



MEMOIRE

Présenté au Laboratoire de Commande des Processus
En vue de l'obtention du titre de

Magister En Automatique

Option : Commande et Conduites des Systèmes d'Energie Electriques
Par

Mohamed Chafaa MADAoui

Ingénieur de l'USTHB

Thème

**Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct
AC/AC monophasé à structure minimale. Application à
l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée**

Soutenu le : 28 / 02 / 2007, devant le jury d'examen composé de :

Président :	F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP
Rapporteurs :	EM. BERKOUK	Professeur à l'ENP
	MO. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP
Examineurs :	M. TADJINE	Professeur à l'ENP
	L. NEZLI	Maître de Conférences à l'ENP
	A. LARABI	Maître de Conférences à l'USTHB

Mémoire préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENP
10, Avenue Pasteur, BP 182, 16200 El-Harrach, Alger.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents

Mes frères et mes sœurs

A mes amis

Remerciements

*Je tiens à remercier infiniment Monsieur **E.M. BERKOUK**, Professeur à l'ENP et Monsieur **M.O. MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP, d'avoir voulu diriger ce travail ainsi que pour leur aide, leur disponibilité, leur encouragement qu'il n'ont cessé de me prodiguer, tout au long de la réalisation de ce mémoire.*

*Je tiens à remercier vivement Monsieur **F. BOUDJEMA**, Professeur à l'ENP qui ma fait l'honneur de présider le jury d'examen.*

*Que Monsieur **M. TADJINE**, Professeur à l'ENP et Monsieur **L. NEZLI**, Maître de conférence à l'ENP et Monsieur **A. LARABI** Maître de conférence à l'USTHB, sont vivement remerciés pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.*

Je remercie également tous les enseignants du département Génie électrique de l'ENP.

الكريم من راع وداد لحظة
أو تمسك بمن أفاده لفظة

جزاكم الله خيرا

يهدف هذا العمل إلى تطبيق تقنية التحكم وفق نظرية المنطق الضبابي و كذا تقنية التحكم العصبي الضبابي في عملية تعديل جهدي الدخول لمحور أحادي الطور يسمح بالتحويل المباشر للتيار الكهربائي من المتناوب إلى المتناوب بغية التحكم في محرك كهربائي لا تزامني أحادي الطور. إذ بعد الحصول على مجموعة المعادلات الرياضية الواصفة للمحرك اللاتزامني قمنا بتطبيق تقنية توجيه تدفق التحريض المغناطيسي الدوار لنتمكن من تمهيد الطريق أمام التحكم به. وبعدها عرضنا مجموعة المعادلات الرياضية الواصفة لعمل المحور الأحادي الطور في حال ارتباطه بمنبع الجهد الكهربائي الشبكي من جهة، و بالمحرك من جهة أخرى، مما يُظهر أن عروة الجهد المتوسط المتحصل عليها ذات طبيعة لا خطية. هنا نلجأ إلى تقنية تحكم لا خطية متمثلة في نظرية المنطق الضبابي التي أثبتت قدرتها في هذا المجال. بعد ذلك استعملنا تقنية التحكم العصبي الضبابي، مستغلين لخاصية التدريب و التلقين المعتمد عليها في تقنية التحكم العصبي لتحسين نتائج التحكم في المحور الأحادي الطور المتحصل عليها بتطبيق المنطق الضبابي. في النهاية، أجرينا تعديل على بنية المحور بإضافة تركيبة "كلامينك" لتحديد تأثيرها على نتائج التحكم فيه.

كلمات مفتاحية : ، المحور المباشر أحادي الطور، المحرك اللاتزامني أحادي الطور، تقنية التدفق الموجه، التحكم بواسطة المنطق الضبابي، التحكم بواسطة المنطق الضبابي العصبي ، التحكم الكلاسيكي.

Résumé

Ce travail concerne la commande floue et neurofloue des tensions d'entrée du convertisseur direct AC/AC monophasé en association avec une machine asynchrone monophasée. Après la modélisation de la machine monophasée, nous présentons la technique de commande par orientation de flux rotorique de la machine permettant sa conduite. Ensuite, nous illustrons la modélisation du convertisseur associé à sa source et à sa charge qui sera, dans ce cas, la machine monophasée. Afin qu'on puisse commander ce convertisseur en fait appel à la logique floue. Ensuite, nous introduisons la commande neuro-floue qui combine entre les caractéristiques de la commande floue et l'apprentissage des réseaux de neurones, dont le but est d'améliorer les résultats obtenus par le réglage flou. Finalement, une modification de la structure matérielle du convertisseur AC/AC, connu par le Pont de Clamping, ainsi qu'une autre technique automatique auront lieu pour réguler la différence de tension aux borne des condensateurs..

