

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département de Génie Electrique  
Laboratoire de Commande des Processus

**MEMOIRE DE MAGISTER EN AUTOMATIQUE**  
Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique

Présenté par Mr DAHMANE Rabah  
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique du CUM

THEME

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR  
DIRECT ALTERNATIF-ALTERNATIF  
À STRUCTURE MINIMALE ALIMENTANT UNE MACHINE  
ASYNCHRONE MONOPHASÉE**

Soutenu le 20 novembre 2004 devant le jury composé de messieurs :

M.O. MAHMOUDI  
E.M. BERKOUK  
M.S. BOUCHERIT  
M. TADJINE  
B. HEMICI  
O. BOUCHHIDA

Maître de Conférences à l'ENP  
Maître de Conférences à l'ENP  
Professeur à l'ENP  
Maître de Conférences à l'ENP  
Chargé de Cours à l'ENP  
Chargé de Cours au CUM

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examinateur  
Examinateur  
Examinateur

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**Département de Génie Electrique**  
Laboratoire de Commande des Processus

**MEMOIRE DE MAGISTER EN AUTOMATIQUE**  
Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique

**Présenté par Mr DAHMANE Rabah**  
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique du CUM

**THEME**

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR  
DIRECT ALTERNATIF-ALTERNATIF  
A STRUCTURE MINIMALE ALIMENTANT UNE MACHINE  
ASYNCHRONE MONOPHASEE**

Soutenu le 20 novembre 2004 devant le jury composé de messieurs :

M.O. MAHMOUDI  
E.M. BERKOUK  
M.S. BOUCHERIT  
M. TADJINE  
B. HEMICI  
O. BOUCHHIDA

Maître de Conférences à l'ENP  
Maître de Conférences à l'ENP  
Professeur à l'ENP  
Maître de Conférences à l'ENP  
Chargé de Cours à l'ENP  
Chargé de Cours au CUM

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur

تتناول هذه الدراسة هيئة جديدة لمحول مباشر متناوب – متناوب لغرض تغذية محرك أحادي الطور مع تطبيق عدة خوارزميات تحكم، مع فارق الطور معدوم بين التيار والتوتر من جهة المنبع. لغرض الإبقاء على درجة معينة من الإثقان، طبقنا تحكم باستعمال نظام الانزلاق، نظرية الاستقرار لليابونوف و تقنية هيسترزس. أضفنا لهذه الهيئة جسر كلامبينغ و ذلك للتحكم في التوتر الوسطي للمصفاة.

**كلمات مفتاحية:** محرك أحادي الطور، توجيه الحقل، محول مباشر متناوب – متناوب، نظام الانزلاق، ليابونوف، هيسترزس، جسر كلامبينغ.

## RESUME

*Ce mémoire développe une nouvelle structure minimale du convertisseur direct AC/AC pour alimenter la machine asynchrone monophasée. Cette nouvelle structure offre l'avantage de commander la fréquence et l'amplitude des tensions de sortie et avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau.*

*Différentes stratégies de commande ont été élaborées pour le réglage de la tension et du courant, à savoir, la théorie de stabilité de Lyapunov, les modes glissants et la technique d'Hystérésis. Pour améliorer la stabilité des tensions du pont capacitif, on a introduit dans le convertisseur un pont de clamping.*

**Mots-clés :** Machine asynchrone monophasée, orientation du champ, convertisseur AC-AC, mode glissant, Lyapunov, Hystérésis, pont de clamping.

## ABSTRACT

*This thesis develops a new minimal structure of direct AC/AC converters to supply the single phase induction machine. This new structure offers the advantage to control the frequency and magnitude of the output voltage and to have a unity power factor at the network.*

*Different control strategies were elaborated for the regulation of the voltage and the current, namely, the Lyapunov theory of stability, the sliding modes and the Hysteresis control technique. To improve the voltage stability, we have introduced a clamping bridge.*

**Keywords:** Single phase induction machine, field orientation, AC-AC converter, sliding mode, Lyapunov, Hysteresis, clamping bridge.

# NOMENCLATURE

$V_{s1}$	: Tension de la phase principale
$V_{s2}$	: Tension de la phase auxiliaire
$i_{s1}$	: Courant de la phase principale
$i_{s2}$	: Courant de la phase auxiliaire
$i_{r1}, i_{r2}$	: Courants rotoriques fictifs
$\Phi$	: Flux
$L_{s1}, L_{s2}$	: Inductance propre des phases principales et auxiliaires
$L_r$	: Inductance rotorique
$R_{s1}, R_{s2}$	: Résistances statoriques des enroulements principaux et auxiliaires
$R_r$	: Résistance rotorique
$T_r$	: Constante de temps rotorique
$p$	: Nombre de paires de pôles
$C_e$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$f$	: Coefficient de frottement visqueux
$J$	: Moment d'inertie
$\omega_s, \omega_r$	: Vitesse angulaire statorique et rotorique
$\omega_{sl}$	: Glissement de la vitesse angulaire électrique
$\Omega$	: Vitesse mécanique
$m$	: Indice de modulation
$r$	: Taux de modulation
$\theta_s, \theta_r$	: Angle statorique et Angle rotorique
$\Delta i$	: Bande d'Hystérésis
$\varepsilon_k$	: Ecart entre le courant de référence et le courant réel
$\lambda$	: Pente de la surface de glissement
$\omega_{res}$	: Pulsation du courant de réseau
$C_1, C_2$	: Capacités des deux batteries
$q, k$	: Gains de la commande
$f_c$	: Fonction de commutation
$f_i$	: Fonction de connexion
$F_{ig}$	: Fonction génératrice de connexion
$i_{ref1}, i_{ref2}$	: Courants de références de la machine
$i_{pert}$	: Courant de perturbation
$I_m$	: Amplitude du courant de phase
$I_M$	: Amplitude du courant de réseau

- $i_{res}$  : Courant de réseau  
 $i_{resd}$  : Courant de réseau désiré  
 $K_{10}, K_{11}$  : Interrupteurs du premier bras de l'onduleur  
 $K_{20}, K_{21}$  : Interrupteurs du deuxième bras de l'onduleur  
 $T_{11}, T_{10}$  : Interrupteurs du bras du redresseur  
 $L_{res}$  : Inductance du réseau  
 $R_{res}$  : Résistance du réseau  
 $M(t)$  : Matrice de conversion  
 $P_e$  : Puissance d'entrée du convertisseur  
 $P_s$  : Puissance de sortie du convertisseur  
 $P_m$  : Puissance mécanique  
 $U_1, U_2$  : Commandes de l'onduleur  
 $U_3$  : Commande du redresseur  
 $U_4$  : Commande des interrupteurs du pont Clamping  
 $S$  : Surface de glissement  
 $U_{c1}$  : Tension aux bornes de la capacité  $C_1$   
 $U_{c2}$  : Tension aux bornes de la capacité  $C_2$   
 $\langle U_{c1} \rangle$  : Tension moyenne de  $U_{c1}$   
 $\langle U_{c2} \rangle$  : Tension moyenne de  $U_{c2}$   
 $U_{cd}$  : Référence de la boucle de tension  
 $V$  : Fonction de Lyapunov  
 $V_M$  : Amplitude de la tension du réseau  
 $V_{res}$  : Tension du réseau  
 $X$  : La somme des deux tensions aux bornes des condensateurs  
 $Y$  : La différence des deux tensions aux bornes des condensateurs  
 $R$  : Résistance du pont de Clamping

# SOMMAIRE

**Introduction Générale.....1**

## Chapitre I

### Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Monophasée

I.1 Modélisation de la machine asynchrone monophasée.....4

    I.1.1 Introduction .....4

    I.1.2 Equations générales .....4

    I.1.3 Transformation de Park .....4

    I.1.4 Le couple électromagnétique.....6

    I.1.5 Modélisation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur de démarrage dans un référentiel lié au champ tournant.....7

    I.1.6 Simulation et interprétation des résultats.....9

I.2 Alimentation de la machine asynchrone monophasée.....12

    I.2.1 Introduction .....12

    I.2.2 Modélisation et fonctionnement de l'onduleur.....12

    I.2.3 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à deux niveaux.....13

    I.2.4 Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux .....14

        I.2.4.a Commande par Hystérésis en courant.....14

        I.2.4.b Commande par modulation de largeurs d'impulsions .....14

    I.2.5 Résultats de simulation.....16

I.3 Commande par orientation du flux rotorique.....21

    I.3.1 Introduction .....21

    I.3.2 Principe de la commande vectorielle.....21

    I.3.3 La commande vectorielle indirecte.....22

        I.3.3.a Commande en tension.....22

        I.3.3.b Commande en boucle ouverte.....23

        I.3.3.c Commande en boucle fermée.....23

        I.3.3.d Commande en courant.....24

    I.3.4 Résultats de simulation.....25

        I.3.4.a Commande en boucle ouverte.....25

        I.3.4.b Commande en boucle fermée.....25

I.4 Conclusion.....31

## Chapitre II Modélisation du Convertisseur Direct Monophasé Alternatif-Alternatif

II.1 Introduction.....	33
II.2 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé.....	33
II.3 Modèle de connaissance et de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé...34	
II.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	34
II.3.2 Fonction de connexion $f_i$ .....	34
II.3.3 Fonction de commutation $f_c$ .....	35
II.4 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé.....	35
II.4.1 Fonction de conversion.....	35
II.4.2 Fonction génératrice.....	37
II.5 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge.....	39
II.6 Modèle des boucles de courant et de tension.....	42
II.6.1 Modèle de la boucle de tension.....	42
II.6.2 Modèle de la boucle du courant de charge.....	43
II.6.3 Modèle de la boucle de courant du réseau.....	44
II.7 Etude en boucle ouverte.....	44
II.8 Conclusion.....	45

## Chapitre III Stratégie de Commande du Convertisseur Direct Monophasé AC-AC

III.1 Introduction.....	51
III.2 Commande par hystérésis en courant.....	51
III.3 Commande par les modes de glissement.....	52
III.3.1 Introduction.....	52
III.3.2 Conception de la commande par mode de glissement.....	52
III.3.3 Choix des surfaces.....	53
III.3.4 Condition de convergence.....	54
III.3.4.a La fonction directe de commutation.....	54
III.3.4.b La fonction de Lyapunov.....	54
III.3.5 Calcul de la commande.....	55
III.3.5.a Définition des grandeurs de la commande.....	56
III.3.5.b Application de la commande.....	57
III.3.6 Elimination du phénomène de chattering.....	58
III.3.6.a Fonction <i>Sat</i> .....	58
III.3.6.b Fonction <i>Smooth</i> .....	59
III.3.7 Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de tension.....	59
III.4 Théorie de stabilité de Lyapunov.....	60
III.4.1 Rappel.....	60
III.4.2 Définition 1.....	60
III.4.3 Définition 2.....	61
III.4.4 Analyse de la stabilité de Lyapunov.....	61
III.4.4.a Méthode indirecte.....	61
III.4.4.b Méthode directe.....	62
III.4.5 Idée générale de la méthode.....	62
III.4.6 Application du théorème de Lyapunov à la boucle de tension.....	63
III.5 Résultats de simulation.....	64
III.6 Conclusion.....	64

## Chapitre IV

### Convertisseur Direct Monophasé Alternatif-Alternatif avec Pont de Clamping

IV.1 Introduction.....	74
IV.2 Modèle du convertisseur AC-AC monophasé avec le pont de Clamping.....	74
IV.3 Etude de la boucle de tension.....	76
IV.4 Association machine-convertisseur direct AC-AC en boucle ouverte.....	76
IV.5 Réglage de la différence $U_{c2}-U_{c1}$ .....	77
IV.6 Résultats de simulation en boucle ouverte.....	77
IV.7 Résultats de simulation en boucle fermée.....	82
IV.8 Conclusion.....	82
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>107</b>
<b>Références.....</b>	<b>109</b>



Généralement, on utilise des onduleurs à MLI alimentés par des redresseurs à diodes ou à thyristors. Ces derniers sont générateurs d'harmoniques côté réseau. En plus, ils dégradent son facteur de puissance.

Dans ce mémoire, nous proposons une structure de conversion directe AC-AC dite minimale. Ce convertisseur permet :

- Un courant pratiquement sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire côté réseau.
- Une tension de sortie à amplitude et fréquence réglable.

Ce convertisseur est utilisé pour l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée. Afin d'aboutir à des performances appréciables, nous avons adopté les techniques de l'automatique moderne suivantes pour la commande du convertisseur proposé :

- La commande par mode de glissement.
- La commande basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov.

Les commandes proposées ont permis de contrôler la somme des tensions du pont capacitif et non chacune séparément. Ainsi, une différence de tension entre elles est observée.

Pour remédier à ce problème nous avons proposé d'introduire dans le convertisseur un pont dit de clamping, un algorithme de commande de ce pont a été également développé. Les performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée alimentée par ce convertisseur sont également analysées.

Ce mémoire est organisé en 4 chapitres :

- **Chapitre I :** Ce chapitre est divisé en 3 parties :
  - ◆ **Partie 1 :** Cette partie traitera sur la modélisation de la machine asynchrone monophasée.
  - ◆ **Partie 2 :** Elle concerne le modèle de l'onduleur de tension alimentant la machine.
  - ◆ **Partie 3 :** Cette dernière partie est une application de la technique par orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone monophasée.
- **Chapitre II :** Nous développerons, dans ce chapitre, le modèle mathématique de l'association Machine-Convertisseur Direct AC/AC. Ce modèle est simulé en boucle ouverte (sans régulation des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ ) afin de tester le comportement de la machine.
- **Chapitre III :** Dans ce troisième chapitre, différentes stratégies de commande du convertisseur direct AC/AC sont proposées pour la régulation de la boucle de tension.
- **Chapitre IV :** Enfin, et afin d'améliorer la qualité du réglage du convertisseur, nous avons introduit un pont de clamping pour le contrôle de la tension du bus continu.

Ainsi, le modèle de la machine asynchrone monophasée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{l_2} \left[ v_{ds} - \left( R_{s1}i_{ds} + (\mu K_m - \omega_s L_{s1})i_{qs} - \frac{\mu}{T_r} i_{dr} - \mu \cdot p\Omega i_{qr} \right) \right] \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{l_1} \left[ v_{qs} - \left( R_{s2}i_{qs} - (\mu K_m - \omega_s L_{s2})i_{ds} - \frac{\mu}{T_r} i_{qr} + \mu \cdot p\Omega i_{dr} \right) \right] \\
 \frac{di_{dr}}{dt} &= \frac{1}{l_2} \left[ -v_{ds} - \left( -R_{s1}i_{ds} + L_{s1}p\Omega i_{qs} + \frac{L_{s1}}{T_r} i_{dr} - (K_m L_{s1} - \omega_s \mu)i_{qr} \right) \right] \\
 \frac{di_{qr}}{dt} &= \frac{1}{l_1} \left[ -v_{qs} - \left( -R_{s2}i_{qs} - L_{s2}p\Omega i_{ds} + \frac{L_{s2}}{T_r} i_{qr} + (K_m L_{s2} - \omega_s \mu)i_{dr} \right) \right] \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega) \\
 C_e &= \frac{p \cdot \mu}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})
 \end{aligned} \tag{I-12}$$

Avec  $\Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds}$  et  $\Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs}$

En introduisant le nouveau vecteur d'état  $(\Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega)$ , le système (I-12) devient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega)\Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (p\Omega - \omega_s)\Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{v_{ds}}{l_2} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{l_2 L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{l_2 L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{p M_{sr} \Omega}{l_2 L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{v_{qs}}{l_1} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{l_1 L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{M_{sr} R_r}{l_1 L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{p M_{sr} \Omega}{l_1 L_r} \Phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left[ \frac{p M_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - f\Omega \right]
 \end{aligned} \tag{I-13}$$

Le schéma bloc de la machine asynchrone monophasée sans condensateur est donné par la figure I.2.

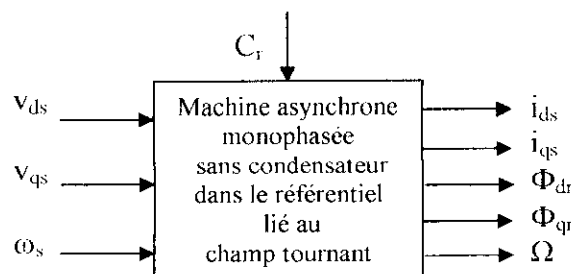


Figure I.2 : Schéma bloc de la MASM.

### I.1.6 Simulation et interprétation des résultats

La machine est alimentée par un réseau de tension diphasée.

$$\begin{cases} V_{s1} = V_M \sin(\omega_s t) \\ V_{s2} = V_M \sin(\omega_s t - \pi/2) \end{cases}$$

La figure I.3 montre le comportement de la machine lors d'un démarrage à vide, et I.4 démarrage à vide avec variation de la charge de la machine asynchrone monophasée symétrique. Les deux courants  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  sont des courants rotoriques liés au stator. Les deux courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  sont importants au démarrage. La vitesse croît plus rapidement. Au démarrage, la machine développe un couple électromagnétique important afin d'atteindre son régime de fonctionnement. Une fois ce régime atteint, le couple électromagnétique ne s'annule pas mais il prend une très faible valeur à cause du couple de frottement. Lors de l'application de la charge nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation et du flux. La vitesse se stabilise lorsque le couple électromagnétique est égal au couple de charge. Cela exprime le couplage existant entre ces trois grandeurs.

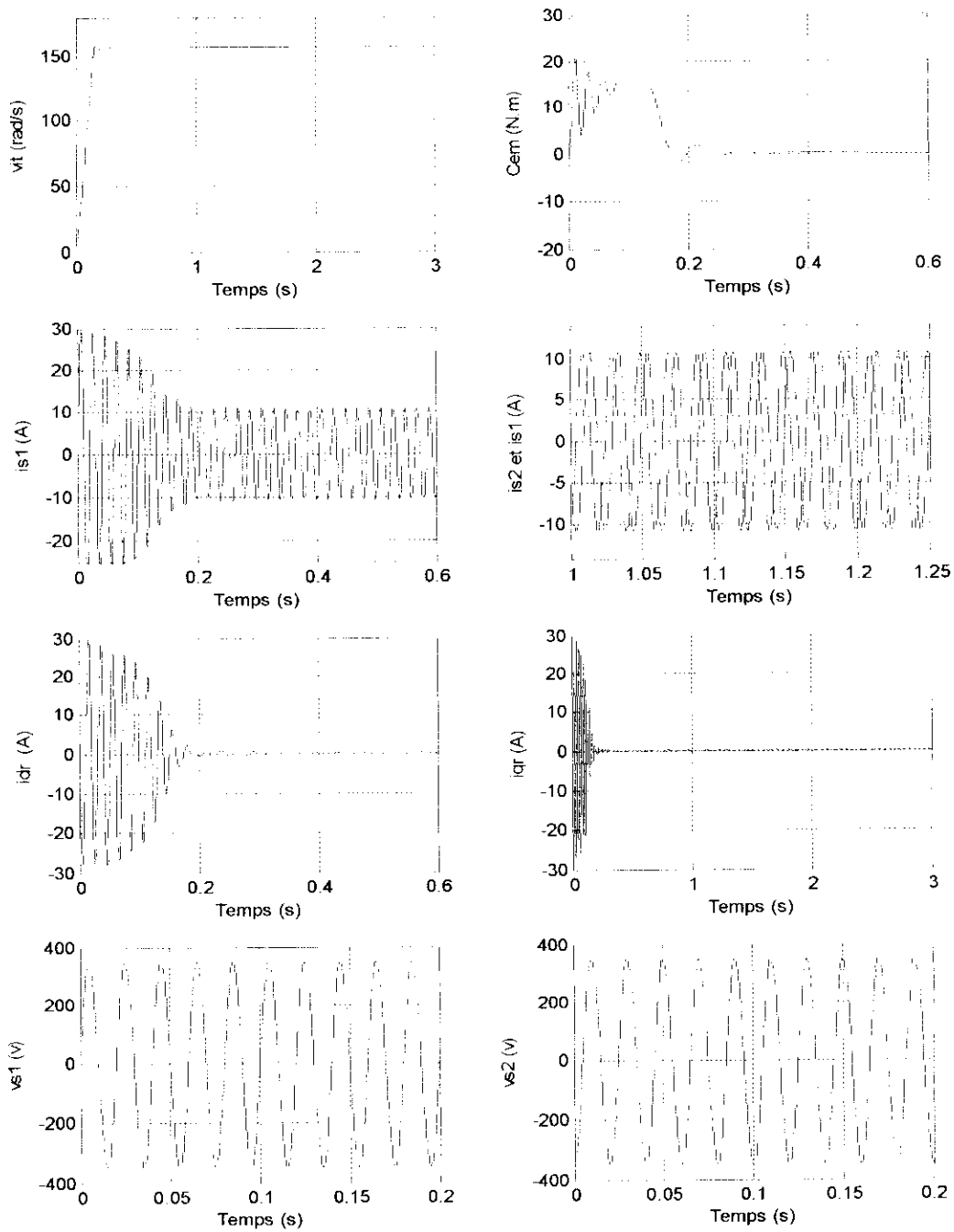


Figure I.3 : Comportement à vide de la machine asynchrone monophasée sans condensateur de démarrage.

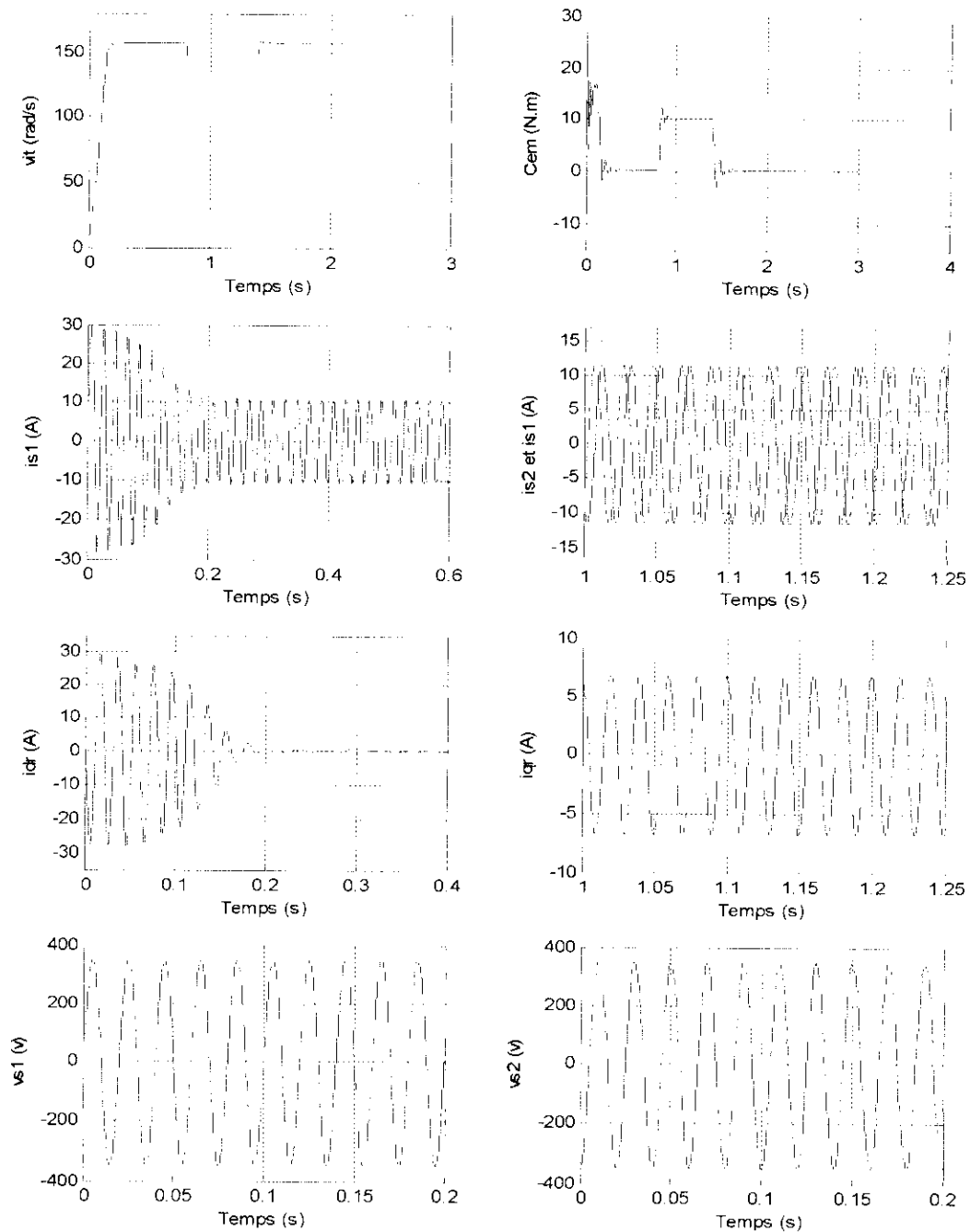


Figure I.4 : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée sans condensateur de démarrage. Application de la charge 10N.m entre 0.8s et 1.4s.

## I.2 Alimentation de la machine asynchrone monophasée

### I.2.1 Introduction

Les applications industrielles exigent de plus en plus une vitesse variable. Ce besoin se généralise dans tous les secteurs de l'industrie. C'est en effet la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Les solutions d'entraînement par moteur à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui possibles. Le moteur d'induction à cage alimenté par un onduleur à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

Dans notre travail, on s'intéresse à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par des convertisseurs à commutation forcée : onduleur de tension à deux niveaux et convertisseur direct AC-AC [1][16].

Le réglage de la vitesse des moteurs à courant alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence à partir d'une source de tension continue. Ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couple-vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu. Afin de générer une source de tension proche d'une sinusoïde, différentes stratégies à modulation de largeurs d'impulsions ont été proposées par différents auteurs. Nous distinguons pour l'onduleur à deux niveaux, entre autre, les stratégies suivantes [14][13] :

- Triangulo-Sinusoïdale à échantillonnage naturel et régulier.
- Commande par hystérésis en courant.

### I.2.2 Modélisation et fonctionnement de l'onduleur

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'onduleur diphasé (figure I.5) pour alimenter le moteur monophasé sans condensateur de démarrage. Afin d'élaborer le modèle de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux, on réduit le nombre de place des réseaux de Pétri correspondant, on représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel (grâce à la symétrie de l'onduleur diphasé) [1], figure I.6.

Dans l'analyse d'un bras d'onduleur à deux niveaux, nous éliminons la configuration où les deux interrupteurs du bras sont fermés simultanément (figure I.7).

On remarque que les réceptivités de transition sont des fonctions logiques entre :

- Une commande externe  $B_{ks}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur commandable  $T_{ks}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

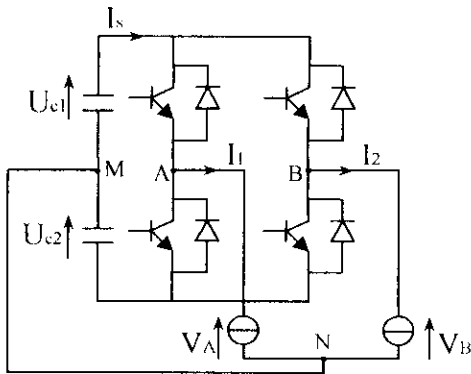


Figure I.5 : Onduleur diphasé à deux niveaux.

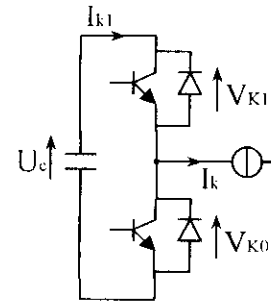


Figure I.6 : Bras de l'onduleur à deux niveaux (cellule de commutation tripôle).

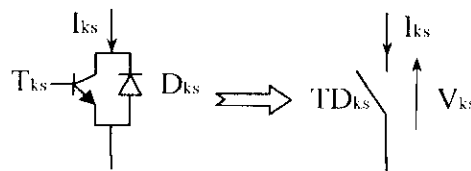


Figure I.7 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.

### I.2.3 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à deux niveaux

D'après la figure I.8, on constate que l'analyse d'un bras d'onduleur à deux niveaux montre trois configurations possibles.

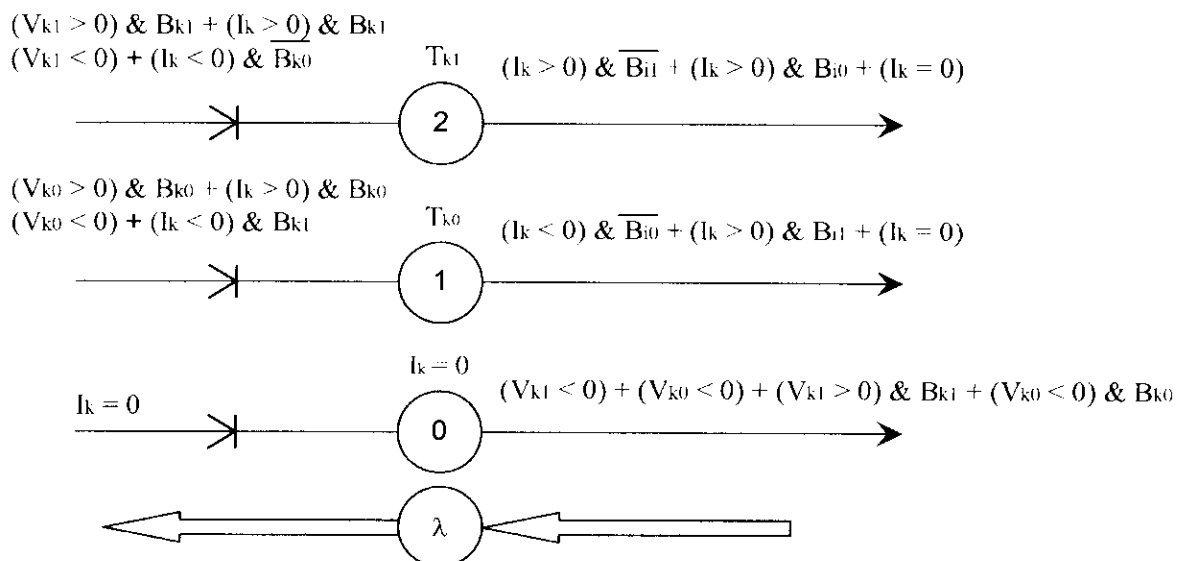


Figure I.8 : Réseau de Pétri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

## I.2.4 Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux

### I.2.4.a Commande par Hystérésis en courant

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant [1][13][12].

La régulation en courant suivant un référentiel  $i_{ref}$  se fait à l'aide de régulateur à Hystérésis (figure I.9), qui est caractérisé par une bande de réglage appelée bande d'Hystérésis  $\Delta i$ .

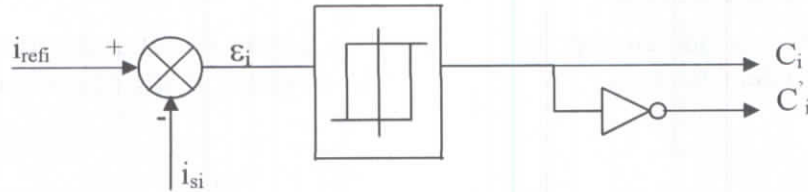


Figure I.9 : Schéma du régulateur à Hystérésis.

L'algorithme de commande des interrupteurs de l'onduleur est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_i \geq \Delta i \text{ alors } C_i = 1 \\ \text{Si } \varepsilon_i \leq -\Delta i \text{ alors } C_i = 0 \\ \text{sinon l'état reste le même} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

Avec

$$\varepsilon_i = i_{refi} - i_{si}$$

$i_{refi}$  : courant de référence

$i_{si}$  : courant de phase

$$i_{ref1} = i_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$i_{ref2} = i_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

Le courant  $I_m = i_{eff} \sqrt{2}$  est calculé à partir de la conservation de la puissance  $P_s = P_m$  tel que :

$$\begin{cases} P_s = 2V_e I_e \cos(\varphi) \\ P_m = C_r \Omega \end{cases} \Rightarrow I_m = \frac{C_r \Omega}{2V_e \cos(\varphi)}$$

La valeur de  $\Delta i$  utilisée lors de la simulation de l'association machine-onduleur est de 0.1A.

### I.2.4.b Commande par modulation de largeurs d'impulsions

La stratégie de modulation de largeurs d'impulsions est la plus connue. Elle est basée sur l'obtention des signaux de commande des interrupteurs, en comparant deux tensions : l'une



appelée référence et l'autre porteuse dont le rapport entre leurs fréquences  $m = \frac{f_p}{f_r}$  (indice de modulation) permet de varier la fréquence de la tension d'alimentation [14][13][9]. Le taux de modulation est défini comme étant le rapport entre leurs amplitudes  $r = \frac{V_r}{V_p}$ .

Dans notre travail, nous allons étudier la commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.

#### ▪ Définition de la commande

Dans cette commande, la comparaison se fait entre une seule porteuse et une référence. La porteuse la plus adaptée à cette commande est la triangulaire. Nous utilisons la tension sinusoidale comme référence.

Pour la suite de cette étude,  $m$  est toujours impaire c.à.d on trouve dans les spectres de tension que les harmoniques impaires ( $m = 15$ ). On parle de la modulation synchrone si  $m$  est entier et asynchrone dans le cas contraire. Pour le taux de modulation ( $r=0.8$ ).

#### ▪ Application à l'onduleur diphasé à deux niveaux

Pour obtenir les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur diphasé à deux niveaux, on suit le système (I-15) :

$$\begin{cases} \text{Si } V_r > V_p \text{ donc } C_i = 1, C'_i = 0 \Rightarrow V_s = +u \\ \text{Si } V_r < V_p \text{ donc } C_i = 0, C'_i = 1 \Rightarrow V_s = -u \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

La figure I.10 explique le principe de la modulation de largeurs d'impulsions.

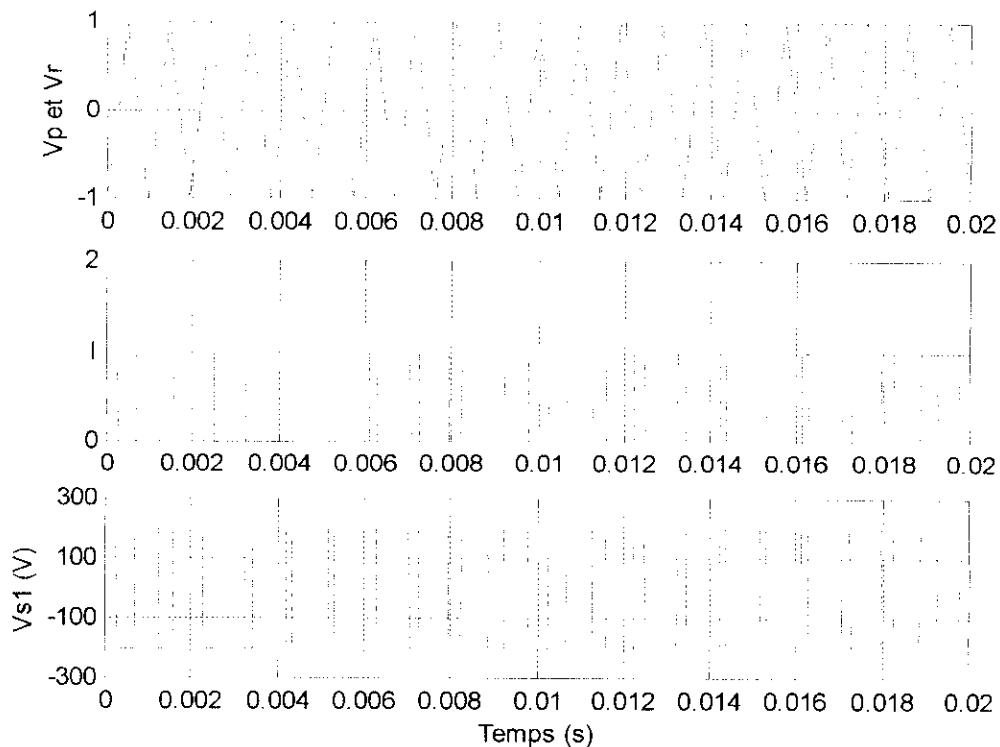


Figure I.10 : Principe de la commande MLI (deux niveaux).

### **I.2.5 Résultats de simulation**

Nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par la méthode d'Hystérésis, puis en tension par la méthode triangulo-sinusoïdale.

Les résultats de simulation de l'association machine-onduleur à deux niveaux (figures I.11 à I.14) montrent que le comportement de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur à deux niveaux reste identique à celui de la machine alimentée par des sources sinusoïdales. La différence est au niveau des ondulations observées surtout sur le couple électromagnétique.

