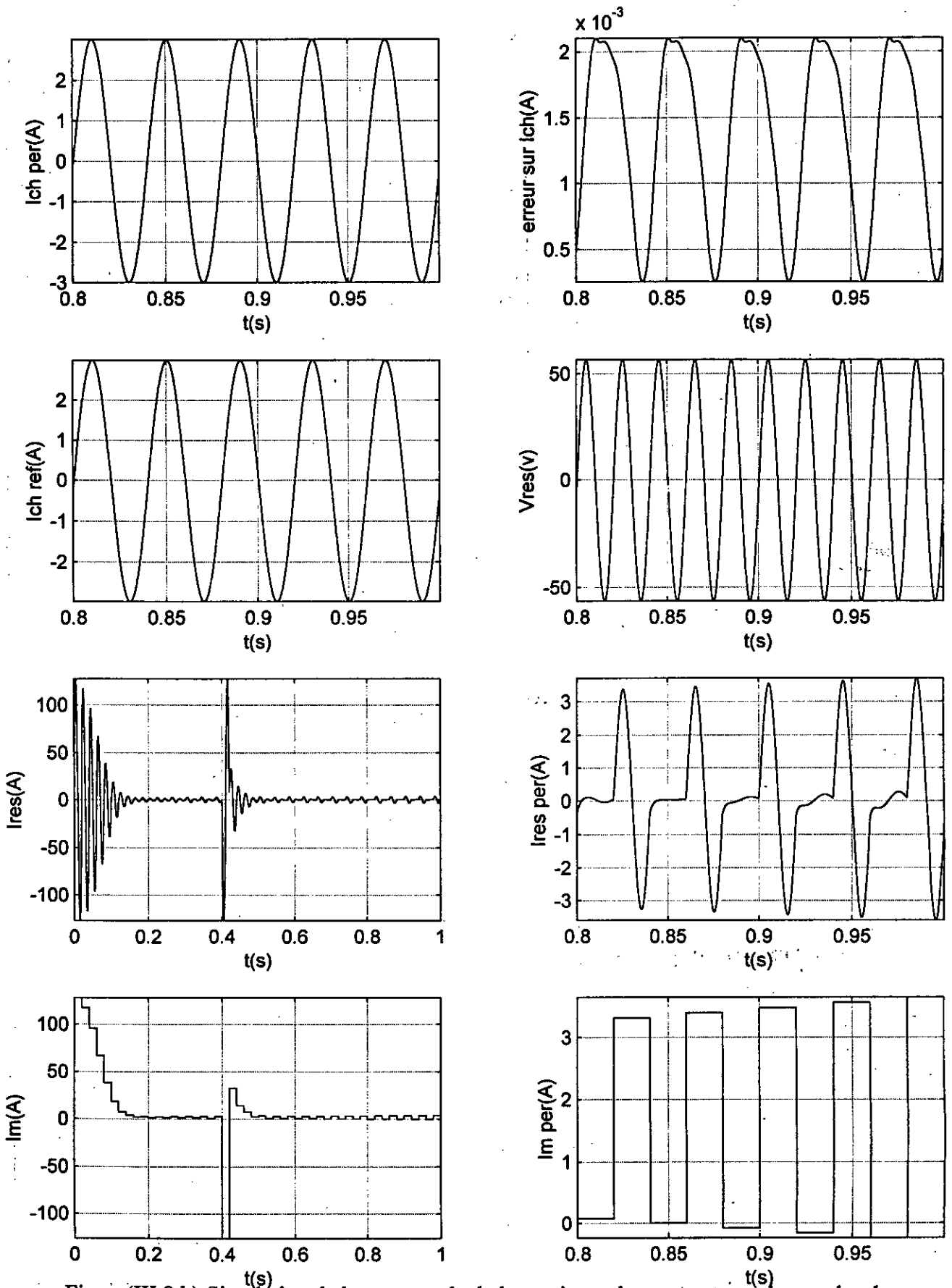
- la somme $U_{C1}+U_{C2}$ atteint la référence 400 V.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ se stabilise entre -4 V et 3 V.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références.

La figure (III-9-b) montre que :

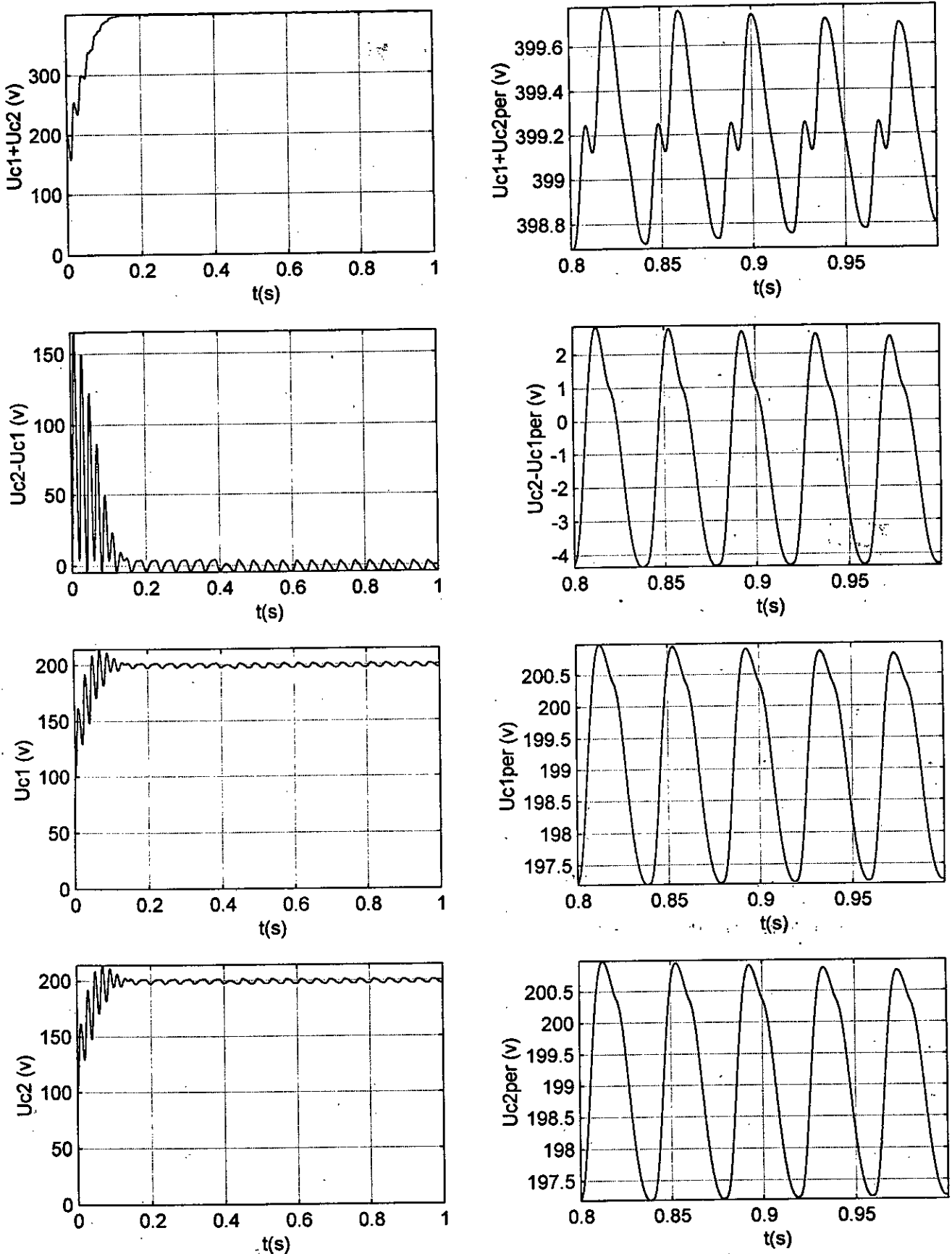
- Le courant du réseau est bien en phase avec la tension du réseau.
- Le courant de commande I_m se stabilise entre -1 et 3 A après passage par le régime transitoire.
- Le courant de charge ne suit plus sa référence sinusoïdale de fréquence 25 Hz et d'amplitude 3 A lors de la variation de la résistance R_c à $t=0.4$ s car il atteint seulement 2A.



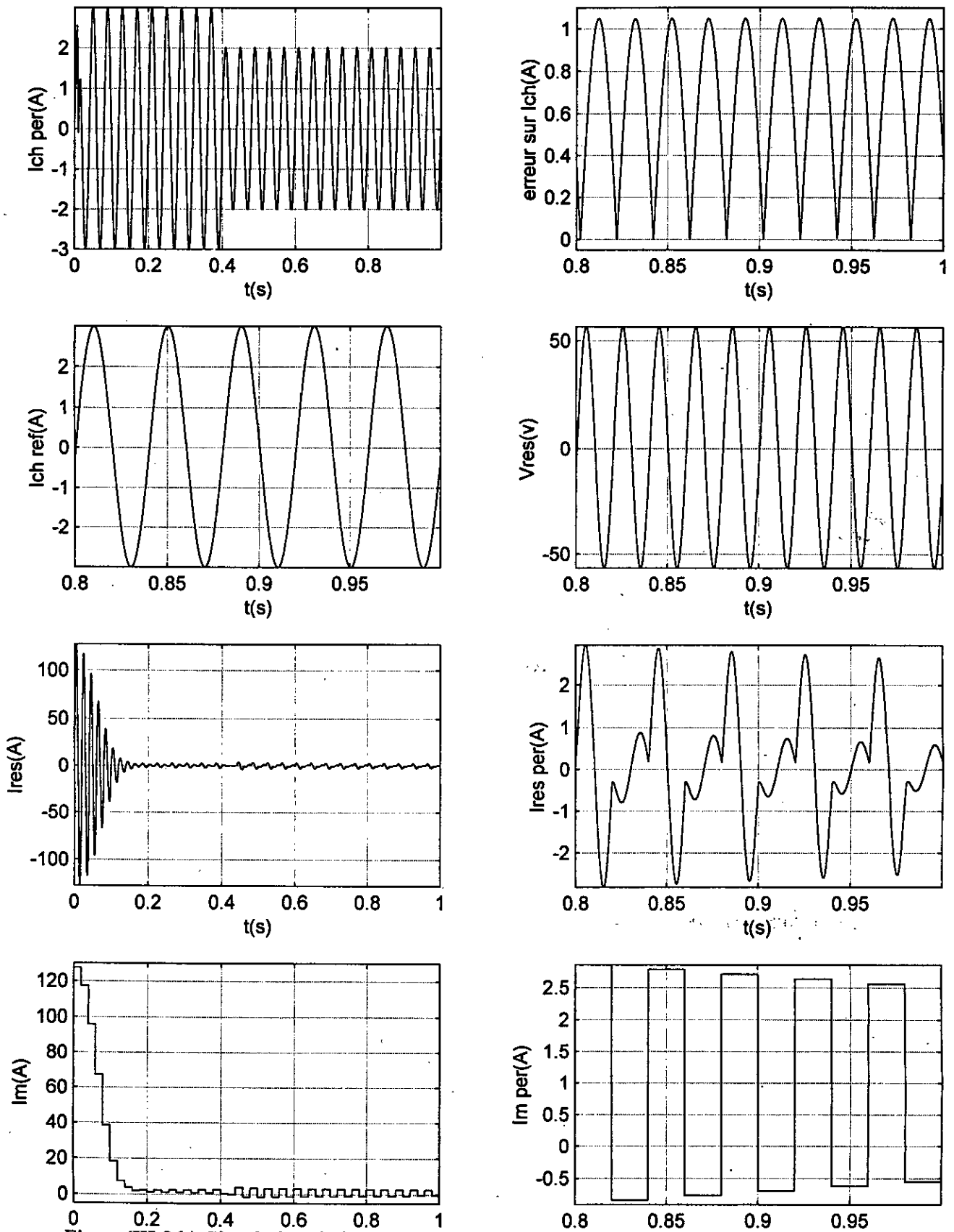
Figure(III.8.a): Simulation de la commande de la tension et les courants par les modes de glissement.



Figure(III.8.b): Simulation de la commande de la tension et les courants par les modes de glissement.



Figure(III.9.a):Simulation de la commande de la tension et les courants par les modes de glissement (avec variation de la résistance R_c de 20% à $t=0.4$ s).



Figure(III.9.b):Simulation de la commande de la tension et les courants par les modes de glissement (avec variation de la résistance R_c de 20% à $t=0.4$ s).

III.3 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des performances des différentes lois de commande élaborées précédemment. Les simulations présentées dans ce chapitre sont les différentes combinaisons des lois de commande, on a tenu à les présenter pour établir les différentes caractéristiques de chaque commande en général et en particulier pour notre modèle.

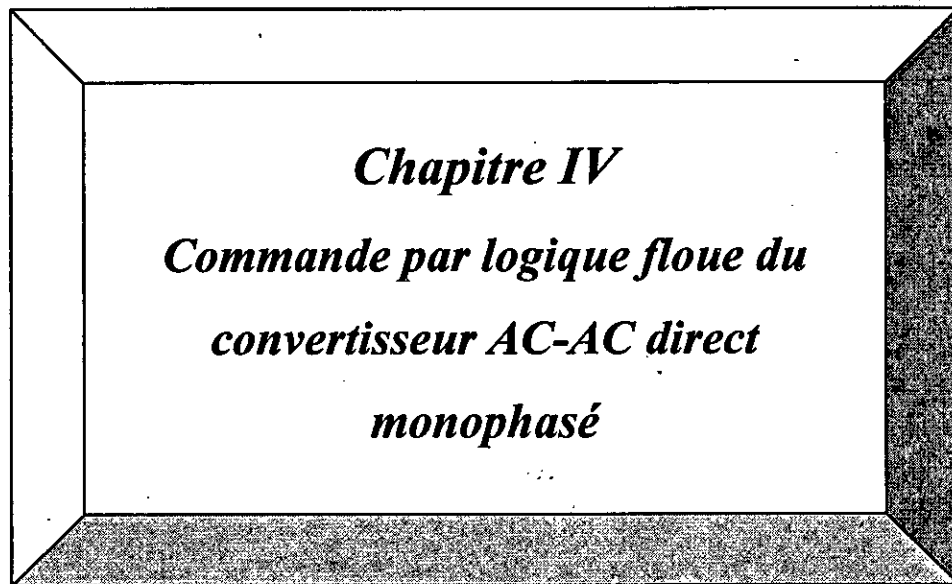
On a étudié l'influence de quelques paramètres sur les grandeurs à régler, on cite essentiellement :

- L'influence de la résistance de charge qui, en prenant des valeurs supérieures à la valeur nominale, fait diminuer l'amplitude du courant de charge sans affecter sa phase.
- L'influence du remplacement de la fonction 'signe' par la fonction 'saturation' dans l'expression de la commande par les modes de glissement, est telle qu'il contribue à la diminution des ondulations dans les réponses.

Les performances de réglage obtenues par la combinaison des commandes non linéaires utilisées est très satisfaisante, on distingue particulièrement les algorithmes où on a introduit la commande par les modes de glissement pour les boucles de courants. De plus, on a eu un très bon réglage en utilisant les modes glissant pour les trois boucles.

Du dernier essai, on a constaté que la méthode des modes de glissement n'est pas robuste aux variations de la résistance de charge.

Afin de remédier à ce problème, on introduira la commande par logique floue à notre convertisseur AC-AC direct monophasé dans le chapitre suivant.



Chapitre IV

***Commande par logique floue du
convertisseur AC-AC direct
monophasé***

IV.1 Introduction

Dans le ce chapitre, on va introduire un nouveau type de réglage qui est " le réglage par logique floue ". Après un rappelle des bases fondamentales de la logique floue ainsi que les caractéristiques du régulateur utilisé, on passe à l'application de la loi de commande combinée avec les autres types de réglage du chapitre précédent. Enfin, on va commander les trois boucles du système par le même régulateur flou.

IV.2 La logique floue

La logique floue est une grande actualité, et bien qu'elle soit utilisée au japon plus que dans d'autre pays, ces bases théoriques ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A. ZADEH [9] de l'université de Californie. Au début, elles n'ont pas été prises au sérieux, puisque à cette époque les ordinateurs avec leur fonctionnement exact et précis, ont commencé à se répondre à une large échelle, contrairement la logique floue qui permet de traiter des variables non exactes et dont la valeur peut varier.

Initialement, la théorie de la logique floue à été appliqué dans des domaines non techniques comme le commerce, la jurisprudence et la médecine. Il a fallu attendre 1975 pour voir sa première apparition dans le domaine de la régulation [8]. Et en 1985, ce sont les Japonais qui ont commencé à l'appliquer dans le domaine industriel, grâce aux avantages suivants :

- Comportement non linéaire sans dynamique,
- Aptitude à régler convenablement des systèmes avec des comportements dynamiques, dont la modélisation est difficile.
- Connaissance approximative des paramètres du système à régler (régulation sans modélisation).

Naturellement, elle avait quelques inconvénients comme :

- Inexistence de règles pour le choix des méthodes de defuzzification et inférence,
- Sans modèle adéquat, il est impossible de démontrer la stabilité du système à régler, et la précision de réglage souvent peu élevée.

IV.3 Règles de base de la logique floue

IV.3.1 Ensemble flou

Mathématiquement, un ensemble flou A est défini sur un référentiel U par une fonction d'appartenance notée μ_A qui appliquée à un élément u de U retourne un degré d'appartenance $\mu_A(u)$ de u à A, comme le montre la figure (IV-1). Un ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées : $\{ (u, \mu_A(u)) / u \in U \}$.

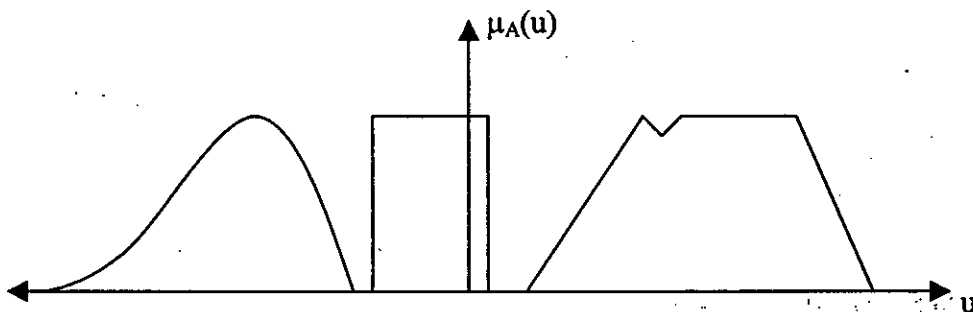
Si U est discret, A est représenté par :

$$A = \sum_{u_i \in U} \frac{\mu(u_i)}{u_i} \quad (\text{IV-1})$$

Si U est continu, A est représentée par :

$$A = \int_U \frac{\mu(u)}{u} \quad (\text{IV-2})$$

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique des termes linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissance experte qualitative, et qui sont manipulées par la logique floue.



Figure(IV.1) : Exemple de fonction d'appartenance

IV.3.2 Les opérateurs en logique floue

Disposant d'une représentation formelle des classes floues sous la forme de fonctions d'appartenance, il est naturel de chercher à faire avec les ensembles flous ce que l'on fait avec les ensembles classiques. *ZADEH* a ainsi généralisé les opérateurs des ensembles

classiques au cas flou. Les opérateurs appliqués aux ensembles flous sont définis à partir de leurs fonctions d'appartenance.

Soient A et B deux ensembles flous définis dans le référentiel U avec les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B respectivement.

Définition 1 : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l'union $A \cup B$ est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \mu_A(u) + \mu_B(u) \quad (\text{IV-3})$$

Dans le domaine de la commande, le « + » représente souvent le Maximum :

$$\mu_A(u) + \mu_B(u) = \text{Max}(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (\text{IV-4})$$

Définition 2 : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ de l'intersection $A \cap B$ est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \mu_A(u) * \mu_B(u) \quad (\text{IV-5})$$

Le symbole « * » correspond le plus souvent à :

- Minimum : $\mu_A(u) * \mu_B(u) = \text{Min}(\mu_A(u), \mu_B(u))$
- Produit algébrique : $\mu_A(u) * \mu_B(u) = \mu_A(u) \times \mu_B(u)$

Définition 3 : La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément de l'ensemble A notée \bar{A} est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{IV-6})$$

Définition 4 : Soient A_1, \dots, A_n des ensembles flous respectivement définis sur U_1, \dots, U_n , le produit cartésien de A_1, \dots, A_n , est un ensemble flou défini sur U_1, \dots, U_n , de fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1, \dots, A_n}(u_1, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) * \dots * \mu_{A_n}(u_n) \quad (\text{IV-7})$$

Définition 5 : Une relation floue représente le degré de présence ou d'absence d'une association entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous.

Une relation floue d'ordre n est un ensemble flou défini sur $U_1 \times \dots \times U_n$ par l'expression suivante :

$$R_{U_1 \times \dots \times U_n} = \{((U_1, \dots, U_n), \mu_R(u_1, \dots, u_n)) / (u_1, \dots, u_n) \in U_1 \times \dots \times U_n\} \quad (IV-8)$$

Définition 6 : Soit R et S deux relations floues définies respectivement dan $U \times V$ et $V \times W$. La composition de R est S et un ensemble flou, symbolisé par $R \circ S$, de fonction d'appartenance :

$$\mu_{R \circ S}(u, w) = \left\{ (u, w), \sup_{v \in V} (\mu_R(u, v) * \mu(v, w)) \right\} \quad (IV-9)$$

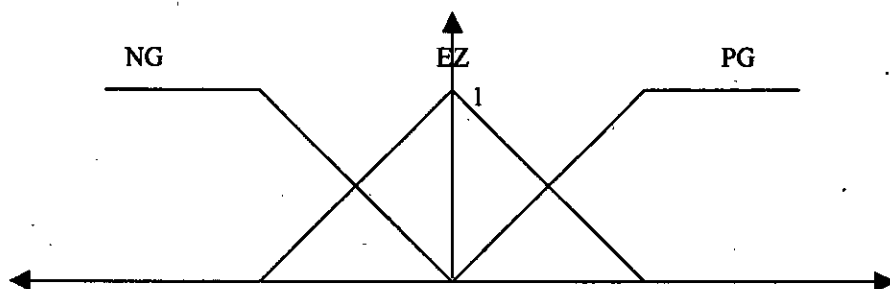
IV.3.3 Variables linguistiques

C'est une variable dont les valeurs ne sont pas des nombres mais des mots ou phrases exprimés en langage humain. La raison pour laquelle on utilise cette représentation est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique est généralement représentée par un triplet $(x, T(x), U)$ dans lequel x est le nom de la variable linguistique (vitesse, position, erreur, ...) et T(x) est l'ensemble des valeurs linguistiques utilisées pour caractériser x. Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie sur le référentiel $U = [-10, +10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :

$T(\text{erreur}) = \{ \text{Négatif Grand (NG)}, \text{Négatif Petit (NP)}, \text{Environ Zéro (EZ)}, \text{Positif Petit (PP)}, \text{Positif Grand (PG)} \}$.