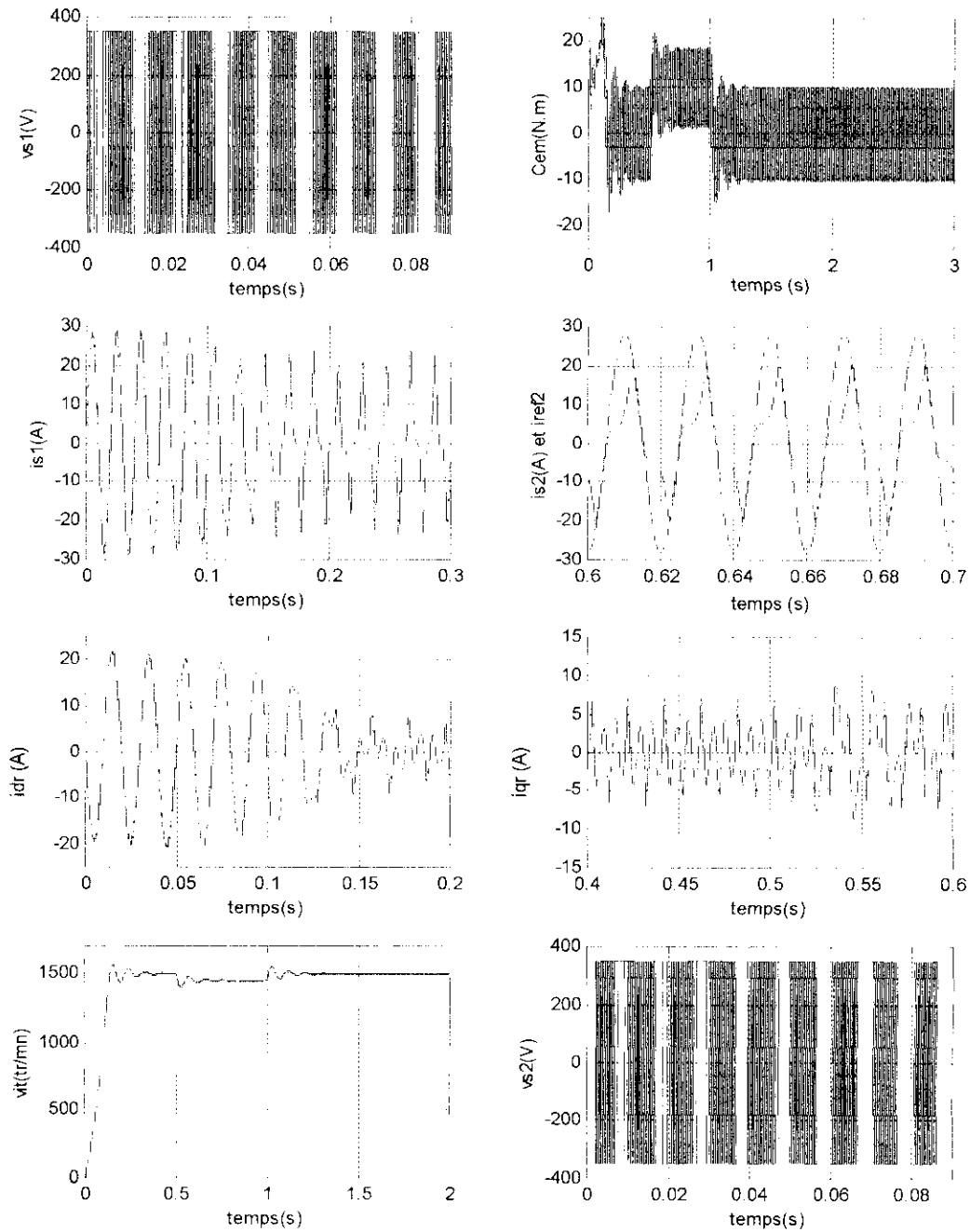


Figure 1.11 : Comportement à vide de l'association machine-onduleur commandé par Hystérésis ( $\Delta i = 0.1 \text{ A}$ ).

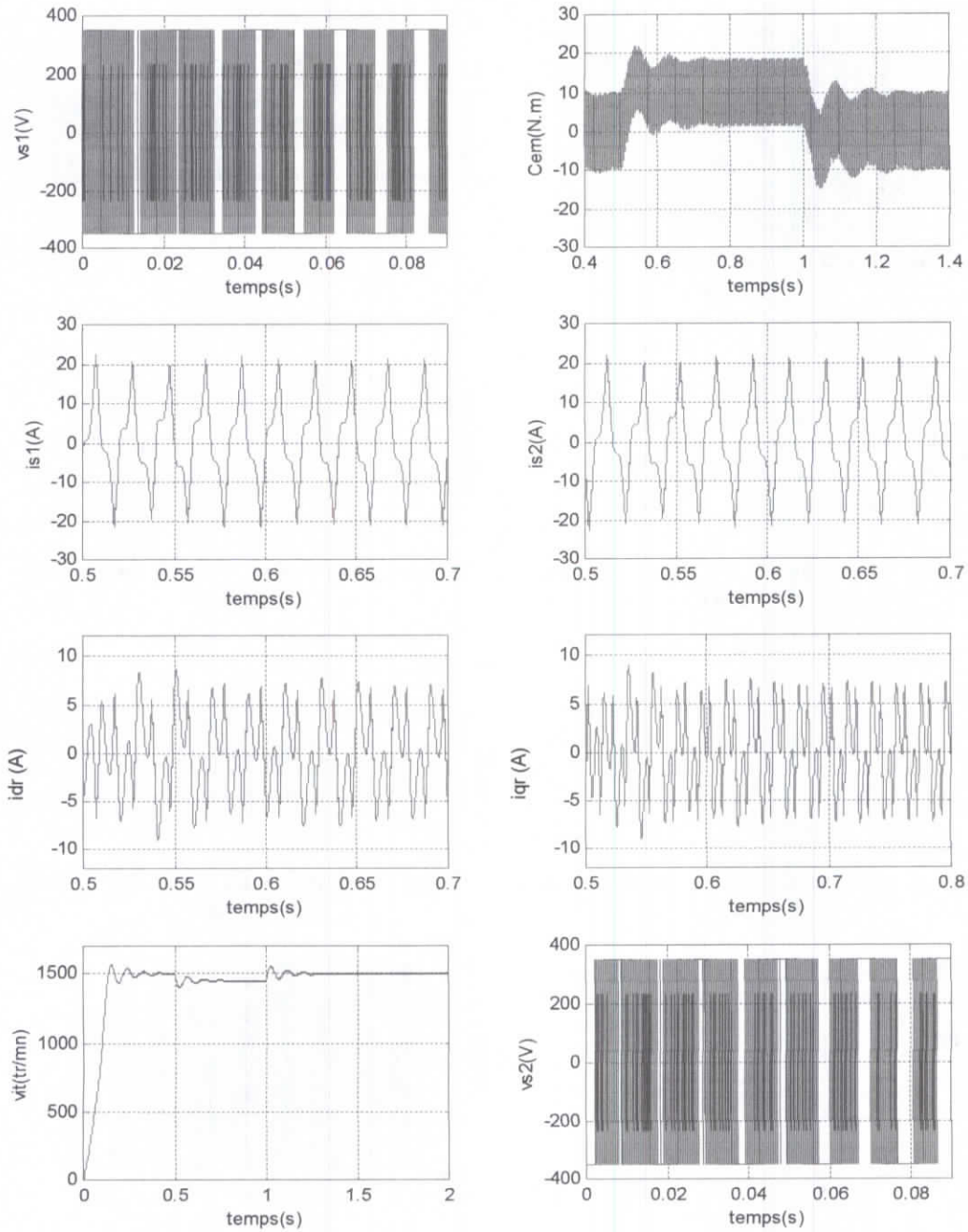


Figure I.12 : Comportement en charge de l'association machine-onduleur commandé par Hystérésis ( $\Delta i=0.1A$ ).

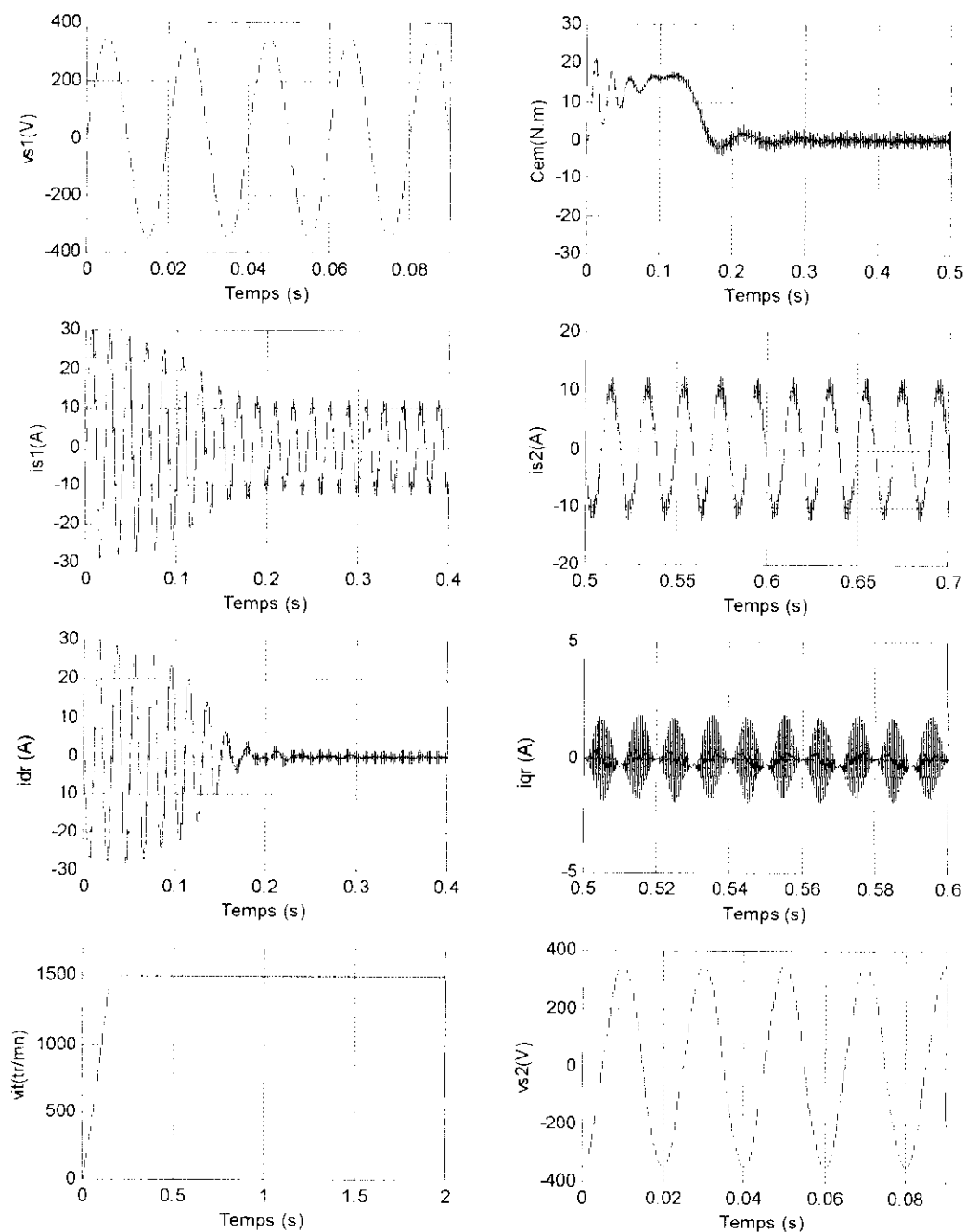


Figure 1.13 : Comportement à vide de l'association machine-onduleur commandé par MLI ( $m=21$ ,  $r=0.8$ ).

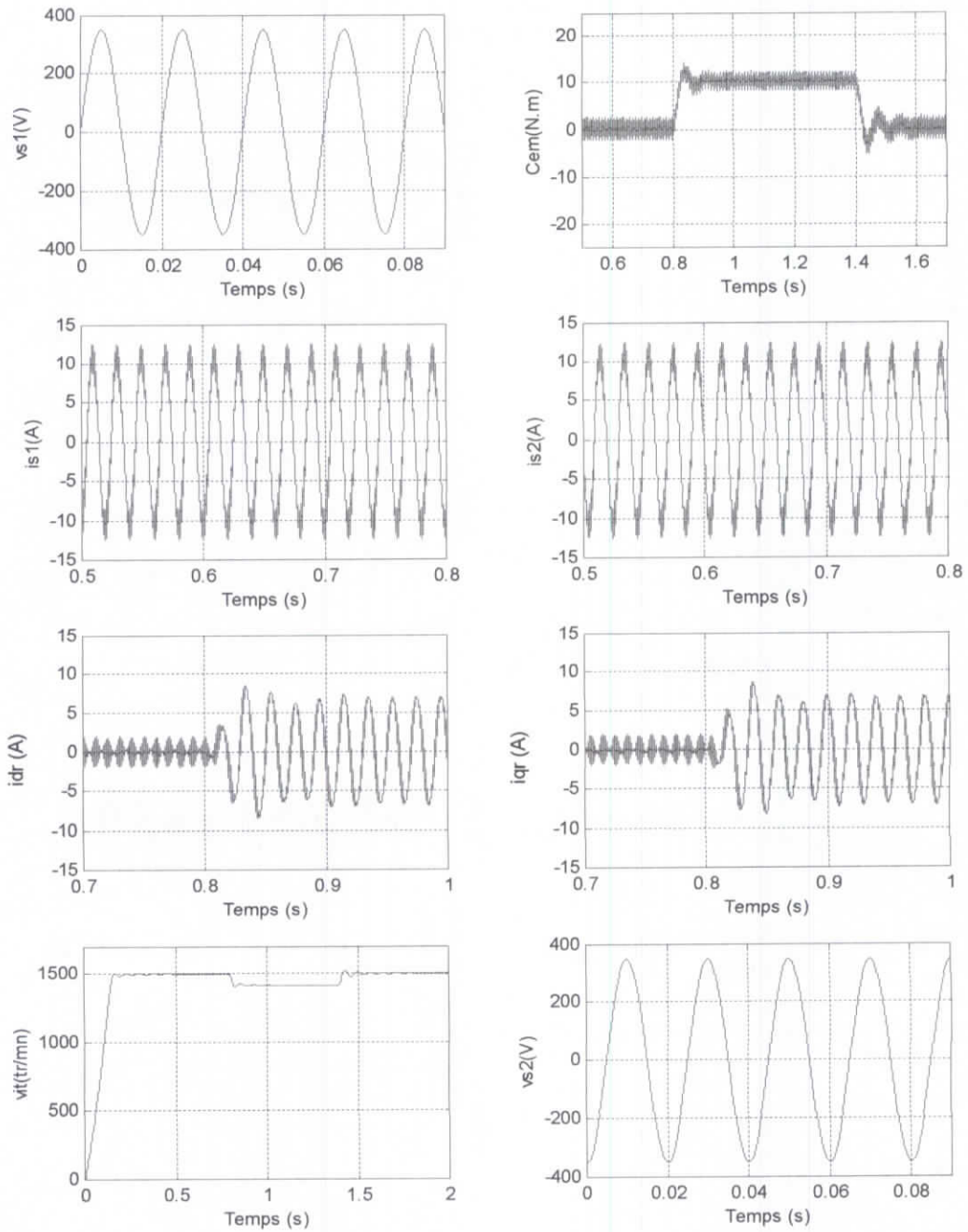


Figure I.14 : Comportement en charge de l'association machine-onduleur commandé par MLI ( $m=21$ ,  $r=0.8$ ).

### 1.3 Commande par orientation du flux rotorique

#### 1.3.1 Introduction

Pour la machine à courant continu à excitation séparée, la force magnétomotrice de l'induit forme un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Si on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, d'où le découplage entre les deux paramètres (flux et couple). Ce découplage offre à la machine à courant continu une caractéristique très importante par rapport aux machines à courant alternatif : simplicité de commande et de réglage de vitesse [2] [3] [4] [7].

Les méthodes de contrôle scalaire appliquées sur la machine asynchrone telles que la méthode volt/hertz ne donne pas des résultats satisfaisants à cause du couplage qui existe entre le flux et le couple, car cette méthode contrôle seulement l'amplitude du champ tournant mais pas sa position [1].

Pour ramener le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, Blaschke a proposé dans les années 70 une technique pour le découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone triphasé. Cette méthode s'appelle l'orientation du flux.

Dans cette partie, nous allons appliquer la technique d'orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone monophasée.

#### 1.3.2 Principe de la commande vectorielle

Son principe est de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, c.-à-d. éliminer le couplage entre le flux et le couple. On peut résumer cette technique d'orientation du vecteur flux rotorique sur l'axe d du référentiel d-q par la figure 1.15.

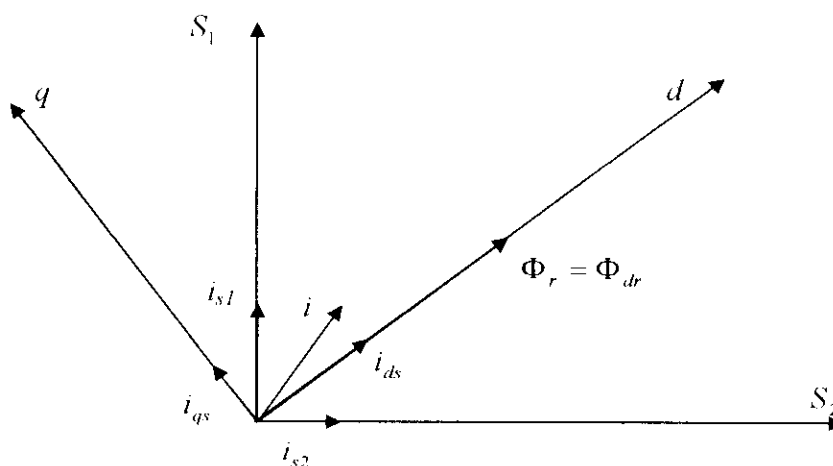


Figure 1.15 : Orientation du flux rotorique.

D'après cette figure, on a :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{I-16})$$

### I.3.3 La commande vectorielle indirecte

#### I.3.3.a Commande en tension

Le système (I-17) représente le modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au champ tournant :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega)\Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (p\Omega - \omega_s)\Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{qs} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{v_{ds}}{l_2} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{l_2 L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{l_2 L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{p M_{sr} \Omega}{l_2 L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{v_{qs}}{l_1} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{l_1 L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{M_{sr} R_r}{l_1 L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{p M_{sr} \Omega}{l_1 L_r} \Phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left[ \frac{p M_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - f\Omega \right] \\
 l_1 &= L_{s2} - K_m \mu, l_2 = L_{s1} - \mu
 \end{aligned} \tag{I-17}$$

En tenant compte de la relation (I-16), le système (I-17) se simplifie :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_r + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{v_{ds}}{l_2} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{l_2 L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{l_2 L_r^2} \Phi_r \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{v_{qs}}{l_1} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{l_1 L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{p M_{sr} \Omega}{l_1 L_r} \Phi_r \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left[ \frac{p M_{sr}}{L_r} (\Phi_r i_{qs}) - C_r - f\Omega \right]
 \end{aligned} \tag{I-18}$$

Après la transformation de Laplace, nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{i_{ds}}{1 + \frac{R_r}{L_r} s} \\ C_e = \frac{p M_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{cases} \tag{I-19}$$

L'équation (I-19) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire respectivement des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique. La figure I.16 présente le bloc de découplage avec orientation du flux rotorique.



Le couplage qui existe entre les deux tensions statoriques est éliminé de telle sorte qu'elles ne soient en relation qu'avec les deux composantes du courant statorique, ce qui donne :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_{s1}i_{ds} - \omega_s l_{s2}i_{qs} \\ v_{qs} = R_{s2}i_{qs} + \omega_s l_{s2}i_{ds} \end{cases} \quad (I-20)$$

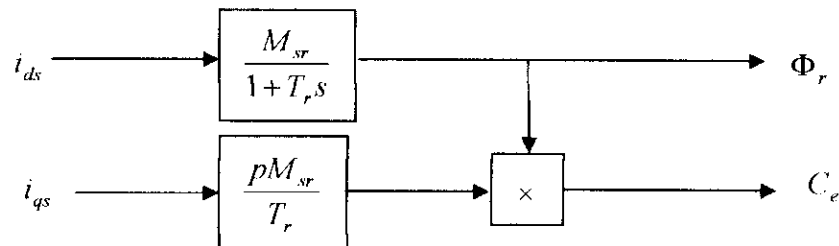


Figure I.16 : Découplage avec orientation du flux rotorique.

### I.3.3.b Commande en boucle ouverte

Considérons les deux paramètres  $\Phi_r^*$  et  $C_e^*$  comme référence de commande. Si nous inversons le modèle (I-19), on obtient le modèle (I-21) qui présente le bloc de découplage appelé F.O.C.

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{L_r}{M_{sr} R_r} \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \frac{1}{M_{sr}} \Phi_r^* \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{p M_{sr} \Phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{R_r M_{sr} i_{qs}^*}{l_r \Phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_{sl}^* + p\Omega \end{cases} \quad (I-21)$$

Le schéma bloc du FOC est présenté à la figure I.17.

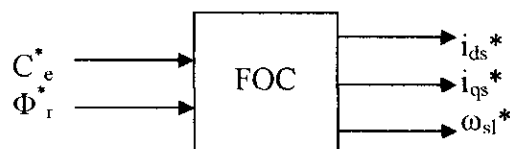


Figure I.17 : Schéma bloc du FOC.

### I.3.3.c Commande en boucle fermée

La structure de réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimentée en tension est donnée par la figure I.18. Cette structure est formée par les blocs suivants :

- Découplage (FOC).
- Défluxage : Il a pour rôle la limitation du flux, tel que :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases}$$

- Le régulateur de vitesse :  $\frac{C_e^*(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}$  avec :  $e = \Omega^* - \Omega$

- Le filtre de consigne :  $\frac{\Omega_{filtre}^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + T_f s}$  avec :  $T_f = \frac{k_p}{k_i}$

$T_f$  est calculée pour compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

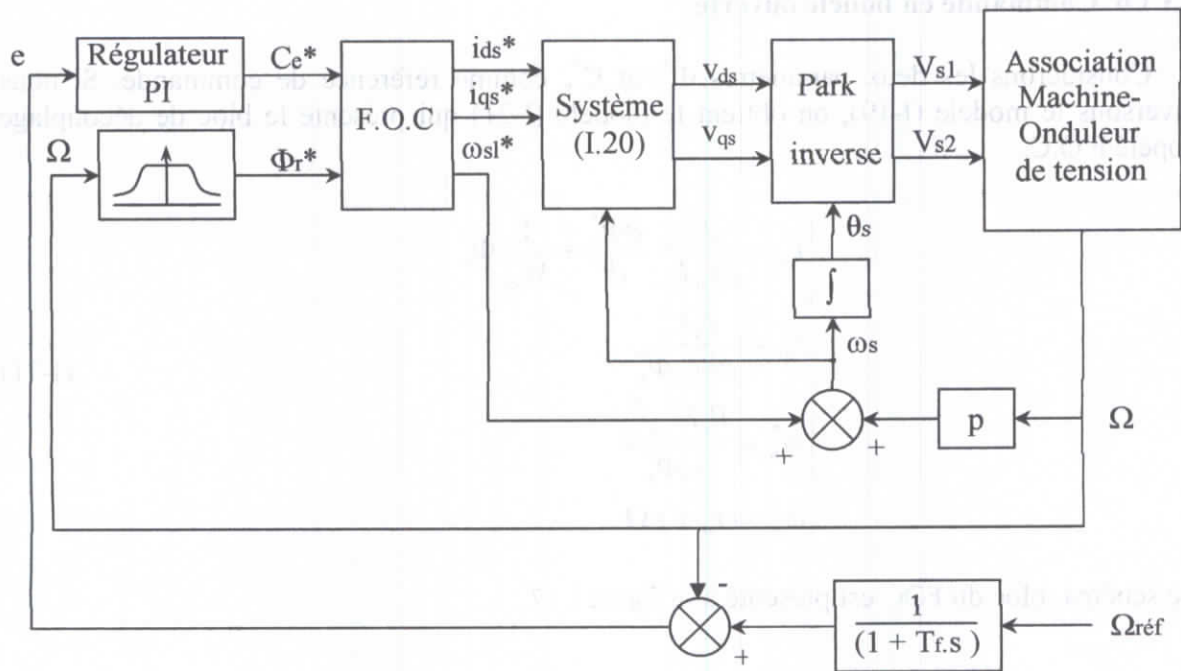


Figure I.18 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en tension.

### I.3.3.d Commande en courant

La commande en courant est plus appliquée que celle en tension à cause de la simplicité de sa structure de contrôle.

La commande en courant diffère par rapport à celle en tension dans l'utilisation de l'onduleur. En effet, dans cette partie l'onduleur sera contrôlé en courant par la méthode d'hystérésis comme le montre la figure I.19.

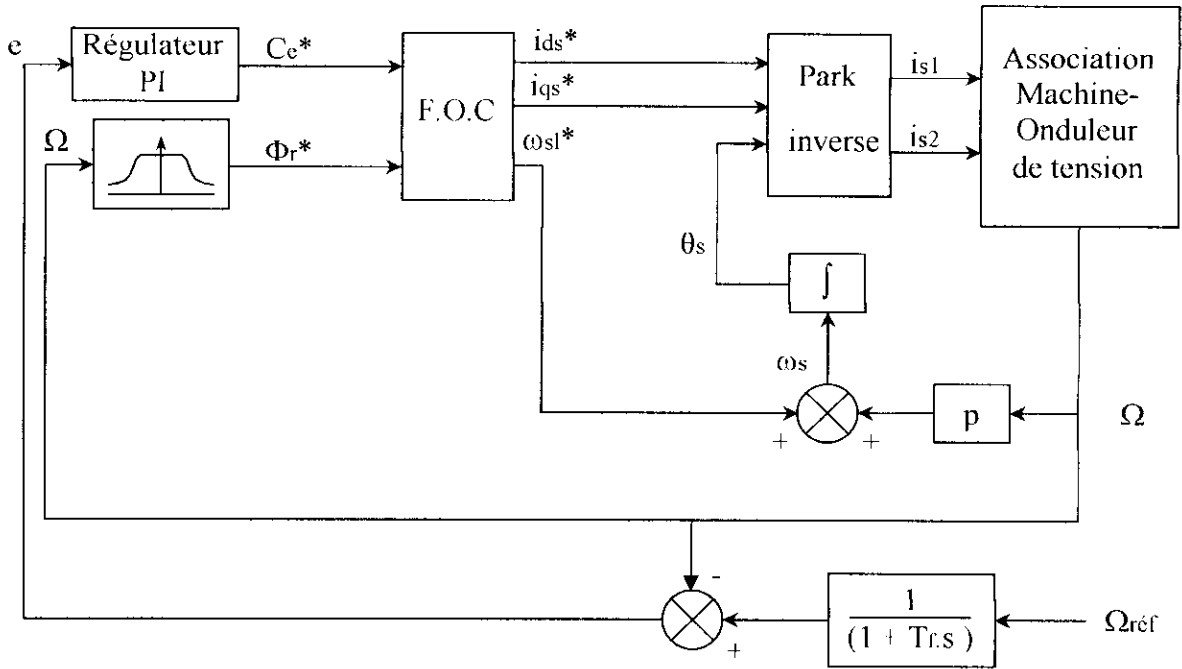


Figure I.19 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en courant.

### I.3.4 Résultats de simulation

#### I.3.4.a Commande en boucle ouverte :

Cet essai nous permet de vérifier le découplage entre le flux et le couple. D'après la figure I.20, le couple suit bien le couple de référence, de même pour le flux. Le flux suivant l'axe en quadrature s'annule alors que le flux suivant l'axe direct suit le flux rotorique de référence. On conclue donc que le découplage entre le couple et le flux a été réalisé.

#### I.3.4.b Commande en boucle fermée

Les essais de simulation ont pour but de montrer les performances de réglage de vitesse avec orientation du flux rotorique. On note :

- Essai à vide, figure I.21 ; la vitesse suit sa référence.
- Essai en charge de 10N.m dans l'intervalle [0.8s-1.4s], figure I.22. On remarque une faible diminution de la vitesse qui revient ensuite à la vitesse de consigne par l'effet du régulateur PI. Ceci se traduit par une augmentation du couple afin d'annuler l'effet de la perturbation, et une augmentation des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$ .

Mêmes remarques pour les essais de la commande en courant (figure I.23 et I.24).

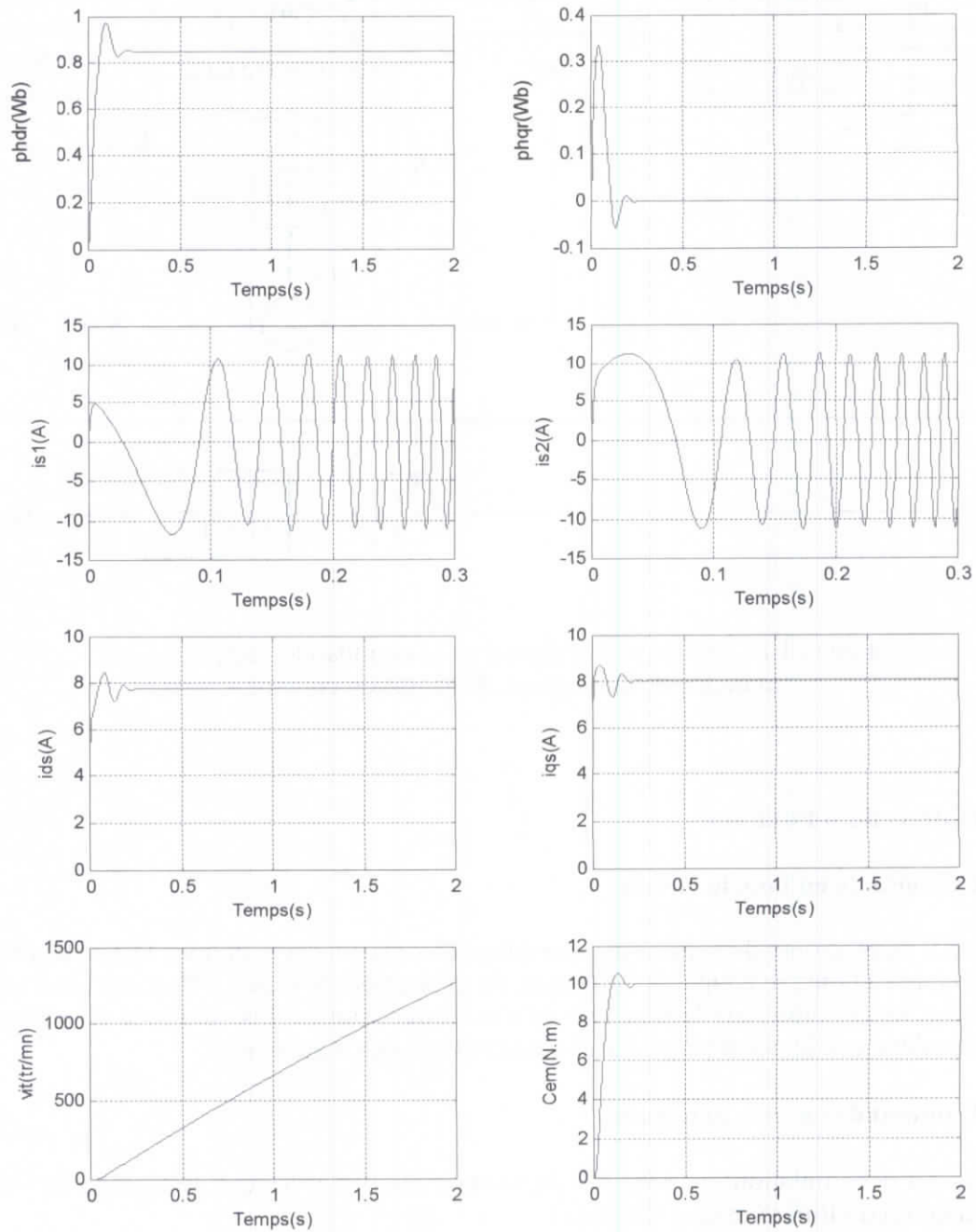


Figure I.20 : Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée commandée en boucle ouverte.

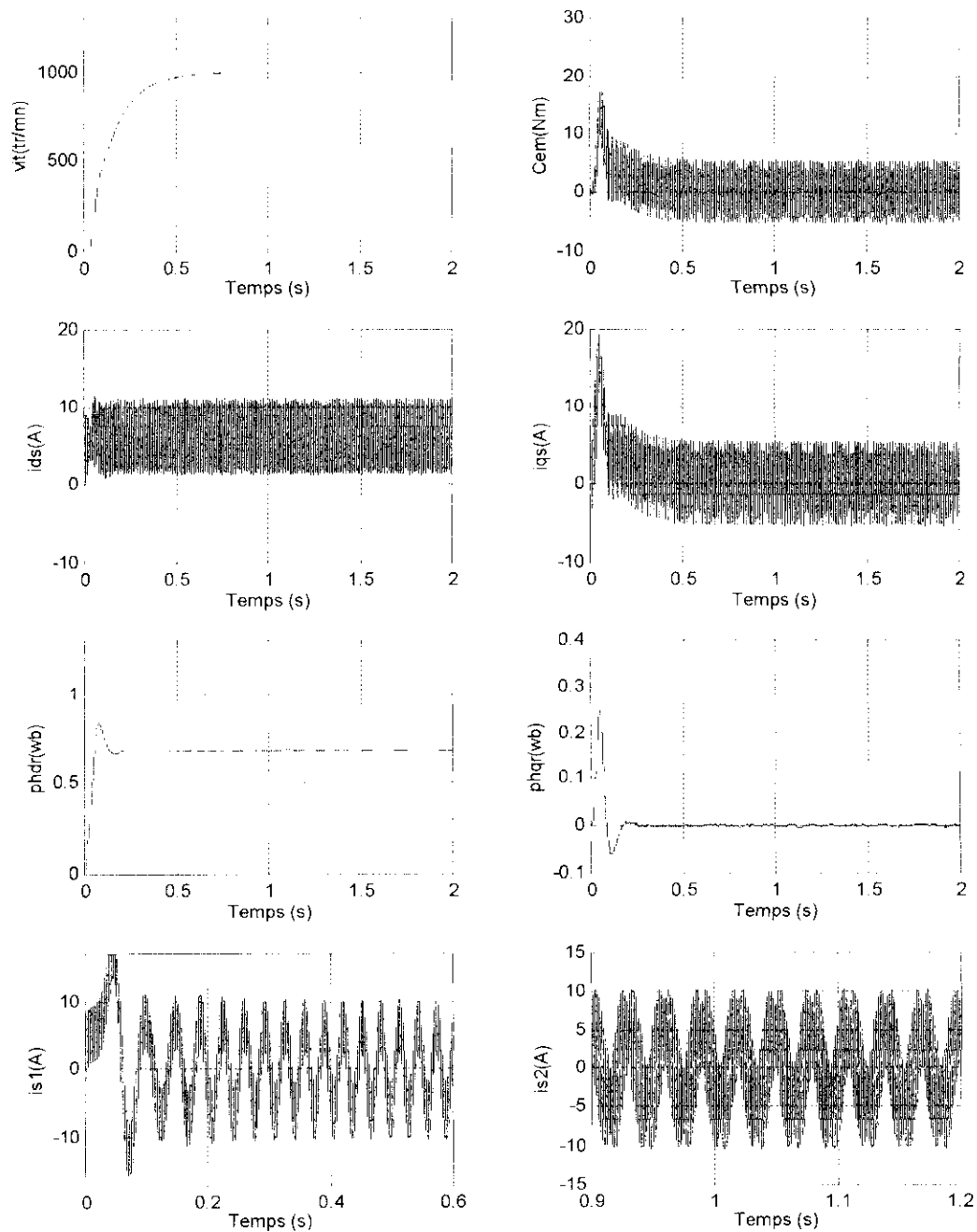


Figure 1.21 : Réponse à vide de la machine asynchrone monophasée, commandée en boucle fermée par un onduleur à deux niveaux ( $m=21$ ,  $r=0.8$ ), à une consigne de vitesse de 1000 tr/mn.

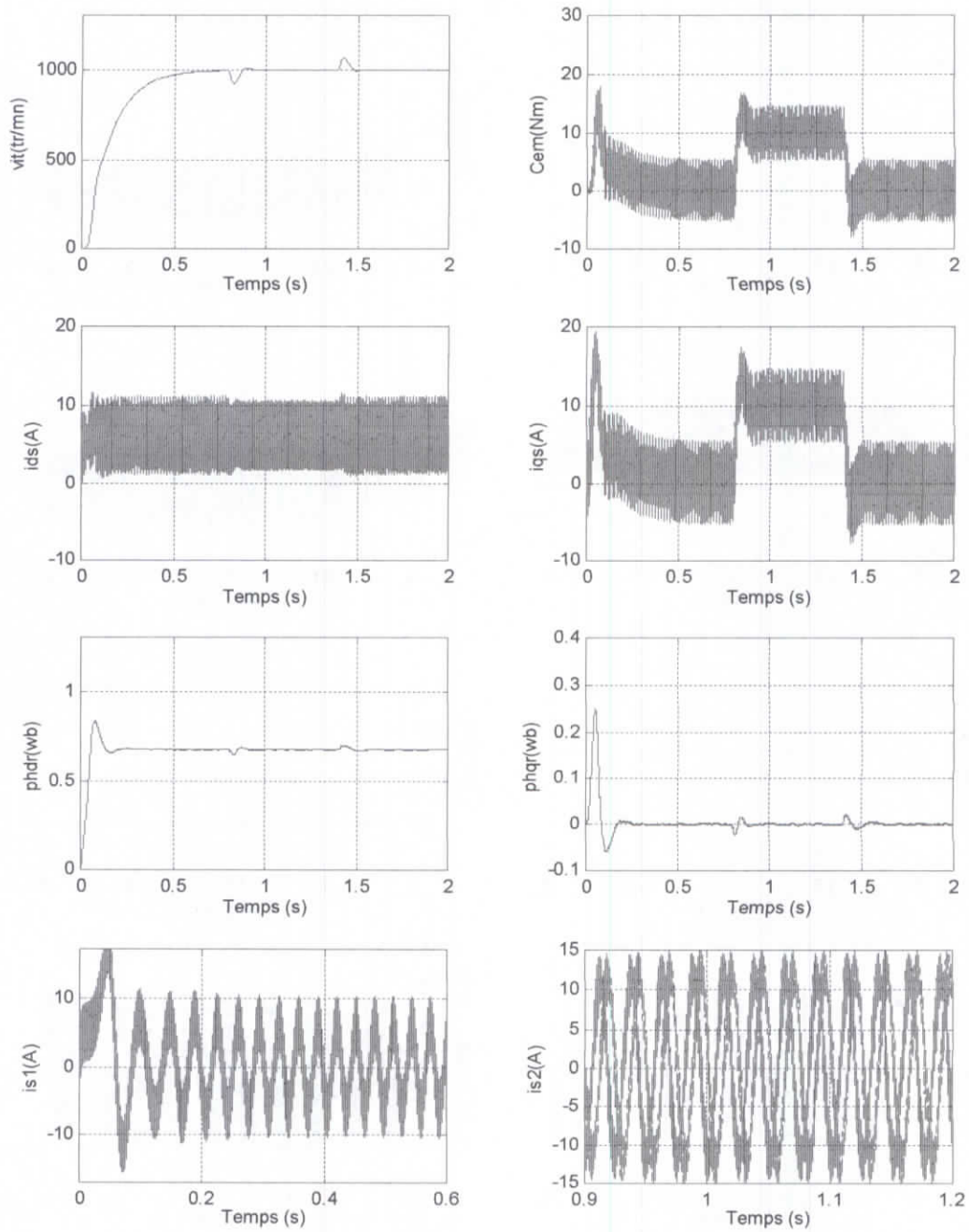


Figure I.22 : Réponse de la machine asynchrone monophasée, commandée en boucle fermée par un onduleur à deux niveaux ( $m=21$ ,  $r=0.8$ ), à une consigne de vitesse de 1000 tr/mn avec application de la charge 10 N.m entre 0.8s et 1.4s.

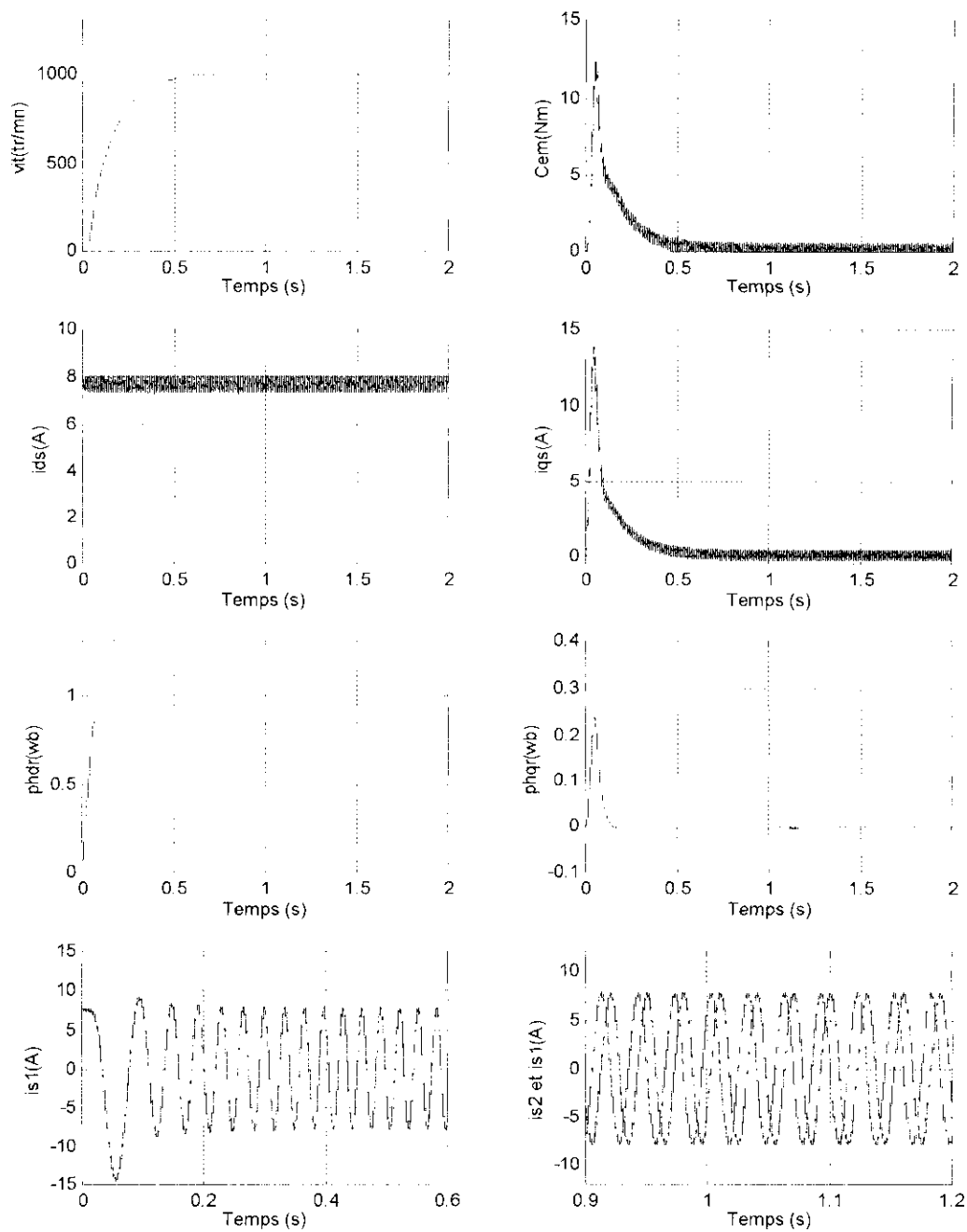


Figure 1.23 : Réponse à vide de la machine asynchrone monophasée, commandée en boucle fermée par un onduleur à deux niveaux ( $\Delta i=0.1 \text{ A}$ ), à une consigne de vitesse de 1000 tr/mn.

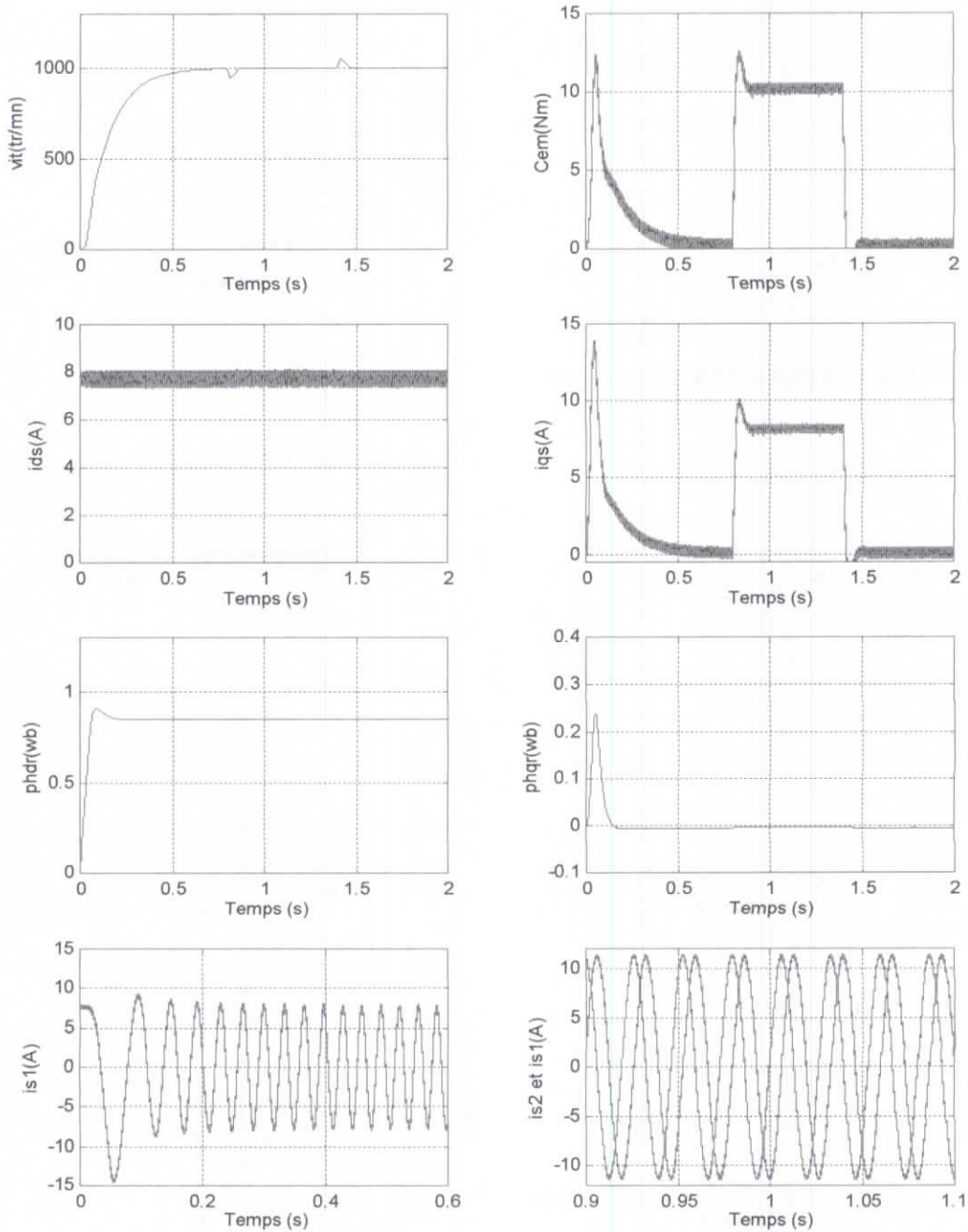


Figure I.24 : Réponse de la machine asynchrone monophasée, commandée en boucle fermée par un onduleur à deux niveaux ( $\Delta i=0.1A$ ), à une consigne de vitesse de 1000 tr/mn avec application de la charge 10 N.m entre 0.8s et 1.4s.



#### **I.4 Conclusion**

Ce chapitre est divisé en trois parties. La première partie concerne le développement d'un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone monophasée. Ce modèle est basé sur la transformée de Park afin de réduire sa complexité et permettre l'élaboration de l'algorithme de commande. La deuxième partie concerne l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par un onduleur de tension à deux niveaux. Nous avons présenté deux techniques de commande de l'onduleur : la technique triangulo-sinusoïdale pour la commande en tension et la technique d'Hystérésis pour la commande en courant. Cette dernière facilite l'algorithme de contrôle par flux orienté puisque elle utilise directement les courants issus de la boucle de commande. Une commande en tension de l'onduleur nécessite des boucles de régulation supplémentaires. Enfin, dans la dernière partie, nous avons présenté la méthode indirecte de la commande par orientation du flux rotorique. Par cette technique de commande, la machine asynchrone monophasée peut être commandée comme une machine à courant continu : un courant producteur de flux et un courant producteur de couple, comme l'ont montré les résultats de simulation. L'insertion du régulateur PI a permis de commander la vitesse de rotation de la machine asynchrone monophasée et d'obtenir de bonnes performances dynamiques.

## CHAPITRE II

---

# MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT

## MONOPHASE ALTERNATIF-ALTERNATIF

---

## II.1 Introduction

L'électronique de puissance connaît un développement constant, et une évolution très rapide. Cela tient au progrès des semi-conducteurs de puissance qui constituent des interrupteurs de plus en plus performants. Le développement de la microinformatique a permis aussi la mise en œuvre d'algorithmes de commande de plus en plus sophistiqués.

## II.2 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé

La figure II.1 présente la structure globale du convertisseur AC-AC qui est composé de deux parties :

- la première partie définit le côté réseau avec deux interrupteurs ( $T_{10}$ - $T_{11}$ ) ; leur rôle est d'assurer le fonctionnement redresseur.
- la deuxième partie définit le côté charge avec deux interrupteurs par bras ( $K_{10}$ - $K_{11}$ ) et ( $K_{20}$ - $K_{21}$ ). Leurs rôles sont d'assurer le fonctionnement onduleur.

Ceci pour alimenter la charge en courant et en fréquence désirée afin de stabiliser la tension au point milieu (M), et obtenir l'égalité des deux tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .

Les paires d'interrupteurs ( $T_{10}$ - $T_{11}$ ), ( $K_{10}$ - $K_{11}$ ) et ( $K_{20}$ - $K_{21}$ ) forment chacune une cellule de commutation type tripôle (figure II.2). Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

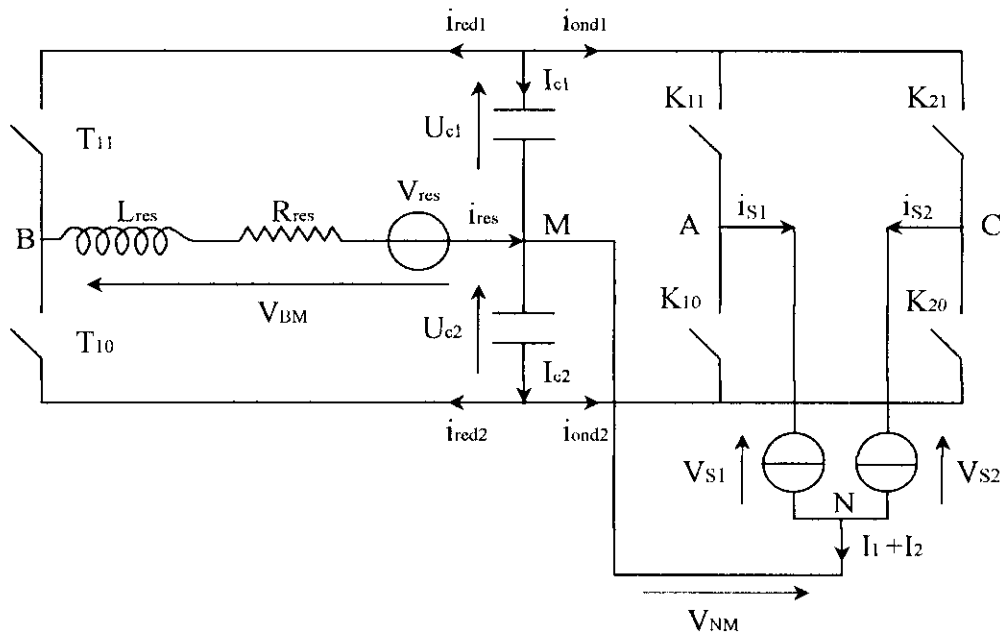


Figure II.1 : Structure globale du convertisseur direct AC-AC monophasé.

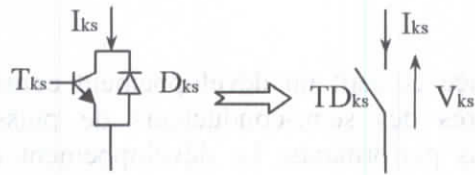


Figure II.2 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.

### II.3 Modèle de connaissance et de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

#### II.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations ne dépendent que de la commande externe des bases des semi-conducteurs. Ceci implique que pour le convertisseur AC-AC étudié la transition entre les différentes configurations se fait par une impulsion de commande sur les bases des semi-conducteurs et ne dépend plus des grandeurs électriques internes. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée, pour définir les fonctions de commutation et de connexion, [1].

La figure II.3 présente le modèle d'un bras du convertisseur en mode commandable avec :

$t_{01}$  : Réceptivité de la transition de l'ouverture de l'interrupteur  $T_{11}$  à la fermeture de l'interrupteur  $T_{10}$ .

$t_{10}$  : Réceptivité de la transition de l'ouverture de l'interrupteur  $T_{10}$  à la fermeture de l'interrupteur  $T_{11}$ .

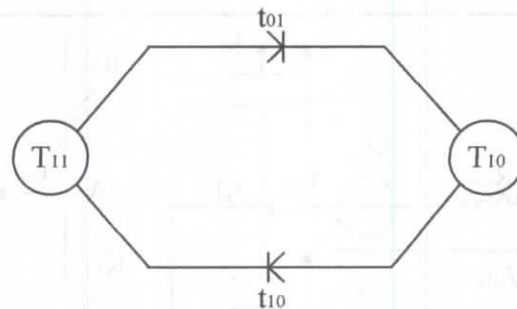


Figure II.3 : Modèle d'un bras du convertisseur direct AC-AC en mode commandable.

#### II.3.2 Fonction de connexion $f_i$

Cette fonction est liée à chaque interrupteur. Elle décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } k_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

### II.3.3 Fonction de commutation $f_c$

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

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

Avec

$T$  : la période de fonctionnement de cette cellule.

## II.4 Modèle de commande du convertisseur direct AC-AC monophasé

### II.4.1 Fonction de conversion

D'après la figure II.1, les tensions  $V_{AM}$ ,  $V_{BM}$  et  $V_{CM}$  s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} \cdot U_{C1} - K_{10} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = K_{21} \cdot U_{C1} - K_{20} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = T_{11} \cdot U_{C1} - T_{10} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (II-3)$$

Avec :  $U_{C1} = U_{C2} = U_C$

Pour éviter le court circuit, il faut que la commande des deux interrupteurs d'une même cellule soit complémentaire.

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ K_{21} = 1 - K_{20} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases} \quad (II-4)$$

En remplaçant dans l'équation (II-3), le système devient :

$$\begin{cases} V_{AM} = (2K_{11} - 1) \cdot U_C \\ V_{CM} = (2K_{21} - 1) \cdot U_C \\ V_{BM} = (2T_{11} - 1) \cdot U_C \end{cases} \quad (II-5)$$

En introduisant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} F_1 = 2K_{11} - 1 \\ F_2 = 2K_{21} - 1 \\ F_3 = 2T_{11} - 1 \end{cases} \quad (II-6)$$

l'équation (II-5) devient :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_1 \cdot U_C \\ V_{CM} = F_2 \cdot U_C \\ V_{BM} = F_3 \cdot U_C \end{cases} \quad (II-7)$$

Pour les courants, on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{C1} + i_{red1} + i_{ond1} = 0 \\ i_{C2} - i_{red2} - i_{ond2} = 0 \end{cases} \quad (II-8)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{red1} = T_{11}i_{res} \\ i_{red2} = T_{10}i_{res} \\ i_{ond1} = K_{11}i_{S1} + K_{21}i_{S2} \\ i_{ond2} = K_{10}i_{S1} + K_{20}i_{S2} \end{cases}$$

Ainsi, le système (II-8) devient :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = -(T_{11}i_{res} + K_{11}i_{S1} + K_{21}i_{S2}) \\ i_{C2} = C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = (T_{10}i_{res} + K_{10}i_{S1} + K_{20}i_{S2}) \end{cases} \quad (II-9)$$

En introduisant le changement de variable (II-6) dans l'équation (II-9) et en tenant compte du système (II-4), on trouve :

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = -\left[\frac{(F_1+1)}{2}i_{S1} + \frac{(F_2+1)}{2}i_{S2} + \frac{(F_3+1)}{2}i_{res}\right] \\ i_{C2} = C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = \left[\frac{(1-F_1)}{2}i_{S1} + \frac{(1-F_2)}{2}i_{S2} + \frac{(1-F_3)}{2}i_{res}\right] \end{cases} \quad (II-10)$$

Ainsi, le vecteur des variables d'état du convertisseur est  $[U_C, i_{res}, i_{S1}, i_{S2}]$ .

La relation entre ces variables d'état et les variables de sortie du convertisseur est définie par la matrice de conversion  $[M(t)]$  :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{CM} \\ V_{BM} \\ i_{C1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2K_{11} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2K_{21} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2T_{11} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} & -K_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{S1} \\ i_{S2} \end{bmatrix} \quad (II-11)$$

D'où la matrice de conversion est :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} 2K_{11} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2K_{21} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2T_{11} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11} & -K_{11} & -K_{21} \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

En utilisant les fonctions de commutation, on peut écrire  $[M(t)]$  comme suit :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_1 & 0 & 0 & 0 \\ F_2 & 0 & 0 & 0 \\ F_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(F_3 + 1)/2 & -(F_1 + 1)/2 & -(F_2 + 1)/2 \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

La figure II.4 montre le modèle global de connaissance du convertisseur en mode commandable associé à sa source et à sa charge :

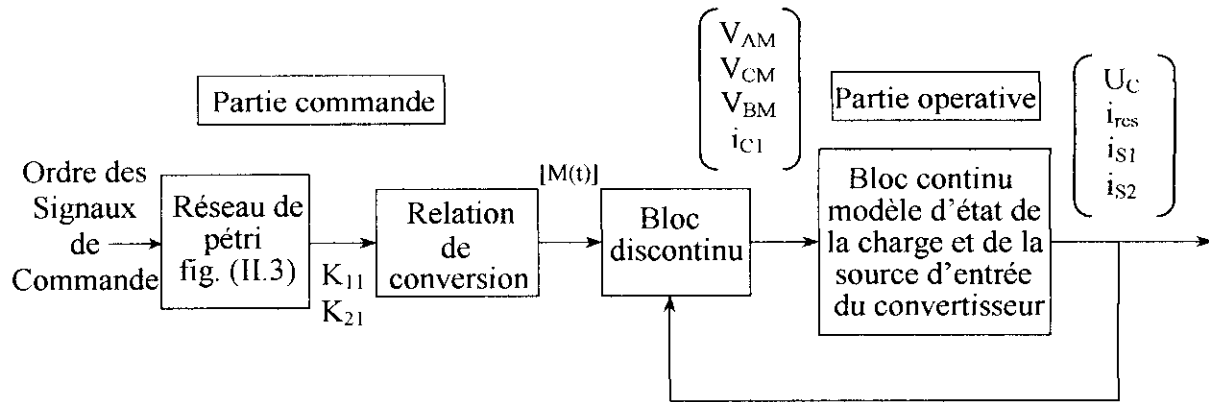


Figure II.4 : Modèle de connaissance du convertisseur associé à sa source et à sa charge.

- La partie commande est représentée par le réseau de Pétri de fonctionnement du convertisseur monophasé à deux niveaux en mode commandable, figure II.4. Cette partie génère la matrice de conversion  $[M(t)]$  en utilisant les relations (II-12 ou II-13).
- La partie opérative est composée :
  - 1) d'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion  $[M(t)]$ .
  - 2) d'un bloc continu qui représente le modèle d'état du système.

## II.4.2 Fonction génératrice

Le modèle global de connaissance, figure II.4, est bien adapté à la simulation et donc à la validation des stratégies de commande.

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

La fonction génératrice de connexion  $f'_i$  est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue  $f_i$  de connexion sur une période de commutation  $T_c$  qui

est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion  $F_{ig}$  est donnée par l'expression suivante [6] :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_e} \int_{K \cdot T_e}^{(K+1)T_e} f_i(\tau) d\tau \quad (\text{II-14})$$

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

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

$$F_{cg} = \frac{1}{T_e} \int_{K \cdot T_e}^{(K+1)T_e} f_c(\tau) d\tau \quad (\text{II-15})$$

Dans cette expression,  $f_c$  est la fonction de commutation. D'une manière générale, la fonction génératrice  $F_g$  d'une fonction  $f$  est sa valeur moyenne sur une période  $T_e$ .

L'utilisation des fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (figure II.4). L'application de cette notion au système (II-4) donne :

$$\begin{cases} K_{11g} = 1 - K_{10g} \\ K_{21g} = 1 - K_{20g} \\ T_{11g} = 1 - T_{10g} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

De la même manière pour la matrice de conversion  $[M(t)]$ , on obtient une matrice génératrice de conversion  $[M_g(t)]$  telle que :

$$[M_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{K \cdot T_e}^{(K+1)T_e} M(\tau) d\tau \quad (\text{II-17})$$

Les relations liant cette matrice génératrice de conversion aux fonctions génératrices de connexion et à celle de commutation sont données respectivement par les équations (II-18) et (II-19) :

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} 2K_{11g} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2K_{21g} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2T_{11g} - 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_{11g} & -K_{11g} & -K_{21g} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$



$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} I'_{1g} & 0 & 0 & 0 \\ I'_{2g} & 0 & 0 & 0 \\ I'_{3g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(I'_{3g} + 1)/2 & -(I'_{1g} + 1)/2 & -(I'_{2g} + 1)/2 \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

La relation de conversion peut aussi être exprimée selon l'équation (II-20) où les courants et les tensions sont en réalité les valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur la période de commutation  $T_e$ :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{CM} \\ V_{BM} \\ i_{C1} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_{res} \\ i_{S1} \\ i_{S2} \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

L'utilisation de ces fonctions permet de moyenner sur une période de commutation  $T_e$ , le bloc discontinu de la partie opérative.

## II.5 Modèle d'état du convertisseur associé à sa source et sa charge

De la figure II.1, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} \cdot U_{C1} - K_{10} \cdot U_{C2} = K_{11}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{C2} \\ V_{CM} = K_{21} \cdot U_{C1} - K_{20} \cdot U_{C2} = K_{21}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{C2} \\ V_{BM} = T_{11} \cdot U_{C1} - T_{10} \cdot U_{C2} = T_{11}(U_{C1} + U_{C2}) - U_{C2} \end{cases} \quad (II-21)$$

Avec :

$$V_{BM} = -V_{res} + R_{res} i_{res} + L_{res} \frac{di_{res}}{dt}$$

En tenant compte des équations des courants de la machine asynchrone monophasée, le modèle du convertisseur est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_1 V_{AM} - \left( R_{s1} i_{s1} - \mu \cdot p \Omega K_m l_1 i_{s2} - \mu \frac{l_1}{T_r} i'_{r1} - \mu \cdot p \Omega l_1 i'_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_2 V_{CM} - \left( R_{s2} i_{s2} + \mu \cdot p \Omega K_m l_2 i_{s1} - K_m \mu \frac{l_2}{T_r} i'_{r2} + K_m \mu \cdot p \Omega l_2 i'_{r1} \right) \right] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_{res}} (V_{BM} - R_{res} i_{res} + V_{res}) \\ C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = -(T_{11} i_{res} + K_{11} i_{S1} + K_{21} i_{S2}) \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = (T_{10} i_{res} + K_{10} i_{S1} + K_{20} i_{S2}) \end{cases} \quad (II-22)$$

- Avec :  $i_{s1}$  Le courant de la première phase  
 $i_{s2}$  Le courant de la deuxième phase  
 $U_{c1}$  La tension aux bornes du condensateur  $C_1$   
 $U_{c2}$  La tension aux bornes du condensateur  $C_2$

En faisant les changements de variable suivants :

$$\begin{cases} X = U_{c1} + U_{c2} \\ Y = U_{c1} - U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

$$\begin{cases} U_1 = 2K_{11} - 1 \\ U_2 = 2K_{21} - 1 \\ U_3 = 2T_{11} - 1 \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

et sachant que la commande des interrupteurs est complémentaire (voir système II-4), le système (II-22) devient (pour  $C_1 = C_2 = C$ ) :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_1 V_{AM} - \left( R_{s1} i_{s1} - \mu \cdot p \Omega K_m l_1 i_{s2} - \mu \frac{l_1}{T_r} i'_{r1} - \mu \cdot p \Omega l_1 i'_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_2 V_{CM} - \left( R_{s2} i_{s2} + \mu \cdot p \Omega K_m l_2 i_{s1} - K_m \mu \frac{l_2}{T_r} i'_{r2} + K_m \mu \cdot p \Omega l_2 i'_{r1} \right) \right] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_{res}} (U_3 X - Y - 2R_{res} i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{C} (U_3 i_{res} + U_1 i_{s1} + U_2 i_{s2}) \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} (i_{res} + i_{s1} + i_{s2}) \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

**Remarque :**

- Le système est naturellement non linéaire et plus exactement il est bilinéaire.
- Les tensions  $U_{c1}, U_{c2}$  sont couplées par les courants  $i_{s1}, i_{s2}$  et  $i_{res}$

▪ **Objectif de notre travail**

Les objectifs visés par cette étude sont :

1. Avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau c.-à-d.  $i_{res}$  en phase avec  $V_{res}$  pour avoir la puissance réactive nulle.
2. Avoir l'égalité des deux tensions aux bornes des condensateurs, afin d'alimenter l'onduleur avec une tension constante.
3. Avoir une régulation des deux courants  $i_{s1}, i_{s2}$  en module et en fréquence.

▪ **Découplage**

La non linéarité du système rajoutée au couplage des courants et des tensions rend difficile la commande d'un tel système. Néanmoins, un découplage entre les tensions  $U_{c1}, U_{c2}$  et les courants  $i_{s1}, i_{s2}, i_{res}$  peut s'avérer très bénéfique pour aplanir ces difficultés.

Afin de réaliser ce découplage, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée en négligeant les pertes dans les semi-conducteurs. Ce principe permet d'établir une relation entre l'amplitude du courant réseau  $I_M$  et la tension moyenne  $U_c$  ; autrement dit nous allons exploiter une grandeur interne au système ( $I_M$ ) pour commander la tension moyenne  $U_c$  des deux tensions  $U_{c1}, U_{c2}$ . Les commandes  $U_1, U_2$  seront alors réservées respectivement à la commande des courants de charge  $i_{s1}, i_{s2}$  et du courant du réseau  $i_{res}$ .

On distingue par :

- $P_e$  : Puissance d'entrée du redresseur
- $P_s$  : Puissance de sortie

D'après la figure II.1, on a :

$$\begin{cases} P_e = V_{res}i_{res} - R_{res}i_{res}^2 - 1/2 \cdot (I_{res}i_{res}^2) \\ P_s = -U_{c1}i_{red1} + U_{c2}i_{red2} \end{cases} \quad (II-26)$$

En supposant que le courant du réseau monophasé est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau, on a :

$$\begin{cases} i_{res} = I_M \sin(\omega_{res}t) \\ V_{res} = V_M \sin(\omega_{res}t) \end{cases} \quad (II-27)$$

Après simplification du calcul de la valeur moyenne des deux puissances, on trouve :

$$\begin{aligned} \langle P_e \rangle &= \frac{V_M \cdot I_M}{2} - \frac{R_{res} \cdot I_M^2}{2} \\ \langle P_s \rangle &= -\langle U_{c1} \rangle \cdot \langle i_{red1} \rangle + \langle U_{c2} \rangle \cdot \langle i_{red2} \rangle \end{aligned} \quad (II-28)$$

En monophasé, en plus de la puissance moyenne, nous avons la puissance fluctuante de fréquence deux fois celle du réseau. En prenant une période d'échantillonnage  $T_v$  multiple de

$\frac{1}{2f_{res}}$ , on aboutit à l'équation de la puissance moyenne suivante :

$$\langle P_e \rangle = \frac{V_M \cdot I_M}{2} - \frac{R_{res} \cdot I_M^2}{2} = -\langle U_{c1} \rangle \cdot \langle i_{red1} \rangle + \langle U_{c2} \rangle \cdot \langle i_{red2} \rangle \quad (II-29)$$

Avec :  $\langle U_{c1} \rangle, \langle U_{c2} \rangle, \langle i_{red1} \rangle, \langle i_{red2} \rangle$  sont les valeurs moyennes des  $U_{c1}, U_{c2}, i_{red1}, i_{red2}$ .

Dans cette étude, on adopte une hypothèse qui consiste à confondre les tensions  $U_{c1}, U_{c2}$  avec  $\langle U_{c1} \rangle, \langle U_{c2} \rangle$  et même pour les courants [1].

En négligeant la résistance  $R_{res}$  du réseau, l'équation (II-29) devient :

$$\langle P_e \rangle = \frac{V_M \cdot I_M}{2} = -\langle U_{c1} \rangle \cdot \langle i_{red1} \rangle + \langle U_{c2} \rangle \cdot \langle i_{red2} \rangle \quad (II-30)$$

Le but du réglage est d'avoir l'égalité  $U_{c1} = U_{c2} = U_c$

En posant :  $i_{red} = i_{red2} - i_{red1}$

Le système (II-29) devient :

$$\langle P_e \rangle = \frac{V_M \cdot I_M}{2} = -\langle U_c \rangle \cdot \langle i_{red} \rangle \quad (II-31)$$

$$\Rightarrow I_M = 2 \frac{U_c}{V_M} i_{red} \quad (II-32)$$

A l'aide de (II-32) nous aboutissons au modèle de la boucle de tension ce qui nous permet de régler cette tension indépendamment des commandes des courants.

## II.6 Modèle des boucles de courant et de tension

### II.6.1 Modèle de la boucle de tension

En vue de la commande de la tension  $U_c$  et en tenant compte de l'équation (II-32), on établit le modèle de commande suivant :

$$C \frac{d}{dt} (U_{c1} + U_{c2}) = 2C \frac{dU_c}{dt} = i_{red2} - i_{red1} + i_{ond1} - i_{ond2} \quad (II-33)$$

On pose :  $i_{pert} = i_{ond1} - i_{ond2}$

Et en tenant compte de l'équation (II-25), on établit le modèle de la boucle de tension donné par l'équation (II-34) :

$$2C \frac{dU_c}{dt} = i_{red} - i_{pert} \quad (II-34)$$

D'où le modèle de la boucle de tension du convertisseur monophasé (figure II.5).

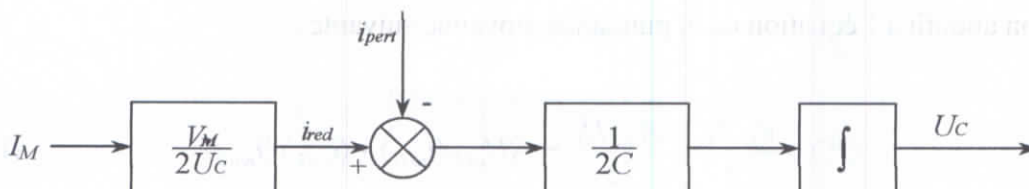


Figure II.5 : Modèle de la boucle de tension du convertisseur direct monophasé.

### Régime permanent

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

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

$$P_f = \frac{I_M V_M}{2} - R_{res} \left( \frac{I_M}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (II-35)$$

$$P_a = R_C \left( \frac{I_{chm}}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (II-36)$$

Avec :  $I_{chm} = (I_{1ref} + I_{2ref})$

$$P_a = P_f \Rightarrow I_M = (R_C I_{chm}^2) / V_M \quad (II-37)$$

Donc un bon réglage doit toujours vérifier l'égalité (II-37).