Ces symboles linguistiques peuvent être considérés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont représentées sur la figure ci-dessous :



Figure(IV.2): Représentation de la variable linguistique "erreur"

IV.3.4 Fonction d'appartenance

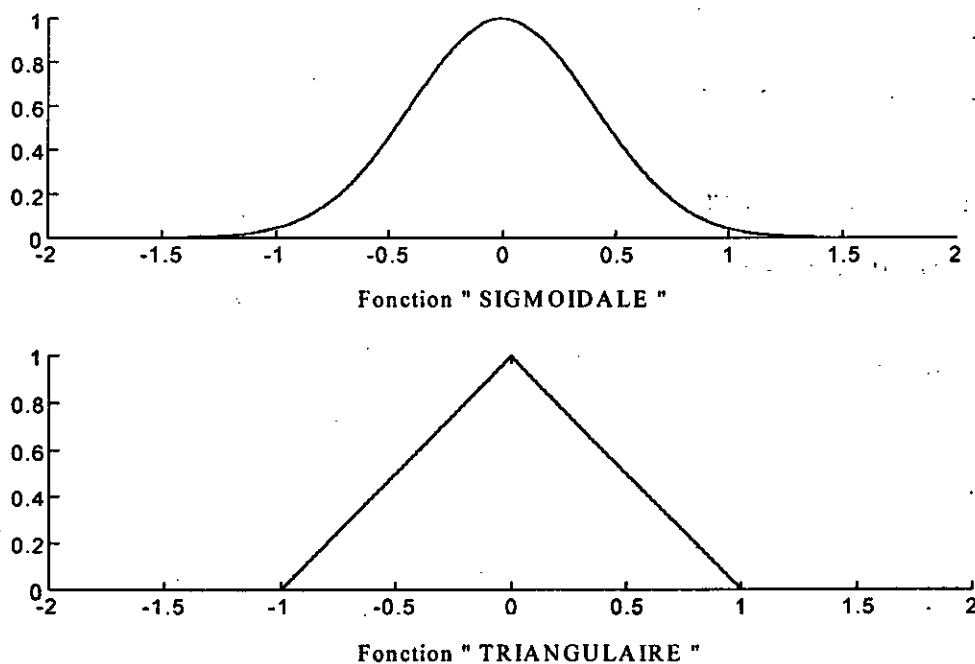
Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur ordinateur, une définition des variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance s'impose. Dans ce contexte, on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$ où x est la variable linguistique, et A indique l'ensemble concerné. Une valeur précise de $\mu_A(x)$ sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$ est appelé " support de A ". Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

- **Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \text{Max}\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{IV-10})$$

- **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{IV-11})$$



Figure(IV.3): Formes de fonction d'appartenance

- **Fonction Gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$:

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{IV-12})$$

- **Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \quad (\text{IV-13})$$

IV.3.5 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle R de la forme «si x est A alors y est B» à partir de la prémisse d'une part, et celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_R(x, y) = \text{Imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV-14})$$

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont les implications de **Mamdani** et de **Larsen**.

$$\text{Implication de Mamdani} : \mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV-15})$$

$$\text{Implication de Larsen} : \mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{IV-16})$$

IV.3.6 Structure d'un ensemble flou [7]

Un système flou est un système à base de connaissance particulière. L'architecture de base d'un système flou se compose de quatre modules principaux, comme le montre la figure (IV-4) :

- **La base des règles floues** : ou base de connaissance, contient les règles floues décrivant le comportement du système. Elle est le cœur du système entier dans le sens où tout les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles, en vue de former le système final.

- **Le moteur d'inférence floue** : transforme à l'aide des techniques de raisonnement flou la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue.

La fuzzification : transforme la grandeur physique d'entrée en une grandeur floue.

La défuzzification : transforme la grandeur floue issué de l'inférence en une grandeur physique.

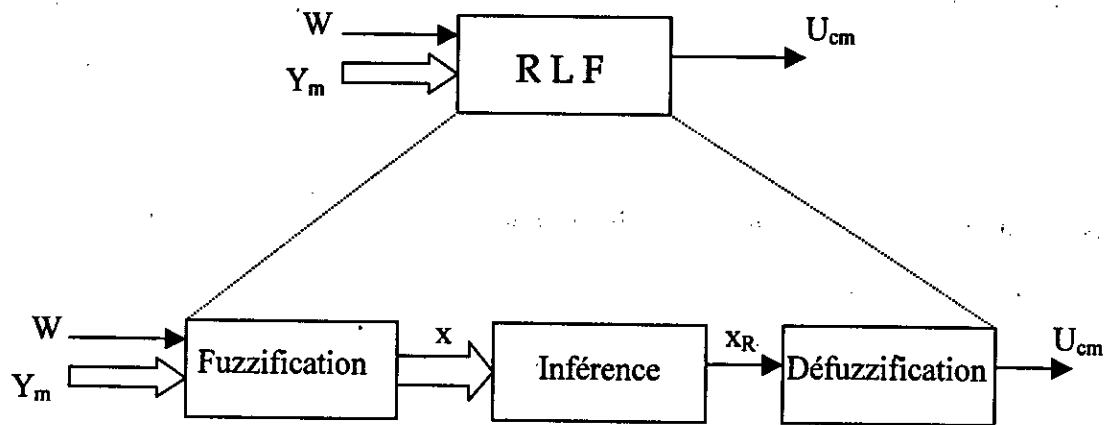


Figure (IV.4): Configuration de base des systèmes flous

Base des règles floues :

Une base de règles floues R est une collection de règles floues de la forme :

" SI - ALORS ".

$R = [R_1, \dots, R_n]$, telle que :

R_1 : Si x_1 est A_{11} et ... et x_n est A_{1n} ALORS y est B_m

Ou alors sous la forme de Sugeno :

R_1 : Si x_1 est A_{11} et ... et x_n est A_{1n} ALORS $y = f_m(x)$.

Avec $f_m(x)$ est un polynôme.

Moteur d'inférence floues :

Le moteur d'inférence effectue une transformation sur les ensembles flous dans l'espace de sortie à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrées, en se basant sur les opérations de la logique floue. L'antécédent de la règle R_1 définit un produit cartésien de A_{11}, \dots, A_{1n} et la règle elle-même R_1 est vue comme une implication. Soit A_x un ensemble flou dans U, alors chaque règle R_1 détermine un ensemble flou $B_1 = A_x \circ R_1$ dans U. La fonction d'appartenance de B_1 est donnée par la règle suivante :

$$\mu_{B_1} = \sup_{x \in A_x} (\mu_{A_x}(x) * \mu_{R_1}(x, y)) \quad (IV-17)$$

L'ensemble des M règles constituant la base des règles floues sont liées par l'opérateur de disjonction « ou ». Ainsi, l'ensemble flou final $B' = A_x \circ R$ est donné par la relation :

$$\begin{cases} B' = B_1' + \dots + B_M' \\ \mu_{B'}(y) = \mu_{A_x \circ R_1}(y) + \dots + \mu_{A_x \circ R_M}(y) \end{cases} \quad (IV-18)$$

Dans le jeu des règles du système flou interviennent les opérateurs flous " ET " et " OU ". L'opérateur " ET " s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur " OU " lie les différentes règles. Plusieurs type de raisonnement flou ont été proposés dans la littérature suivant la réalisation des opérateurs flous " ET " et " OU " et le type de règles floues utilisées.

Les moteurs d'inférence floue les plus utilisées [9] sont :

- Méthode d'inférence " max-min "
- Méthode d'inférence " max-prod "
- Méthode d'inférence " som-prod "

La figure ci-dessous illustre les schémas de ces trois moteurs d'inférence.

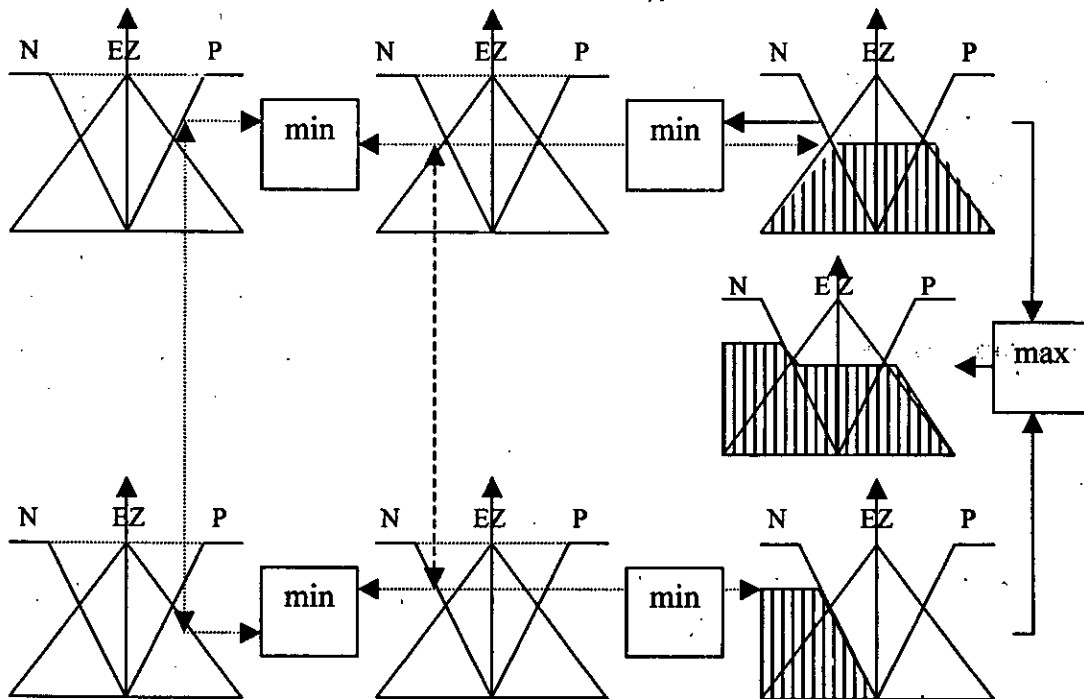


Figure (IV.5.a): Méthode d'inférence " max-min " pour deux variables d'entrée et deux règles

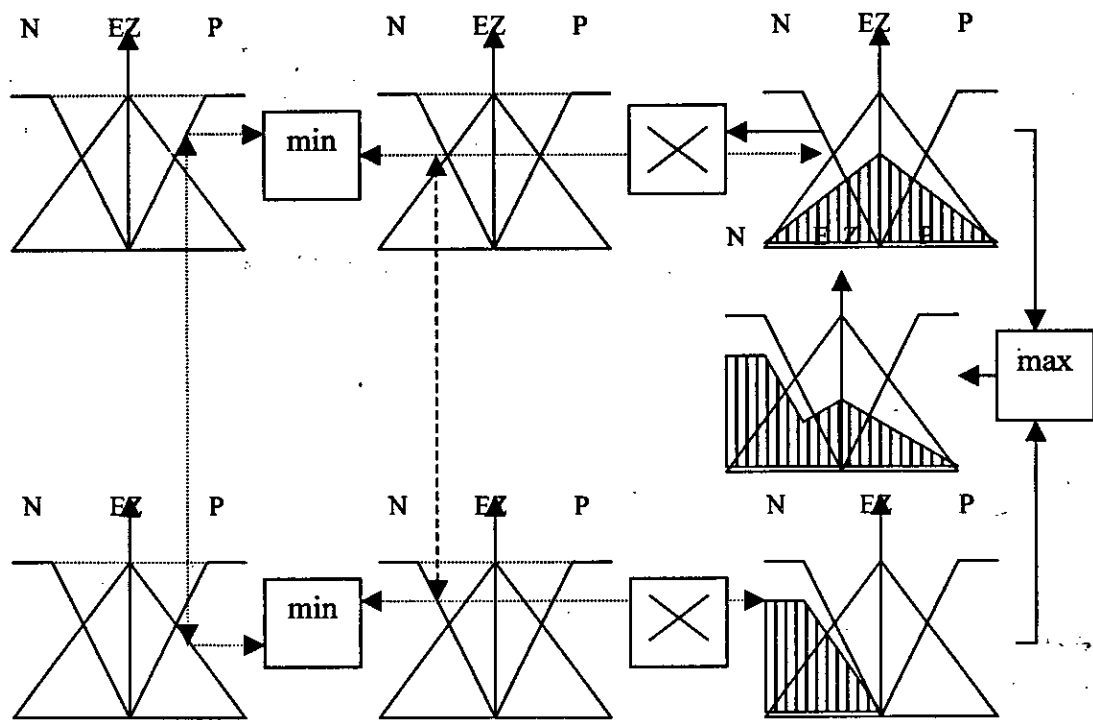


Figure (IV.5.b): Méthode d'inférence " max-prod " pour deux variables d'entrée et deux règles

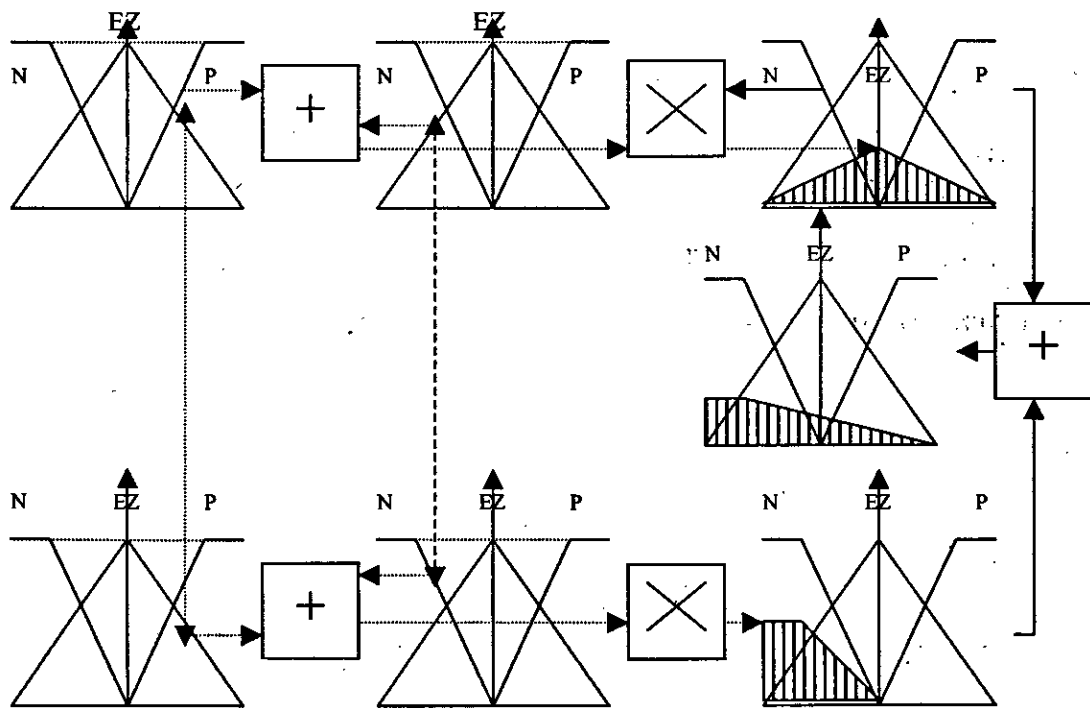


Figure (IV.5.c): Méthode d'inférence " som-prod " pour deux variables d'entrée et deux règles

Fuzzification :

La fuzzification consiste à relier le point numérique $x_0 = (x_{10}, \dots, x_{n0})^T$ de U à l'ensemble flou $A_x = [A_{x1}, \dots, A_{xn}]$ dans $U = U_1 \times \dots \times U_n$, où A_{xi} est un ensemble flou dans U_i . Il est à rappeler qu'avant la fuzzification des variables d'entrées, on doit d'abord les multiplier par un gain d'adaptation, étant donné que le domaine de variation des variables traitées par le moteur d'inférence flou doit être l'intervalle $[-1 \ 1]$.

Défuzzification :

Comme il a été décrit précédemment, le moteur d'inférence flou fournit une fonction d'appartenance résultante pour la variable de sortie x_G , c'est donc une information floue. En sachant que la sortie de l'organe de commande doit être une information précise, il est impératif de faire la transformation de cette information en une information déterminée. Cette transformation est appelée "*La défuzzification*".

Il existe plusieurs méthodes de défuzzification mais la plus utilisée est la "*défuzzification par centre de gravité*", qui consiste à calculer le centre de gravité x_G de la fonction d'appartenance $\mu_{res}(x)$ résultante du moteur d'inférence floue, comme le montre bien la figure (IV-6).

La valeur de x_G est déduite comme suit :

$$x_G = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_{res}(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x) dx} \quad (IV-19)$$

La figure (IV-7) illustre une autre méthode de défuzzification appelée "*la défuzzification par valeur maximum*", où on attribue à x_G la valeur maximum de la fonction d'appartenance résultante du moteur d'inférence flou.

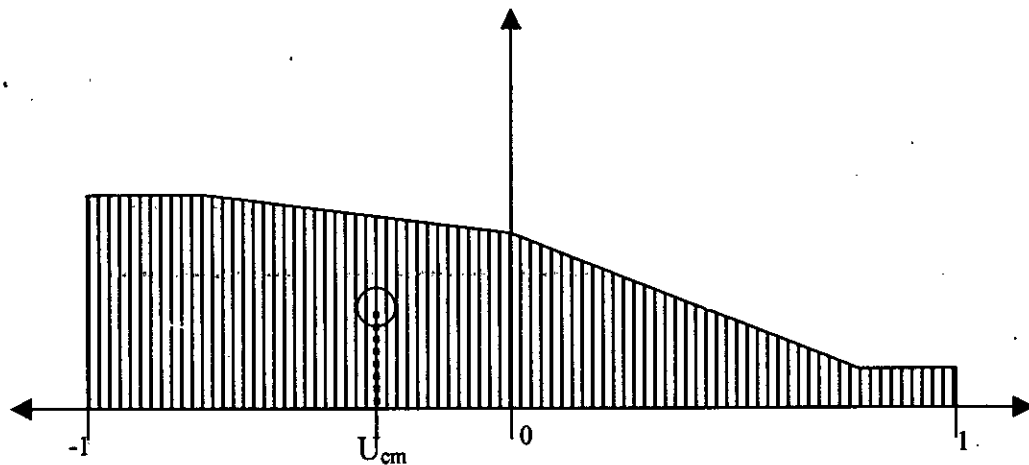


Figure (IV.6): Défuzzification par centre de gravité

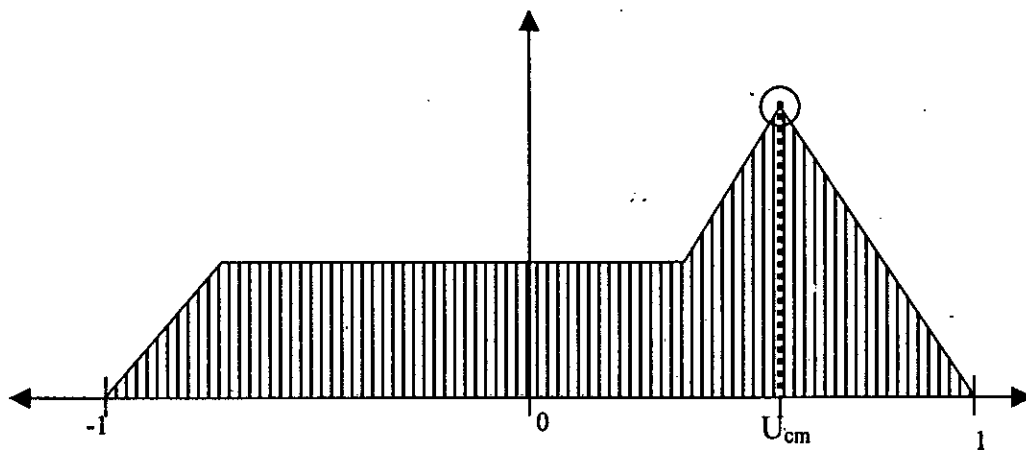


Figure (IV.7): Défuzzification par valeur maximum

Le choix du régulateur flou à appliquer sur notre système s'est porté sur le contrôleur du type "MAMDANI".

IV.4 Description du régulateur Flou du type 'MAMDANI'

C'est le premier régulateur à utiliser la technique de réglage par logique floue. Il a été proposé par *E.H. MAMDANI* [8] en 1974. Ce régulateur détermine un ensemble de règles qui - appliqués au système- peuvent le contrôler de la manière désirée. Comme les bases de règles proposées par *KING* et *MAMDANI* étaient incomplètes, *MACVICAR* et *WHELAN* ont

proposé une matrice de règles à deux entrées : l'erreur et sa variation. Cette matrice est basée sur les points suivants :

- Si l'erreur et sa variation sont égales à zéro ou bien elles sont telle que l'erreur peut être corrigée par elle-même, la commande reste constante.
- Si la sortie diverge de la valeur désirée, la commande sera changée de telle façon à avoir de résultats satisfaisants.

La matrice de Macvicar-Whelan pour un régulateur à trois classes :

ΔE E	N	EZ	P
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Le régulateur du type Mamdani utilise la méthode d'inférence " MAX-MIN " et la défuzzification par centre de gravité.

IV.5 Application du régulateur MAMDANI

Pour les trois boucles de notre système, l'application du régulateur flou se fait de la même façon et avec le même type de régulateur MAMDANI avec les caractéristiques suivantes:

- Le régulateur utilise 3 ensembles flous (3 classes).
- Les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.
- La table des règles utilisée est celle de Macvicar-Whelan (standard).

IV.5.1 Commande de la boucle de tension par la logique floue

Essai 1 : Commande des courants par hystérésis

Pour cet essai, la commande de la boucle de tension est par la logique floue avec $T_1=20$ ms. Les boucles de courants sont commandées par la méthode d'hystérésis avec $\Delta i=0.2$, pour imposer une référence sinusoïdale de fréquence de 25 Hz et amplitude 3A pour le courant de

charge et une fréquence de 50 Hz pour le courant du réseau. Une référence de 400V est imposée à la tension $U_{C1}+U_{C2}$.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-1-a) et (IV-1-b).

Résultats et interprétations :

On remarque de la figure (IV-1-a) que :

- La somme des tensions U_{C1} et U_{C2} atteint la référence de 400V. On remarque aussi un léger dépassement de la tension à l'instant où on change la référence à 300V.
- La différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ se stabilise entre -2V et 6V, avec un dépassement important lors du changement de référence.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien la référence après établissement du régime permanent malgré une légère ondulation.

La figure (IV-1-b) nous montre que :

- Le courant de charge suit la référence qu'on a imposé avec une erreur relative inférieure à 7%.
- Le courant I_{res} est de fréquence 50HZ et donc en phase avec la tension du réseau.
- Quant au courant de commande I_m , il se stabilise dans l'intervalle [1.4A 1.5A] après passage du régime permanent.

D'après ce qu'on a eu comme résultats au chapitre précédent, on remarque que la réponse du régulateur flou pour la boucle de tension est un peu lente relativement au cas précédents. Donc, on a essayé de remplacer la table standard des règles du moteur d'inférence par une autre table, en vue d'améliorer la rapidité du régulateur.

Essai 2 : Changement de la table du moteur d'inférence du régulateur flou de la boucle de tension

Cette fois, on utilisera le même réglage pour les courants mais pour la boucle de tension on changera la table standard du régulateur MAMDANI par une autre table.

Les modifications faites sur la table standard sont construites sur la base suivante :

- Lorsque l'erreur est négative et sa variation est positive alors on doit avoir une sortie positive du régulateur.
- Lorsque l'erreur est positive et sa variation est négative on doit avoir alors une sortie négative du régulateur

De là on obtient la nouvelle table :

ΔE E	N	EZ	P
N	N	N	P
EZ	N	EZ	P
P	N	P	P

Les valeurs des références restent toujours inchangées et les résultats des simulations de ce cas seront représentés dans les figures (IV-2-a) et (IV-2-b).

Résultats et interprétations :

De la figure (IV-2-a), on voit que :

- La somme des tensions U_{C1} et U_{C2} atteint sa référence en 0.2s, et le dépassement remarqué au dernier essai lors du changement de référence a disparu.
- La différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ reste la même et toujours avec un dépassement important.
- Par conséquent, les deux tensions U_{C1} et U_{C2} atteignent la référence à $t = 0.2$ s mais avec une légère ondulation.

En ce qui concerne les courants, pratiquement rien ne change comme on le voit bien sur la figure (IV-2-b).

Essai 3 : Commande des boucles de courant par la méthode de stabilité de Lyapunov

Pour cet algorithme, la boucle de tension est commandée par la logique floue, par contre les boucles de courants sont commandées par la méthode de stabilité de Lyapunov. Les références imposées aux essais précédents restent les mêmes.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-3-a) et (IV-3-b).

Résultats et interprétations :

La figure (IV-3-a) nous montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ atteint sa référence rapidement, mais avec des ondulations relativement importantes.
- La différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$, après un régime transitoire prend des valeurs dans l'intervalle $[-22, 20]$ V, ce qui n'est pas très satisfaisant vue les résultats précédents.
- Les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent la référence avec une ondulation importante.

On remarque de la figure (IV-3-b) que :

- Le courant de charge suit parfaitement la référence qu'on a imposée sinusoïdale d'amplitude égale à 3 A, et de fréquence 25Hz.
- Le courant I_{res} est bien en phase avec la tension du réseau, mais son amplitude prend des valeurs grandes relativement au précédent cas.
- Le courant I_m varie beaucoup car il reste dans l'intervalle $[0, 30]$ A en régime permanent.

Essai 4 : Commande des boucles de courants par les modes de glissement

Comme on vient de le voir, les résultats obtenus par la théorie de Lyapunov ne sont pas vraiment satisfaisant, sauf pour la boucle de courant de charge. Donc, l'introduction de nouveau type de réglage se voit nécessaire.

Pour cela, on a choisi de commander de la boucle de tension le même régulateur floue, par contre les boucles de courants sont commander par le mode glissant, tout en maintenant les mêmes valeurs de références.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-4-a) et (IV-4-b).

Résultats et interprétations :

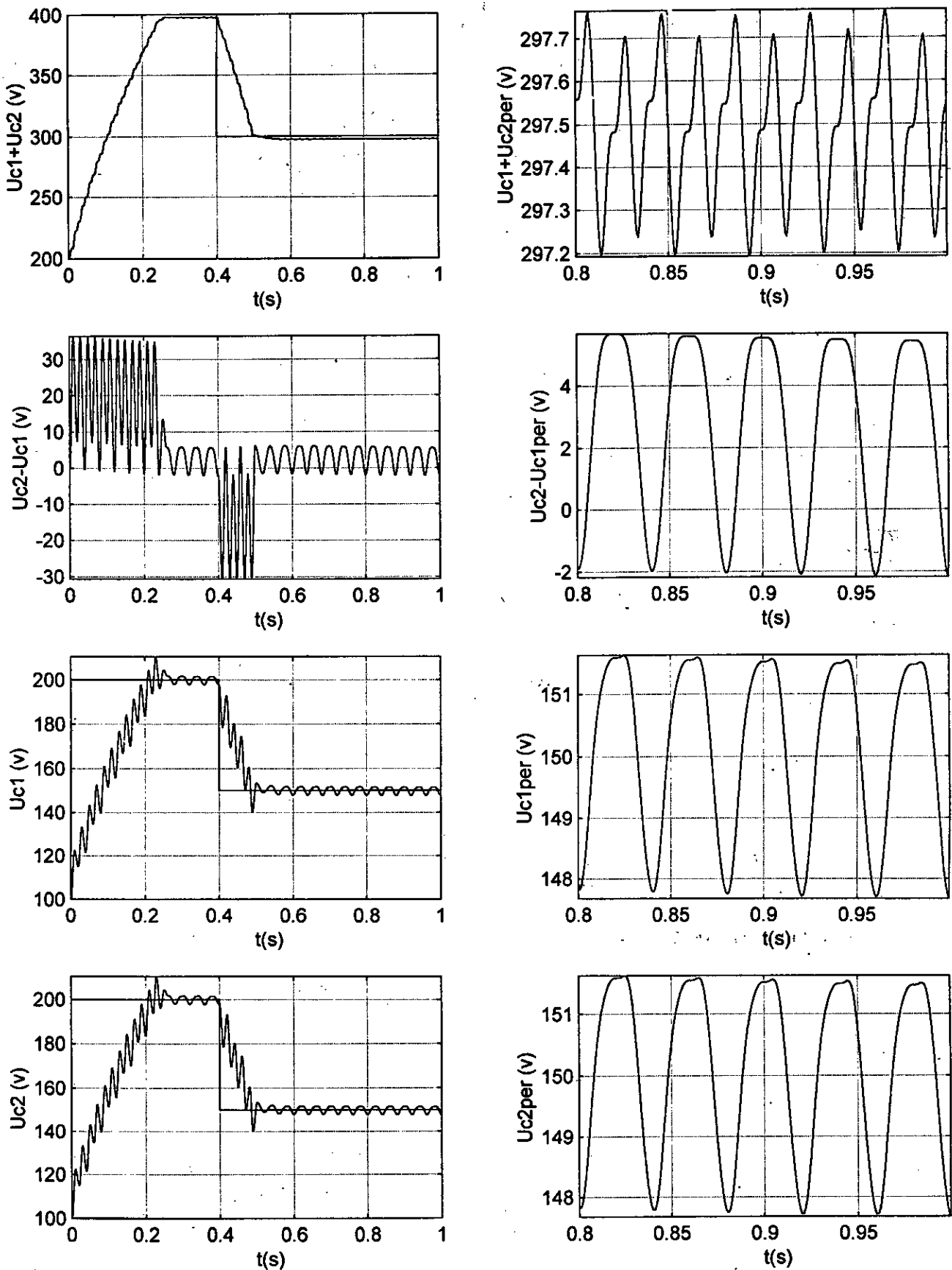
On remarque de la figure (IV-4-a) que :

- La somme des tensions U_{C1} et U_{C2} atteint la référence de 400 V après moins de 0.2s. On remarque aussi un léger dépassement de la tension à l'instant ou on change la référence.
- La différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ reste entre 0V et 8V, ce qui est très intéressant vu le cas précédent. Néanmoins, le dépassement est important lors du changement de référence.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien leurs références.

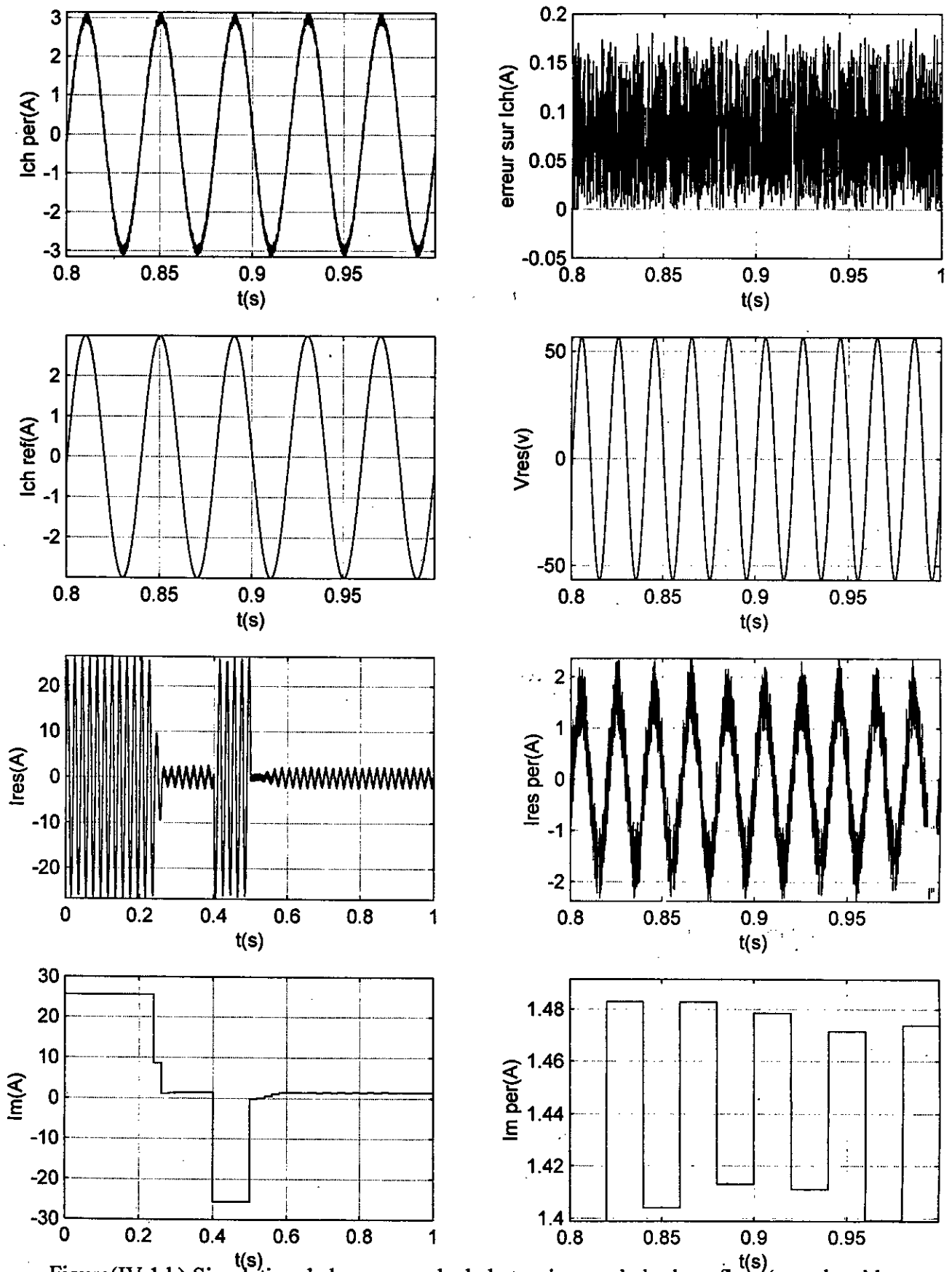
La figure (IV-4-b) nous montre qu'après le régime transitoire :

- Le courant de charge suit parfaitement la référence l'erreur est très faible ($2,2 \cdot 10^{-3}$ A).
- Le courant Ires est de fréquence 50HZ.
- Quant au courant de commande I_m , il se stabilise à une valeur presque nulle au début mais face au changement de la référence, il augmente jusqu'à -30A.

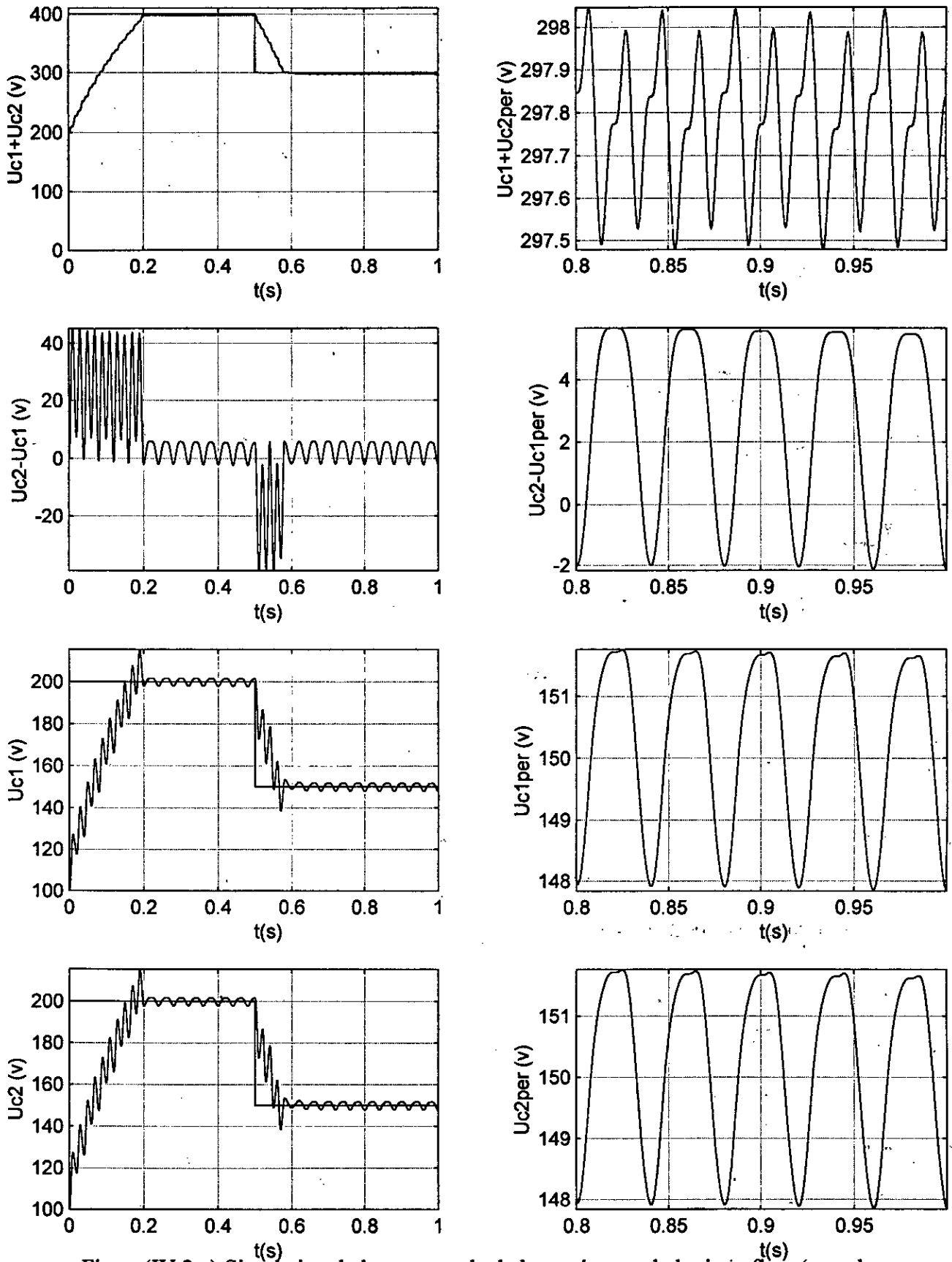
On voit de ces résultats l'avantage du réglage par mode glissant par rapport à la théorie de Lyapunov, que ce soit pour la boucle de tensions ou pour les boucles des courants. Les ondulations apparaissent très atténuées sur les tensions, de plus le courant de commande I_m prend des valeurs plus faibles.



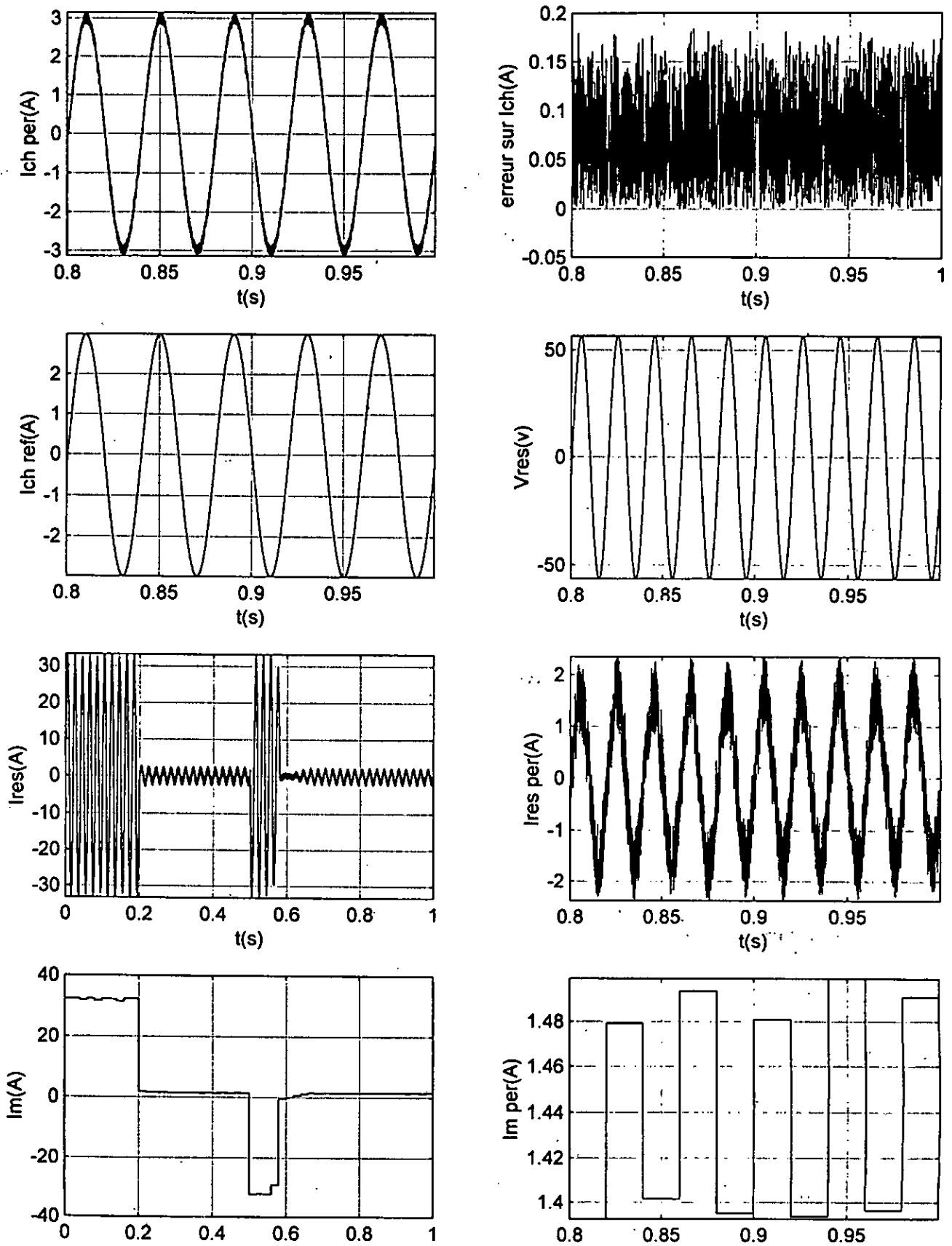
Figure(IV.1.a):Simulation de la commande de la tension par la logique floue(avec la table standard) et les courants par hystérésis.