### II.6.2 Modèle de la boucle du courant de charge

Le modèle de la boucle du courant de charge est représenté par l'équation (II-38) :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_1 V_{AM} - \left( R_{s1} i_{s1} - \mu \cdot p \Omega K_m l_1 i_{s2} - \mu \frac{l_1}{T_r} i'_{r1} - \mu \cdot p \Omega l_1 i'_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_2 V_{CM} - \left( R_{s2} i_{s2} + \mu \cdot p \Omega K_m l_2 i_{s1} - K_m \mu \frac{l_2}{T_r} i'_{r2} + K_m \mu \cdot p \Omega l_2 i'_{r1} \right) \right] \end{cases} \quad (II-38)$$

L'équation (II-38) décrit la partie onduleur – charge du système, figure II.6 :

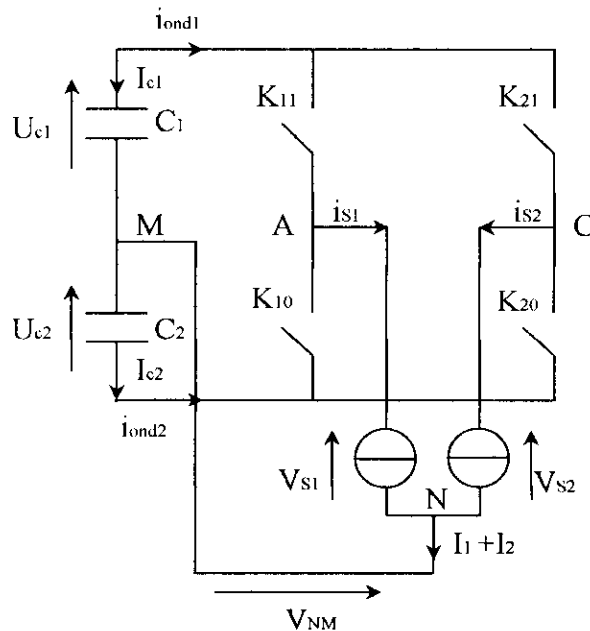


Figure II.6 : Représentation de la boucle de courant de charge de la partie onduleur du convertisseur.

**II.6.3 Modèle de la boucle de courant du réseau**

Le modèle de la boucle de courant du réseau est présenté par l'équation (II-39) :

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2.L_{res}} (U_3.X - Y - 2.R_{res}.i_{res} + 2V_{res}) \quad (II-39)$$

Cette équation décrit la partie redresseur- réseau du système (figure II.7) :

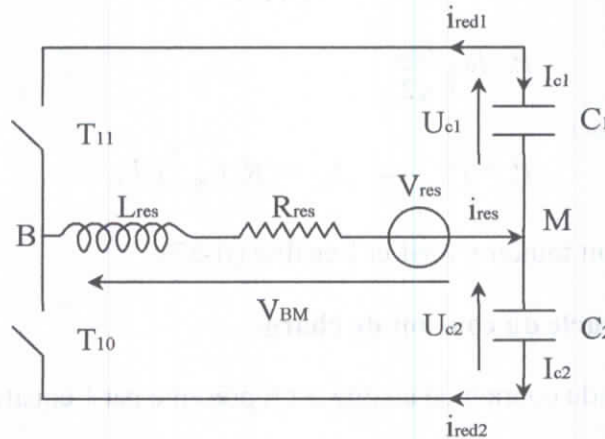


Figure II.7: Modèle de la boucle de courant du réseau de la partie redresseur du convertisseur.

**II.7 Etude en boucle ouverte**

Enfin, nous avons traité le convertisseur AC-AC sans les deux lois de commande de la tension et du courant pour tester l'efficacité du convertisseur sur la machine asynchrone. Nous appliquerons le principe de la conservation de la puissance instantanée :

$$P_m = P_s \Rightarrow V_e I_e \cos(\varphi) = C_r \Omega \quad (II-40)$$

avec  $\cos(\varphi) = 1$  et  $C_r = C_s + f.\Omega$

- **Essai à vide :**

$$C_s = 0 \Rightarrow I_e = \frac{f\Omega^2}{V_e}$$

- **Essai en charge**

$$C_s \neq 0 \Rightarrow I_e = \frac{C_r \Omega}{V_e}$$

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle mathématique du convertisseur AC-AC. Puisque ce modèle est non linéaire nous avons introduit une technique qui permet le découplage du système (technique de la conservation de la puissance instantanée) pour faciliter la commande du convertisseur. Trois modèles de commande sont établis :

- Modèle de la boucle de tension.
- Modèle des deux boucles de courant  $i_{S1}, i_{S2}$  et  $i_{res}$ .

Les deux bras de l'onduleur permettent de commander les courants  $(I_1 + I_2)$  et  $i_{res}$ , la boucle auxiliaire de tension permet de contrôler la tension  $U_c$  en agissant sur l'amplitude du courant de réseau  $I_M$ .

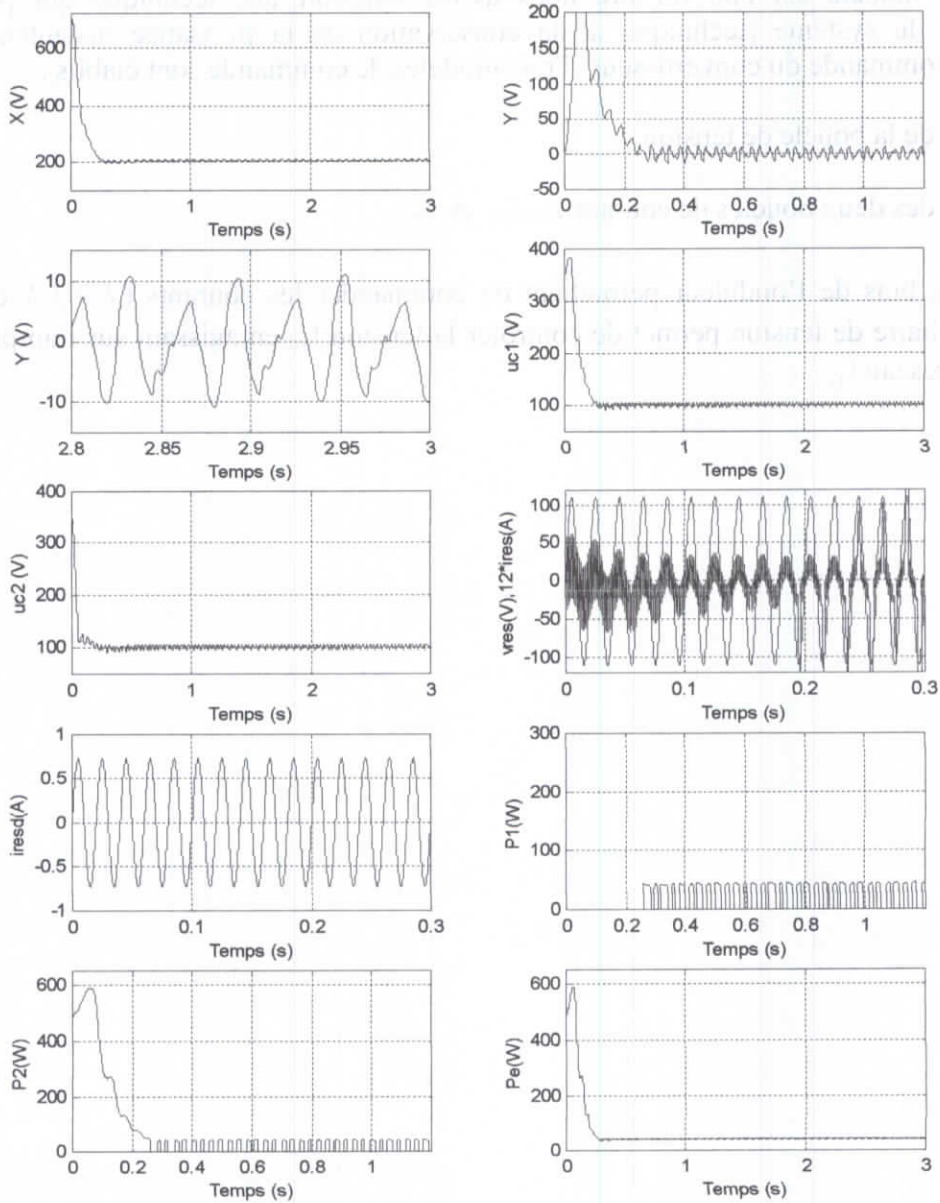


Figure II.8 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volts,  $I_M=0.73A$ ,  $12 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta i=0.1A$ .



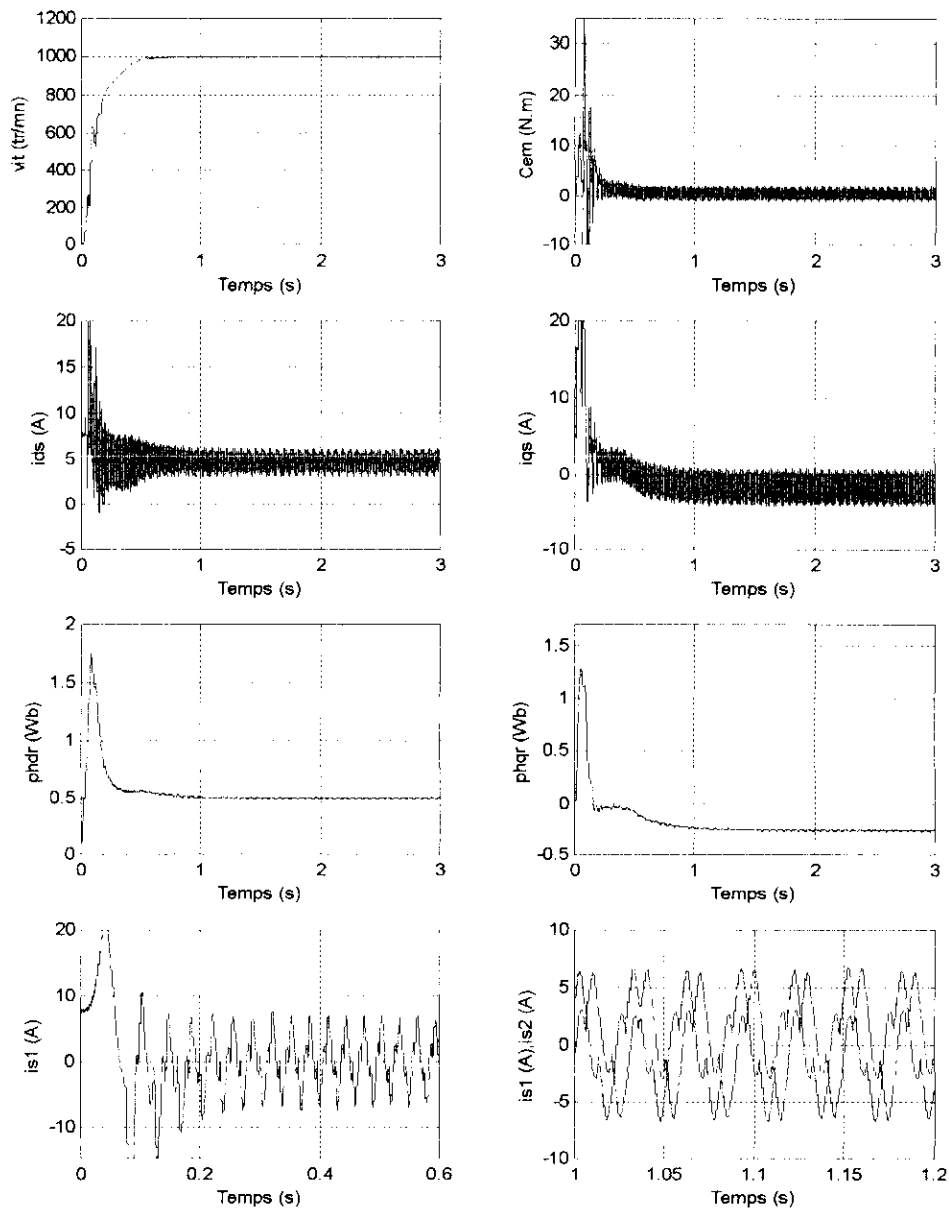


Figure II.9 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volts,  $I_M=0.73$ A,  $12 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta i=0.1$ A.

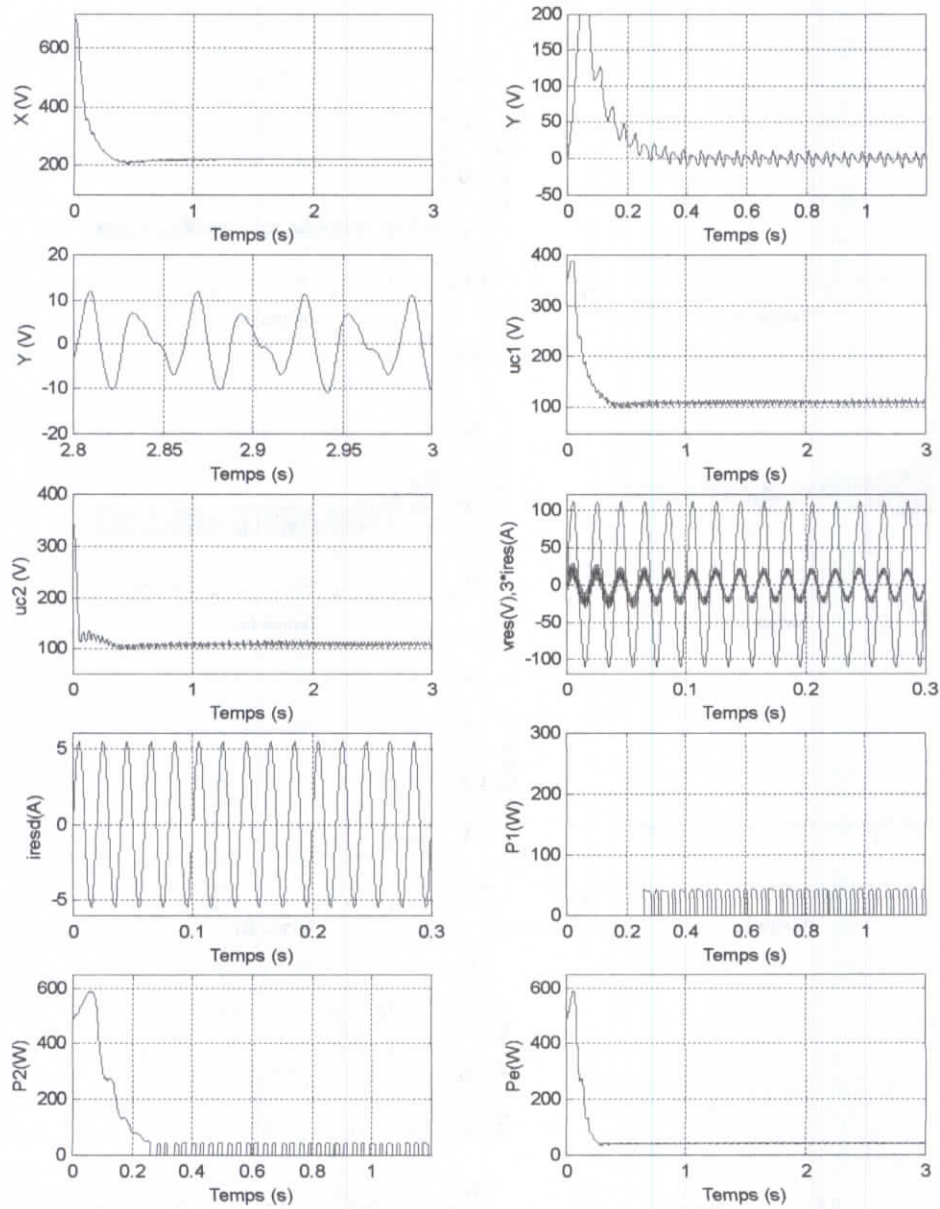


Figure II.10 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC en boucle ouverte,  $V_M = 110$  Volts,  $I_M = 5.45$  A,  $3 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta i = 0.1$  A.

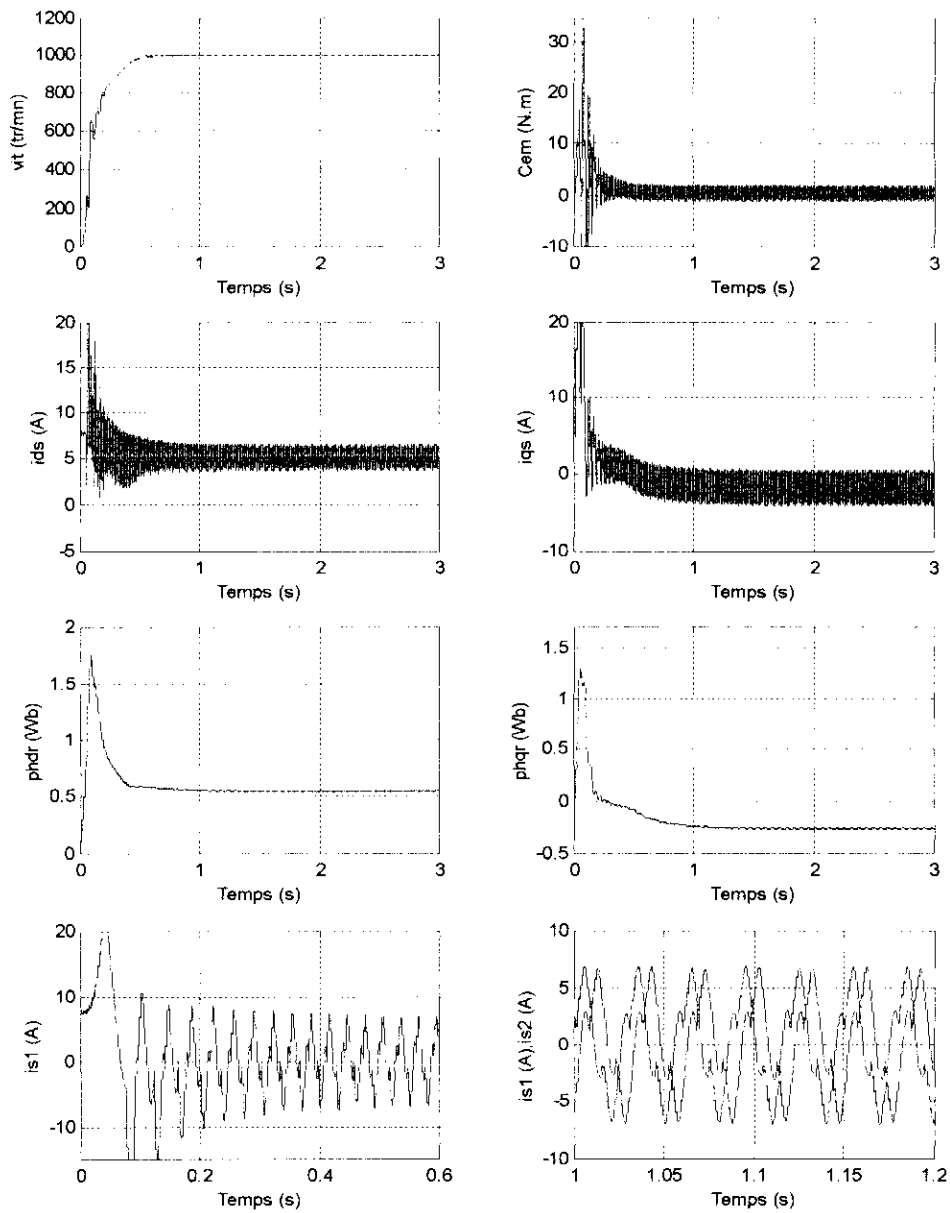


Figure II.11 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volts,  $I_M=5.45$ A,  $3 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta i=0$ .

### III.1 Introduction

Les algorithmes de commande imposent des moyens de réglage tout aussi performants, spécialement pour les tensions et les fréquences d'alimentation des machines.

Le convertisseur le plus utilisé de nos jours est l'onduleur à deux niveaux. Donc, pour assurer un courant réglable en amplitude et en fréquence côté machine avec le minimum d'harmoniques, ainsi qu'un facteur de puissance unitaire côté réseau et l'égalité des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ , on appliquera différentes stratégies de commandes linéaires et non linéaires pour contrôler les trois boucles du convertisseur direct monophasé AC-AC à savoir :

1. La commande par hystérésis en courant.
2. La commande par les modes de glissement.
3. La commande en utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov.

### III.2 Commande par hystérésis en courant [1]

Dans certaines applications, on préfère la commande en courant, cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant où un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, ou à hystérésis.

Le principe général de cette stratégie est de comparer un courant de référence  $i_{ref}$  au courant réel  $i_k$ , et à partir de l'écart entre ces deux courants nous déduisons la commande des interrupteurs du convertisseur.

L'ondulation du courant est imposée par l'hystérésis  $\Delta i$ . Cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (machine par exemple).

Pour les convertisseurs à deux niveaux, nous avons deux états de commande possibles pour un bras, et donc nous utilisons un régulateur d'hystérésis en courant à deux niveaux.

L'algorithme de commande par hystérésis en courant se résume pour une phase  $k$  (bras  $k$  de l'onduleur) par l'équation (III-1) ci-dessous.

Soit  $\epsilon_k$  l'écart entre le courant de référence et le courant réel qui est défini par :

$$\epsilon_k = i_{réel} - i_{ref} \quad (III-1)$$

Les ordres de commandes  $B_{ks}$  des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } \epsilon_k \geq \Delta i \text{ alors } B_{ks} = 0 \text{ (ou faux)} \\ \text{Si } \epsilon_k \leq -\Delta i \text{ alors } B_{ks} = 1 \text{ (ou vrai)} \end{cases} \quad (III-2)$$

La figure III.1 représente le schéma synoptique de la stratégie.

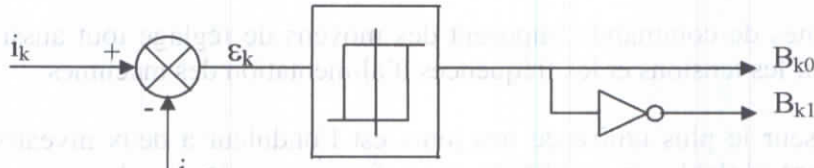


Figure III.1 : Principe de la commande par hystérésis en courant.

Pour notre cas, on présente la commande par hystérésis pour les deux boucles de courant (courant du réseau et les deux courants de la machine).

On définit le courant de référence comme suit :

1. pour le courant de référence  $i_{resd}$  nous avons :

$$i_{resd} = I_M \cdot \sin(\omega t), \text{ avec } I_M \text{ est l'amplitude du courant de référence du réseau.}$$

2. pour les deux courants de références de la machine nous avons :

$$i_{ref1} = I_m \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_{ref2} = I_m \cdot \sin(\omega t - \pi/2)$$

### III.3 Commande par les modes de glissement

#### III.3.1 Introduction

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Ces systèmes ont, depuis longtemps, fait l'objet de travaux importants, en ex-Union Soviétique par V. Utkin [13][14], aux Etats Unis par J.J. Slotine [17] et au Japon par H. Hoshimoto et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien Russe A.F. Filipov.

La technique de mode de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

#### III.3.2 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes de glissement prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode nécessite trois étapes :

1. Le choix des surfaces.
2. L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

### III.3.3 Choix des surfaces

Le choix des surfaces de glissement concerne leur nombre ainsi que leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x,t) + B(x,t) \cdot v(t) \quad (\text{III-3})$$

Il faut choisir " $m$ " surfaces de glissement pour un vecteur " $v$ " de dimension " $m$ ". En ce qui concerne la forme de la surface, il y a deux possibilités :

1. Dans le plan de phase.
2. Dans l'espace d'état.

Dans notre étude, nous nous intéressons à l'étude par la méthode de traitement dans le plan de phase. La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à réguler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [17]. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable  $x$  à sa valeur de consigne.

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-4})$$

$x$  : Variable à réguler.

$e(x)$  : Ecart de la variable à réguler (  $e(x) = x^l - x$  ).

$\lambda_x$  : Constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré.

$r-1$  : Degré relatif égal au nombre de dérivation de la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$\begin{cases} r = 1 & S(x) = e(x) \\ r = 2 & S(x) = \lambda_x e(x) + e'(x) \\ r = 3 & S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x e'(x) + e''(x) \end{cases}$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)$  pour un choix convenable du gain  $\lambda_x$ . En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire. Ce problème est équivalent à celui du problème qui consiste à amener les points représentatifs du système à rester sur la surface de glissement définie par l'équation  $S(x) = 0$ .

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart, figure III.2, consiste à forcer l'écart à avoir une dynamique similaire à celle d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ .

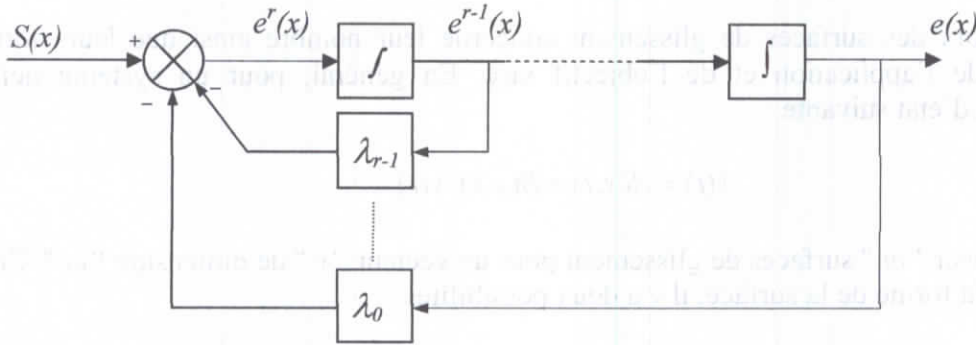


Figure III.2 : Linéarisation exacte de l'écart.

### III.3.4 Condition de convergence

On réalise la condition de glissement afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire à rester sur la surface de glissement. Nous retenons dans la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

#### III.3.4.a La fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle a été proposée par Emilyanov et Utkin [13] et elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{lorsque } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{lorsque } S(x) > 0 \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Autrement dit nous avons :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad \text{(III-6)}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$  les valeurs justes à gauche ou à droite de la droite de commutation. La condition (III-6) exige que la dérivée de  $S(x)$  doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la droite, ceci s'exprime par :

$$\text{Signe}(\dot{S}(x, V_{\max})) = -\text{Signe}(\dot{S}(x, V_{\min})) \quad \text{(III-7)}$$

#### III.3.4.b La fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande et l'étude de la robustesse, et garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^2 \quad \text{(III-8)}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par la condition (III-6).

L'équation (III-8) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par  $S(x)^2$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (figure III.3).

La condition de convergence (III-6) suppose un régime glissant idéal. Dans le cas d'un régime glissant pratique, la condition de convergence prend la forme suivante [17] :

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S(x)^2 \leq -\eta |S(x)| \quad (\text{III-9})$$

$\eta$  est une constante positive qui définira le temps de convergence vers la surface de glissement. La satisfaction de la condition (III-9), garantie que si la condition  $x(t=0)$  n'est pas exactement vérifiée, ce qui revient à supposer que  $S(t \neq 0)$  soit en dehors de  $\dot{x}(t=0)$ , la surface  $S(x)$  sera atteinte en un temps  $T_r$  fini plus petit que [17] :

$$T_r = \frac{S(t=0)}{\eta} \quad (\text{III-10})$$

L'idée derrière les équations (III-4 et III-5) est de choisir une fonction de l'erreur de poursuite, ensuite de sélectionner une loi de commande telle que  $S(x)^2$  reste une fonction de Lyapunov pour le système en boucle fermée.

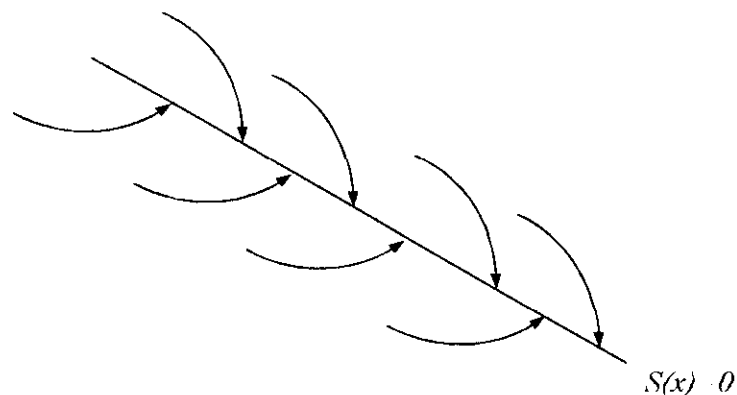


Figure III.3 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement.

### III.3.5 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à réguler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode glissant.



### III.3.5.a Définition des grandeurs de la commande

Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour seul but que de maintenir les conditions de glissement, c'est à dire l'attractivité de la surface de commutation. C'est pourquoi la surface de glissement a pu être déterminée indépendamment de la commande, sur la base du système et les performances désirées comme nous l'avons mentionné, l'obtention d'un régime glissant supposerait une commande discontinue.

De ce fait, si cette composante est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. La partie continue peut en effet amener à réduire autant qu'on veut la partie discontinue dans les conditions nominales, et en absence de perturbations, la partie discontinue ayant essentiellement pour but de maintenir les conditions d'attractivité. De ce fait, la structure du contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et l'autre stabilisante.

$$U(t) = U(t)_{eq} + U_n \quad (\text{III-11})$$

$U(t)_{eq}$  correspond à la commande équivalente proposée par Filipo et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (\text{III-12})$$

Ainsi, la commande équivalente peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier, jouant le rôle du signal de valeur efficace appliquée sur le système à commander. Ainsi, comme le montre la figure III.4, la commande est discontinue et est commutée à fréquence élevée entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  et  $U_{eq}$  n'est en fait que la valeur moyenne de ce signal discontinu modulé en largeur.

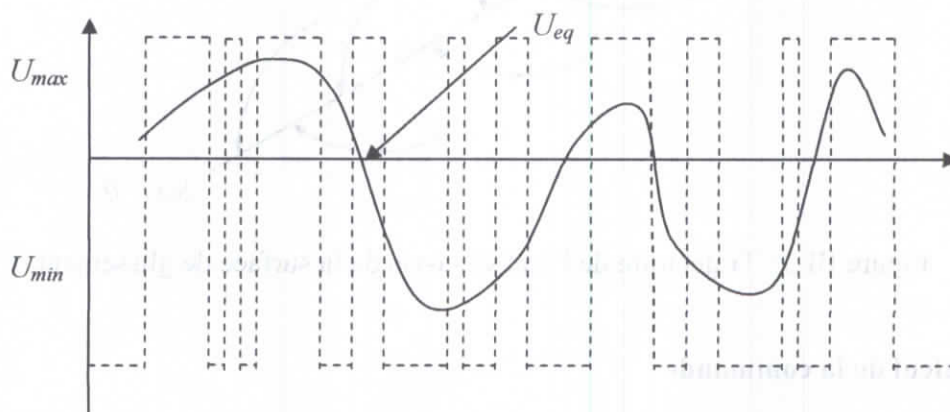


Figure III.4 : Valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

La commande  $U_n$  est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition (III-6).

### III.3.5.b Application de la commande

Nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-3). Nous nous occupons d'abord du calcul de la commande équivalente ensuite de la commande attractive.

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} = [A(x,t) + B(x,t) \cdot U_{eq}(t)] + \frac{ds}{dt} \cdot [B(x,t) \cdot U_n] \quad (\text{III-13})$$

Durant le mode de glissement dans le régime permanent la dérivée de la surface est nulle. Ainsi, nous aurons :

$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial s}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \left[ \frac{\partial s}{\partial x} A(x,t) \right] \quad (\text{III-14})$$

$$U_n = 0$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant  $U_{eq}$  par sa valeur dans l'équation (III-13), nous obtenons la nouvelle expression de la dérivée de la surface.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (\text{III-15})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = S(x) \cdot \frac{\partial s}{\partial x} B(x,t) U_n < 0 \quad (\text{III-16})$$

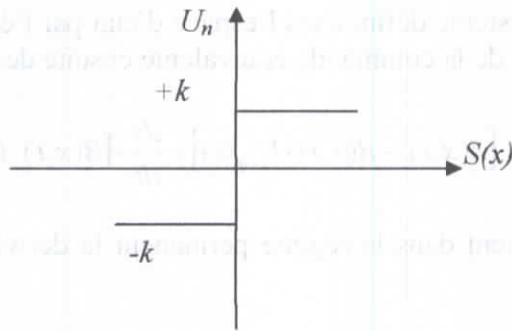
La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  sous forme de relais (figure III.5). Dans ce cas la commande  $U_n$  s'écrit comme suit :

$$U_n = k \cdot \text{Signe}(S(x)) \quad (\text{III-17})$$

En remplaçant l'expression de  $U_n$  dans (III-16), on obtient :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = \frac{\partial s}{\partial x} B(x,t) k |S(x)| < 0 \quad (\text{III-18})$$

Le facteur  $\frac{\partial s}{\partial x} B(x,t)$  est négatif pour la classe des systèmes que nous considérons. Le gain  $k$  est choisi positif pour satisfaire la condition (III-18). Si  $k$  est choisi très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand nous aurons de fortes oscillations de l'organe de commande qui peuvent exciter les dynamiques négligées.

Figure III.5 : Définition de la commande *Signe*.

### III.3.6 Elimination du phénomène de chattering

En mode de glissement, la commande est discontinue sur la surface de glissement, et ceci est provoqué par une commutation non infiniment rapide, ce phénomène est indésirable car il ajoute à la commande un spectre de composante de haute fréquence. Pour remédier à ce problème, la fonction discontinue est remplacée par une fonction continue, ceci au voisinage de la surface de glissement, et on procédera à un lissage de la commande. Ainsi, on définira une condition d'équilibre qui doit remplacer toutes les fonctions discontinues apparaissant au voisinage de cette surface de glissement [17].

Dans le but de réduire ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées.

#### III.3.6.a Fonction *Sat*

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction *Signe* par une fonction de saturation *Sat* caractérisée par un ou deux seuils figure (III.6.a et III.6.b).

- 1<sup>ère</sup> cas (pour un seuil)

$$\begin{cases} Sat(S) = +1 & \text{si } S > \varepsilon \\ Sat(S) = \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

$\varepsilon$  : un paramètre positif très petit.

- 2<sup>ième</sup> cas (pour deux seuils)

$$\begin{cases} Sat(S) = \text{Signe}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \\ Sat(S) = \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ Sat(S) = 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

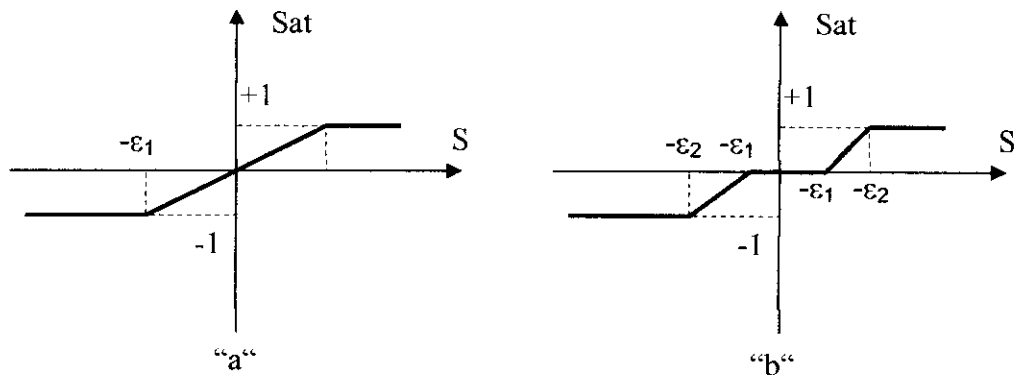


Figure III.6 : Représentation de la fonction *Sat*.  
a : un seuil, b : deux seuils.

### III.3.6.b Fonction *Smooth*

On peut aussi remplacer la fonction *Signe* par une fonction continue définie par :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \epsilon} \quad (III-21)$$

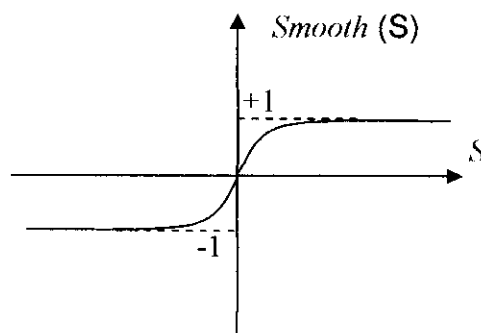


Figure III.7 : Représentation de la fonction *Smooth*.

### III.3.7 Application du réglage par les modes de glissement à la boucle de tension

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

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_M}{4CU_c} \cdot I_M - \frac{i_{pert}}{2C} \quad (III-22)$$

- Avec :  $U_c$  La variable d'état
- $i_{pert}$  Courant de perturbation
- $I_M$  La commande

On définit la surface de glissement par :

$$S = U_c - U_{cd} \quad (III-23)$$

### III.4.4.b Méthode directe

La philosophie de base de cette méthode est que l'énergie totale d'un système mécanique ou électrique décroît continuellement, alors le système doit éventuellement tendre vers un point d'équilibre.

L'idée de cette méthode est de définir une fonction scalaire dérivable qui est l'image de l'énergie du système, puis de montrer que cette fonction est décroissante au cours du temps, leur principe et d'analyser la stabilité d'un système non linéaire.