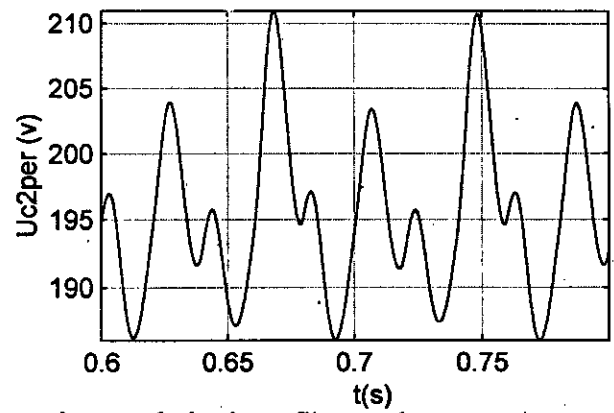
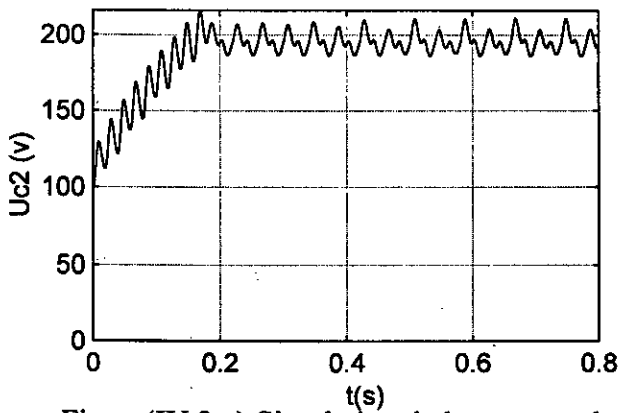
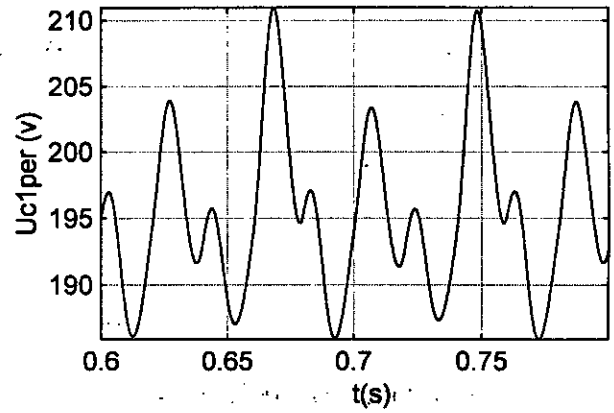
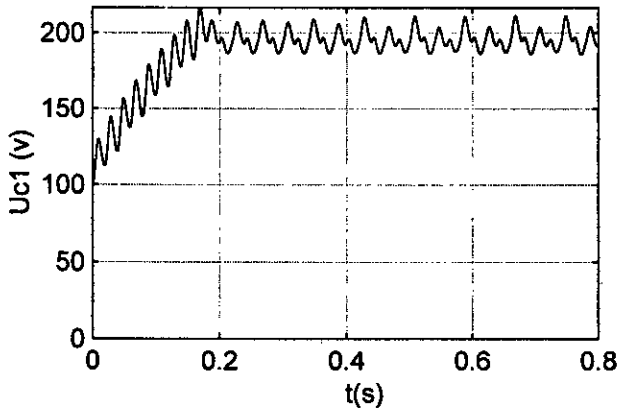
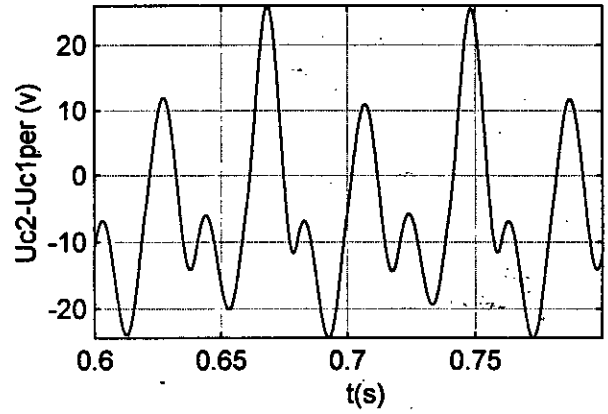
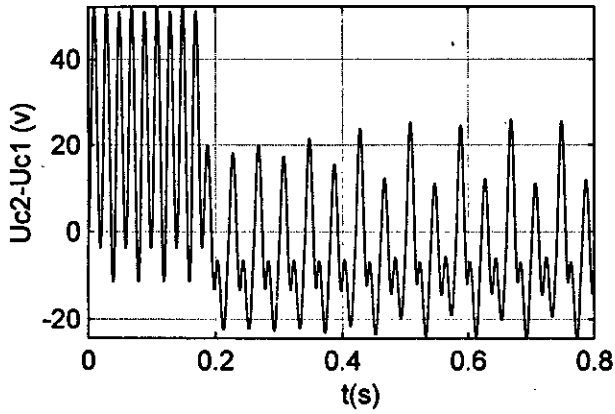
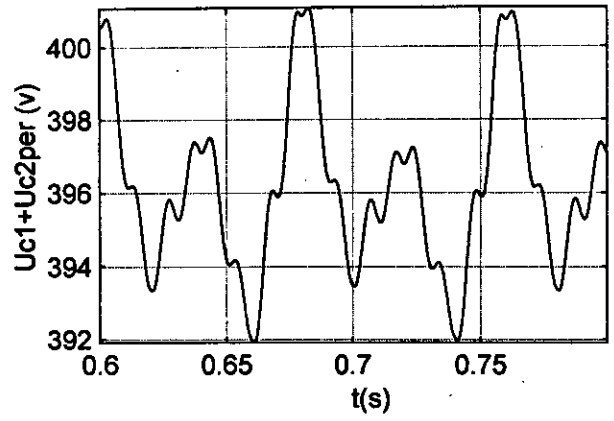
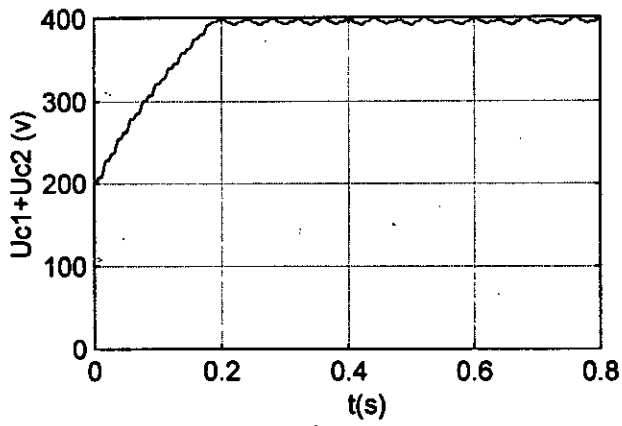
Figure(IV.1.b):Simulation de la commande de la tension par la logique floue(avec la table standard) et les courants par hystérésis.



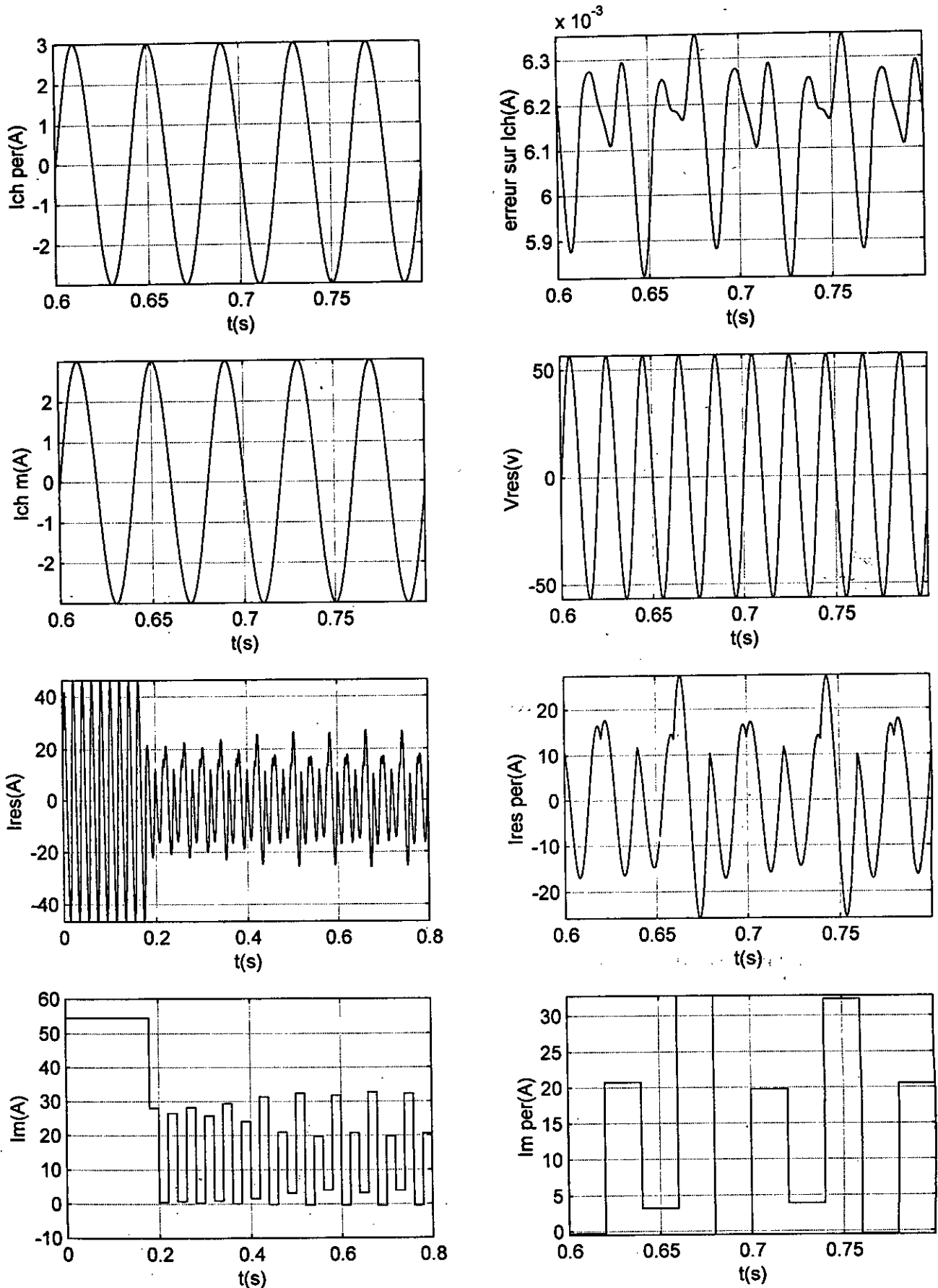
Figure(IV.2.a):Simulation de la commande de la tension par la logique floue(avec la nouvelle table) et les courants par hystérésis.



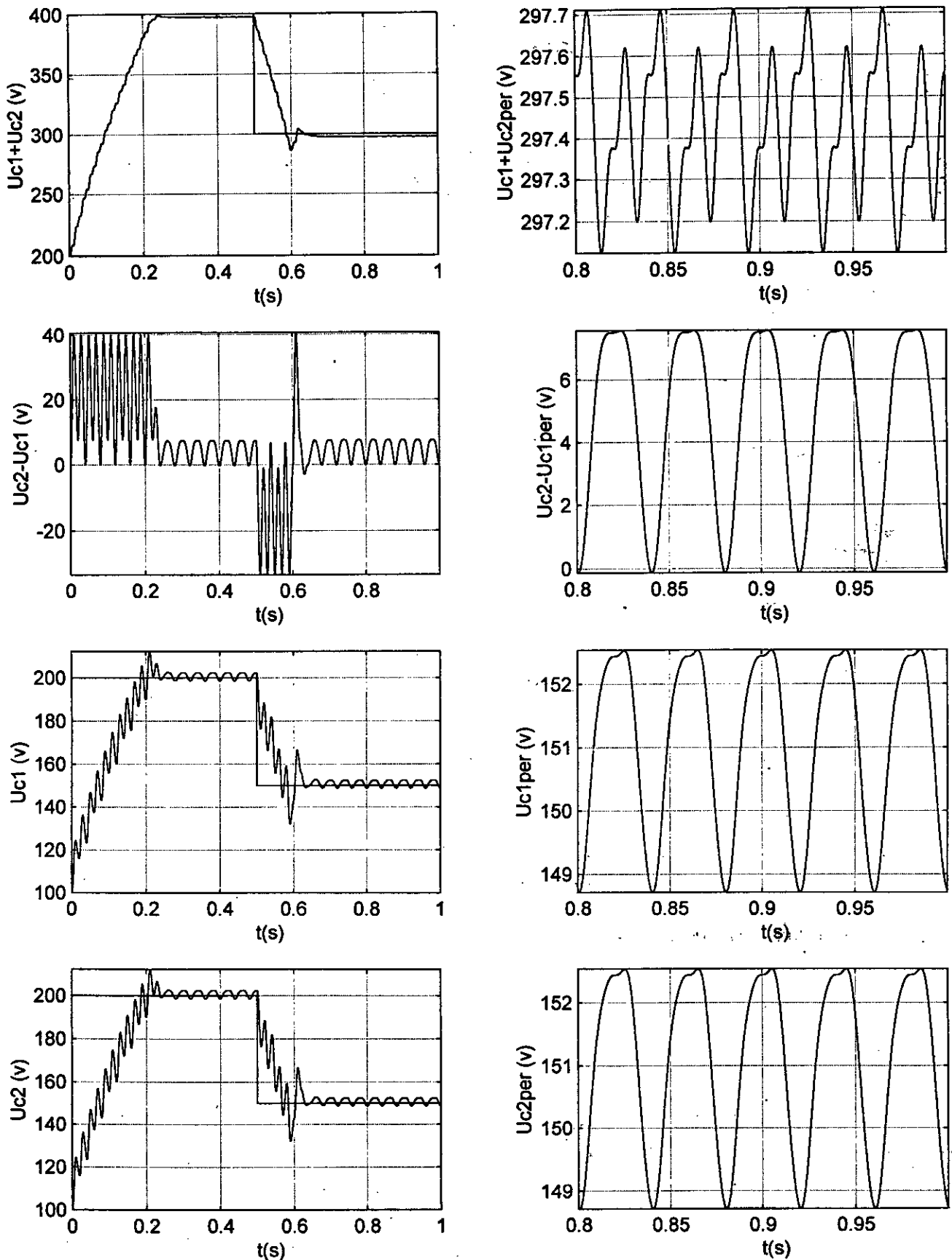
Figure(IV.2.b): Simulation de la commande de la tension par la logique floue (avec la nouvelle table) et les courants par hystérésis.



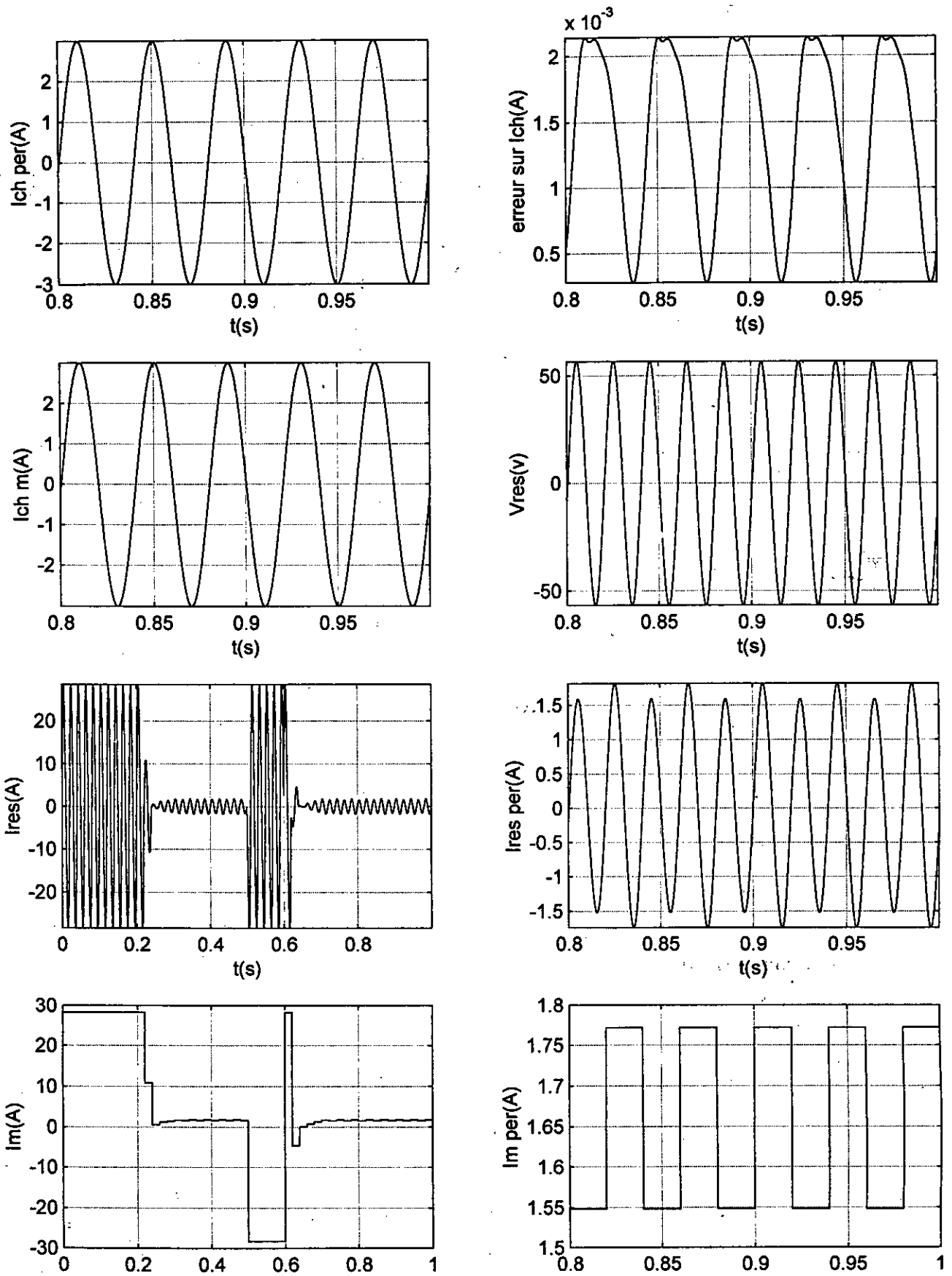
Figure(IV.3.a):Simulation de la commande de la tension par la logique floue et les courants par la stabilité de Lyapunov.



Figure(IV.3.b):Simulation de la commande de la tension par la logique floue et les courants par la stabilité de Lyapunov.



Figure(IV.4.a):Simulation de la commande de la tension par la logique floue et les courants par les modes de glissement.



Figure(IV.4.b): Simulation de la commande de la tension par la logique floue et les courants par les modes de glissement.

IV.5.2 Commande des deux boucles de courant par la logique floue

Pour cette partie, on va utiliser la commande par la logique floue exclusivement pour les boucles de courant. On désire avoir un courant sinusoïdal de fréquence de 25 Hz et d'amplitude de 3A pour la charge, et un facteur de puissance unitaire coté réseau.

Essai 1 : Commande de la boucle de tension par la méthode de stabilité de Lyapunov

Pour ce cas, on va commander la boucle de tension par la méthode de stabilité de Lyapunov avec une référence de 400V pour la variable d'état $U_{C1}+U_{C2}$.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-5-a) et (IV-5-b).

Résultats et interprétations :

Les résultats représentés dans la figure (IV-5-a) montrent que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit bien la référence de 400V. On remarque qu'elle décroît un peu au départ, puis augmente très vite pour atteindre la référence. Le passage à la nouvelle référence se fait sans le moindre dépassement.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ après un régime transitoire relativement court prend des valeurs entre -8V et 2V.
- De même, les deux tensions U_{C1} et U_{C2} convergent vers la valeur voulue. On peut voir des ondulations mais pas trop fortes.

De la figure (IV-5-b), on voit que :

- les courants I_{res} et I_{ch} suivent bien leurs références : I_{res} est bien en phase avec la tension du réseau V_{res} , et l'erreur sur le courant I_{ch} est d'environ 0.22A.
- la valeur du courant de commande de la boucle de tension (I_m) se stabilise après un régime transitoire où elle prend des valeurs trop importantes.

Les performances obtenues par cette combinaison de lois de commande sont satisfaisantes, essentiellement pour les tensions. On estime qu'une erreur de 7% sur I_{ch} peut être réduite en

utilisant d'autre technique de réglage. Pour le cas qui va suivre, on propose de commander la boucle de tension par les modes glissant, en vue d'améliorer le réglage.

Essai 2 : Commande de la boucle de tension par les modes glissants

Comme on vient de le citer, la boucle de tension sera commandée par les modes glissants.

Les références restent inchangées.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-6-a) et (IV-6-b).

Résultats et interprétations :

D'après la figure (IV-6-a) :

- On remarque que la somme $U_{C2}+U_{C1}$ suit sa référence. Une très faible ondulation est observée au niveau de cette tension.
- La différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs plus importantes par rapport aux résultats de réglages obtenues au cas précédent.
- On rapporte aussi un bon suivi des tensions U_{C1} et U_{C2} de la référence, néanmoins nous observons une ondulation autour de cette dernière.

Et de la figure (IV-6-b), on a les résultats suivants :

- Le courant du réseau Ires a une fréquence égale à la fréquence de la tension du réseau, malgré qu'il change de sens de variation d'une période à une autre, comme on l'a déjà observé dans quelques cas précédents.
 - Le courant de charge suit bien le courant désiré et l'erreur ne dépasse pas 0.08 A en valeur absolue.
 - Le courant I_m diminue progressivement jusqu'à se stabiliser dans l'intervalle $[-5, 7]$ A.
- Pour ce qui est du changement de référence, il se comporte de la même façon que les cas précédents.

On voit bien que les résultats obtenus par le réglage par les modes glissants sur la boucle de tension sont plus satisfaisants que ceux obtenus à l'essai 1. L'erreur sur I_{ch} a été réduite à moins de 3%. Néanmoins, la différence $U_{C2}-U_{C1}$ a augmenté légèrement.

Essai 3 :

Le dernier réglage a donné de bons résultats, à part sur la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ où il n'y a pas de grandeur de réglage. Pour cela, on a changé la fréquence de référence du courant de charge à 50HZ sans changer les lois de commandes. L'amplitude de référence est 3A.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-7-a) et (IV-7-b).