Nous résumons cette deuxième méthode comme suit :

Nous considérons le système  $\dot{x} = f(x)$ . S'il existe une fonction scalaire  $V(x)$  qui est :

- Nulle à l'origine  $V(0)=0$ ,
- Définie positive i.e  $V(x)>0 \forall x \neq 0$ ,
- Radialement non bornée  $V(x) \rightarrow \infty$ , si  $x \rightarrow \infty$ ,
- De plus sa dérivée temporelle est définie négative  $\dot{V}(x) < 0$ .

### III.4.5 Idée générale de la méthode

Considérons le système à deux variables  $(x,y)$  dont l'origine est un point d'équilibre. Supposons qu'on ait mis en évidence une famille de courbes fermées entourant l'origine et que par chaque point du plan  $(x,y)$  passe une courbe unique. Supposant de plus que dans une région entourant l'origine (région limitée par la courbe fermée en pointillées, figure III.8), le comportement du système soit tel que la vitesse du point représentant le mouvement soit dirigée vers l'intérieur des courbes fermées. Nous pouvons alors dire que le système est stable dans cette région.

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

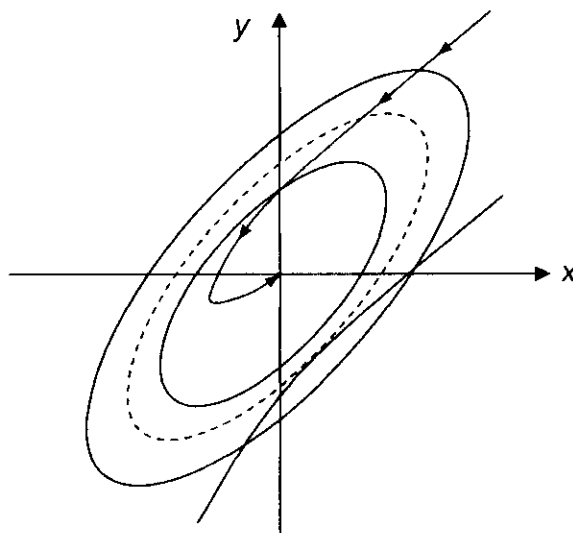


Figure III.8 : Famille de courbes de la fonction de Lyapunov dans le plan de phase.

### III.4.6 Application du théorème de Lyapunov à la boucle de tension

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

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_M}{4CU_c} \cdot I_M - \frac{i_{pert}}{2C} \quad (\text{III-31})$$

avec :

$U_c$  : la variable d'état  
 $I_M$  : la commande  
 $i_{pert}$  : la perturbation

Nous définissons l'erreur  $e_c$  par  $e_c = U_c - U_{cd}$ , où  $U_{cd}$  est la tension désirée supposée constante.

L'expression (III-31) devient donc :

$$\frac{de_c}{dt} = \frac{V_M}{4C(e_c + U_{ce})} \cdot I_M - \frac{i_{pert}}{2C} \quad (\text{III-32})$$

Nous prenons la fonction de Lyapunov quadratique suivante :

$$V(e_c) = \frac{1}{2} e_c^2 \quad (\text{III-33})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV(e_c)}{dt} = e_c \frac{de_c}{dt} = \left( \frac{V_M}{4C(e_c + U_{cd})} \cdot I_M - \frac{i_{pert}}{2C} \right) e_c \quad (\text{III-34})$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, nous prenons :

$$e_c = -k \dot{e}_c \quad \text{avec } k > 0 \quad (\text{III-35})$$

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

$$I_M = \frac{4CU_c}{V_M} \left( -k(U_c - U_{cd}) + \frac{i_{pert}}{2C} + \frac{dU_{cd}}{dt} \right) e_c \quad (\text{III-36})$$

### III.5 Résultats de simulation

D'après les résultats de simulations, montrés sur les figures (III.9 à III.16) nous constatons que :

- Le courant de réseau est en phase avec sa tension.
- La tension ( $U_{c1}+U_{c2}$ ) suit bien sa référence.
- Les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  suivent globalement leurs références à savoir 350V.
- La différence de tension  $U_{c2}-U_{c1}$  atteint 210V en régime transitoire, puis se stabilise à l'intérieur de l'intervalle [-10V,60V].

Ces constatations sont valables aussi bien pour le réglage basé sur la méthode de Lyapunov que pour la méthode des modes de glissement. Par ailleurs, pour la machine, nous avons observé que lors de l'application d'un couple de charge de 2Nm entre l'instant 1s et 1.8s, figures (III.12 et III.16), la vitesse subit une très faible perturbation, le couple électromagnétique suit le couple résistant, ce qui se traduit par une augmentation du courant  $i_{s1}$ .

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes stratégies de commande du convertisseur direct AC-AC. Les résultats obtenus montrent que la méthode des modes de glissement et la méthode de Lyapunov mènent aux mêmes résultats escomptés. Toutefois, la différence de tension entre  $U_{c2}$  et  $U_{c1}$  ne tend pas vers zéro en régime permanent. Ce problème peut être traité en introduisant un pont de clamping et sera étudié dans le chapitre suivant.

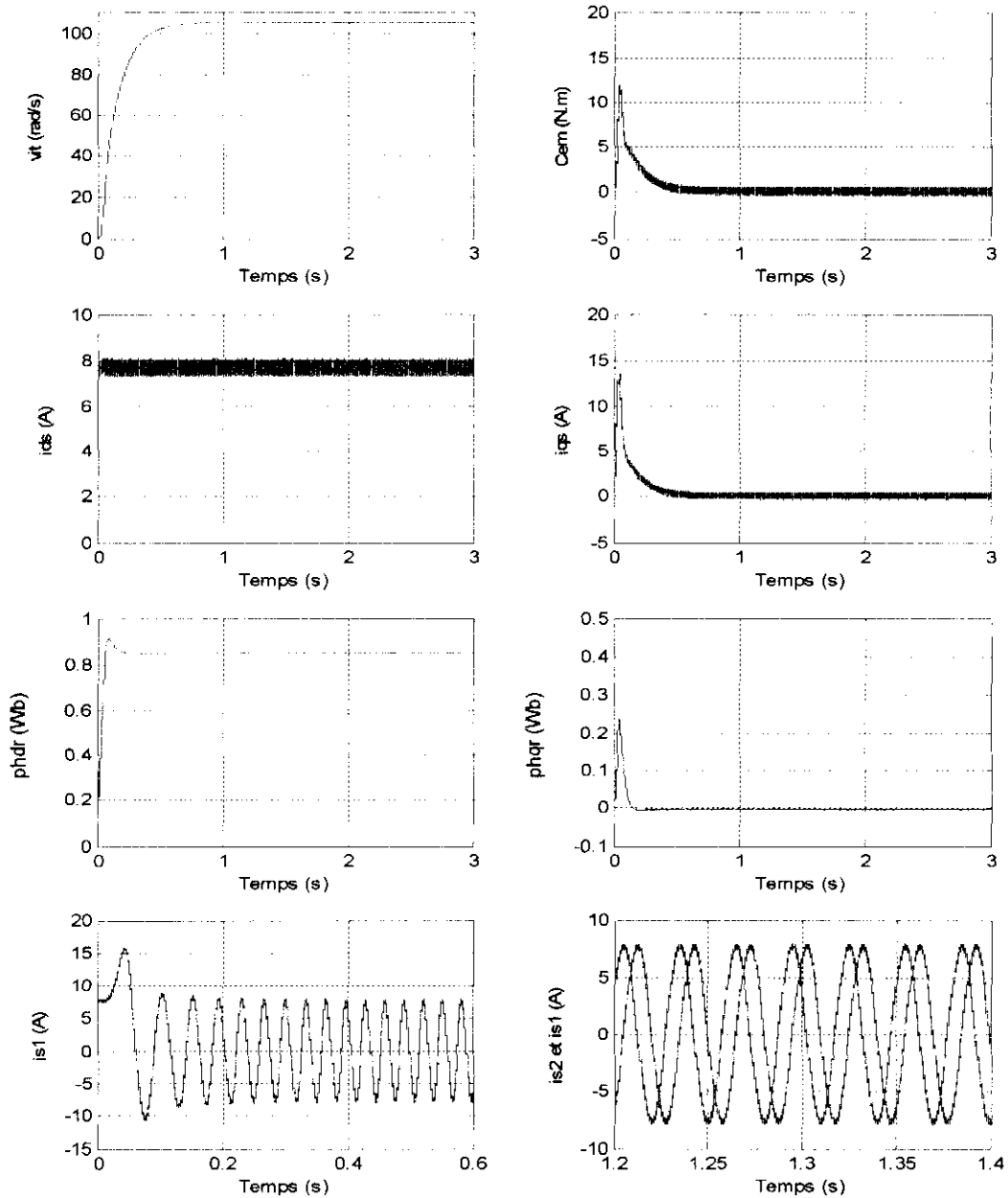


Figure III.9 : Réponse à vide de l'association machine convertisseur AC-AC, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M=110V$ ,  $q=150$ ,  $k=200$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .



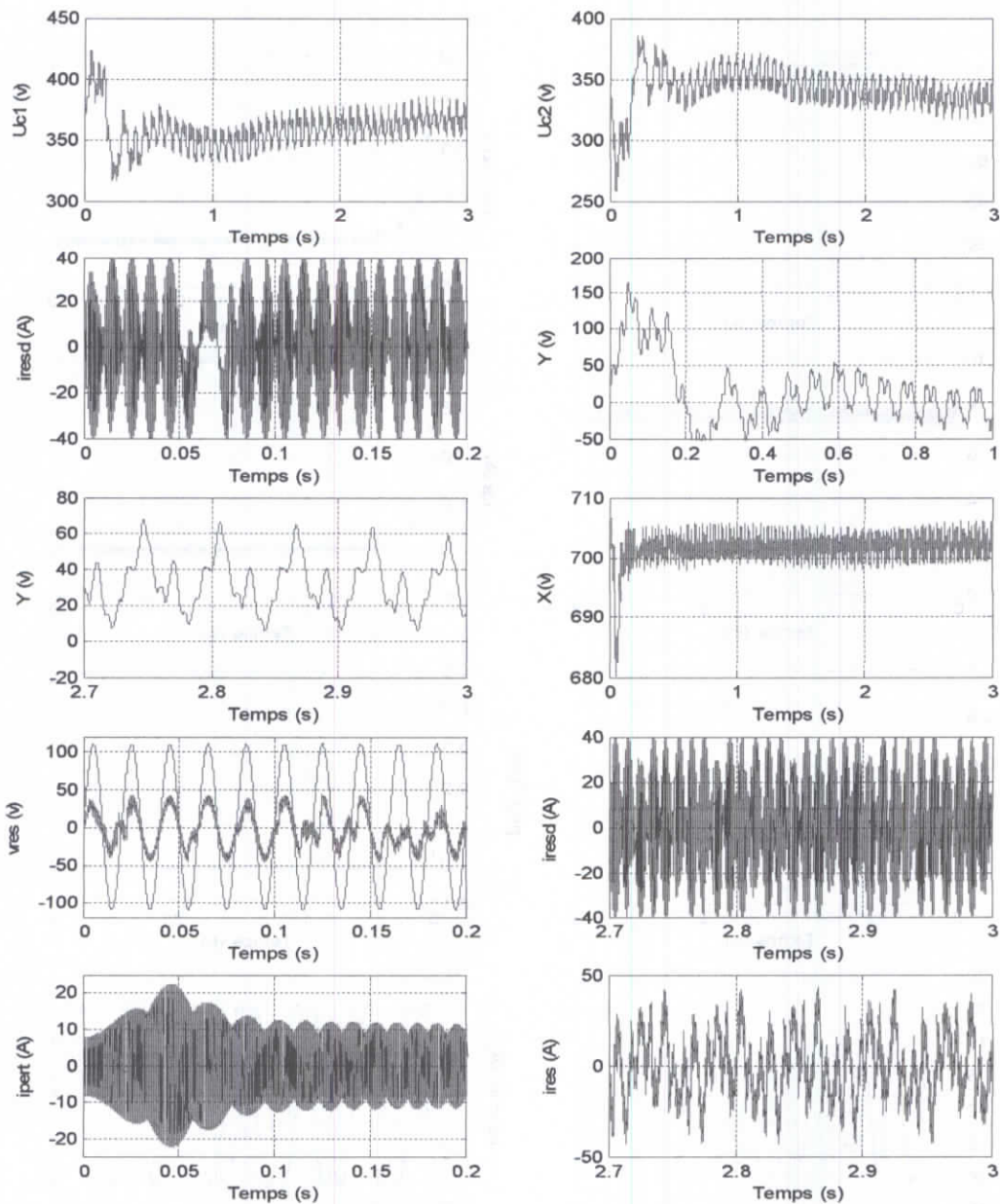


Figure III.10 : Réponse à vide de l'association machine convertisseur AC-AC, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M=110V$ ,  $q=150$ ,  $k=200$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .

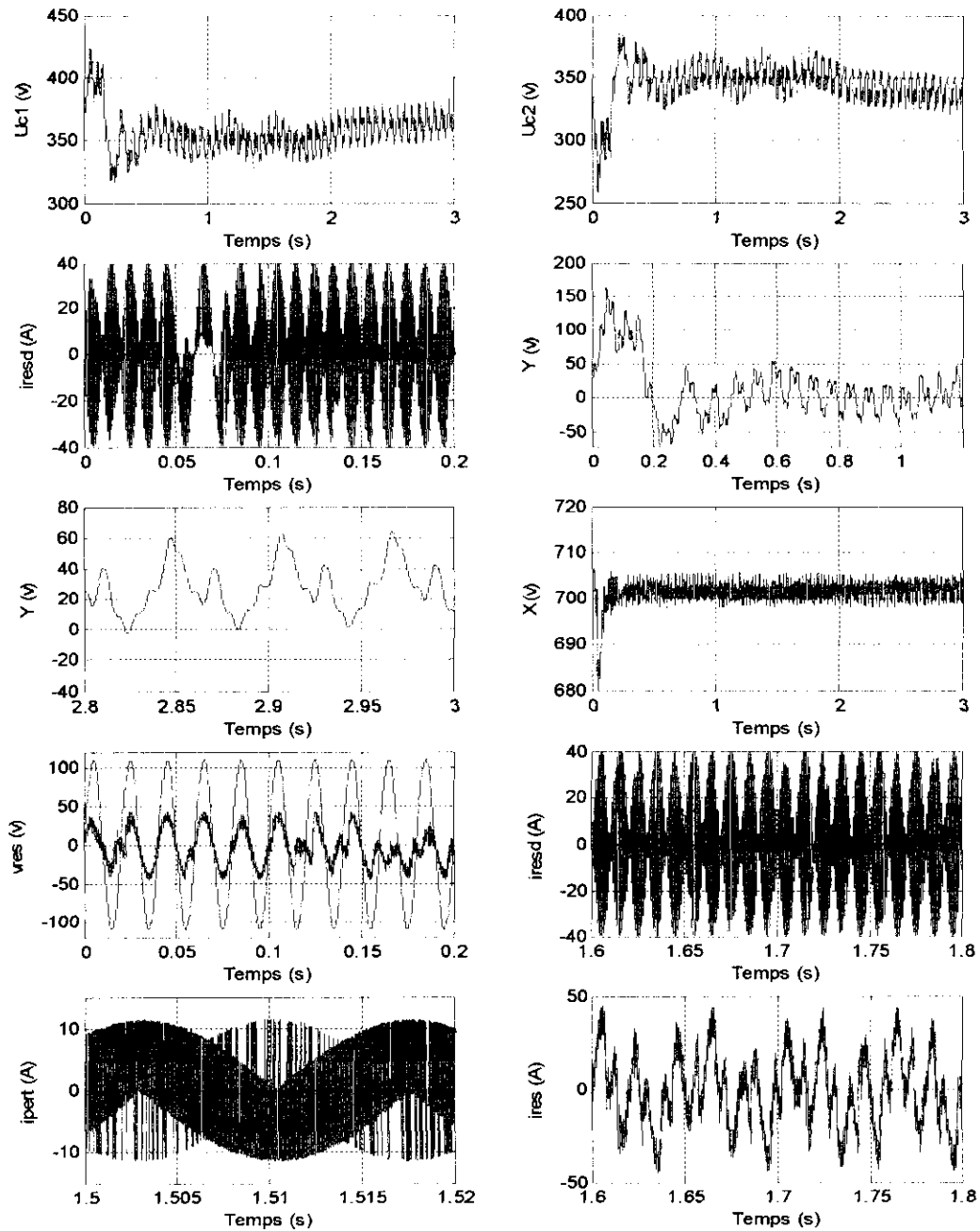


Figure III.11 : Réponse de l'association machine convertisseur AC-AC, avec application de la charge 2N.m entre 1s et 1.8s, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M=110V$ ,  $q=150$ ,  $k=200$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ ,  $C_r=2N.m$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .

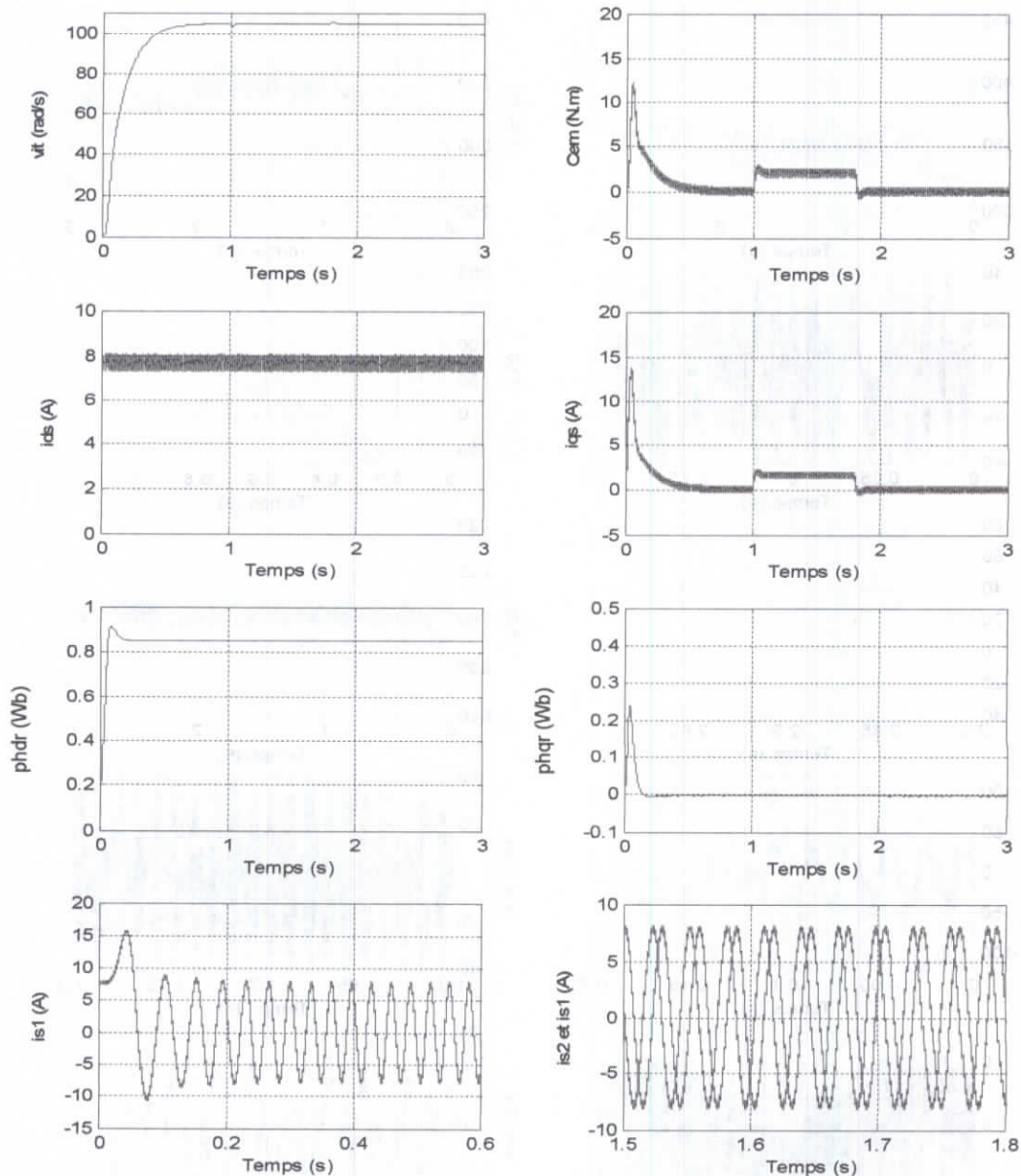


Figure III.12 : Réponse de l'association machine convertisseur AC-AC, avec application de la charge 2N.m entre 1s et 1.8s, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M=110V$ ,  $q=150$ ,  $k=200$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ ,  $C_r=2N.m$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .

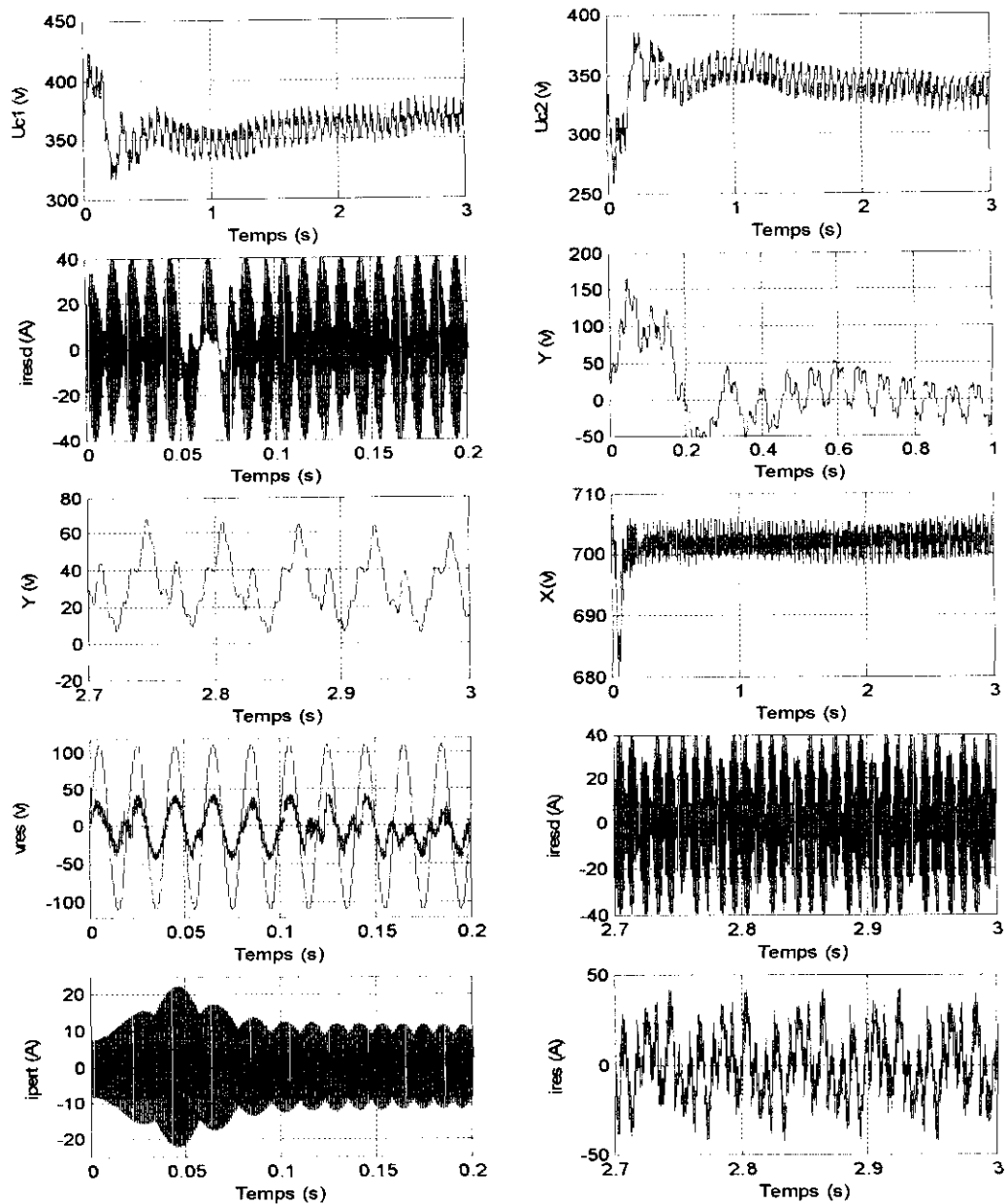


Figure III.13 : Réponse à vide de l'association machine convertisseur AC-AC, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- La théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M = 110V$ ,  $k=350$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .

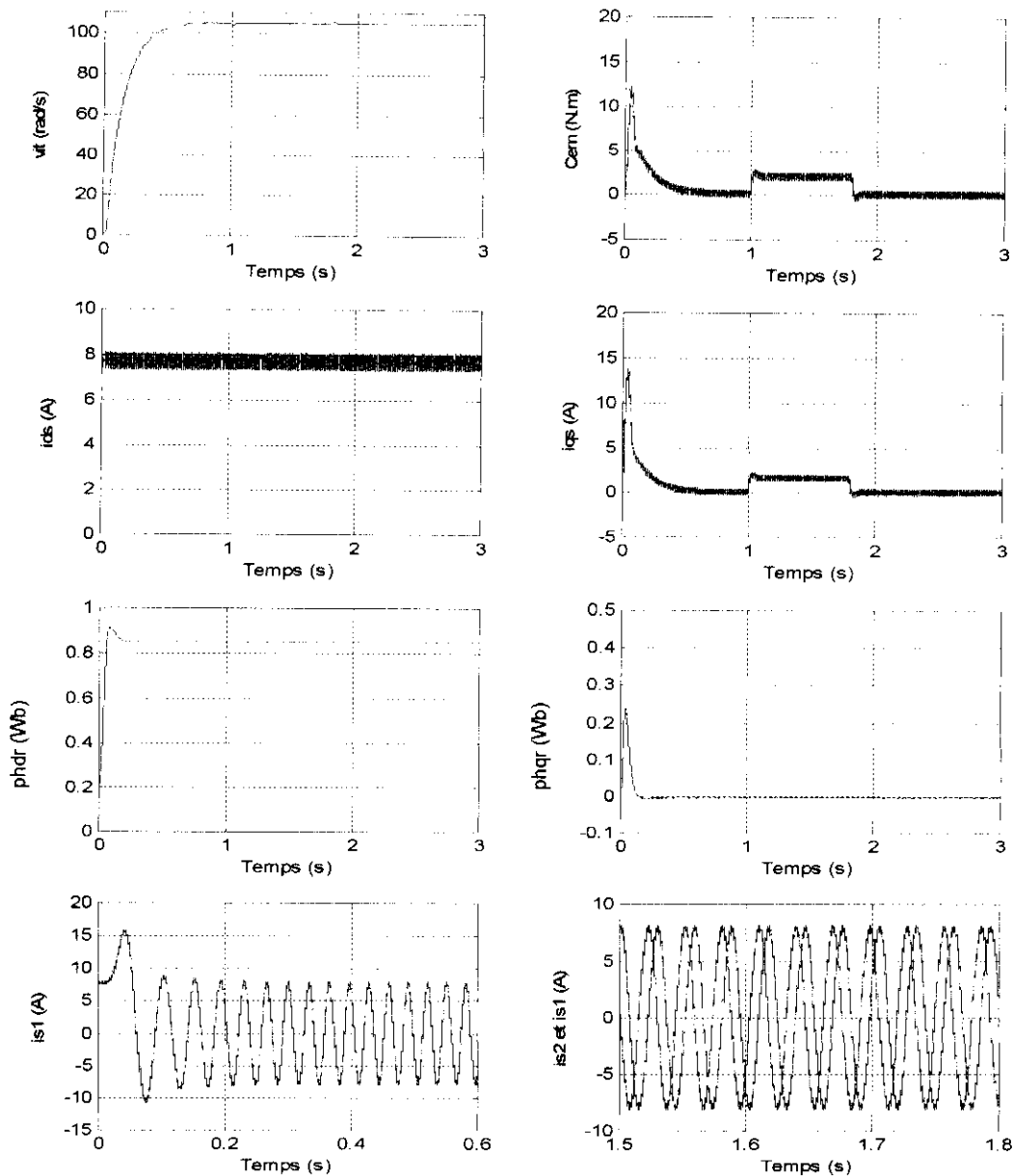


Figure III.16 : Réponse de l'association machine convertisseur AC-AC, avec application de la charge 2N.m entre 1s et 1.8s, pour un réglage dans les conditions suivantes :

- La théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.
- Hystérésis pour les deux boucles de courant.
- $V_M = 110V$ ,  $k=350$ ,  $\Delta i=0.1A$ ,  $C=5mF$ ,  $C_r=2N.m$ .
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$ .

**IV.1 Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que l'évolution de la différence de tension entre  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  est libre, ceci pour les différentes stratégies de commande que nous avons élaboré. Cette tension dépend des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  de la machine, du courant du réseau et des valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  (les deux batteries). Ces derniers doivent correspondre à des valeurs élevées pour minimiser cette différence de tension ce qui n'est pas réalisable en pratique, de plus, les valeurs de ces deux capacités ne sont pas réellement identiques.

Pour remédier à ce problème, nous allons introduire le pont de clamping. Celui-ci nous permettra d'agir directement sur cette tension par le biais d'une nouvelle commande à travers deux interrupteurs  $S_{11}$  et  $S_{10}$  complémentaires et en parallèle avec les deux batteries  $C_1$  et  $C_2$ .

**IV.2 Modèle du convertisseur AC-AC monophasé avec le pont de clamping**

En introduisant le pont de clamping dans le système initial, on obtient la nouvelle structure du convertisseur direct AC-AC représentée sur la figure IV.1.

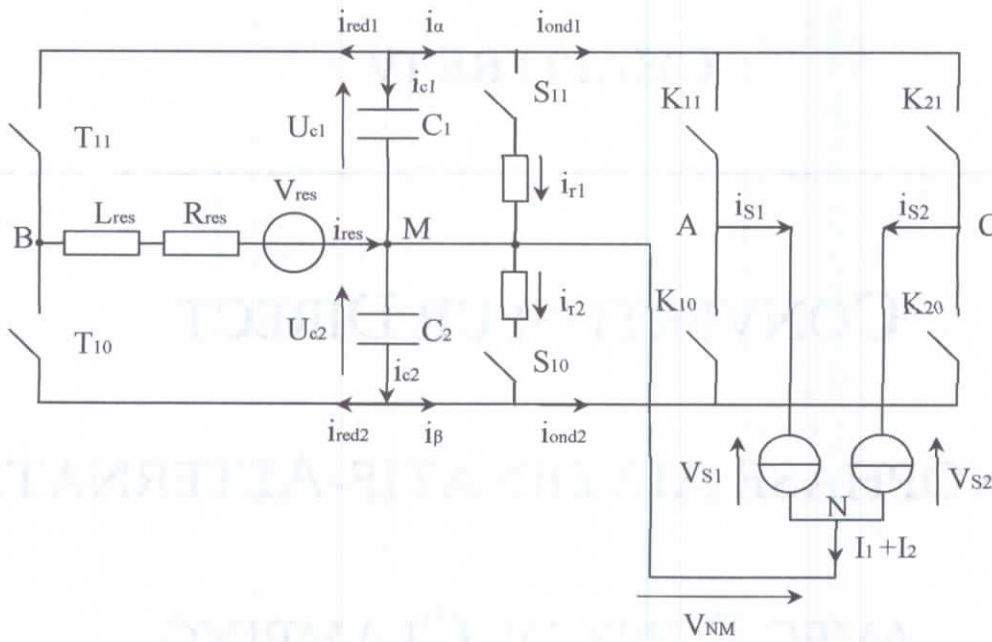


Figure IV.1 : Structure générale du convertisseur direct AC-AC avec pont de clamping.

En introduisant le pont de clamping, les équations régissant les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ , deviennent :

$$\begin{cases} i_{c1} + i_{red1} + i_{\alpha} = 0 \\ i_{c2} - i_{red2} - i_{\beta} = 0 \end{cases} \quad (IV-1)$$

et

$$\begin{cases} i_{ond1} + i_{r1} = i_{\alpha} \\ i_{ond2} - i_{r2} = i_{\beta} \end{cases} \quad (IV-2)$$

donc :

$$\begin{cases} i_{c1} + i_{red1} + i_{ond1} + i_{r1} = 0 \\ i_{c2} - (i_{red2} + i_{ond2} - i_{r2}) = 0 \end{cases} \quad (IV-3)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_{c1} = -(i_{red1} + i_{ond1} + i_{r1}) \\ i_{c2} = i_{red2} + i_{ond2} - i_{r2} \end{cases} \quad (IV-4)$$

avec :

$$\begin{cases} i_{red1} = T_{11} i_{res} \\ i_{red2} = T_{10} i_{res} \\ i_{ond1} = K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2} \\ i_{ond2} = K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2} \\ i_{r1} = S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1} \\ i_{r2} = S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2} \end{cases} \quad (IV-5)$$

Après calcul et simplifications on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c1} = C \frac{dU_{c1}}{dt} = -(T_{11} i_{res} + K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2} + S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1}) \\ i_{c2} = C \frac{dU_{c2}}{dt} = +(T_{10} i_{res} + K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2} - S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2}) \end{cases} \quad (IV-6)$$

En posant  $R_1 = R_2 = R$ , le système régissant la dynamique du convertisseur direct AC-AC avec le pont de clamping est le suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_1 V_{AM} - \left( R_{s1} i_{s1} - \mu \cdot p \Omega K_m l_1 i_{s2} - \sigma \frac{l_1}{T_r} i'_{r1} - \mu \cdot p \Omega l_1 i'_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{l} \left[ l_2 V_{CM} - \left( R_{s2} i_{s2} + \mu \cdot p \Omega K_m l_2 i_{s1} - K_m \mu \frac{l_2}{T_r} i'_{r2} + K_m \mu \cdot p \Omega l_2 i'_{r1} \right) \right] \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_{res}} (U_3 X - Y - 2R_{res} i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{C} (U_1 i_{s1} + U_2 i_{s2} + U_3 i_{res} + \frac{X}{2R} - U_4 \frac{Y}{2R}) \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} (i_{s1} + i_{s2} + i_{res} + U_4 \frac{X}{2R} - \frac{Y}{2R}) \end{cases} \quad (IV-7)$$

avec :

$$U_1 = 2K_{11} - 1, U_2 = 2K_{21} - 1, U_3 = 2T_{11} - 1, U_4 = 2S_{11} - 1, X = U_{c1} + U_{c2}, Y = U_{c2} - U_{c1}$$

On remarque que l'introduction du pont a permis d'avoir une grandeur de commande supplémentaire  $U_4$  qui agit directement sur la différence de tension ( $U_{c2}-U_{c1}$ ).

### IV.3 Etude de la boucle de tension

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

$$I_M = \frac{2U_c i_{red}}{V_M} \quad (IV-8)$$

avec :

$$i_{red} = i_{red2} - i_{red1} \quad (IV-9)$$

De plus nous avons :

$$i_{c1} + i_{c2} = C \frac{dX}{dt} = 2C \frac{dU_c}{dt} = -i_{ond1} - i_{red1} - i_{r1} + i_{ond2} + i_{red2} - i_{r2} \quad (IV-10)$$

Si on pose :

$$i'_{pert} = i_{ond1} - i_{ond2} + i_{r1} + i_{r2} \quad (IV-11)$$

On aboutit alors à la relation suivante :

$$2C \frac{dU_c}{dt} = i_{red} - i'_{pert} \quad (IV-12)$$

En remplaçant (IV-8) dans (IV-9), nous obtenons le modèle de la boucle de tension :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_M}{4CU_c} I_M - \frac{1}{2C} i'_{pert} \quad (IV-13)$$

Nous remarquons que le nouveau modèle de la boucle de tension décrit par l'équation (IV-13) a la même structure que celui élaboré dans le chapitre II, la seule différence réside dans l'expression de la nouvelle perturbation de la boucle de tension (IV-11).

Donc, tous les algorithmes de commande de la boucle de tension élaborés dans le chapitre II, restent applicables, mais avec une nouvelle expression de la boucle de tension donnée par l'équation (IV-13).

### IV.4 Association machine-convertisseur direct AC-AC en boucle ouverte

Dans cette étape, nous alimentons la machine par le convertisseur AC-AC sans la régulation de la tension  $U_c$  (en boucle ouverte).