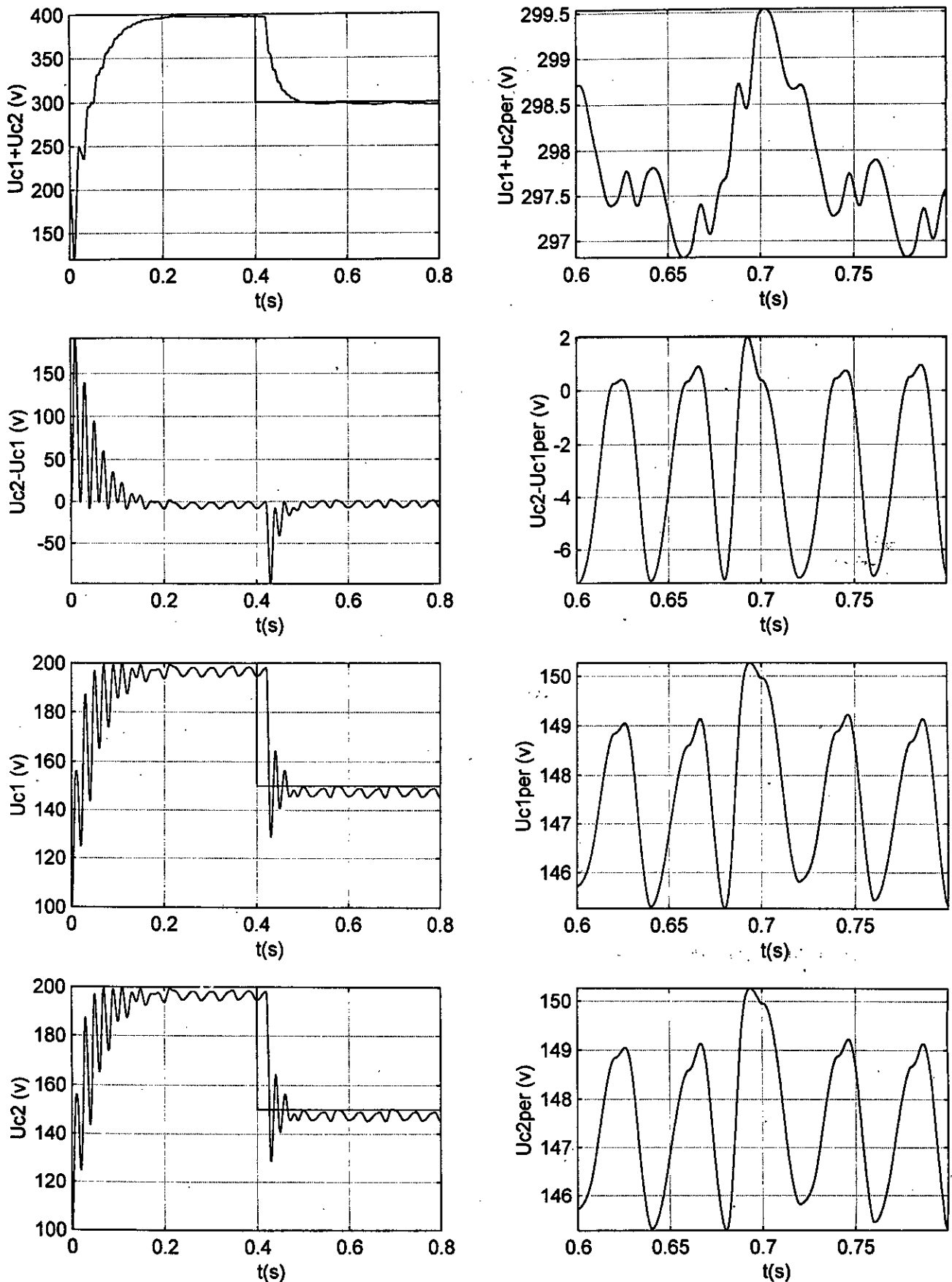
Résultats et interprétations :

De la figure (IV-7-a) on voit que :

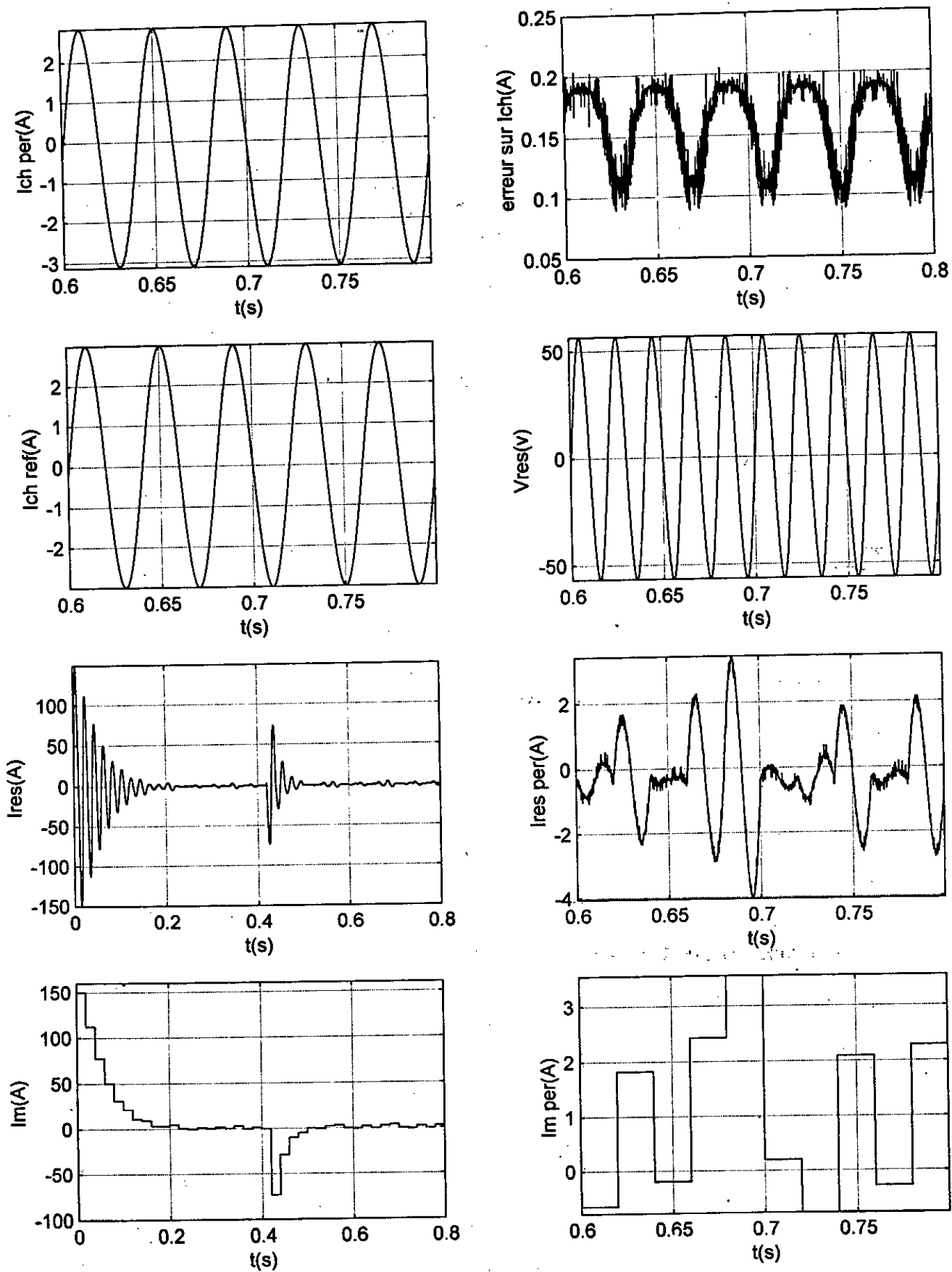
- La somme des tensions suit parfaitement sa référence, mais ce qui est intéressant est de voir que la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ a diminué de 50% relativement à l'essai 2.
- Par conséquent, les deux tensions U_{C1} et U_{C2} suivent parfaitement la référence de 200V.

En ce qui concerne les courants, les résultats obtenus pour ce cas sont similaires à ceux du cas précédent, comme le montre la figure (IV-7-b).

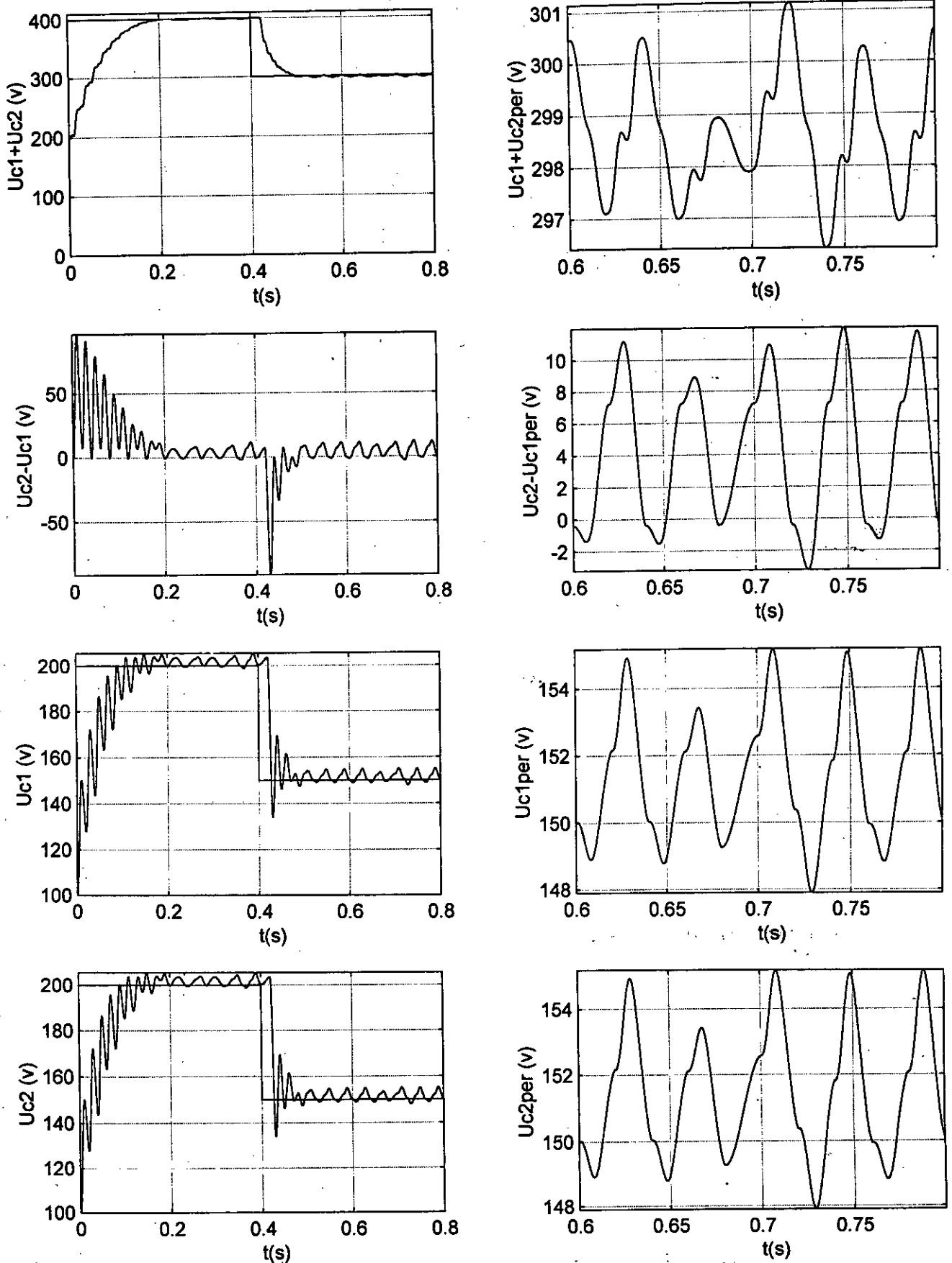
De ces résultats, on remarque l'influence de la référence du courant de charge sur la valeur de la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$. Cela est dû à l'absence d'une grandeur de réglage de celle-ci.



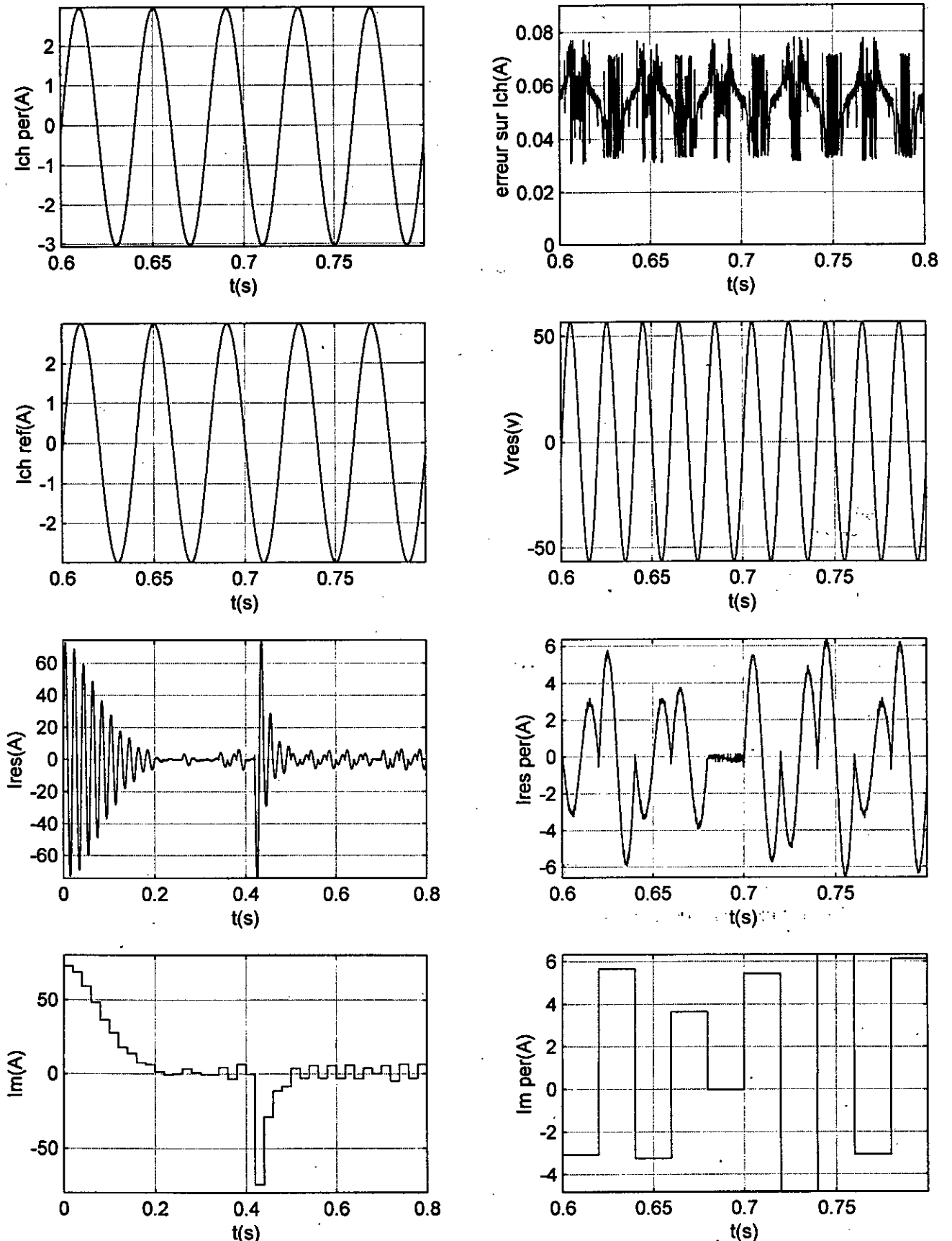
Figure(IV.5.a): Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par la logique floue.



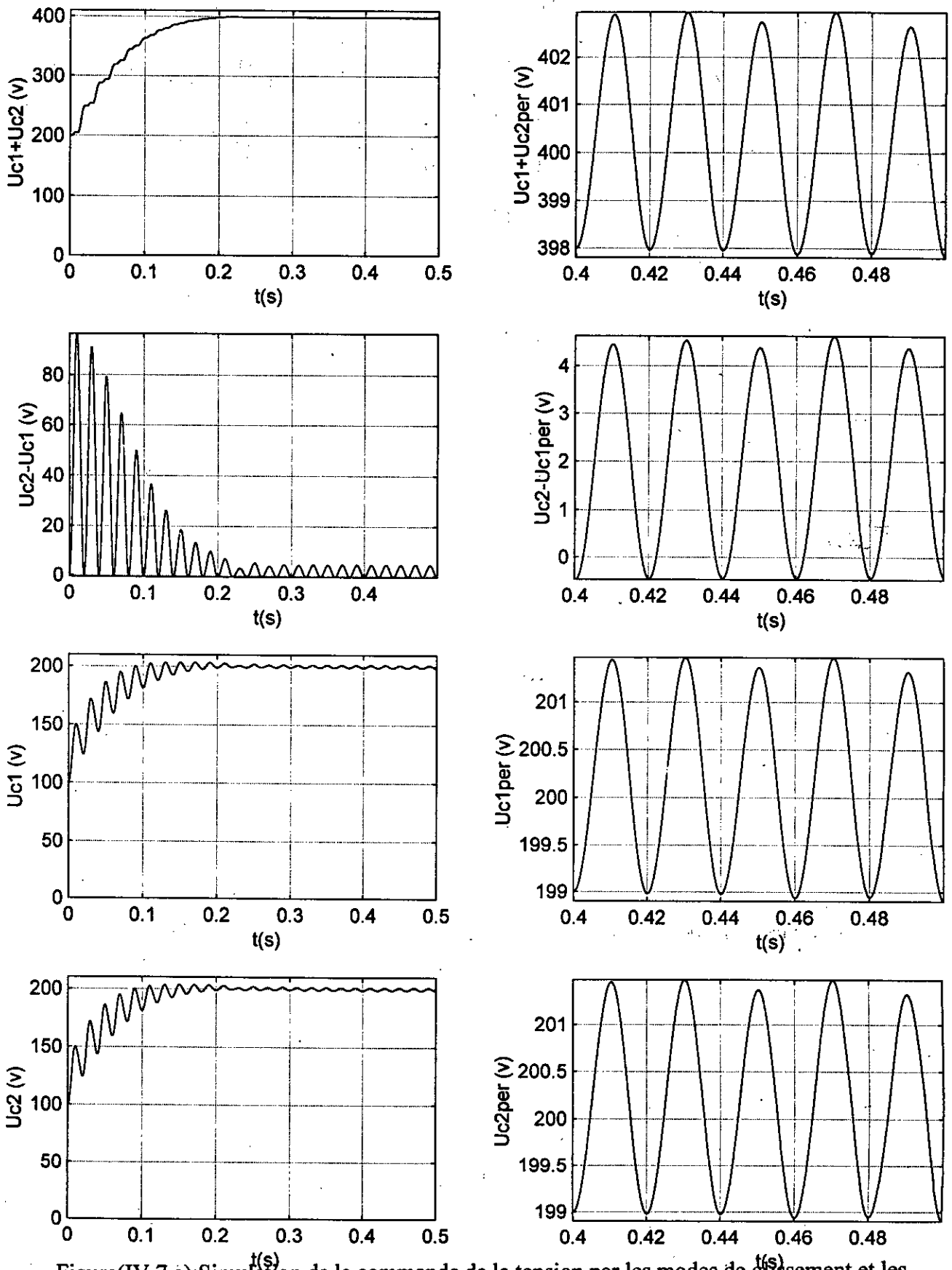
Figure(IV.5.b):Simulation de la commande de la tension par la stabilité de Lyapunov et les courants par la logique floue.



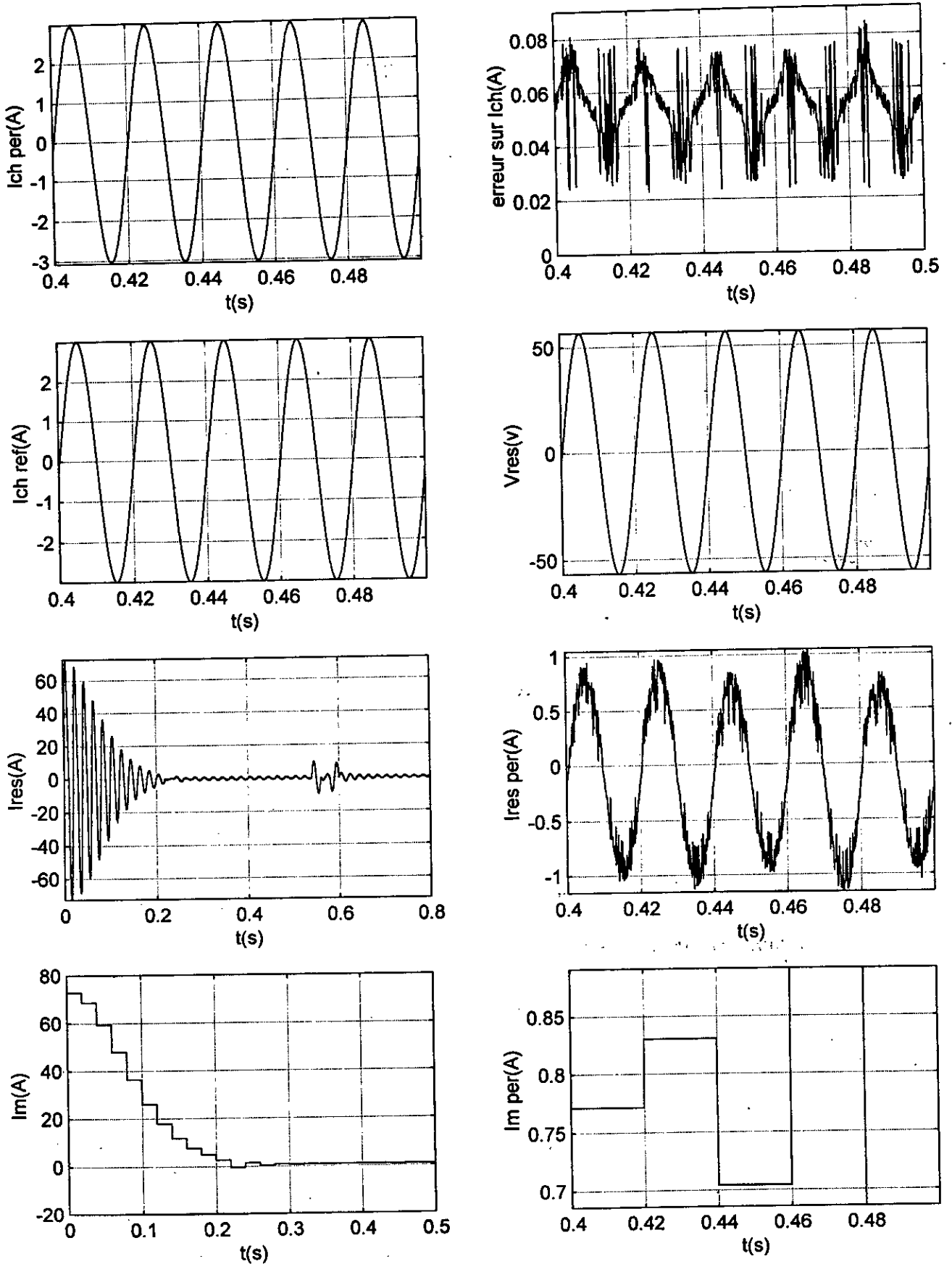
Figure(IV.6.a):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la logique floue.