Nous appliquerons le principe de la conservation de la puissance instantanée :

$$P_m = P_s \Rightarrow V_e I_e \cos(\varphi) = C_r \Omega$$

avec  $\cos(\varphi) = 1$  et  $C_r = C_s + f \cdot \Omega$



- **Essai à vide :**

$$C_s = 0 \Rightarrow I_e = \frac{f\Omega^2}{V_e}$$

- **Essai en charge**

$$C_s \neq 0 \Rightarrow I_e = \frac{C_s \Omega}{V_e}$$

**IV.5 Réglage de la différence  $U_{e2}-U_{e1}$**

• **Réglage par hystérésis**

Pour l'asservissement de la différence entre les deux tensions du filtre capacitif, nous allons introduire la commande par hystérésis de tension en comparant la différence à une référence avec une bande d'hystérésis nulle.

Le principe de l'algorithme de commande par hystérésis se résume comme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } U_{e2} > U_{e1} \text{ alors } U_s = 1 \\ \text{Si } U_{e2} \leq U_{e1} \text{ alors } U_s = -1 \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

**a) Algorithme N<sup>0</sup>1**

Dans cet algorithme de commande nous avons utilisé un réglage par :

- Hystérésis pour les boucles de courant.
- Mode de glissement pour la boucle de tension.

**b) Algorithme N<sup>0</sup>2**

Dans cet algorithme de commande nous avons utilisé un réglage par :

- Hystérésis pour les boucles de courant.
- La théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension.

**IV.6 Résultats de simulation en boucle ouverte**

Les résultats de simulation représentés sur les figures IV.2 à IV.5 montrent le comportement de l'association machine-convertisseur en boucle ouverte.

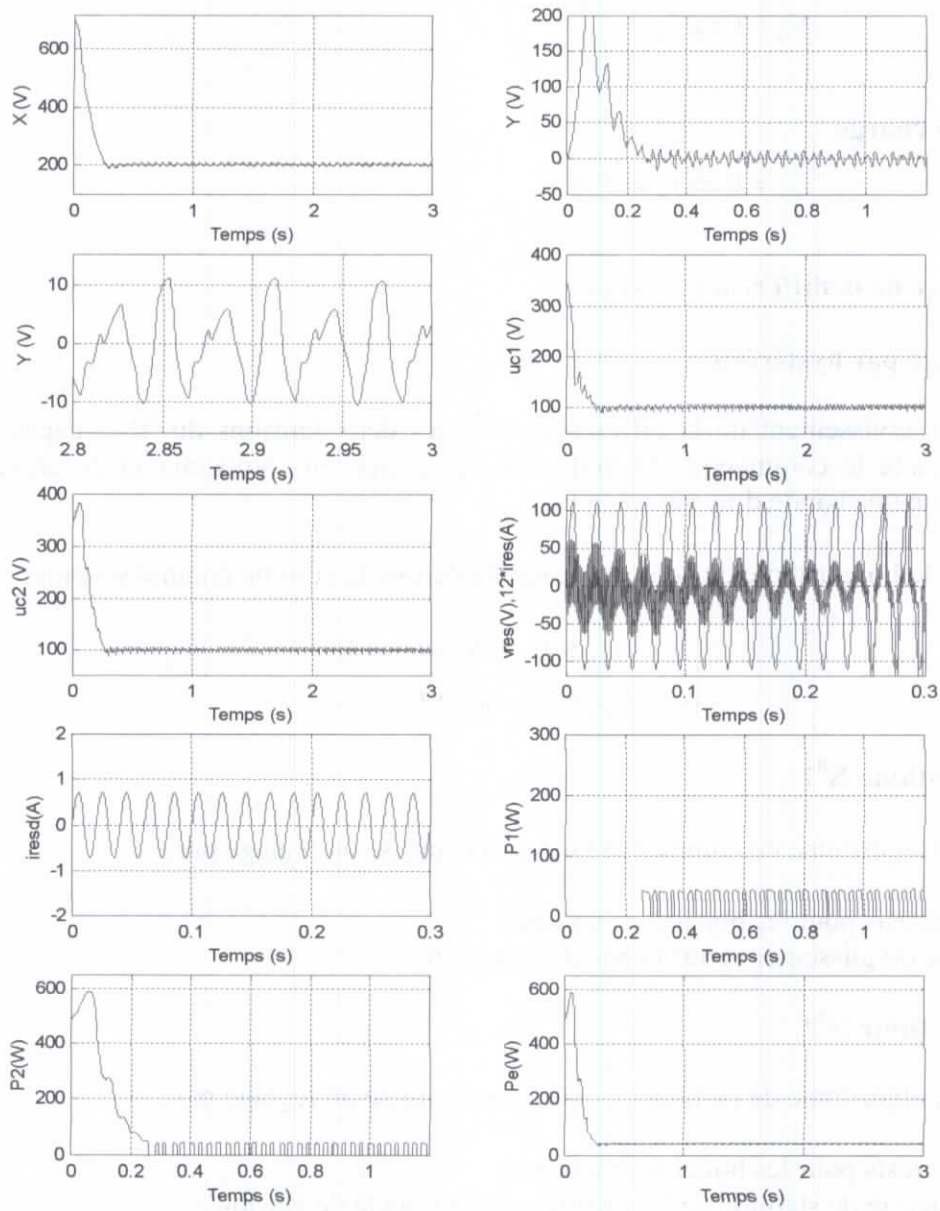


Figure IV.2 : Comportement à vide de l'association machine-convertisseur AC-AC avec le pont de clamping en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volt,  $I_M=0.73$ A,  $12 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta u_c=0$ V.

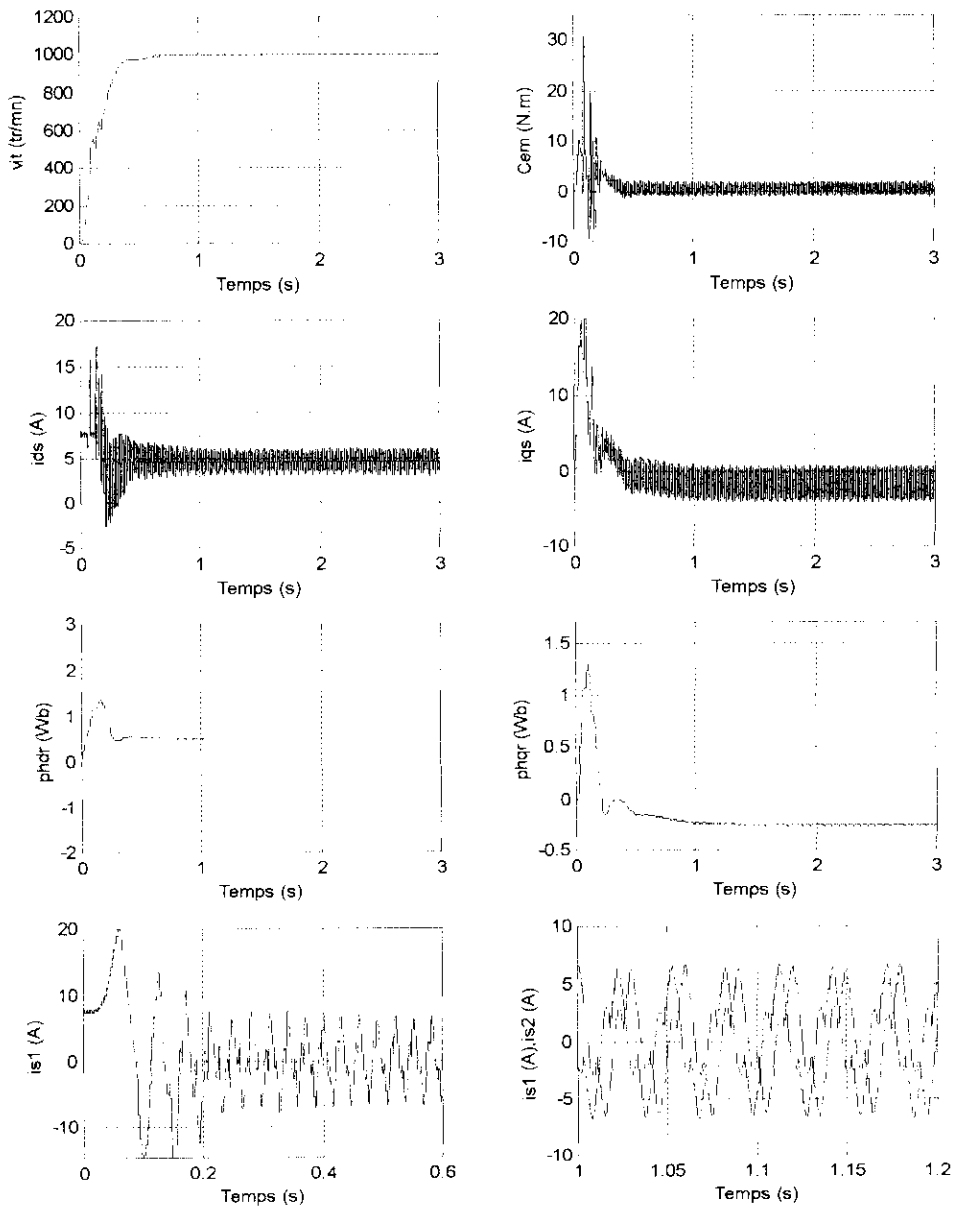


Figure IV.3 : Comportement à vide de l'association machine-convertisseur AC-AC avec le pont de clamping, en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volt,  $I_M=0.73$ A,  $12 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta u_c=0$ V.

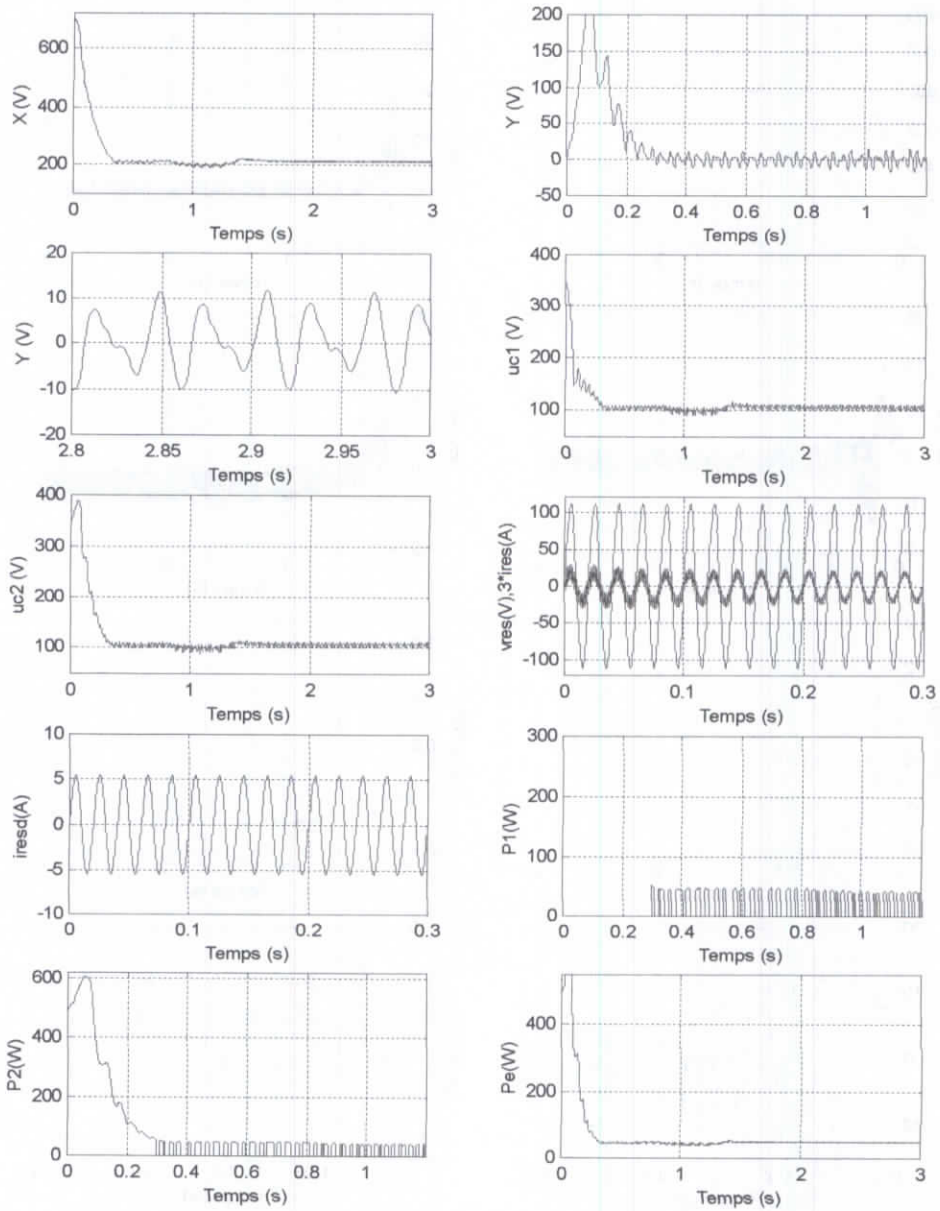


Figure IV.4 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC avec le pont de clamping, en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volt,  $I_M=5.45$ A,  $3 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta u_c=0$ V.

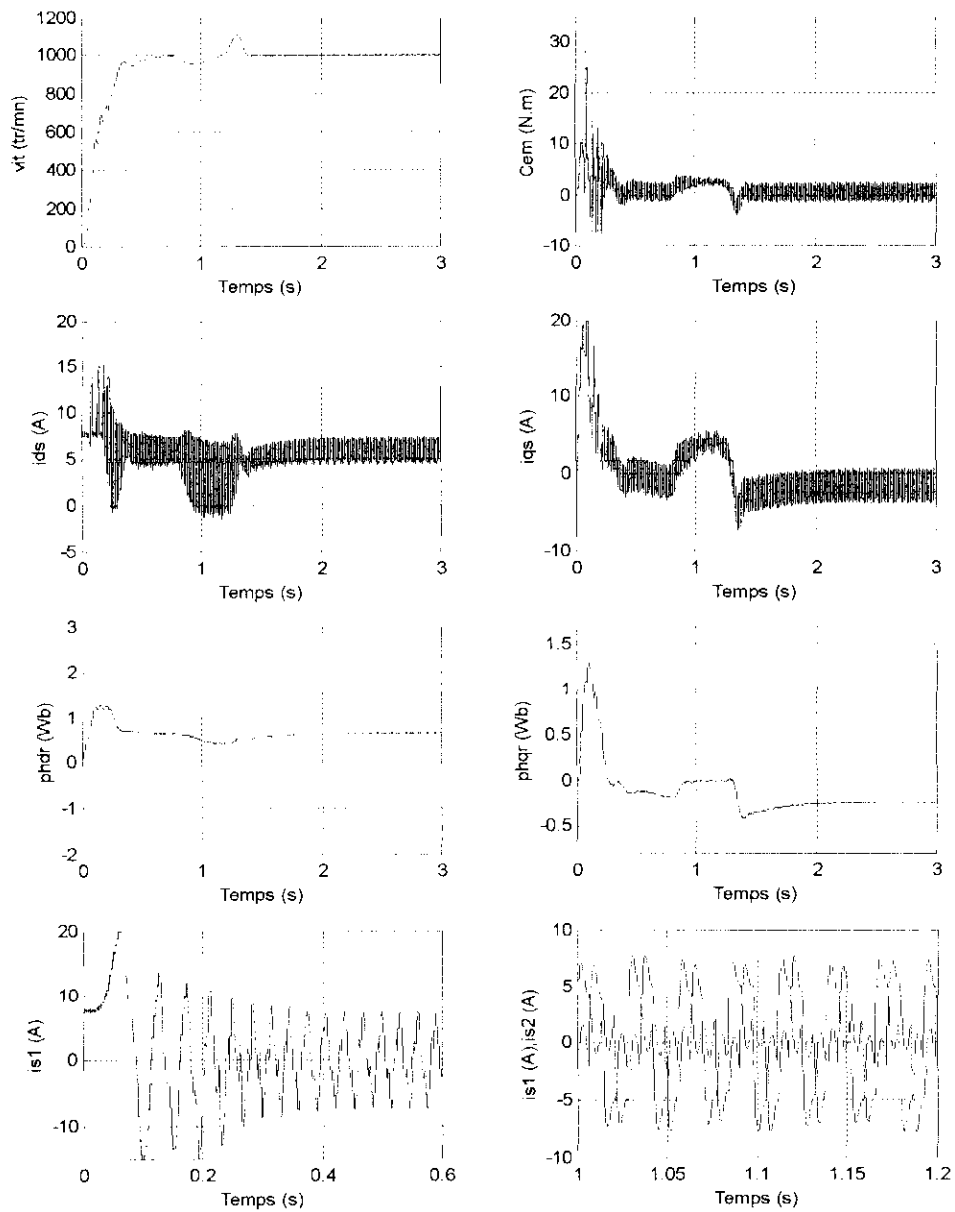


Figure IV.5 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC avec le pont de clamping, en boucle ouverte,  $V_M=110$  Volt,  $I_M=5.45$ A,  $3 \cdot i_{res}$ ,  $\Delta u_c=0$ V.

### IV.7 Résultats de simulation en boucle fermée

D'après les résultats de simulations montrés sur les figures IV.6 à IV.29 qui représentent les deux stratégies de commande de l'association machine asynchrone monophasée avec le convertisseur alternatif-alternatif direct et avec le pont de clamping nous constatons que :

- Le courant de réseau est en phase avec sa tension.
- La tension ( $U_{c1}+U_{c2}$ ) suit bien sa référence.
- Les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  suivent leurs références à savoir 350V.
- La différence de tension  $U_{c2}-U_{c1}$  atteint 210V en régime transitoire, puis se stabilise à l'intérieur de l'intervalle  $[-20V,+20V]$ .
- Le courant de réseau suit bien le courant de référence.

Ces constatations sont valables aussi bien pour le réglage basé sur la méthode de Lyapunov, que pour la méthode des modes de glissement. Par ailleurs pour la machine, nous avons observé que lors de l'application d'un couple de charge de 2Nm entre l'instant 1s et 1.8s la vitesse subit une très faible perturbation. Le couple électromagnétique suit le couple résistant, cependant nous constatons une perturbation importante qui est due à la somme de tension ( $U_{c1}+U_{c2}$ ), ce qui se traduit par une augmentation du courant  $i_{s1}$ . Les mêmes remarques pour le reste des grandeurs de la machine.

### IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré les mêmes essais effectués dans le chapitre précédent avec comme seule différence l'introduction du pont de clamping. Les résultats obtenus se sont améliorés augmentant ainsi les performances du convertisseur direct monophasé AC-AC.

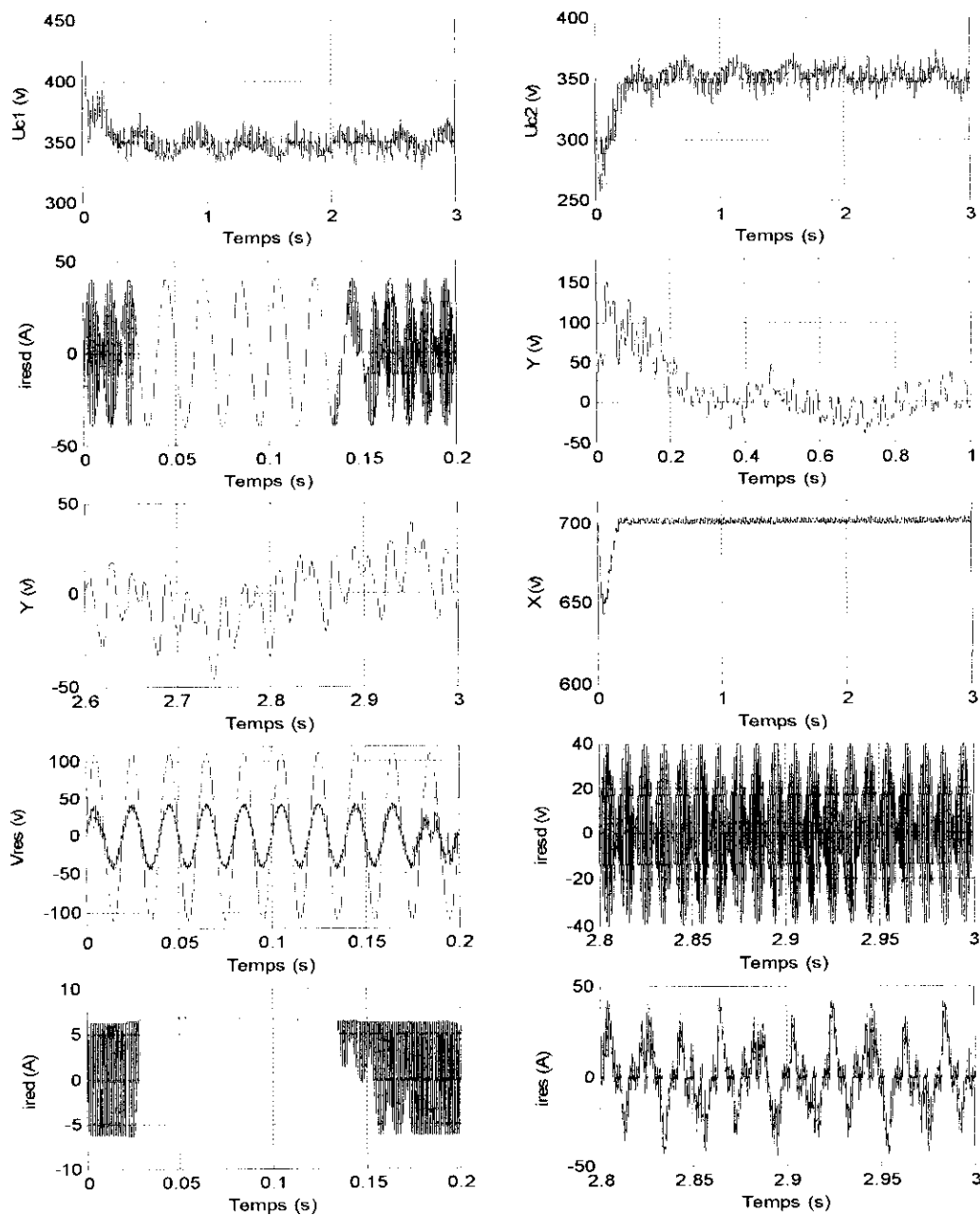


Figure IV.6 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M=110V, q=150, k=200, -35V < \Delta U_c < +35V, C=5mF, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

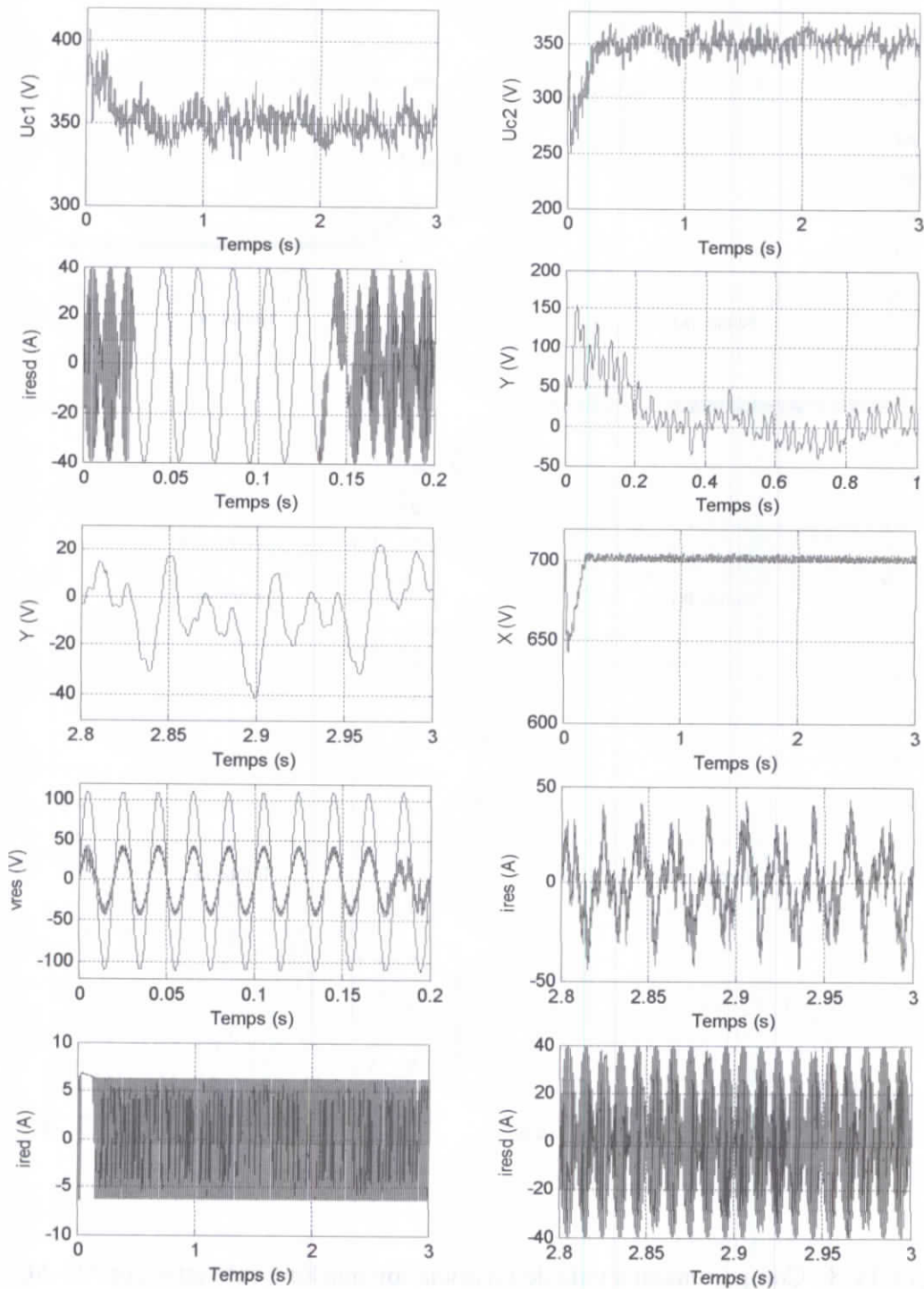


Figure IV.9 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < +35V, C = 5mF, C_r = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$



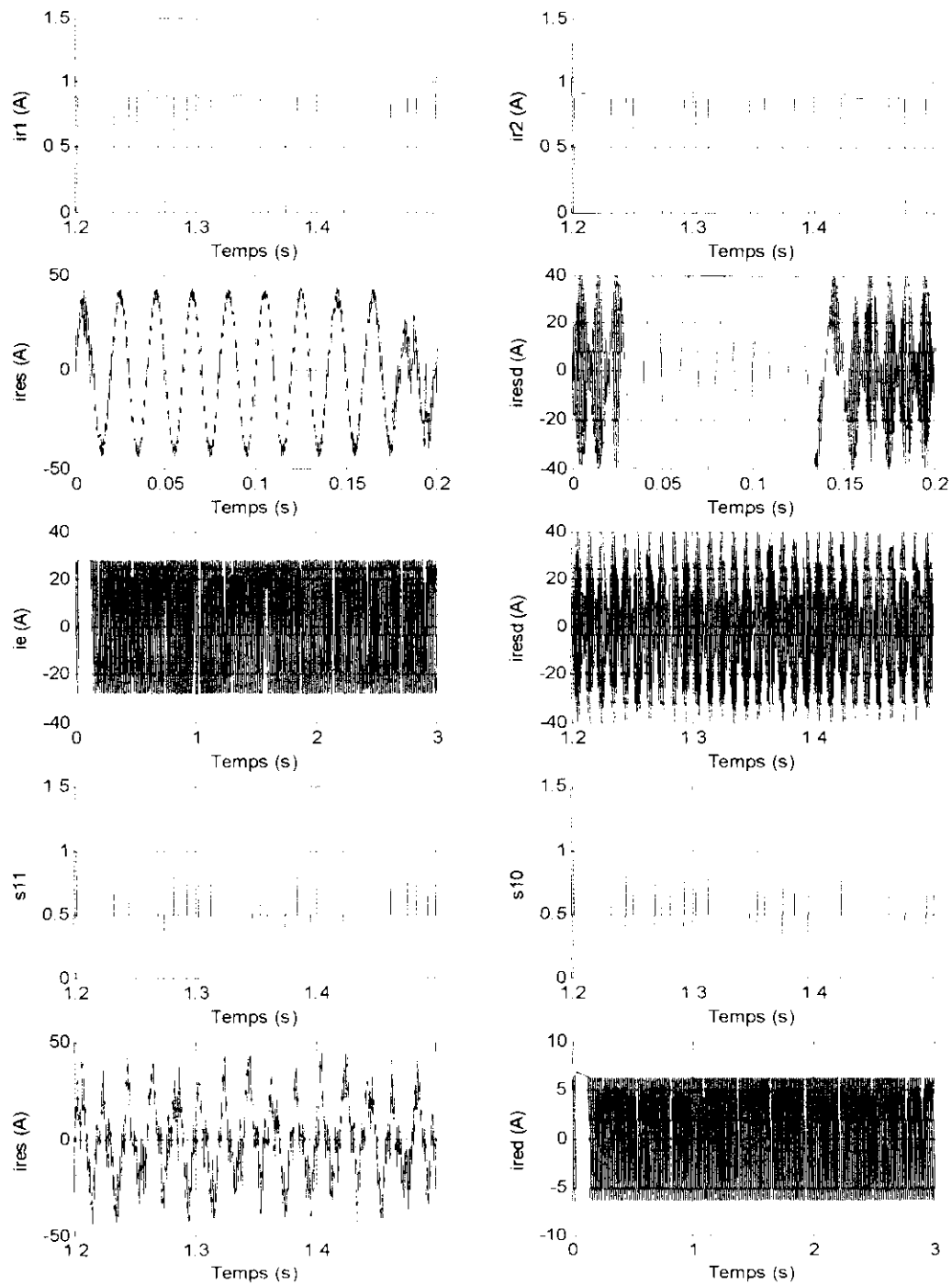


Figure IV.10 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < 35V, C = 5mF, C_T = 2N.m, R = 250 \Omega$  Ohm
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

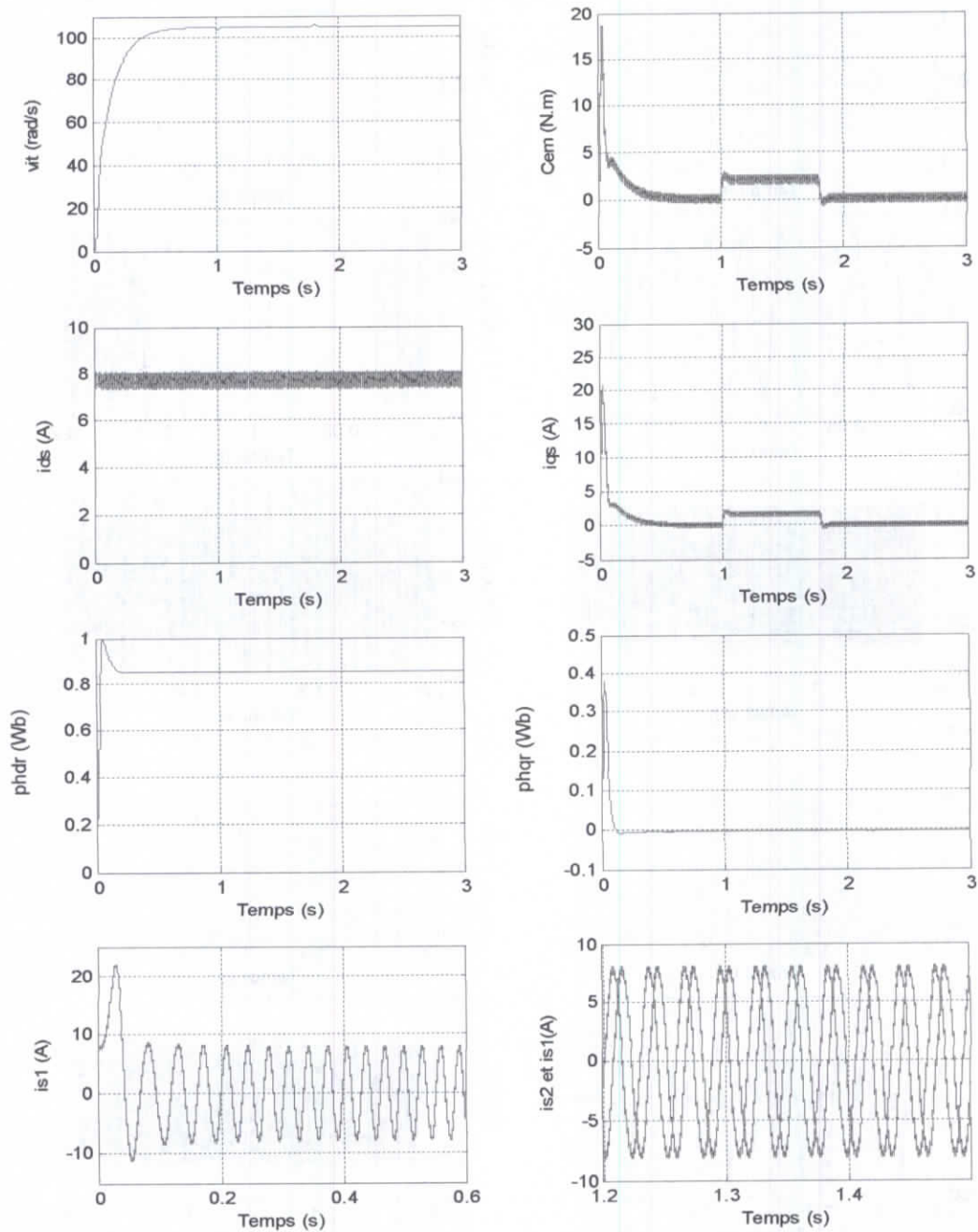


Figure IV.11 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V$ ,  $q=150$ ,  $k=200$ ,  $-35V < \Delta U_c < +35V$ ,  $C=5mF$ ,  $C_r=2N.m$ ,  $R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

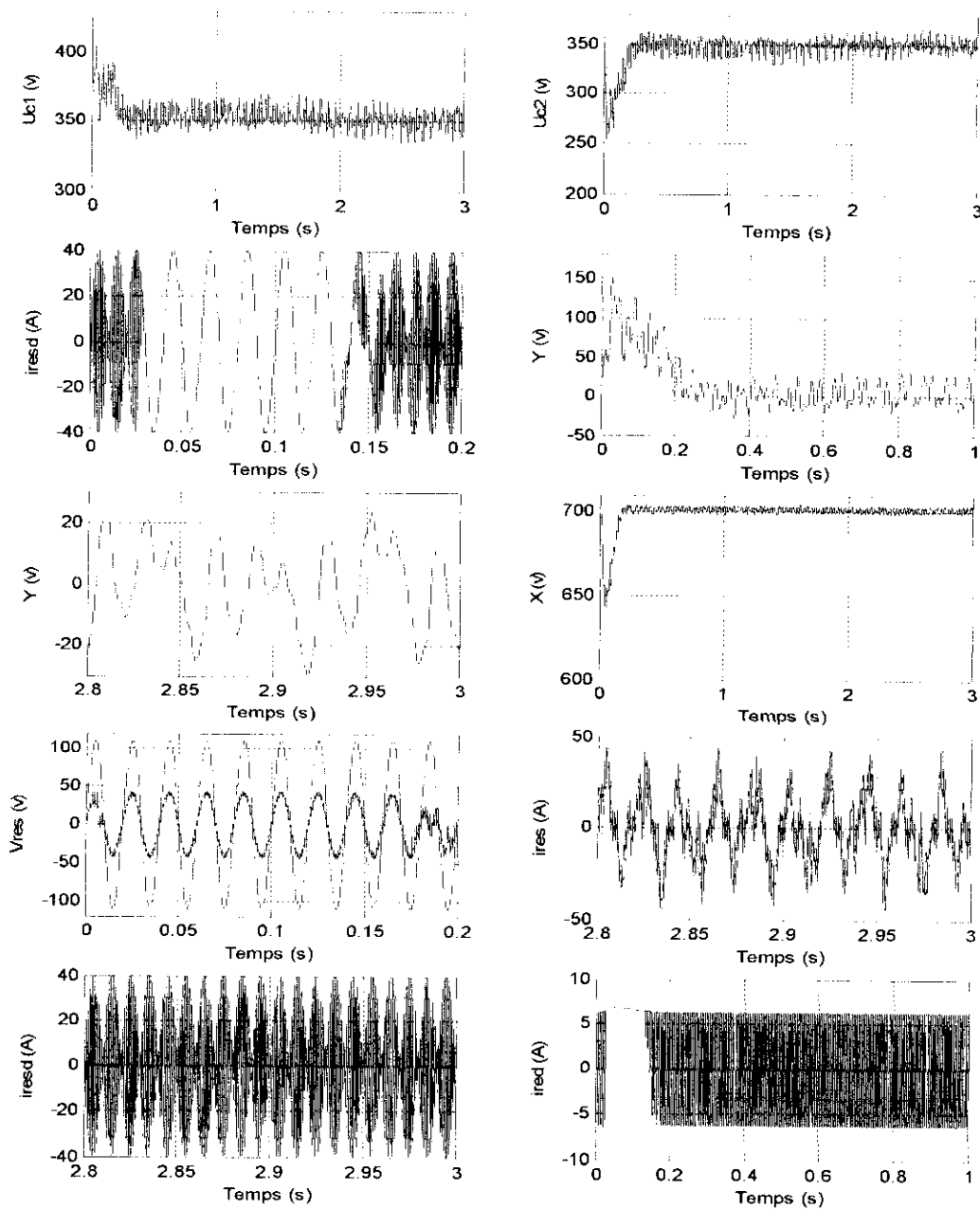


Figure IV.12 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, \Delta U_c = 0V, C = 5mF, Cr = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