Figure(IV.6.b):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la logique floue.



Figure(IV.7.a):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la logique floue (même fréquence pour les courants).



Figure(IV.7.b):Simulation de la commande de la tension par les modes de glissement et les courants par la logique floue (même fréquence pour les courants).

IV.5.3 Commande des trois boucles du système par la logique floue

Pour cette partie, on va commander les trois boucles du convertisseur par la logique floue, pour imposer une référence sinusoïdale de fréquence de 25 Hz et d'amplitude de 3A au courant de charge et une fréquence de 50 Hz pour le réseau. La référence de la tension $U_{C2}+U_{C1}$ est de 400 V.

Essai 1 :

On va essayer d'avoir les même résultats obtenus avant, en réglant toutes les boucles par le même régulateur flou de MAMDANI.

On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-8-a) et (IV-8-b):

Résultats et interprétations :

La figure (IV-8-a) montre clairement :

- Un bon suivi de la somme $U_{C1}+U_{C2}$ de sa référence et un léger dépassement au moment du changement de référence.
- La différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs entre 0 et 8V.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent la référence mais la réponse est un peu plus lente que celle obtenues par les autres cas.

De même, la figure (IV-8-b) montre que :

- Le courant de charge se confond avec sa référence et l'erreur ne dépasse pas les 5%.
- Le courant de réseau est bien en phase avec la tension du réseau et donc le facteur de puissance est égal à 1.
- Le courant de commande I_m se met à 30A au début, et reste constant jusqu'à ce que la tension atteigne sa valeur de référence puis diminue très rapidement. Il se stabilise après à de très faibles valeurs.

Essai 2 : Effet de la variation de la résistance de charge sur les performances de l'algorithme précédent

Le but de cet essai est de voir l'effet de la variation de la résistance de charge sur la robustesse de cette loi de commande. Pour ce cas on prend l'algorithme précédant et on fait varier la résistance de charge R_c à $t=0.5$ s de 20%.

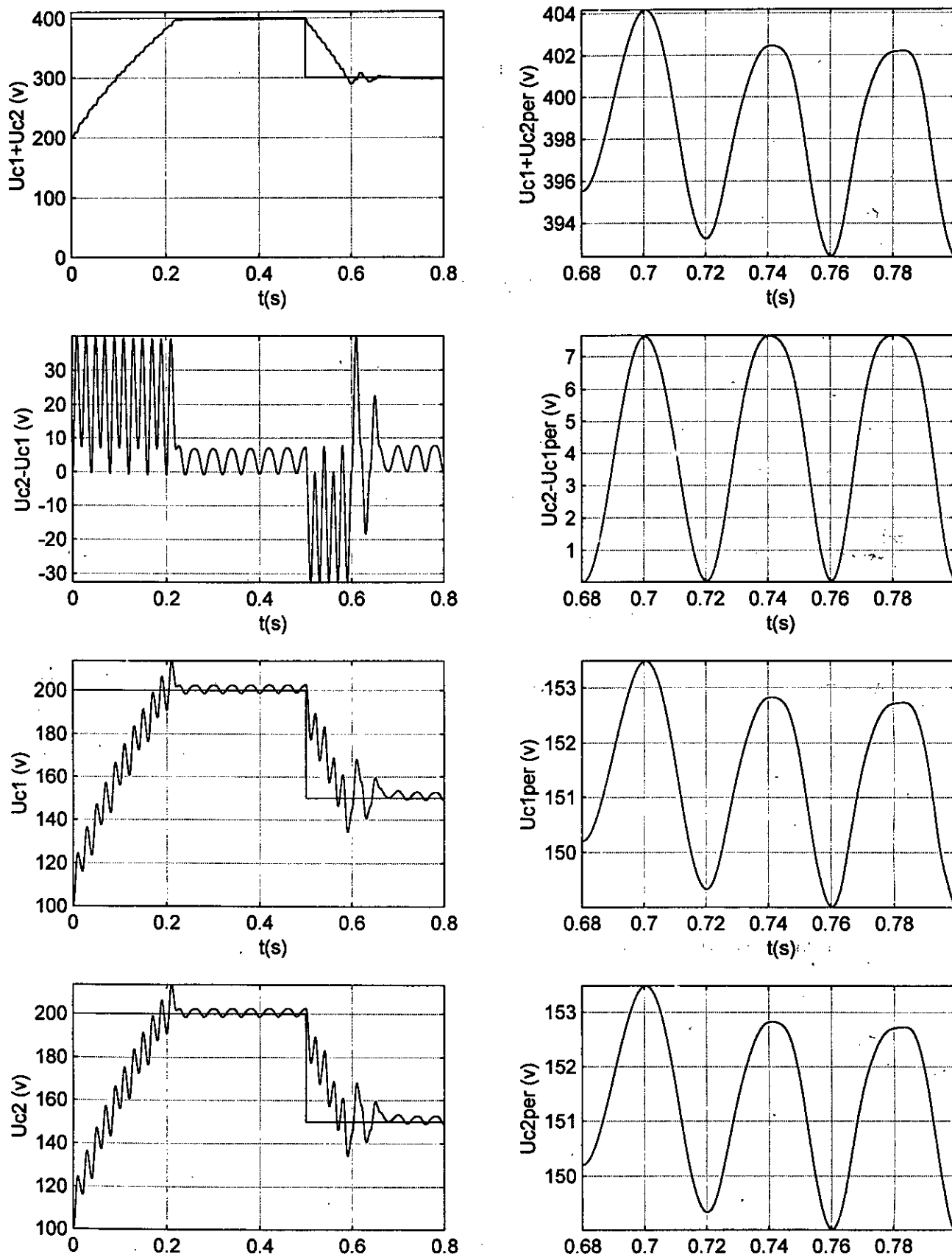
On représente les résultats des simulations de cet algorithme dans les figures (IV-9-a) et (IV-9-b).

Résultats et interprétations :

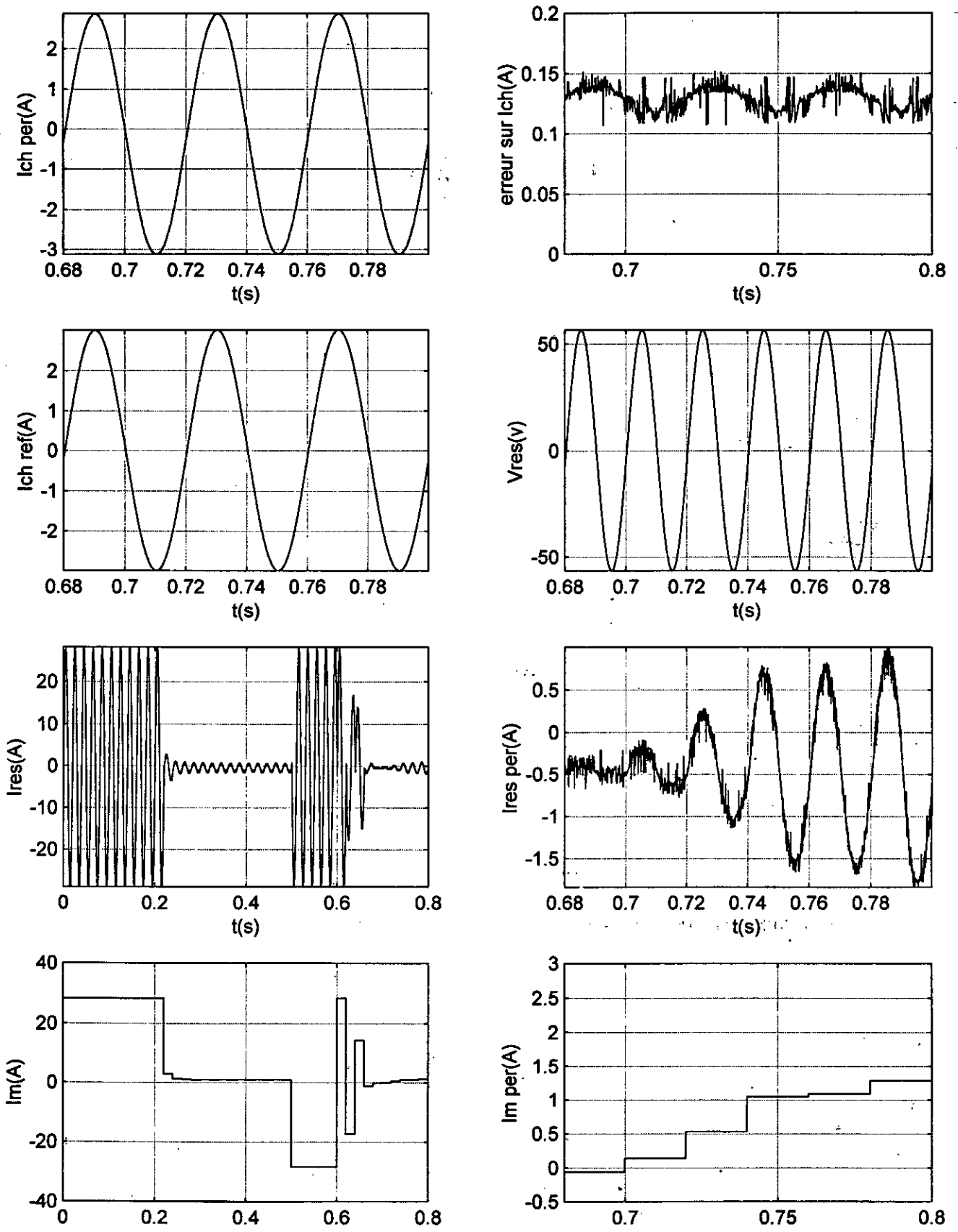
De la figure (IV-9-a) on constate que cette variation n'affecte pas la boucle de tension.

De même, la figure (IV-9-b) montre que le courant du réseau reste en phase avec la tension du réseau. Le courant de charge suit parfaitement sa référence, même après le changement de la valeur de R_c .

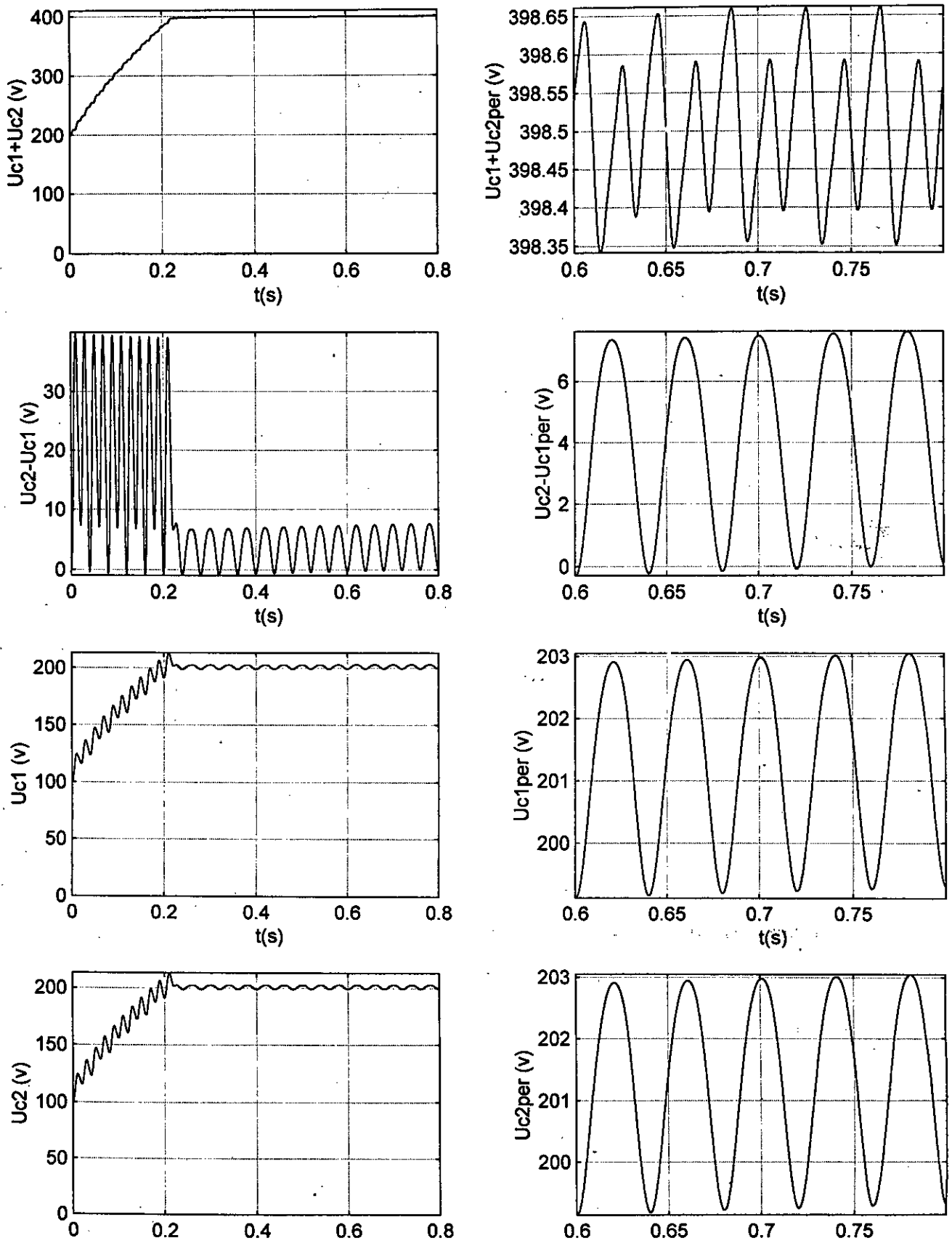
Ce qui attire notre attention, est le changement rapide de l'amplitude de I_{res} au moment du changement de R_c , à cause de la diminution du courant de commande I_m . Cela veut dire que pour maintenir la tension à sa valeur de référence, le régulateur flou fournit moins d'énergie lorsque la valeur de la résistance de la charge augmente.



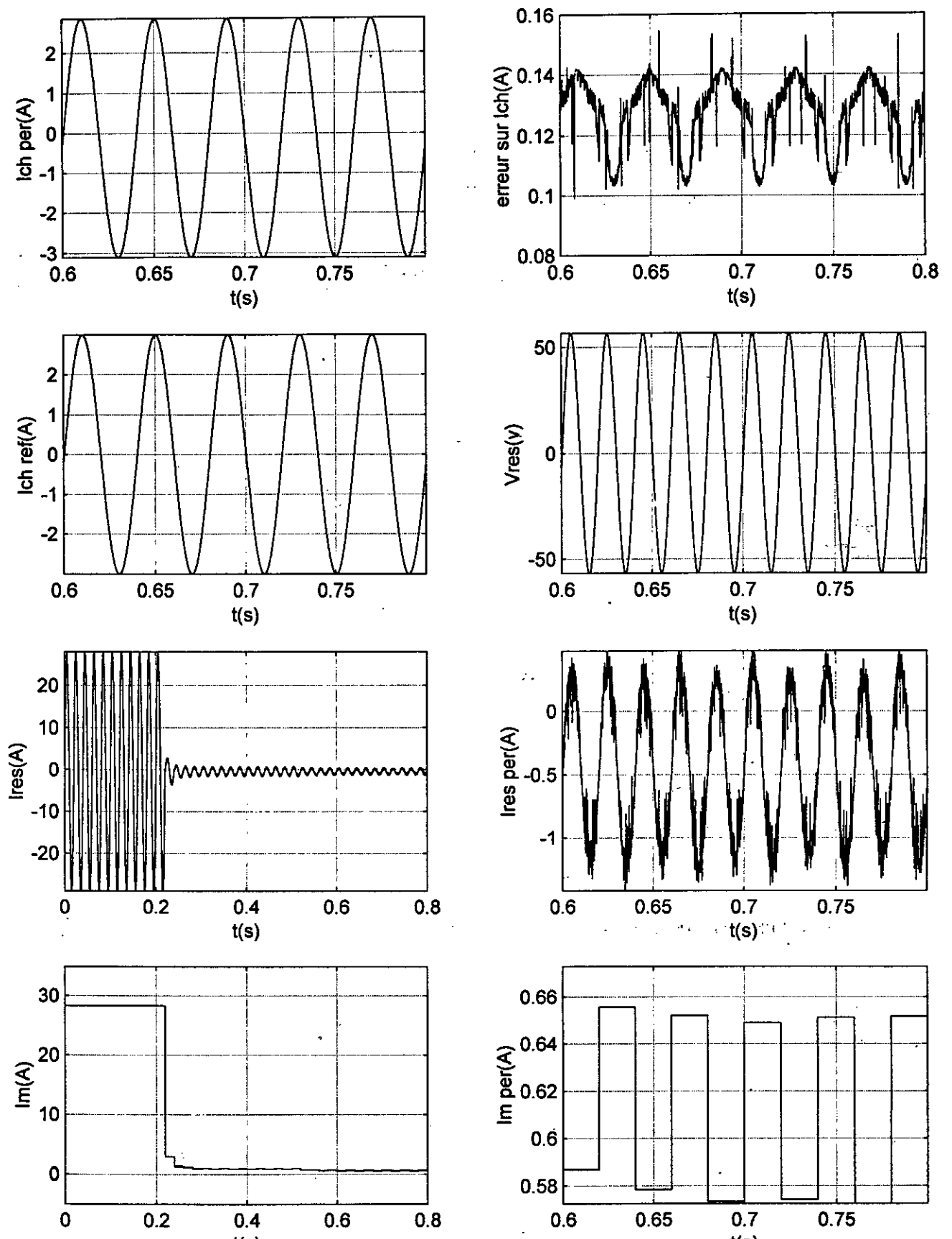
Figure(IV.8.a):Simulation de la commande par la logique floue pour les trois boucles du système.



Figure(IV.8.b):Simulation de la commande par la logique floue pour les trois boucles du système.



Figure(IV.9.a):Simulation de la commande par la logique floue pour les trois boucles du système(avec variation de la résistance R_c de 20% à $t=0.5$ s).



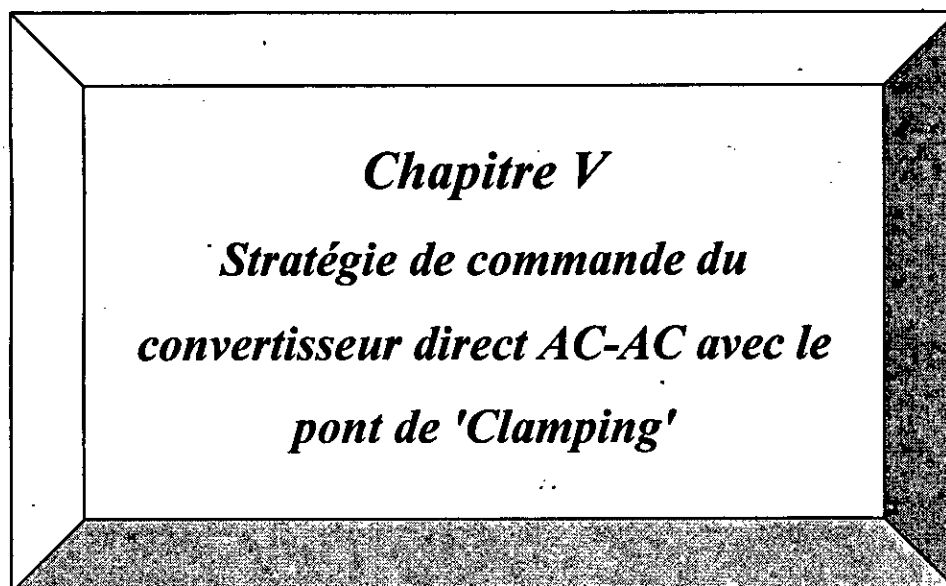
Figure(IV.9.b):Simulation de la commande par la logique floue pour les trois boucles du système(avec variation de la résistance R_c de 20% à $t=0.5$ s).

IV-6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la régulation par la logique floue en générale. De plus, on a essayé de faire les modifications appropriées sur cette dernière suivant le comportement de notre système, en vue d'améliorer les performances de l'algorithme de commande. On rappelle que la commande des interrupteurs du convertisseur AC-AC direct monophasé est faite en introduisant la méthode de MLI.

De plus on a essayé de relier les performances des commandes non linéaires élaborées dans le chapitre III, en les associant avec la commande par la logique floue.

Finalement, on constate que l'application de cette loi de commande a donné des résultats très satisfaisants, relativement à ceux obtenus par les autres techniques non linéaires. En plus, elle est très robuste quant aux variations des paramètres de la charge, contrairement aux commandes non linéaires utilisées au chapitre précédent.