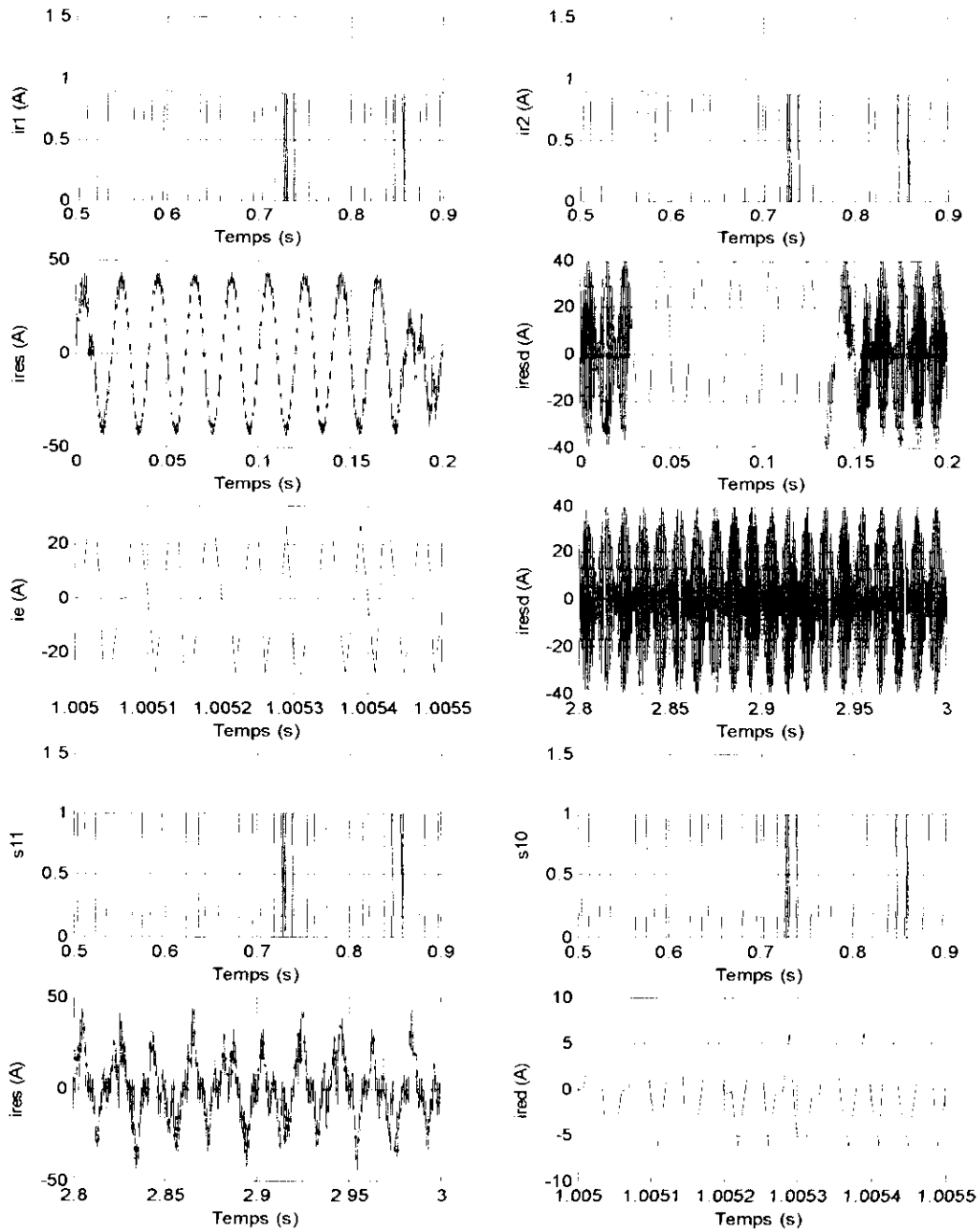


Figure IV.13 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, \Delta U_c = 0V, C = 5mF, Cr = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

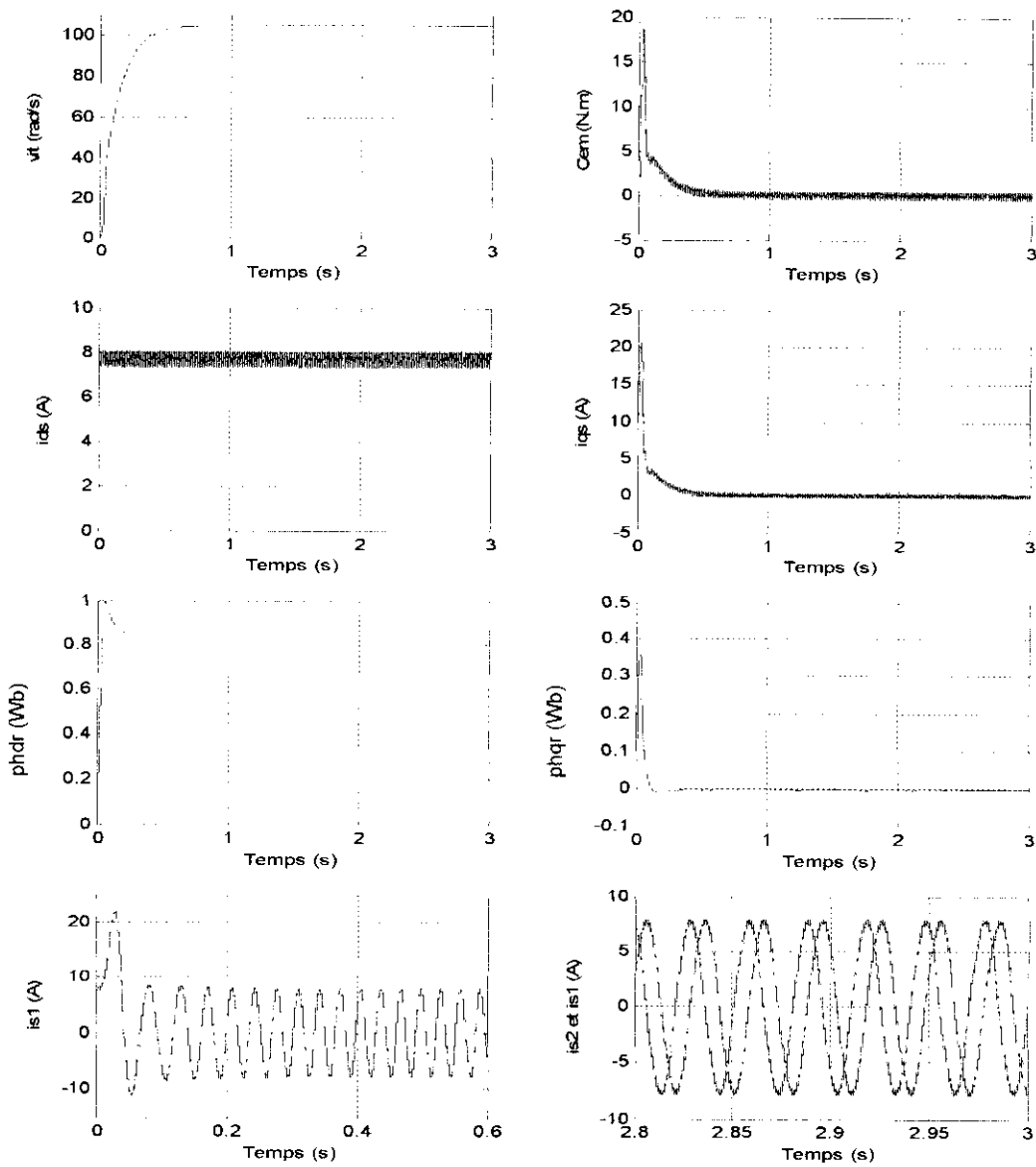


Figure IV.14 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, \Delta U_c = 0V, C = 5mF, C_r = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

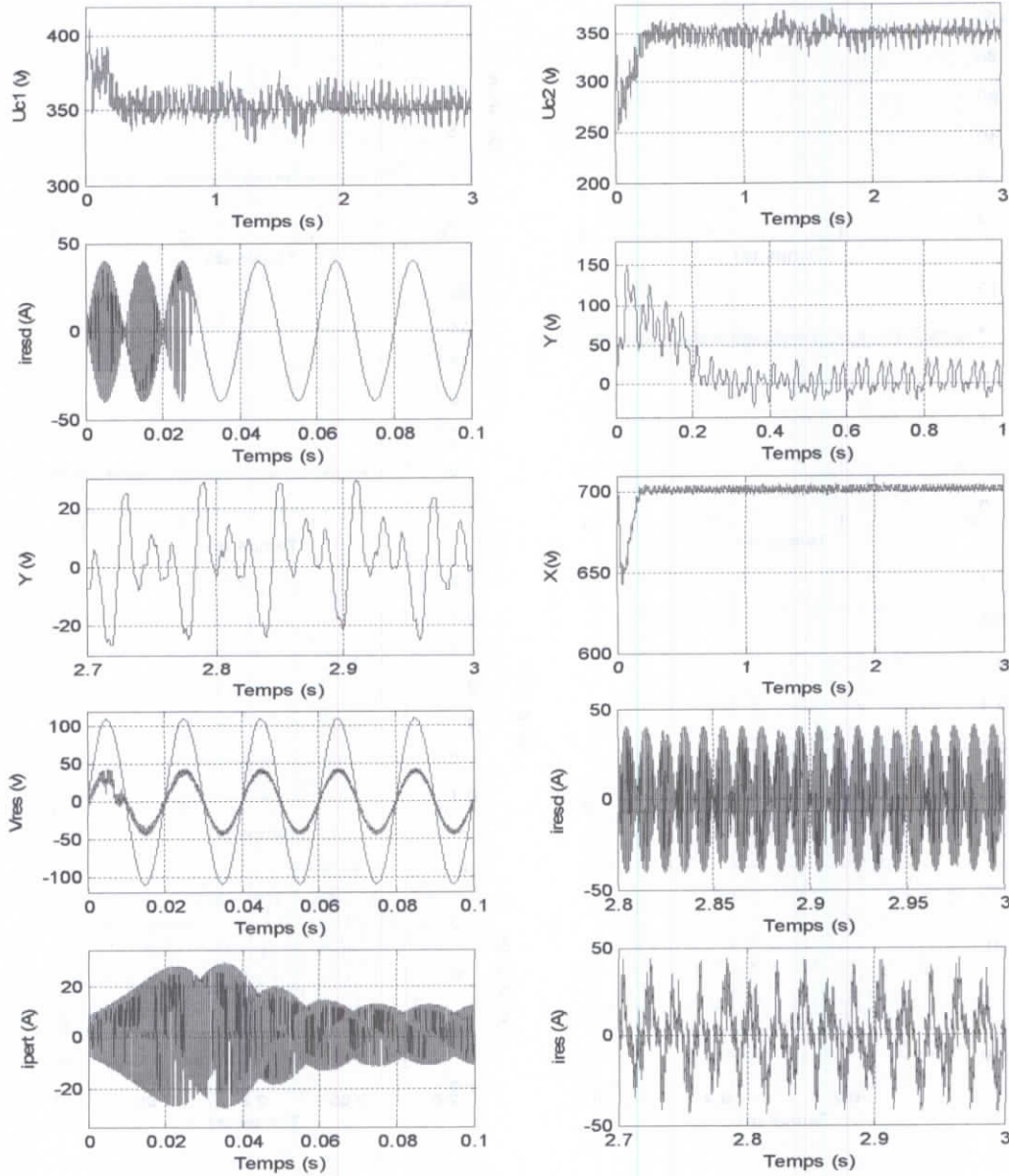


Figure IV.15 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

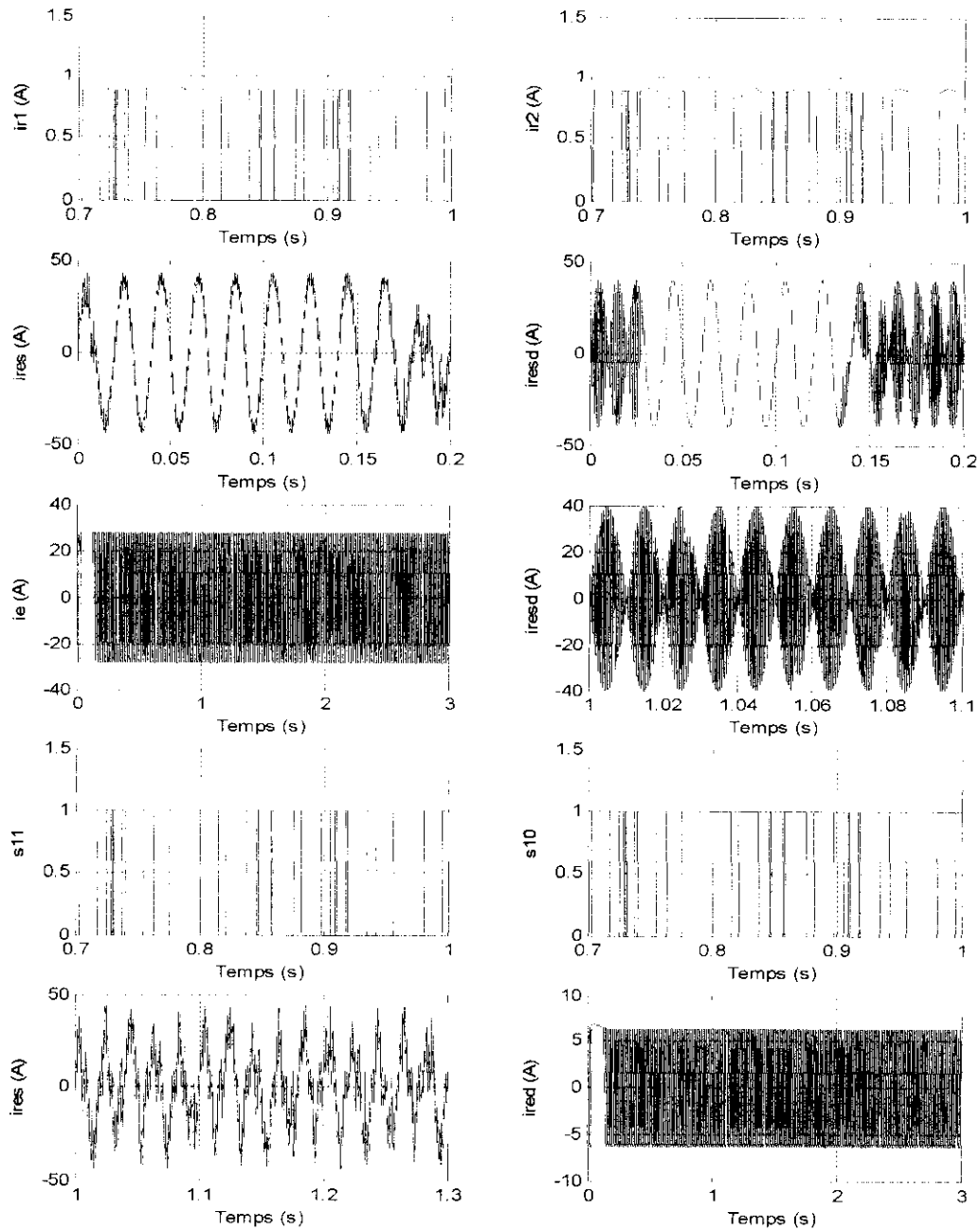


Figure IV.16 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

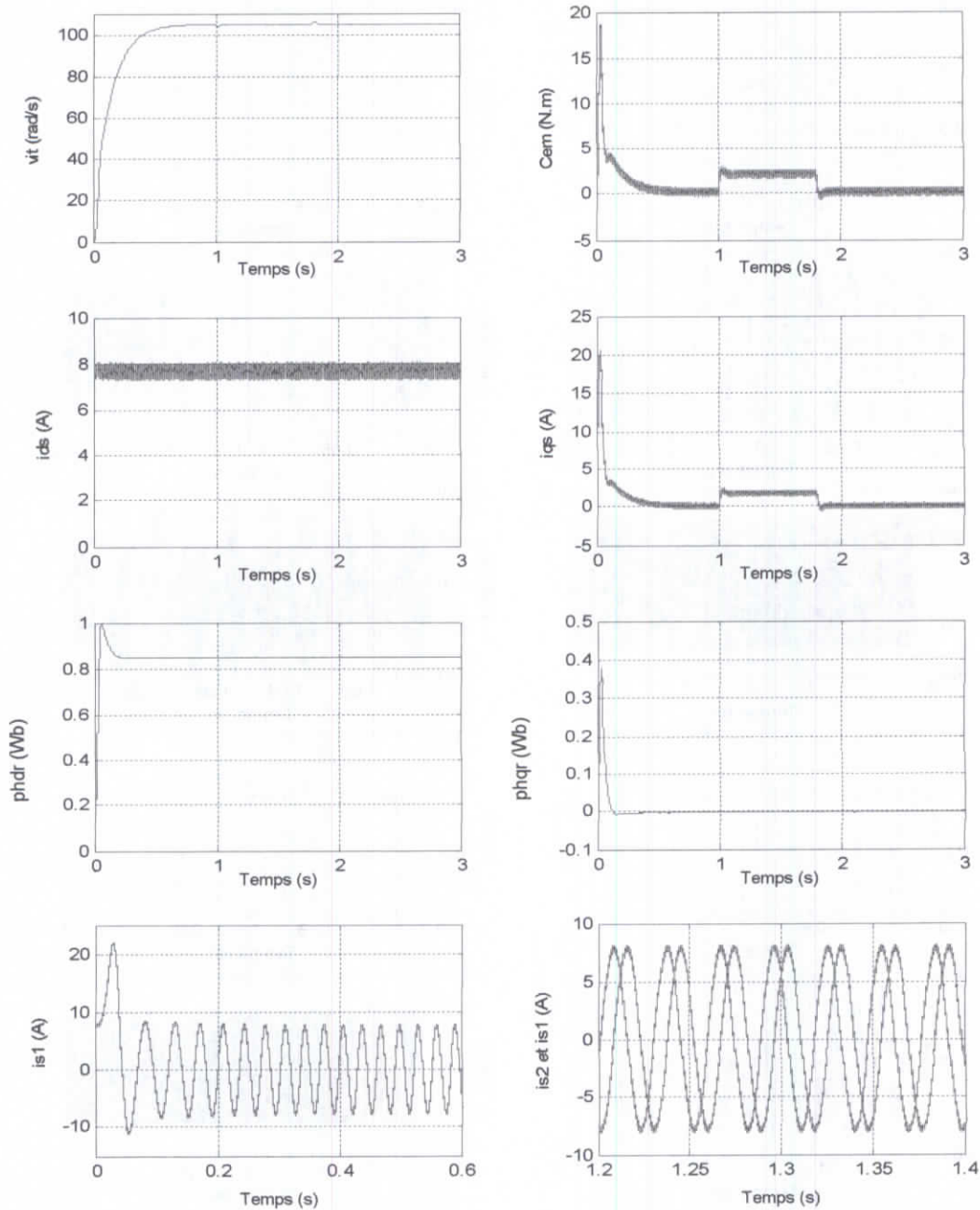


Figure IV.17 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Mode de glissement pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M=110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400\text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$



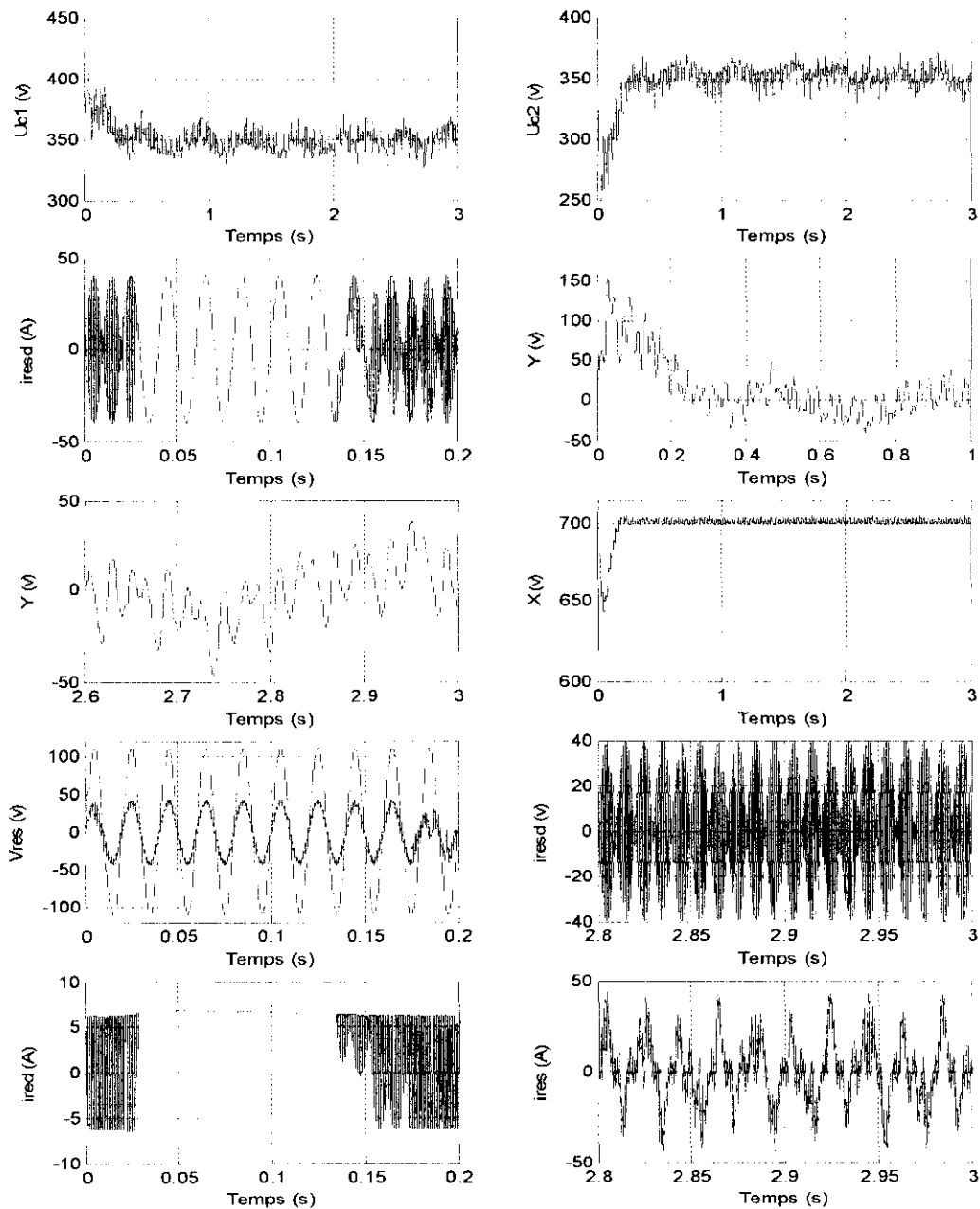


Figure IV.18 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < +35V, C = 5mF, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

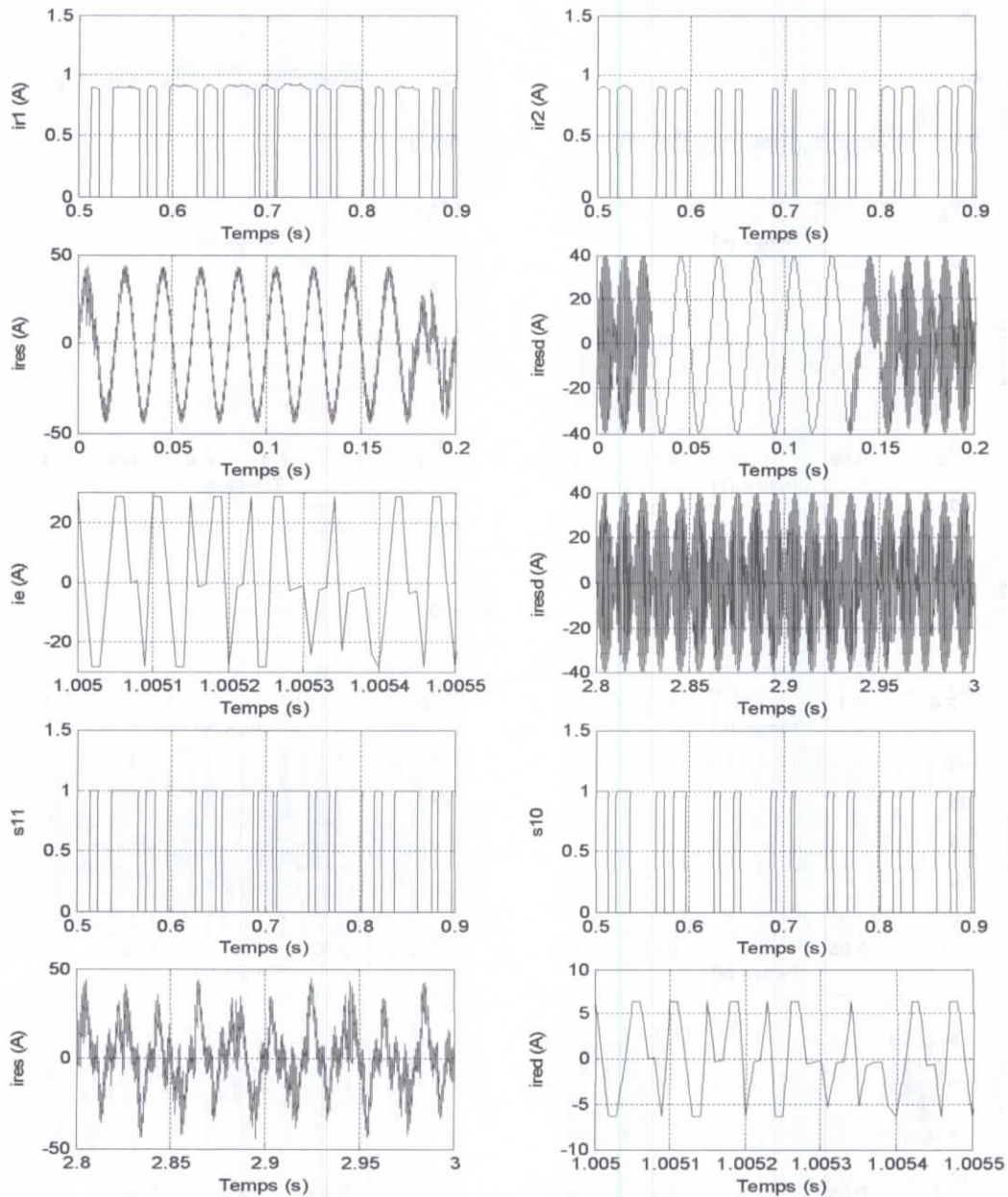


Figure IV.19 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < +35V, C = 5mF, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

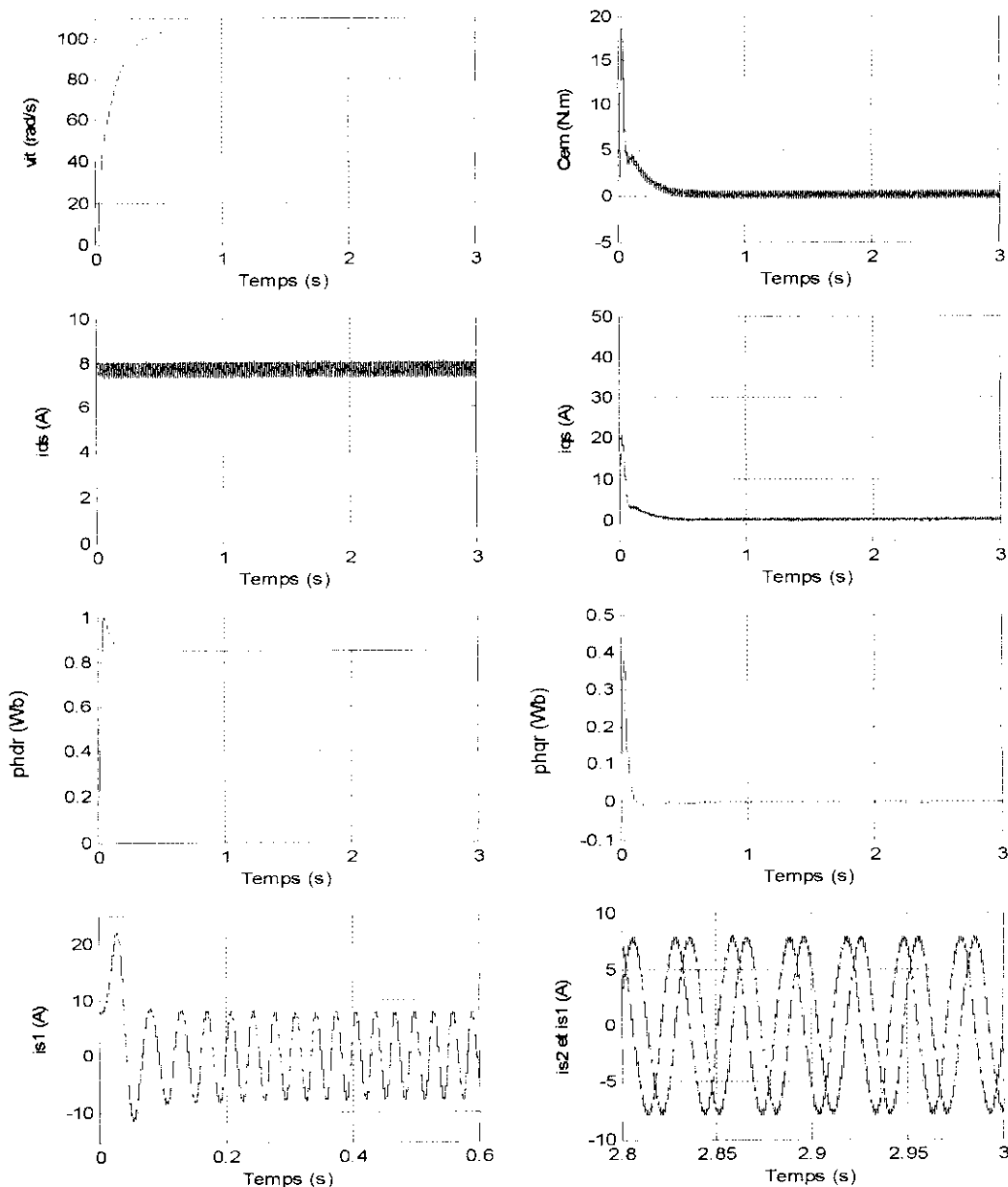


Figure IV.20 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < +35V, C = 5mF, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

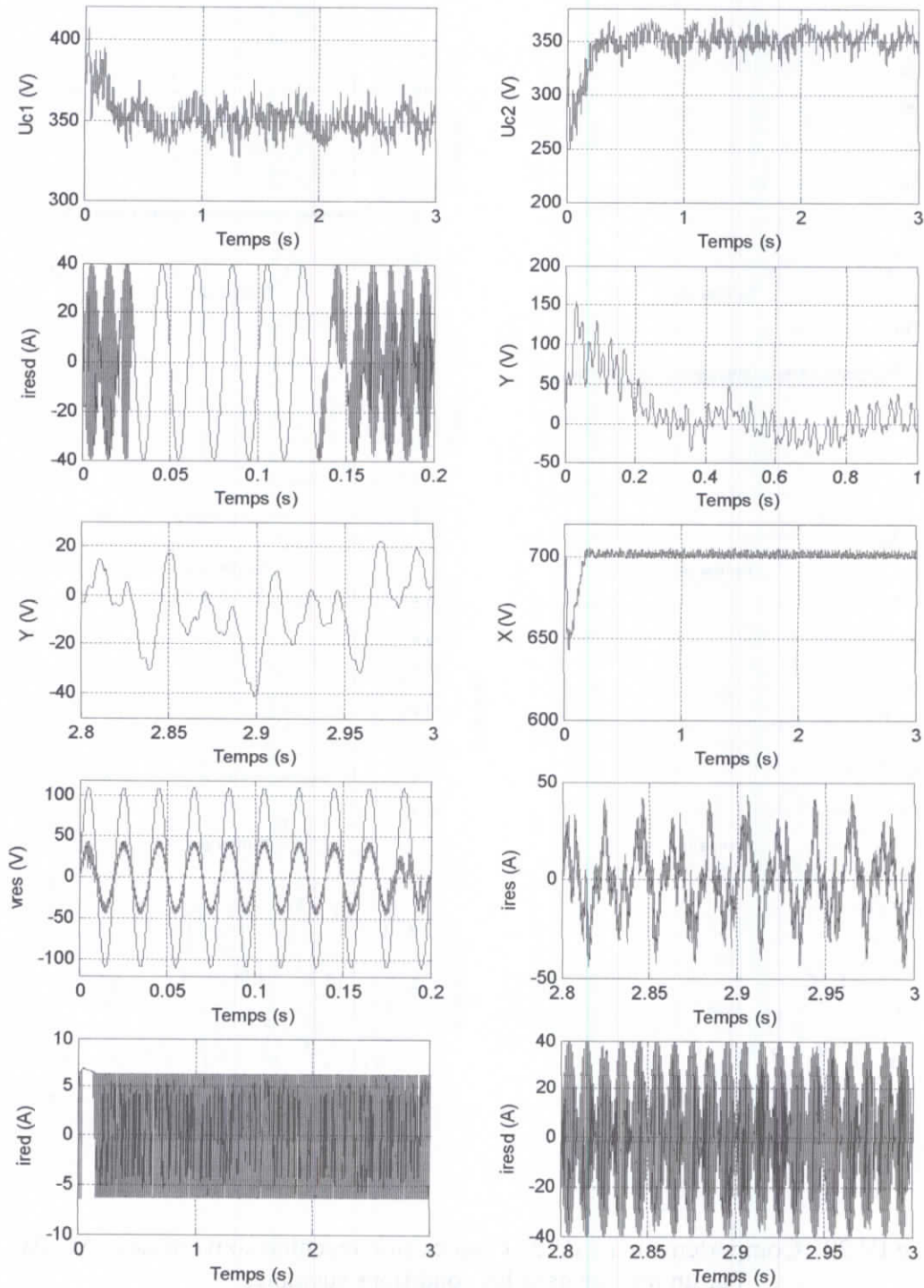


Figure IV.21 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q=150, k=200, -35V < \Delta U_c < +35V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