Chapitre V

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

V.1 Introduction

Nous avons vu aux chapitres précédents que la différence $U_{C2}-U_{C1}$ n'est pas contrôlée directement, donc son évolution était libre au court des précédents réglages. Cette dernière définit le point milieu de la tension de sortie de notre convertisseur, d'où la nécessité de la commander. Afin de minimiser la différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$ en agissant directement sur cette dernière, on va introduire le pont de Clamping. La nouvelle structure obtenue est détaillée ci dessous.

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

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

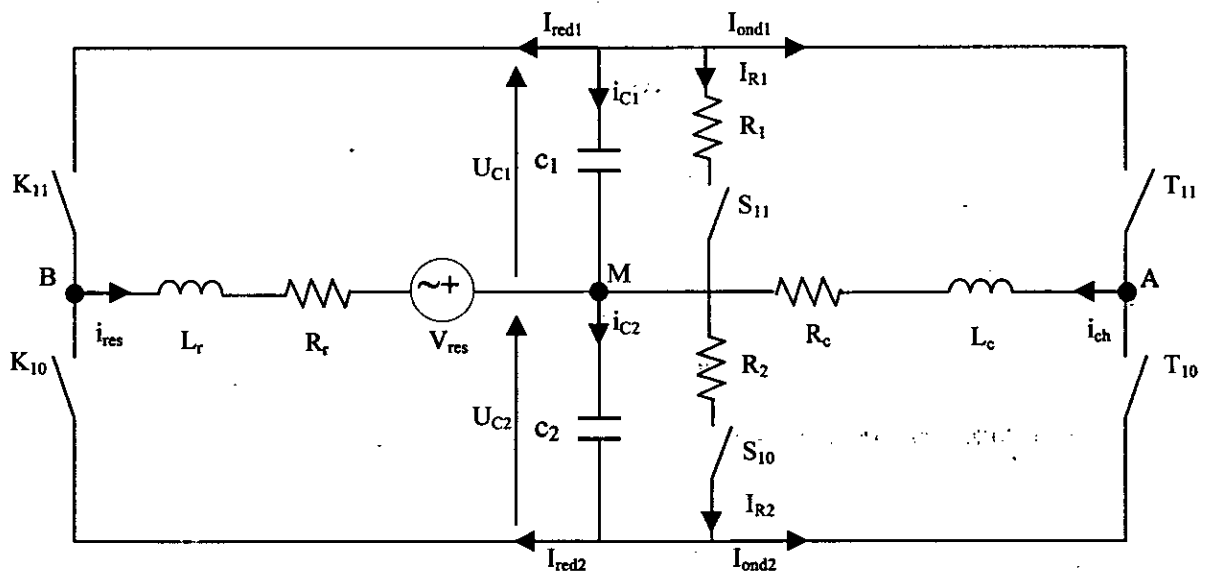


Figure (V.1): Structure générale du convertisseur direct AC-AC avec pont de Clamping

L'introduction du pont de Clamping dans le convertisseur permet d'avoir le système d'équation ci-dessous. A noter que les équations des courants de charge et du réseau restent inchangées, donc les équations régissant les deux tensions U_{C1} et U_{C2} deviennent :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{1}{c}[K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11}I_{R1}] \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{c}[K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10}I_{R2}] \end{cases} \quad (V-1)$$

comme $\begin{cases} I_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} \\ I_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} \end{cases}$ alors le système d'équations précédent devient :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{1}{c}[K_{11}i_{ch} + T_{11}i_{res} + S_{11} \cdot \frac{U_{C1}}{R_1}] \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{c}[K_{10}i_{ch} + T_{10}i_{res} + S_{10} \cdot \frac{U_{C2}}{R_2}] \end{cases} \quad (V-2)$$

Sachant que les commandes des interrupteurs S_{11} et S_{10} sont complémentaires, soit que $S_{11}=1-S_{10}$ et en posant : $R_1=R_2=R$, on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d(i_{ch})}{dt} = \frac{1}{2L_c}[U_1 X - Y - 2R_c i_{ch}] \\ \frac{d(i_{res})}{dt} = \frac{1}{2L_r}[U_2 X - Y - 2R_r i_{res} + 2V_{res}] \\ \frac{d(X)}{dt} = -\frac{1}{c}[U_1 i_{ch} + U_2 i_{res} + U_3 \cdot \frac{1}{2R}(X - Y)] \\ \frac{d(Y)}{dt} = \frac{1}{c}[i_{ch} + i_{res} + \frac{1}{2R}X - U_3 \cdot \frac{1}{2R}Y] \end{cases} \quad (V-3)$$

A noter que : $U_1 = 2K_{11}-1$, $U_2 = 2T_{11}-1$, $U_3 = 2S_{11}-1$, $X=U_{C1}+U_{C2}$, $Y=U_{C2}-U_{C1}$.

On remarque que l'introduction du pont a permis d'avoir une grandeur de commande supplémentaire U_3 qui agit directement sur la différence de tension $U_{C2}-U_{C1}$.

V.3 Etude des boucles de courants et de tension

V.3.1 Etude de la boucle de tension

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

$$I_m = \frac{2U_c I_{red}}{V_m} \quad \text{avec : } I_{red} = I_{red2} - I_{red1} \quad (V-4)$$

De plus nous avons :

$$i_{c1} + i_{c2} = c \frac{dX}{dt} = 2c \frac{dU_c}{dt} = -i_{ond1} - i_{red1} + I_{R1} + i_{ond2} + i_{red2} - I_{R2}. \quad (V-5)$$

$$\text{Si on pose : } I'_{pert} = i_{ond1} - i_{ond2} + I_{R1} - I_{R2}. \quad (V-6)$$

On aboutit alors à la relation suivante :

$$2c \frac{dU_c}{dt} = I_{red} - I'_{pert}. \quad (V-7)$$

En remplaçant (V-4) dans (V-7), nous obtenons le modèle de la boucle de tension :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4cU_c} I_m - \frac{1}{c} I'_{pert}. \quad (V-8)$$

V.3.2 Réglage de la boucle de tension

Nous remarquons que le nouveau modèle de la boucle de tension décrit par l'équation (V-8) 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.

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 perturbation donnée par l'équation (V-6).

V.3.3 Réglage des boucles de courants de charge et du réseau

L'introduction du pont de Clamping n'affecte pas les courants de charge et du réseau. Les modèles de ces boucles de courants restent inchangés donc tous les algorithmes développés dans le chapitre II restent valables.

V.3.4 Réglage de la différence $U_{C2} - U_{C1}$

Pour l'asservissement de la différence entre les deux tensions d'entrées, 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 au système suivant :

$$\begin{cases} \text{si } U_{c2} > U_{c1} & \text{alors } U_3 = 1 \\ \text{si } U_{c2} \leq U_{c1} & \text{alors } U_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{V-9})$$

Remarque:

- L'utilisation du pont de Clamping dans le convertisseur doit se faire à l'aide d'une résistance R, de façon à avoir des pertes de joules minimales.
- Pour ce qui est des lois de commandes des trois boucles, on a choisi les meilleurs résultats (en ce qui concerne la différence $U_{C2}-U_{C1}$) des deux chapitres précédents.

V.4 Applications des algorithmes de commande

On rappelle que pour tous les essais qui vont suivre, la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$ est commandée par hystérésis de tension avec une bande d'hystérésis nulle.

Essai 1 :

La boucle de tension est commandée par la méthode des modes de glissement avec un temps d'échantillonnage $T_1=20\text{ms}$, par contre pour les boucles de courants sont commander par la méthode d'hystérésis. La référence du courant de charge est sinusoïdale de fréquence de 25 Hz et d'amplitude 3A, par contre une référence de 400 V pour la tension $U_{C1}+U_{C2}$.

Résultats et interprétations :

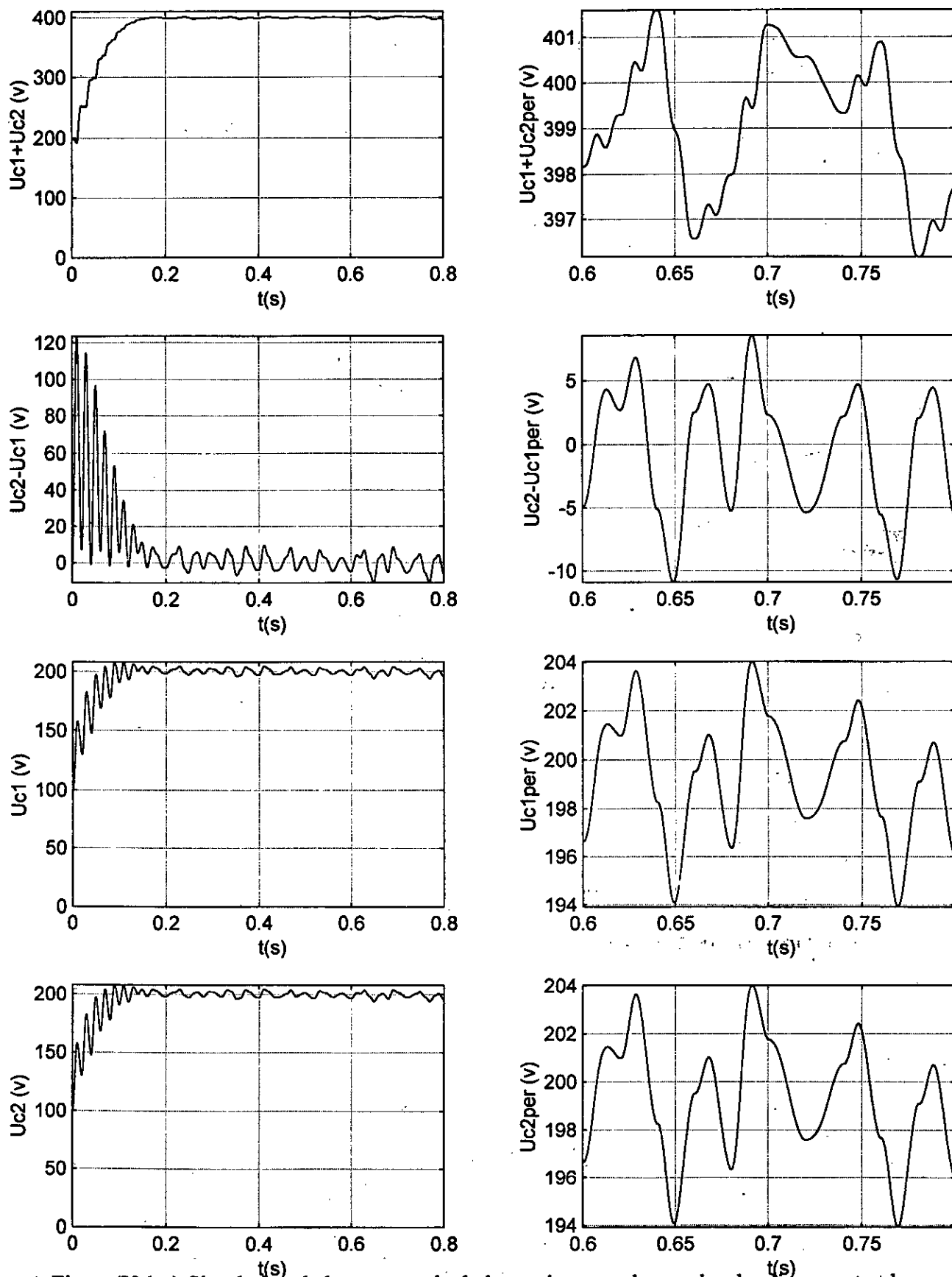
La figure (V-1-a) montre que :

- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit bien sa référence.
- La différence $U_{C2}-U_{C1}$ prend des valeurs relativement petites. Donc les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien la référence de 200V, car l'erreur ne dépasse pas 5V.

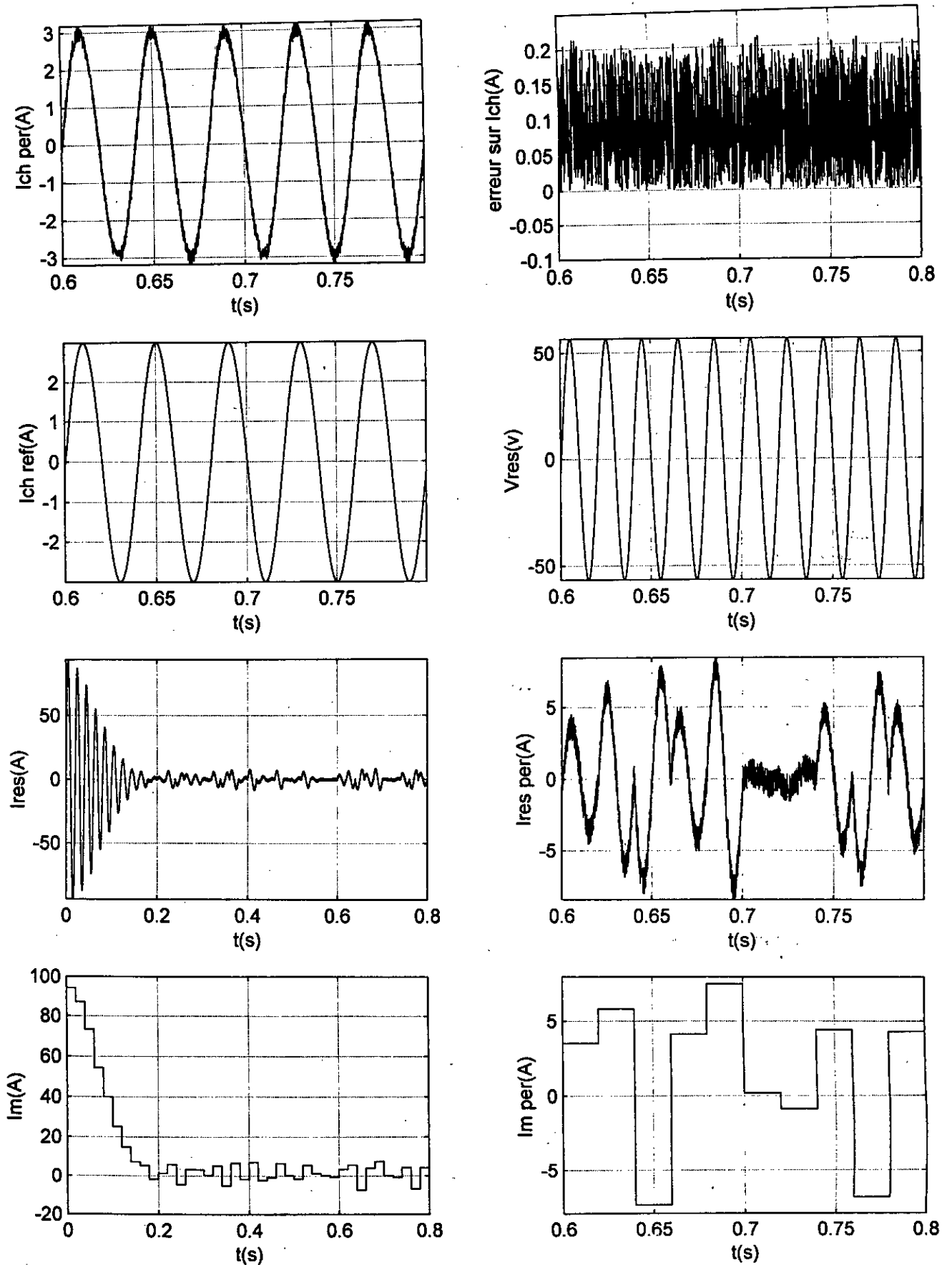
La figure (V-1-b) montre que :

- Le courant de charge suit sa référence à 7% près, le courant du réseau est bien de fréquence 50Hz. Enfin, le courant de commande I_m est bien limité entre -8A et 6A.

On remarque que l'introduction du pont a bien diminué la différence $U_{C2}-U_{C1}$, mais elle a perturbé le réglage des courants car l'erreur sur le courant de charge est importante relativement au performances du réglage obtenu sans le pont de Clamping. D'où la nécessité d'appliquer aux boucles de courant des algorithmes plus performants pour ce cas.



Figure(V.1.a):Simulation de la commande de la tension avec les modes de glissement et les courants par hystérésis avec le pont de Clamping.



Figure(V.1.b): Simulation de la commande de la tension avec les modes de glissement et les courants par hystérésis avec le pont de Clamping.

Essai 2 :

Pour cet essai, la boucle de tension garde le même algorithme de commande, et les courants seront eux aussi commandés par les modes glissant. Les références restent inchangées, que ce soit pour les courants soit pour la tension.

Résultats et interprétations :

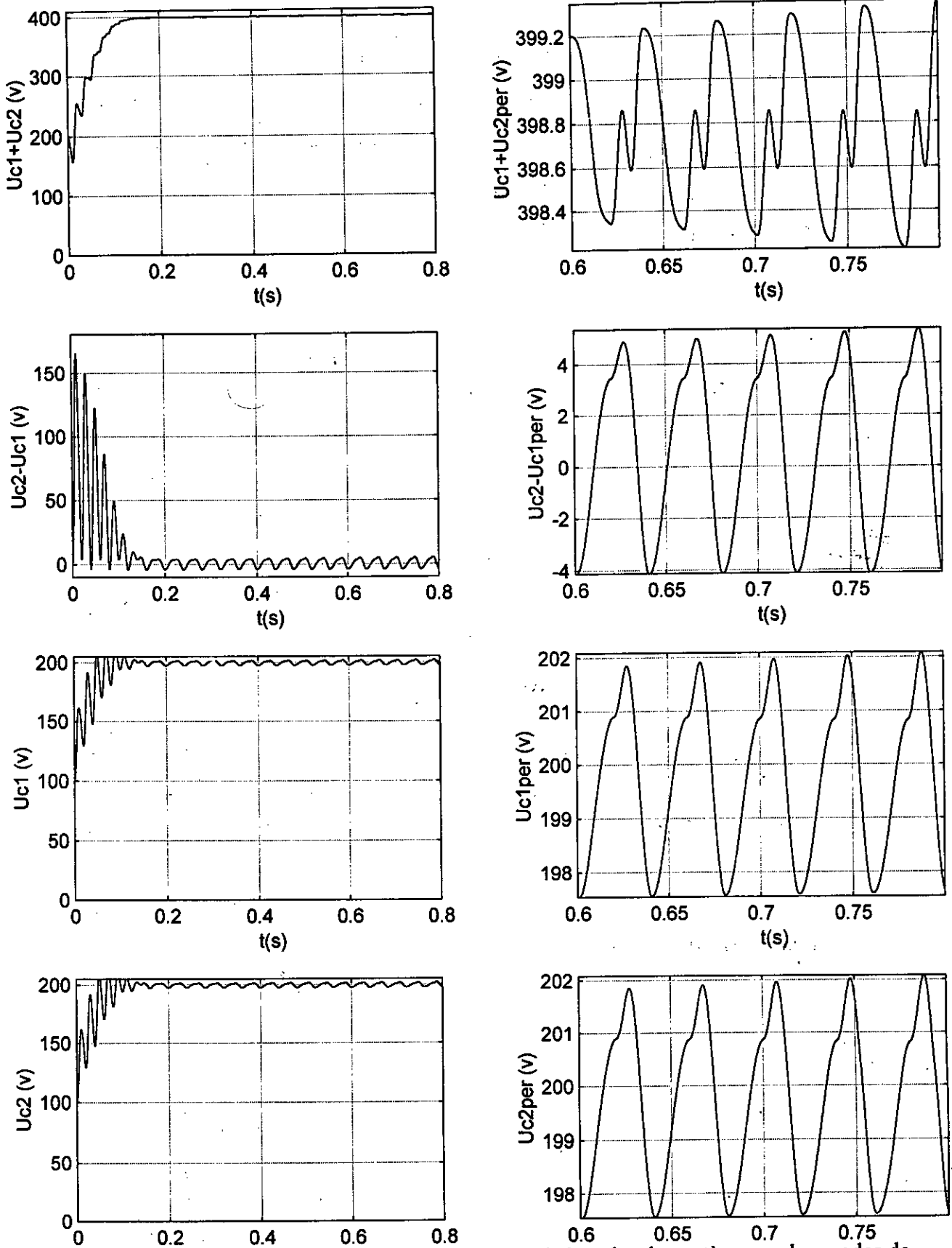
La figure (V-2-a) montre que :

- La somme suit toujours bien sa référence de 400 V mais la différence $U_{C2}-U_{C1}$ a encore diminué de quelques volts. Résultat, les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent mieux la référence car l'erreur est inférieur à 2.5 V.