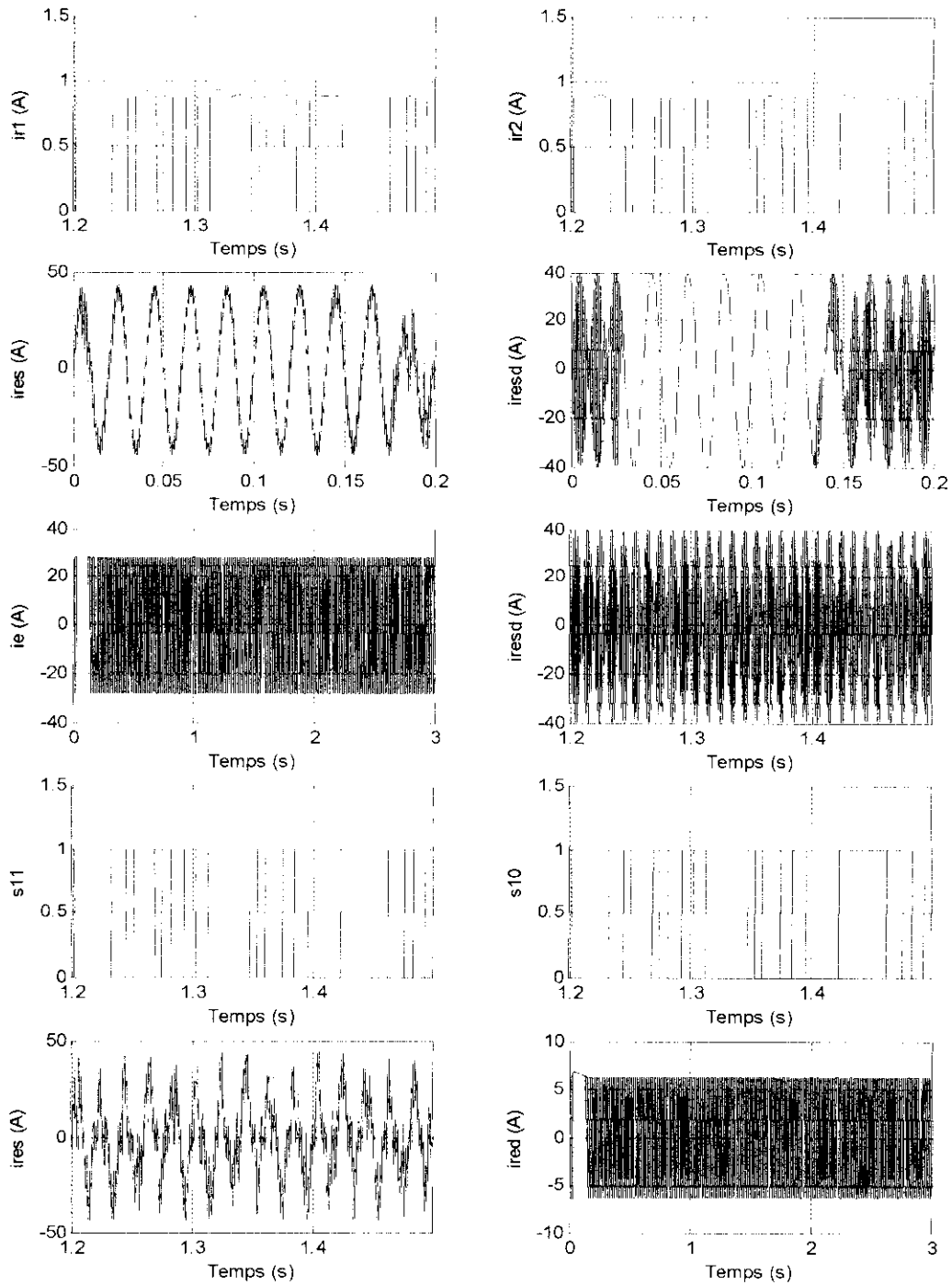


Figure IV.22 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, -35V < \Delta U_c < +35V, C = 5mF, C_r = 2N.m, R = 2500 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

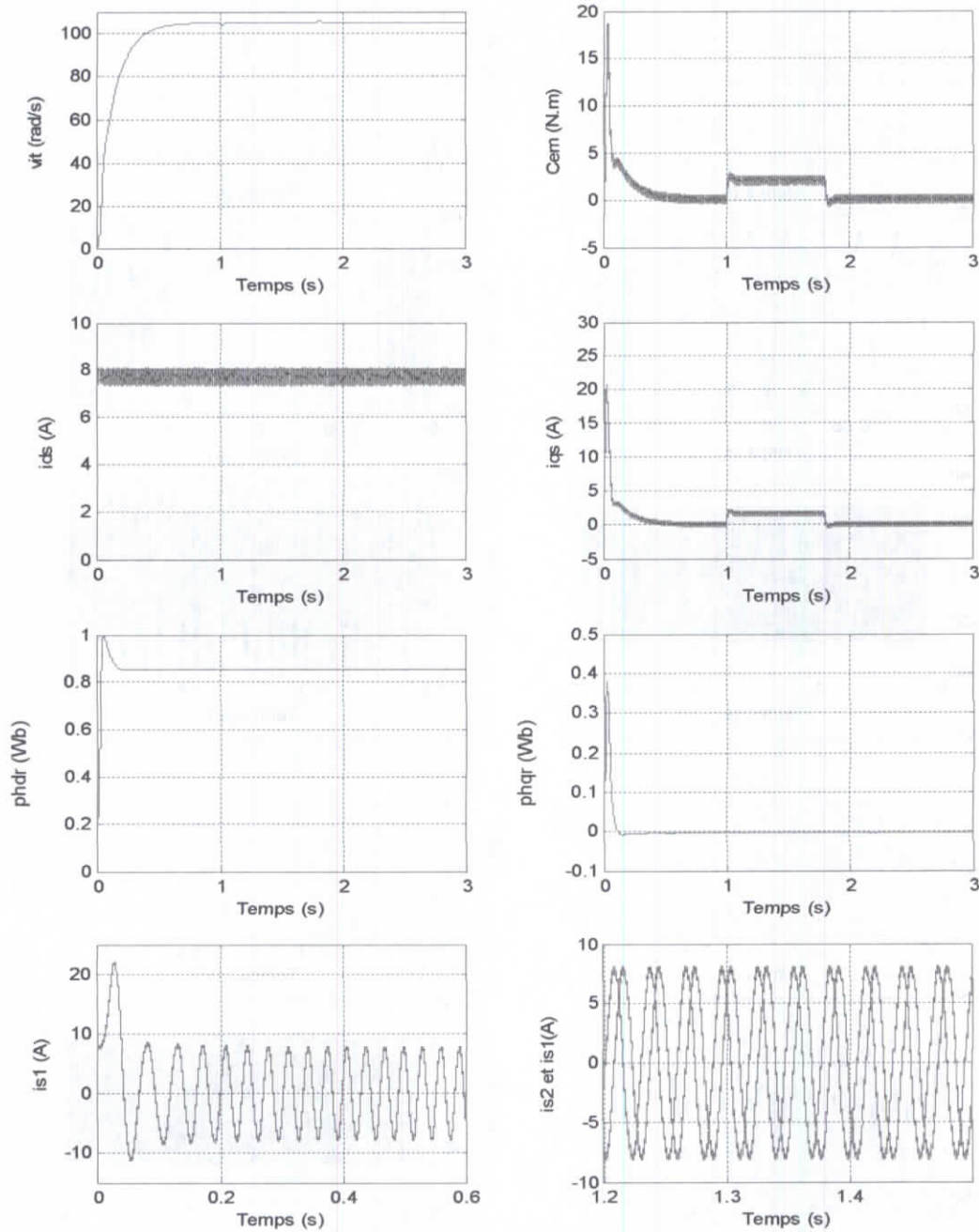


Figure IV.23 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q=150, k=200, -35V < \Delta U_c < +35V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

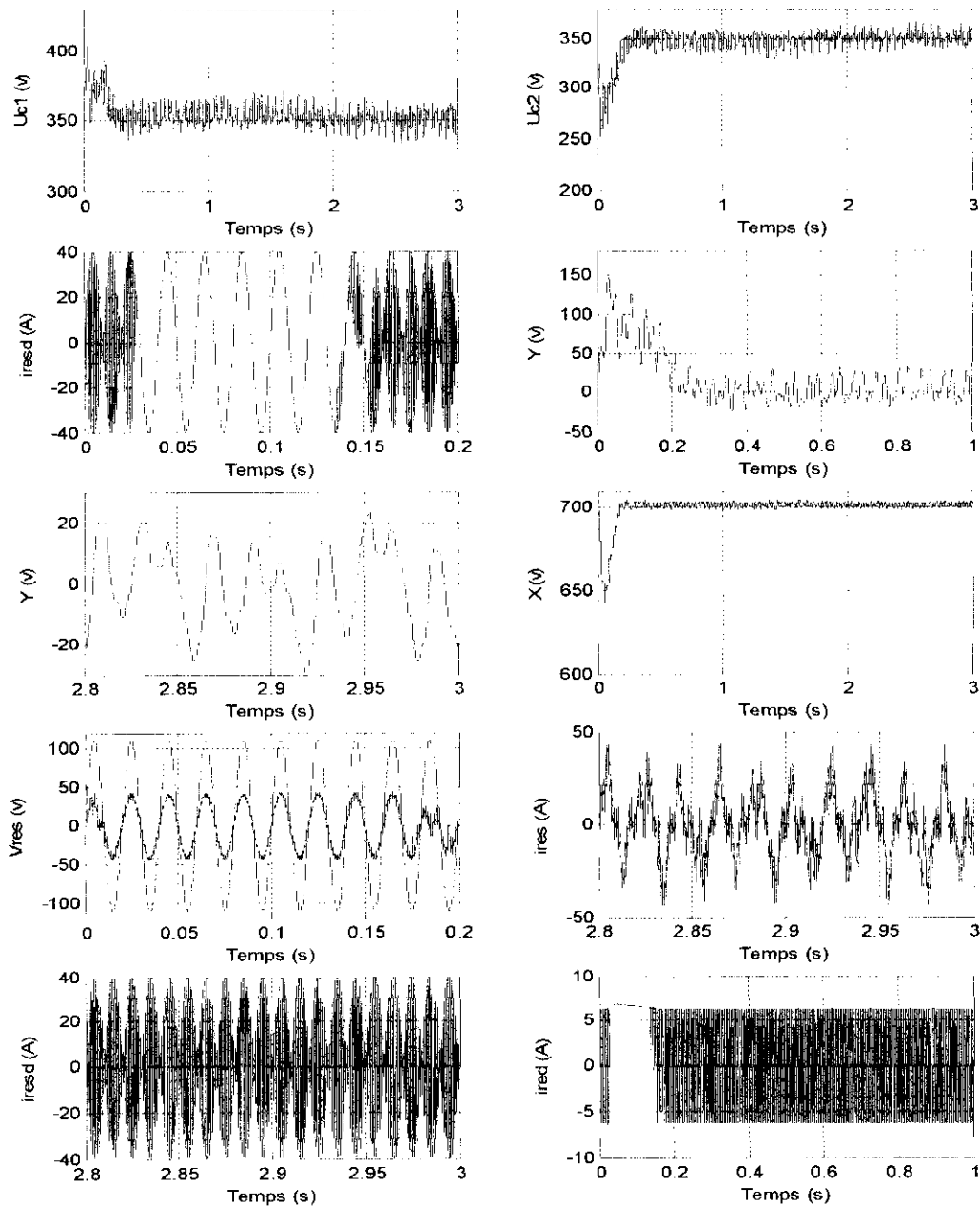


Figure IV.24 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, \Delta U_c = 0V, C = 5mF, C_r = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

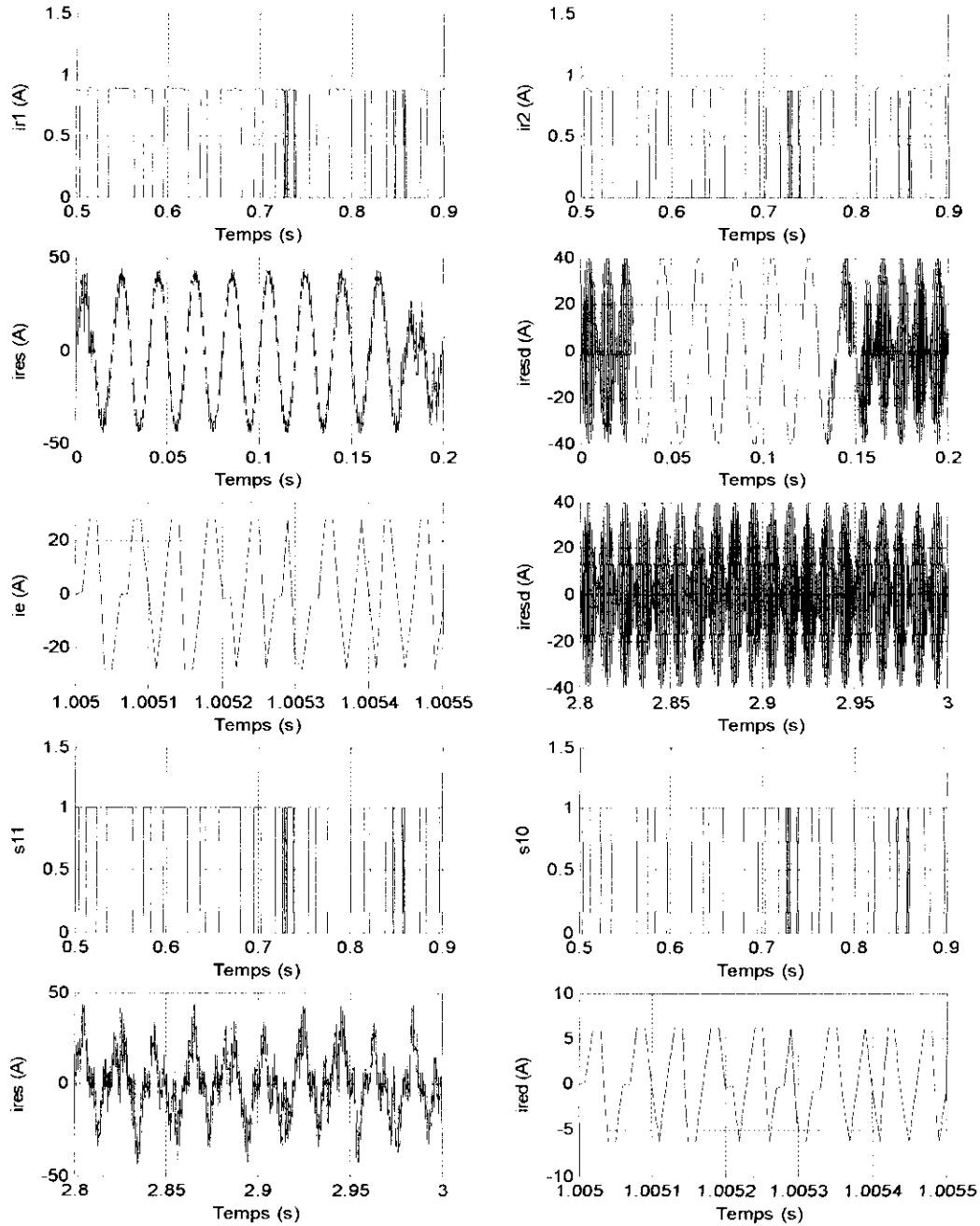


Figure IV.25 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q = 150, k = 200, \Delta U_c = 0V, C = 5mF, C_r = 2N.m, R = 400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$



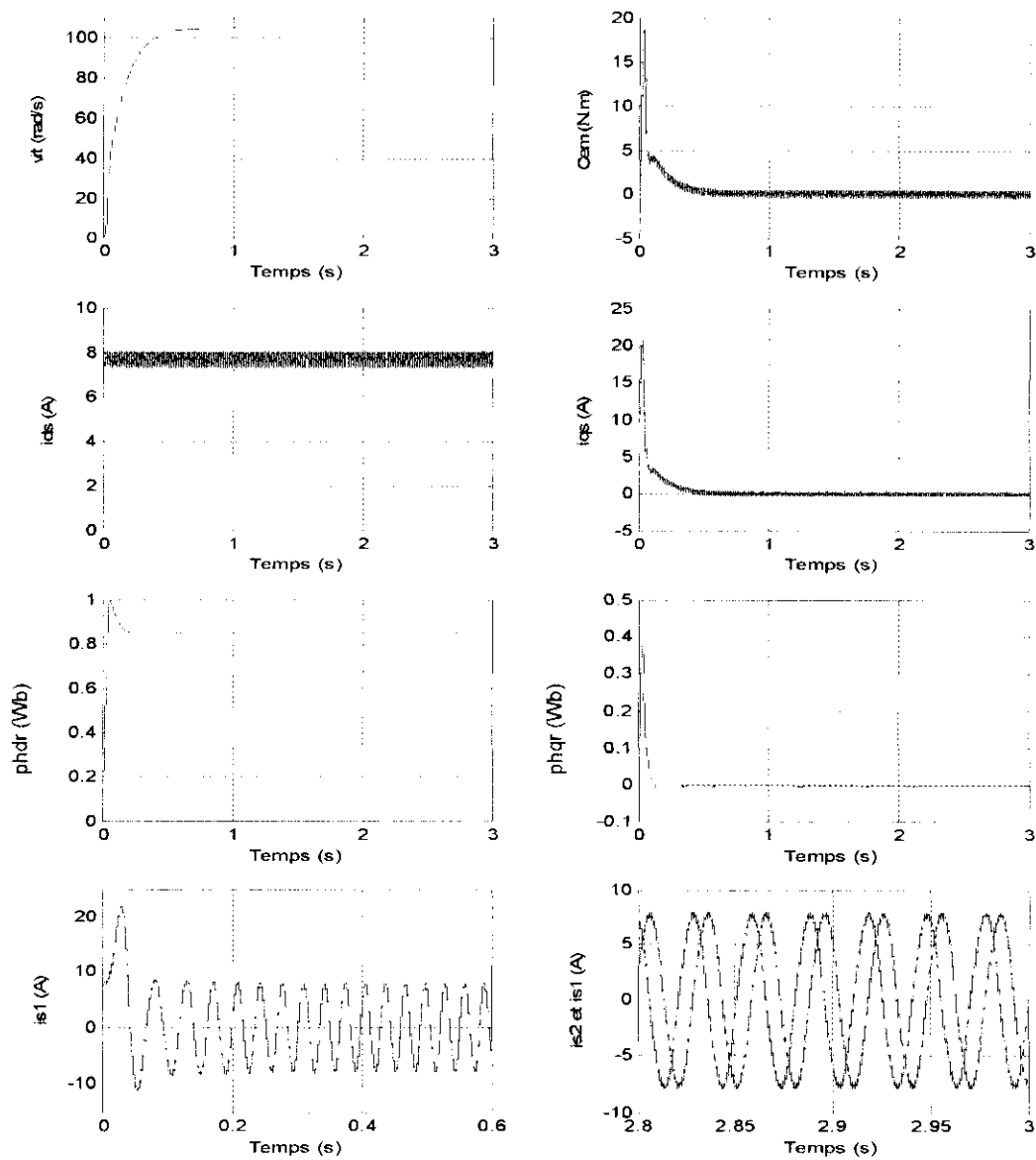


Figure IV.26 : Comportement à vide de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M=110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400\text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

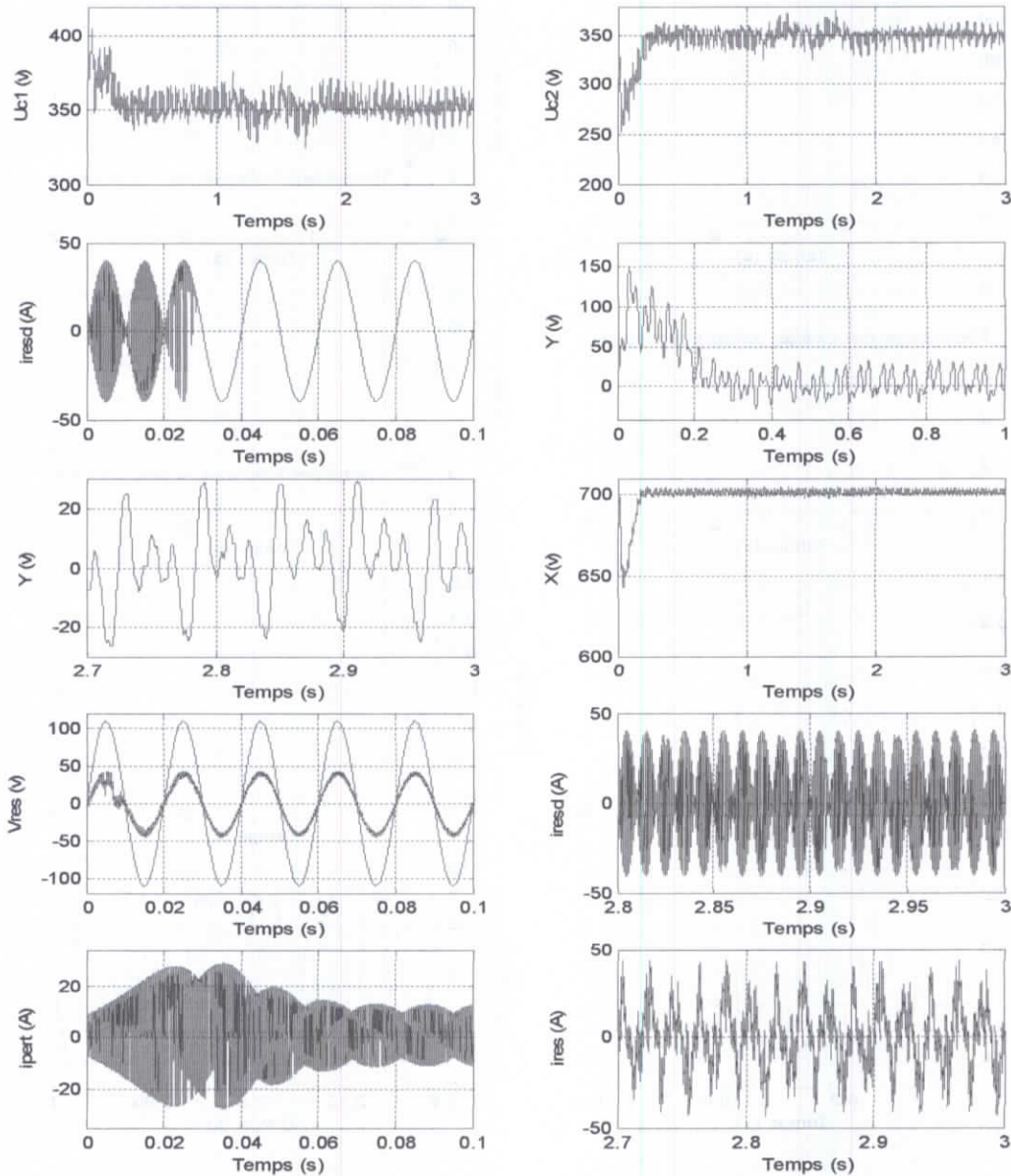


Figure IV.27 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M = 110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400 \text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

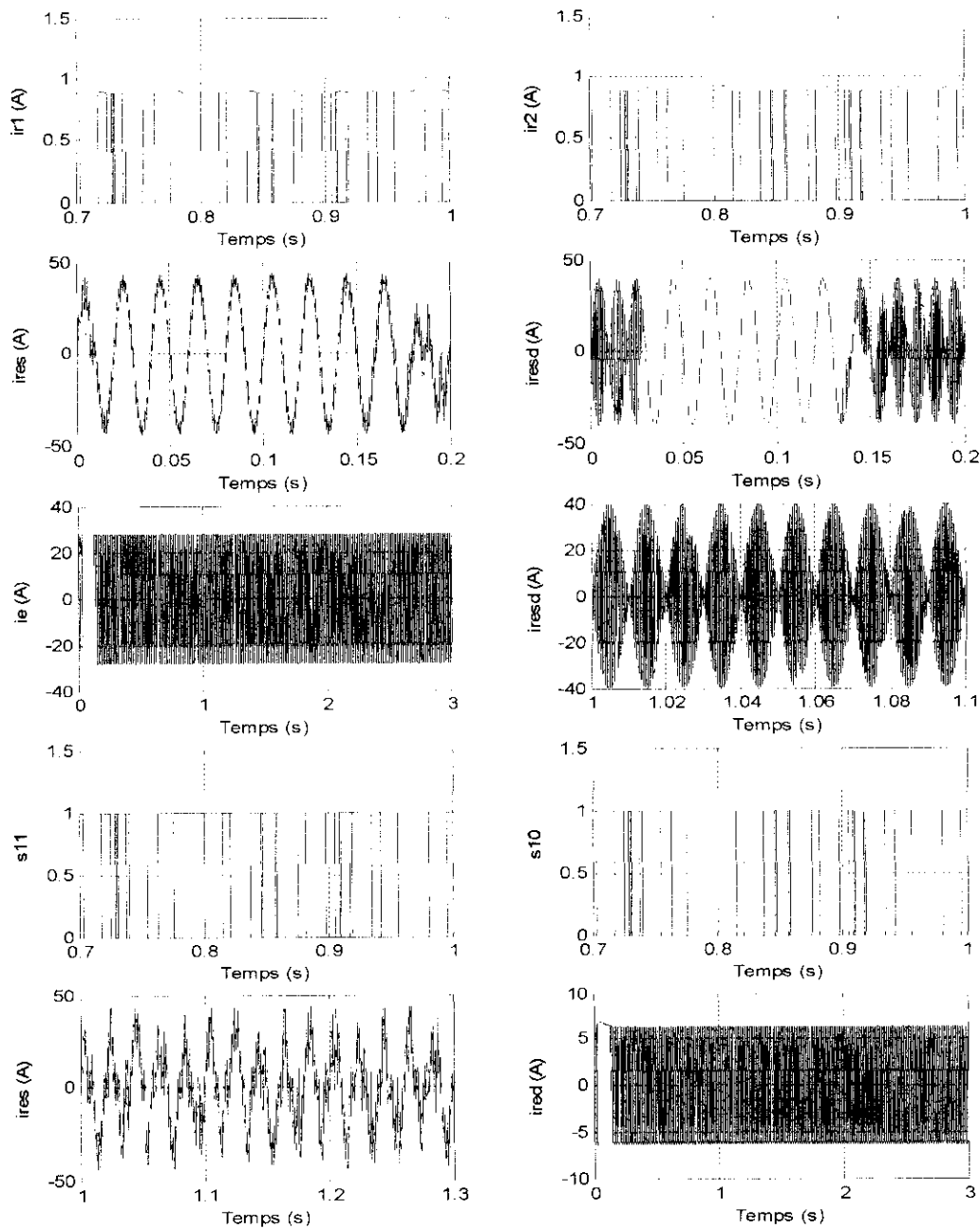


Figure IV.28 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M=110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400\text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

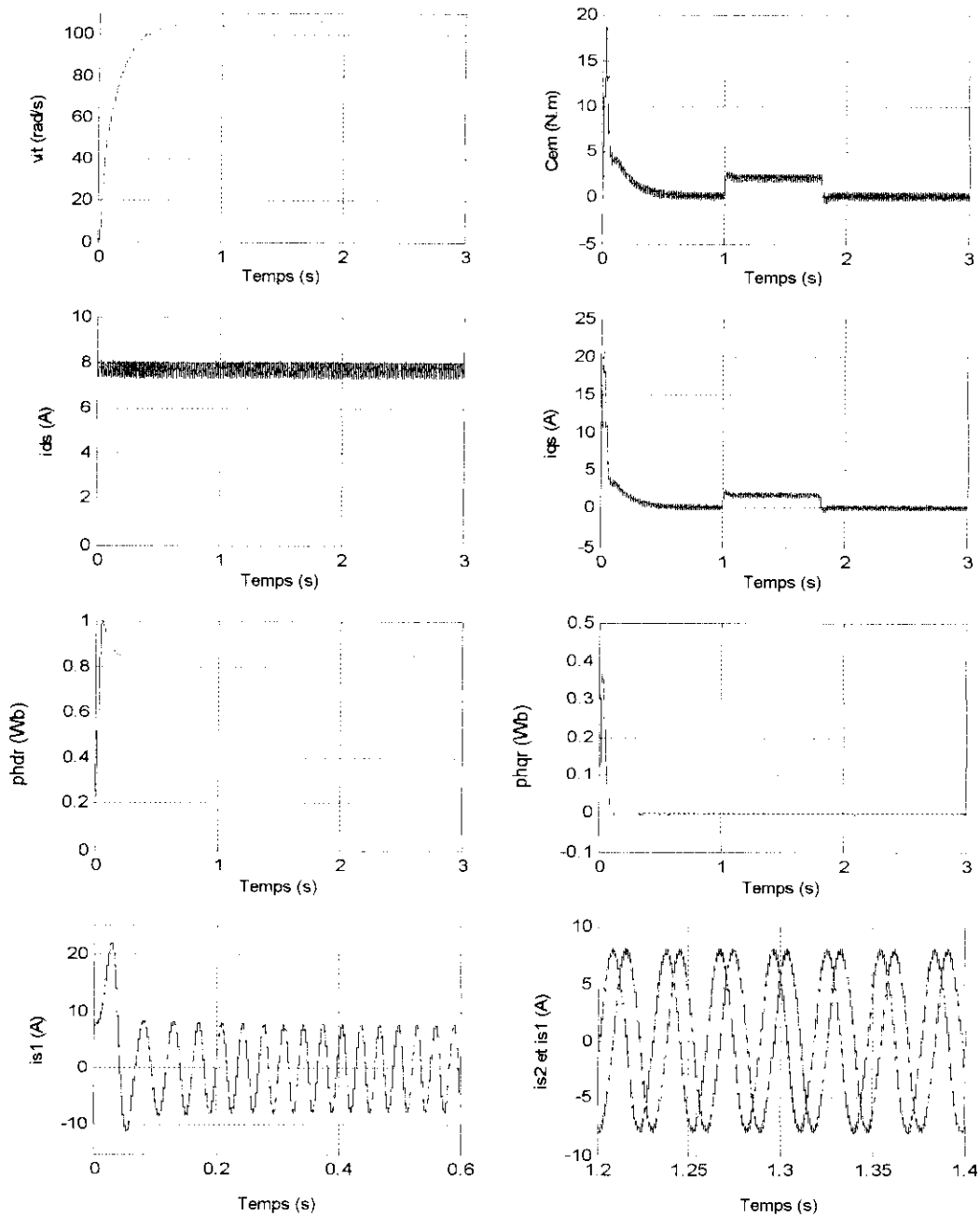


Figure IV.29 : Comportement en charge de l'association machine convertisseur AC-AC.  
Par un réglage dans les conditions suivantes :

- Théorie de stabilité de Lyapunov pour la boucle de tension
- Hystérésis pour les deux boucles de courant
- $V_M=110V, q=150, k=200, \Delta U_c=0V, C=5mF, C_r=2N.m, R=400\text{ Ohm}$
- Avec limitation de  $I_M$  entre  $-40A$  et  $+40A$

## CONCLUSION GENERALE

L'étude présentée dans ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'un nouveau convertisseur direct alternatif-alternatif à structure minimale.

Ce convertisseur se divise en deux parties. Une partie assure le fonctionnement redresseur, et l'autre partie le fonctionnement onduleur. Cet ensemble redresseur/onduleur assure un facteur de puissance unitaire côté réseau et un courant réglable en amplitude et en fréquence côté charge.

Avant d'aborder notre thème de recherche, proprement dit, nous avons aussi présenté l'étude de la commande en vitesse de la machine asynchrone monophasée, en utilisant la technique d'orientation indirecte du flux rotorique. Cette machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension commandé par deux techniques : en tension par la méthode triangulo-sinusoïdale, et en courant par la technique d'Hystérésis. Un modèle mathématique de la machine considérée et son alimentation a été développé, et sur lequel nous avons mis en évidence les possibilités offertes par cette technique de commande à travers une simulation numérique.

Nous avons constaté, lors de la recherche bibliographique, que les onduleurs classiques alimentés par des redresseurs à diodes ou à thyristors provoquent des dégradations dans le facteur de puissance à cause d'un fort apport en harmonique. Nous avons apporté une alternative qui consiste en l'utilisation d'une nouvelle structure de convertisseur direct AC-AC. Le principal avantage de ces convertisseurs est d'avoir un facteur de puissance unitaire côté réseau. Ils permettent aussi, d'avoir l'égalité des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  du pont capacitif. Le courant de la machine peut être réglé en module et en fréquence.

Pour aboutir à ces performances, on a étudié trois modes de réglage :

- Modes glissant.
- Théorie de stabilité de Lyapunov.
- Hystérésis.

Nous avons effectué dans un premier temps des simulations sur l'association machine convertisseur AC-AC en boucle ouverte (sans régulation des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ ) afin d'observer l'action du convertisseur et la réponse de la machine asynchrone monophasée. Les résultats de simulation ont montré que le courant de réseau et la tension sont en phase donnant un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Ensuite, nous avons établi trois stratégies de commande pour régler la tension du pont capacitif. La théorie de stabilité de Lyapunov, les modes glissant et la technique d'Hystérésis.

Les résultats obtenus ont montré que la tension totale du pont capacitif suit très bien sa référence. La différence  $U_{c2}-U_{c1}$  des tensions des deux capacités n'est pas nulle. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé d'introduire dans ce convertisseur un pont de clamping. Ce pont nous a permis d'équilibrer entre les deux tensions.

En perspective de ces travaux, nous proposons les idées suivantes :

- Utilisation d'autres algorithmes de réglage.
- Introduction de la commutation douce.

# REFERENCES

- [1] E.M. Berkouk, 'Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects : Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multi Niveaux ', Thèse de Doctorat du CNAM, Paris, 1995.
- [2] G.A. Capolino, Y.Y. Fu, 'Commande des Machines Asynchrones par Flux Orienté : Principe, Méthodes et Simulation', Actes des Journées SEE : Actionneurs Electriques, Valence, Novembre 1989.
- [3] M.O. Mahmoudi, 'Analyse Microscopique et Macroscopique d'un Moteur Alimenté par un Onduleur à MLI', 11<sup>ème</sup> Journées Tunisiennes d'Electronique et d'Automatique, J.T.E.A. 91, Tunisie, 1991.
- [4] G. Séguier, 'Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, Conversion Continu/Alternatif', Volume 4, Edition Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [5] H. Bühler, 'Electronique de Réglage et de Commande', Dunod 1987.
- [6] R. Siaci, 'Etude et Commande d'une Structure Minimale de Conversion Alternative-Alternative', Thèse de Magister, ENP, Alger, 2001.
- [7] G. Segulier, 'Electrotechnique Industriel', Tome 2, Edition Technique et Documentation, 1977.
- [8] A. Chouireb, 'Contrôle de Vitesse d'une Machine Asynchrone Monophasée', Thèse de Magister, Université de Blida, 1996.
- [9] V. Hautier, 'Modélisation et Commande des Machines Asynchrones', Tome 1, Edition technip, Paris 1995.
- [10] P. Baret, 'Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques', Edition Eyrolles, 1987.
- [11] **R. Dahmane, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, O. Bouchhida**, 'Commande de Vitesse d'une Machine Asynchrone Monophasée par Orientation du Flux Rotorique', CNEA'2004, Sidi Bel Abbes, Mai 2004.
- [12] F. Boudjema, 'Commande par Mode de Glissement : Applications aux Convertisseurs Electroniques', Thèse de Doctorat, Toulouse, 1991.
- [13] V. Utkin, 'VSS with Sliding Mod'IEEE', IEEE trans. Automatic Control, vol. AC-22, N° 2, 1977.
- [14] V. Utkin, 'Sliding Mode Control Design. Principles and Applications to Electric Drives', IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. 40, N°1, February 1993.
- [15] E. Bouhassoun, M.O. Mahmoudi, M.S. Boucherit, 'Commande par Mode de Glissement d'une MSAP', Proceedings of International Conference on Electrotechnics, ICEL'98, Oran, Oct. 98.
- [16] E. Bouhassoun, M.O. Mahmoudi, M.S. Boucherit, 'Commande Robuste à Structure Variable en Temps Discret d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel', International Meeting IMCES'99, Sidi Bel Abbès, Mai 1999.
- [17] J.J. Slotine, 'Applied Non Linear Control', Printice Hall, 1991.
- [18] J.Y. Hung, W.B. Gao and J.C. Hung, 'Variable Structure Control: A Survey', IEEE Trans. Industrial Electr., vol. 40, N° 1, 1993.

- [19] V.I. Utkin, A. Sabanovic, 'Sliding Modes Applications in Power Electronics and Motion Control Systems', IEEE-ISIE99, Bled, Slovenia, 1999.
- [20] A. Sabanovic, 'Sliding Modes in Power Electronics and Motion Control Systems', 0-7803-7906-3/03/2003 IEEE.
- [21] T.G. Wilson, 'The Evolution of Power Electronics', IEEE Trans. Electr., Vol. 15, N° 3, May 2000.
- [22] B.K. Bose, 'Power Electronics and Motor Drives Recent Technology Advances', IEEE ISIE2002 Conf. Rec., L'Aquila, Italy, 2002.
- [23] H. Akaji, 'Prospects and Expectations of Power Electronics in the 21<sup>st</sup> Century', in Proceeding of the Power Conversion Conference, pp.921-926, Osaka, Japan, April 2002.
- [24] Van Wyk, J.D. Lee, F.C. Boroyevich, 'Power Electronics Technology : Present Trends and Future Developments', in Scanning the Issue, Proceedings of The IEEE, Vol. 89, Issue 6, June 2001, pp.799-802.
- [25] C.A. Schwartz, A. Yan, 'Systematic Construction of Lyapunov Functions For Nonlinear Systems in Critical Cases', Proceedings of the 34<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control, 13-15 Dec. 1995.
- [26] F. Mzenc, R. Sepulchre, M. Jjancovic, 'Lyapunov Functions for Stable Cascades and Applications to Global Stabilization', IEEE Trans. on Automatic Control, Sept. 1999.
- [27] H. Chekireb, M. Tadjine, 'Commande Non Linéaire par la Méthode de Lyapunov de la Machine Asynchrone', ICEL '00, USTO, Oran 2000.