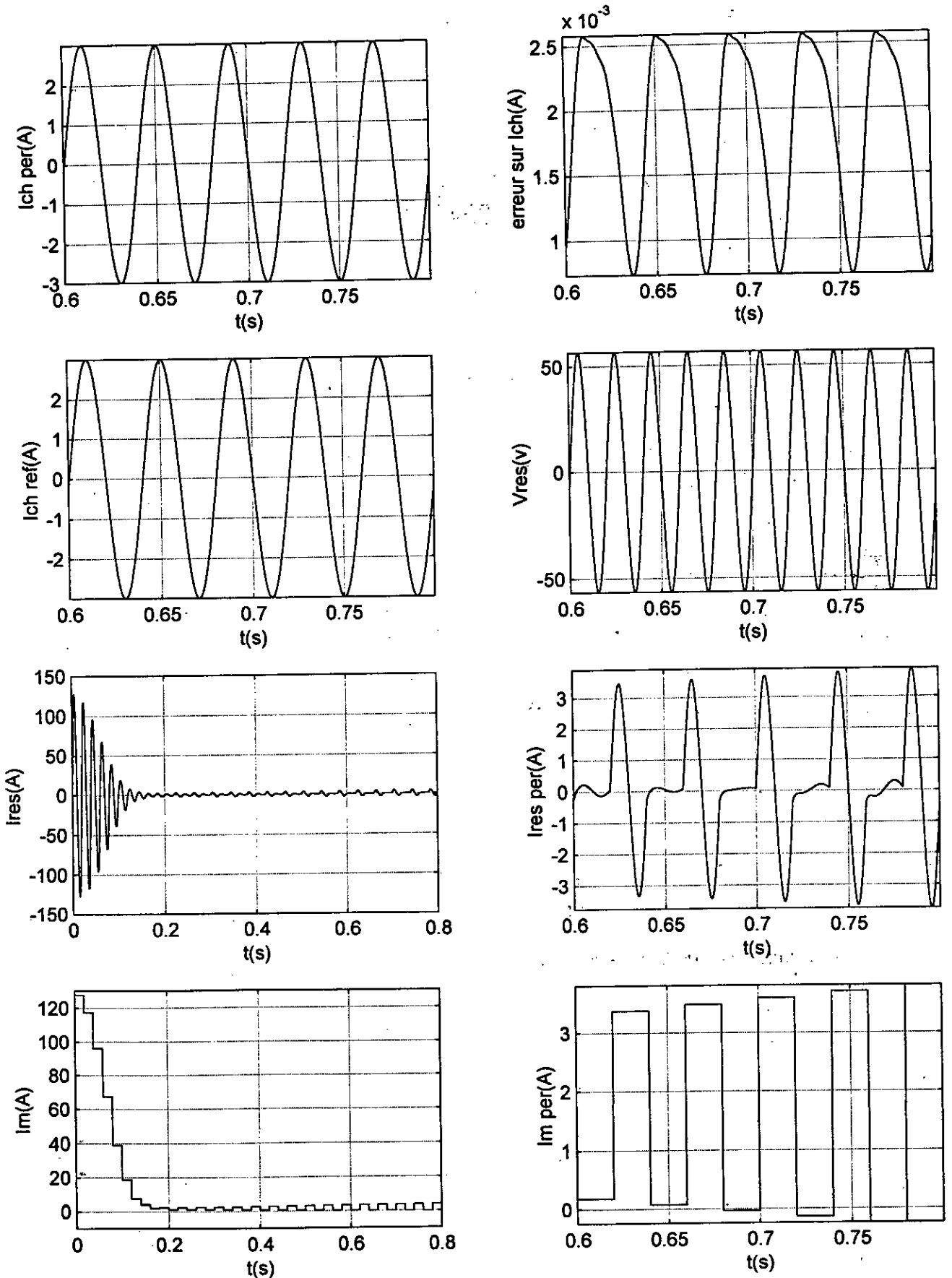
La figure (V-2-b) montre que :

- L'erreur sur le courant de charge est très faible de l'ordre de 0.1 %.
- Le courant du réseau est bien en phase avec V_{res} .
- Le courant de commande I_m prend des valeurs grandes au départ pour ramener la tension vers sa référence le plus rapidement possible mais se stabilise en régime permanent dans l'intervalle $[-1, 4]$ A.

La qualité des résultats de cet essai est meilleure que ceux de l'essai précédent, que se soit pour les tensions soit pour les courants. Bien que ces résultats soient très satisfaisants vue notre cahier de charge, on va essayer quand même de les améliorer en utilisant cette fois le réglage par la logique floue.



Figure(V.2.a): Simulation de la commande des trois boucles du système par les modes de glissement avec le pont de Clamping.



Figure(V.2.b): Simulation de la commande des trois boucles du système par les modes de glissement avec le pont de Clamping.

Essai 3 :

Les trois boucles seront commandées par le régulateur flou de MAMDANI et les références restent les mêmes. Les résultats des tensions seront représentés dans la figure (V-3-a), tandis que ceux des courants seront dans la figure (V-3-b).

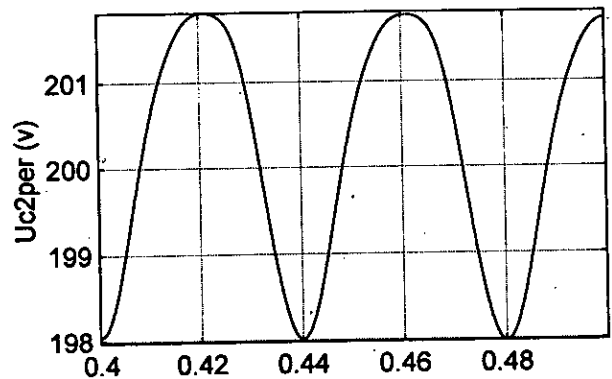
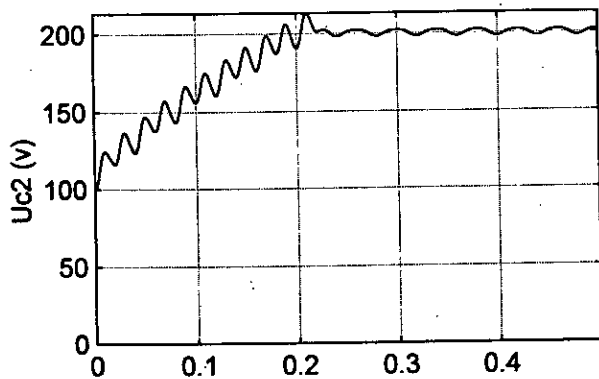
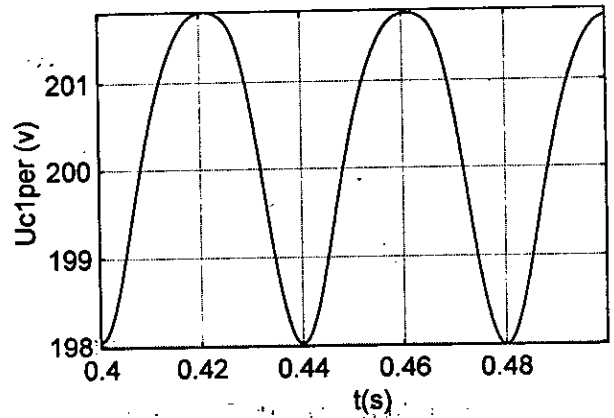
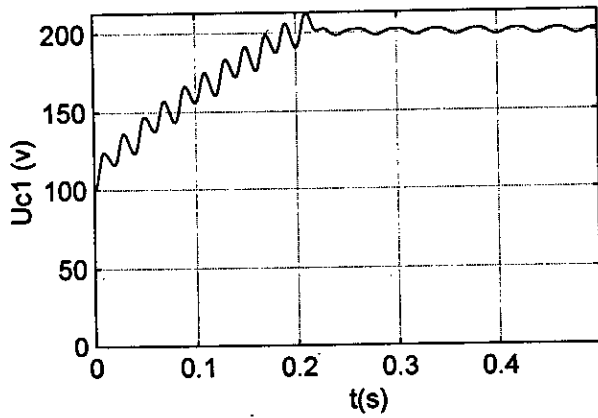
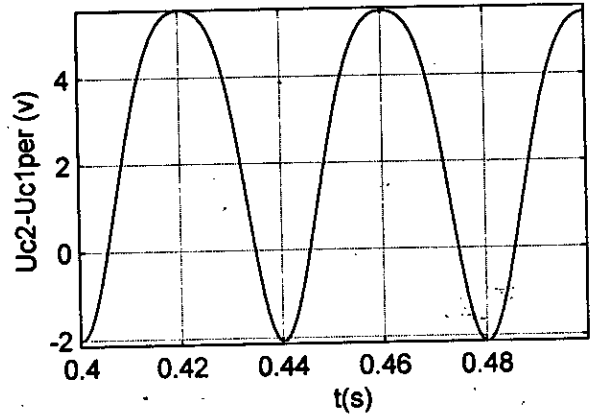
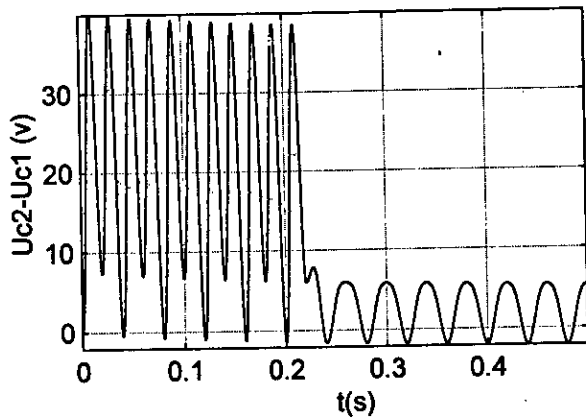
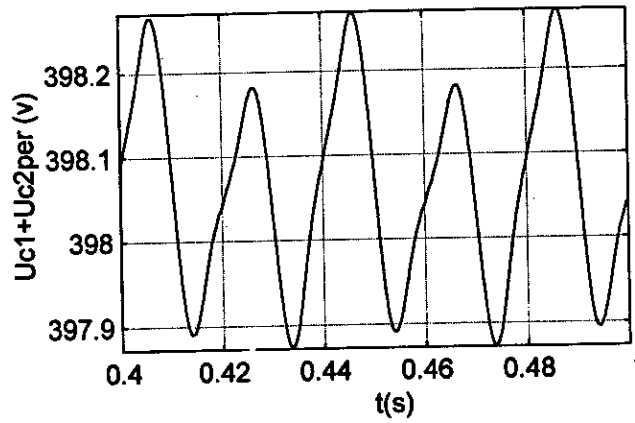
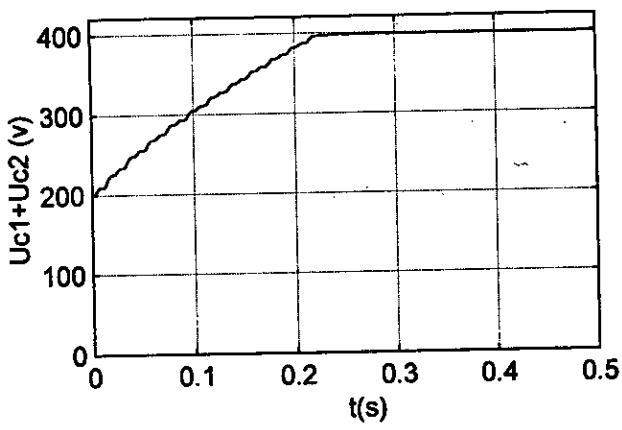
Résultats et interprétations :

La figure (V-3-a) montre que :

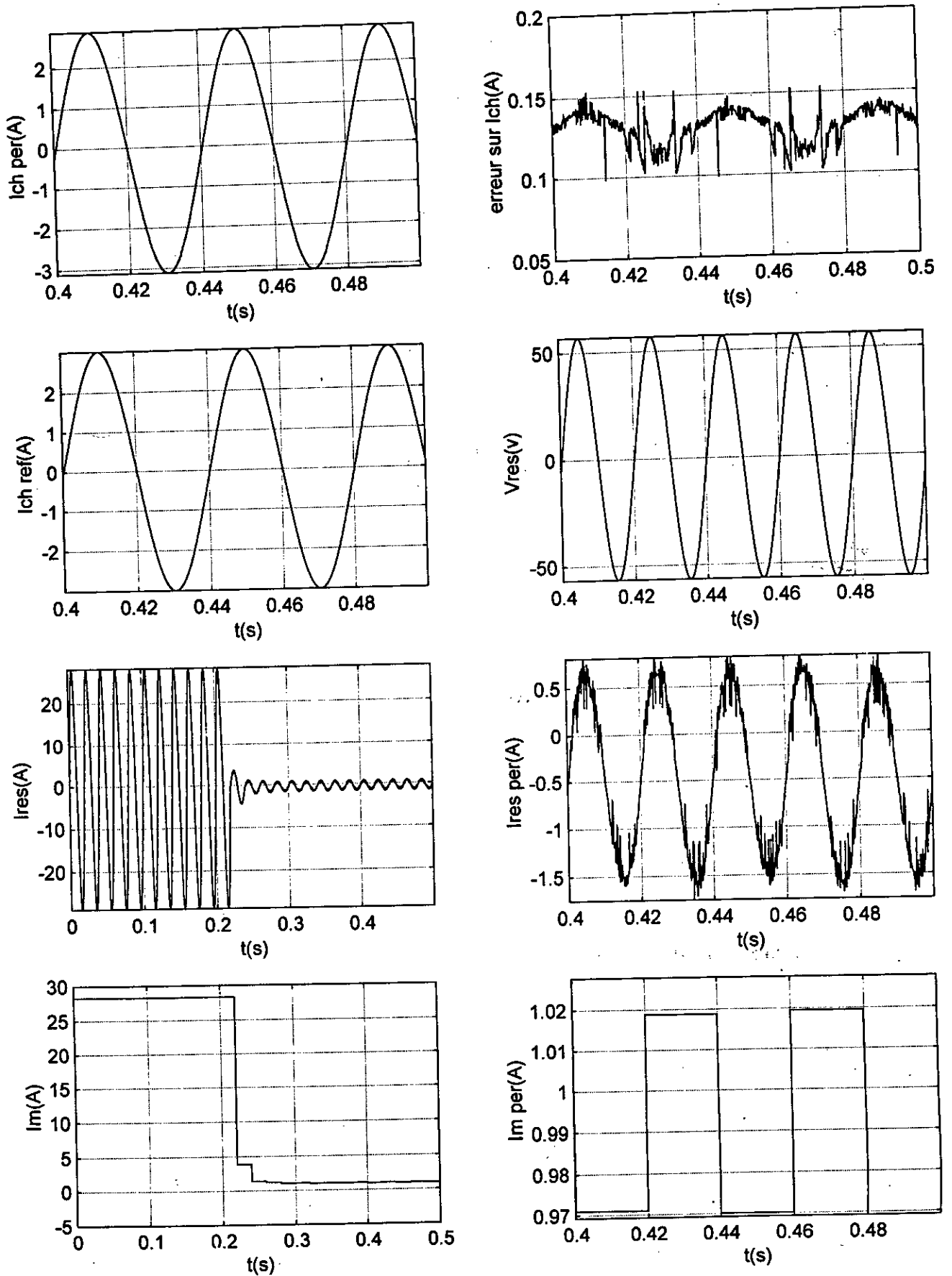
- La somme $U_{C1}+U_{C2}$ suit sa référence, tandis que la différence $U_{C1}-U_{C2}$ reste dans l'intervalle $[-2, 6]$ V.
- Les tensions U_{C1} et U_{C2} suivent bien la référence de 200 V avec une erreur inférieure à 2V.

La figure (V-3-b) montre que :

- Le courant de charge suit bien sa référence avec une erreur inférieure à 0.15 A.
- Le courant du réseau est bien en phase avec la tension V_{res} . Quant à I_m , il est à 28A en régime transitoire puis se stabilise à des valeurs de l'ordre d'un ampère.



Figure(V.3.a): Simulation de la commande des trois boucles du système par la logique floue avec le pont de Clamping.

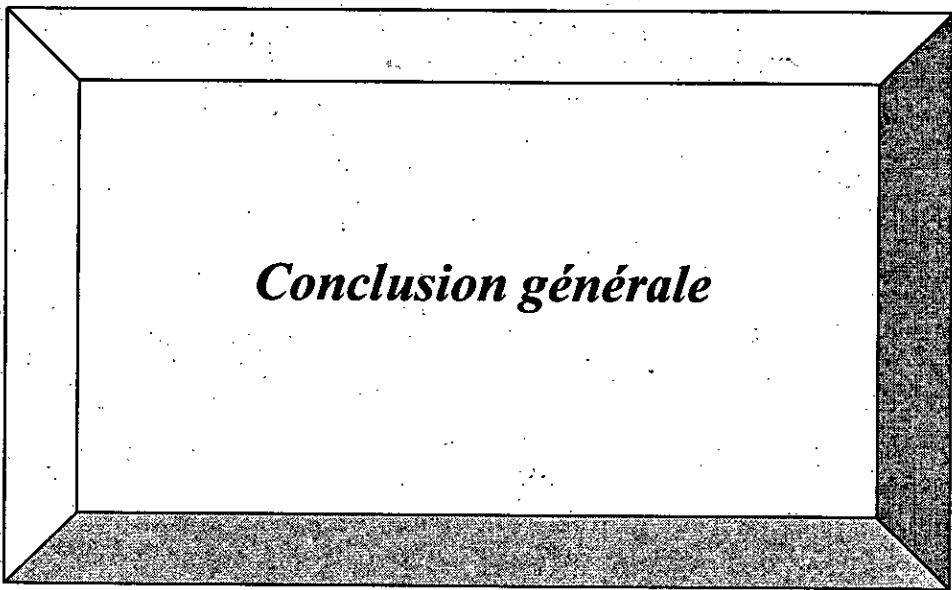


Figure(V.3.b):Simulation de la commande des trois boucles du système par la logique floue avec le pont de Clamping.

V.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a remarqué que l'introduction du pont de Clamping permet d'agir directement sur la différence $U_{C2}-U_{C1}$ à l'aide d'une nouvelle grandeur de réglage. De ce fait, on a pu grâce aux différents algorithmes de réglage obtenir des valeurs inférieures à 5 V pour la différence $U_{C2}-U_{C1}$. Par conséquent, les tensions U_{C1} et U_{C2} deviennent presque identiques, et l'erreur ne dépasse pas 1% de la référence.

A noter qu'il faut trouver un compromis entre la fréquence de commutation des interrupteurs du pont d'une part, et la valeur de la résistance R du pont d'une autre part afin de diminuer les pertes Joules dans le pont.



Conclusion générale

Conclusion générale

Tout au long de ce travail, nous avons présenté une structure minimale de conversion AC-AC monophasée directe. Cette dernière est largement utilisée pour l'alimentation de charges monophasées, avec un courant variable en amplitude et en fréquence. De plus, elle assure un facteur de puissance unitaire coté réseau, ainsi qu'un taux d'harmoniques très faible.

On a commencé par présenter, avec l'hypothèse de commandabilité, le modèle de commande du convertisseur, en se basant sur les travaux déjà effectués [1][2].

Les algorithmes appliqués pour le réglage des trois boucles sont élaborés sur la base de combinaisons entre plusieurs lois de commande non linéaires classiques, on cite :

- La commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.
- La commande par la méthode de linéarisation par bouclage (feedback linearisation).
- La commande par les modes de glissement.
- La commande par hystérésis.

Le réglage de la tension par les modes de glissement, nous a permis d'améliorer les performances des algorithmes, relativement aux résultats obtenus par les autres lois de commandes.

L'application de la régulation par la logique floue donne de meilleurs résultats en matière de rapidité, après adaptation à la nature du système étudié. D'un autre côté, on peut obtenir plus de précision si on l'associe aux lois de commande élaborées auparavant, grâce à sa robustesse face aux variations des paramètres de la charge.

L'utilisation du pont de clamping nous permet d'agir directement sur la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$.

En effet, l'application du réglage par hystérésis à cette différence, combinée aux différents algorithmes non linéaires vus précédemment, permet de la réduire, tout en gardant de bons résultats pour les autres variables.

A noter que le rapport entre l'amélioration des performances du réglage apporté de l'utilisation du pont de Clamping et le coût de ce dernier est peu satisfaisant, donc cette solution n'est pas économique.

Des résultats de ce travail, on propose comme perspectives :

- Application de nouvelles lois de commande plus robustes aux variations des paramètres internes de la structure, on propose : 'commande neurofloue', 'commande adaptative', 'commande robuste'.
- Réglage de la différence $U_{C2}-U_{C1}$ par d'autres lois de commande, lors de l'introduction du pont de Clamping.
- Chercher une autre solution plus économique que le pont de Clamping en vue de régler la différence des tensions $U_{C2}-U_{C1}$.
- Enfin, on propose une réalisation pratique du convertisseur étudié.

Bibliographie

- [1]: E.M.BERKOUK,'Contribution à la commande des machines asynchrones monophasées et triphasé alimentées par des convertisseurs directes et indirectes multiniveaux ', Thèse de Doctorat.1995.
- [2]: K.TALAMALI et F.NAFA,'Etude et commande d'une structure minimale de conversion directe Alternative - Alternative', Projet de fin. Juin 1999.
- [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]: H.BUHLER,'Régulation par logique floue', Presse Polytechnique et Universitaires Romandes,1994.
- [8]: ARAGO,'Logique floue', O.S.T.A-Masson, Paris 1994.
- [9]: L.A.ZADAH, 'Fuzzy logic', IEEE computer, PP.83-93,April 1988.
- [10]: H.SIRA-RAMIREZ,'Non linear variable structure systems in sliding mode: the general case', IEEE transaction on automatic control, Vol.34.n°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, Vol.AC-22,n°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', Int.J.control, Vol.43,n°6, pp.1631-1651,1986.
- [15]: V.I.UTKIN,'Sliding mode control design principles and applications to electric drives', IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol.40,n°1, February 1993.

ملخص :

في هذا العمل نقوم بدراسة و ضبط بنية كهربائية جديدة أحادية الطور ذات مستويين تسمح بالتحويل المباشر للتيار الكهربائي من المتناوب إلى المتناوب باستعمال خوارزميات متعددة لا خطية تسمح لنا بالحصول على حمل متناوب ذو توتر وسعة قابلين للضبط انطلاقا من منبع كهربائي ذو توتر معلوم و ثابت إضافة إلى معامل استطاعة أحادي.

كلمات مفتاحية : محول مباشر ، متناوب متناوب ، نموذج منزلق ، حلقة الرجوع الخلفية ، نظرية ليابونوف ، دراسة عروة التباطؤ المغناطيسي ، المنطق الغامض.

Résumé :

Ce mémoire décrit la conception et la commande d'une nouvelle structure de conversion AC-AC direct monophasé, à deux niveaux. Les algorithmes non linéaires élaborés pour asservir ce convertisseur permettent d'avoir un courant de charge réglable en fréquence et amplitude à partir d'un réseau fixe, avec une puissance réactive nulle dû au facteur de puissance imposé.

Mots clés : convertisseur, direct, AC-AC, MLI, linéarisation par bouclage, modes de glissement, hystérésis, logique floue, stabilité de Lyapunov, boucle de courant, boucle de tension, facteur de puissance.

Abstract:

In this work, we present the design and the control of new direct AC-AC two levels conversion structure. Non linear control algorithms elaborated to enslave the converter permit to have an amplitude and frequency adjustable load current from a fixed frequency source, with unit power factor from network side.

Keywords: converter, direct, AC-AC, pulse width modulation, feedback linéarisation, sliding mode, hysteresis, fuzzy logic, Lyapunov stability, current loop, voltage loop, power factor.