Mots clés : Convertisseur direct AC/AC monophasé, Machine asynchrone monophasée, Commande vectorielle, Régulateur proportionnel intégral PI, Commande floue, commande neuro-floue, réseaux de neurones.

Abstract

This work presents a design procedure for both a fuzzy logic and neuro – fuzzy based controller of a single-phase AC/AC converter associated with a single-phase asynchronous machine. After having developed a model of the machine, we have presented a field orientation control. The modeling of the converter associated with its source and load is then presented. The average input voltage of the converter will be represented by a nonlinear mathematical model. Thus, the fuzzy logic control appears a very useful alternative. After that, we introduce the neuro-fuzzy control technique which is characterized by the notion of neural networks training, in order to improve the performances of the previously established fuzzy controller. Finally, a modification of the material structure of the AC/AC converter known as the clamping bridge is done to make a new effect on the behavior of the converter.

Key Words: A Single-phase AC/AC converter, single-phase asynchronous machine, Vector control, Classical control, Fuzzy control, neuro-fuzzy control, neural network.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	2
----------------------------	---

CHAPITRE I

ETUDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE EN VUE DE SA COMMANDE

I.1 INTRODUCTION	6
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE	6
I.2.1 Equations générales de la machine.....	6
I.2.2 Transformation de Park.....	8
I.3 ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION	12
I.3.1 Modélisation et fonctionnement de l'onduleur.....	12
I.3.2 Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux.....	13
I.4 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE.....	15
I.4.1 Principe.....	15
I.4.2 Découplage	15
I.4.3 Commande vectorielle indirecte de la MASM.....	17
I.4.4 Simulation et interprétations	19
I.5 CONCLUSION.....	22

CHAPITRE II

ETUDE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC/AC MONOPHASE A STRUCTURE MINIMALE EN ASSOCIATION AVEC LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

II.1 INTRODUCTION.....	24
II.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR DIRECT AC-AC MONOPHASE	24
II.2.1 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé	24
II.2.2 Modèle de connaissance du convertisseur direct AC-AC monophasé.....	25
II.2.3 Modèle d'état du convertisseur associé a sa source et sa charge.....	28
II.2.4 Découplage	30
II.3 MODELES DES BOUCLES DE COURANT ET DE TENSION.....	31
II.3.1 Modèle de la boucle de tension	31
II.3.2 Modèle de la boucle du courant de charge.....	32
II.3.3 Modèle de la boucle du courant de réseau.....	32
II.4 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR AC/AC EN BOUCLE OUVERTE.....	33
II.5 Conclusion	35

CHAPITRE III
COMMANDE FLOUE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC/AC ASSOCIE A LA MACHINE
ASYNCHRONE MONOPHASEE

III.1	INTRODUCTION.....	37
III.2	BASES GENERALES DE LA LOGIQUE FLOUE	37
III.2.1	<i>Ensemble ordinaire et ensemble flou.....</i>	38
III.2.2	<i>Univers de discours</i>	39
III.2.3	<i>Variable et valeurs de variable linguistique</i>	39
III.2.4	<i>Fonction d'appartenance</i>	39
III.2.5	<i>Les opérateurs de la logique floue.....</i>	40
III.3	REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE	41
III.3.1	<i>Régulateur par logique floue RLF.....</i>	41
III.4	COMMANDE FLOUE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC/AC	46
III.4.1	<i>Régulateurs PI flou</i>	46
III.4.2	<i>Application de la commande floue au convertisseur direct AC/AC</i>	46
III.5	SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS.....	49
III.6	CONCLUSION	58

CHAPITRE IV
COMMANDE FLOUE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC/AC AVEC ELIMINATION DU
DESEQUILIBRE DES TENSIONS AUX BORNES DES CONDENSATEURS C_1 ET C_2

IV.1	INTRODUCTION.....	61
IV.2	PRINCIPE DU CONTROLE DE LA DIFFERENCE DE TENSION ENTRE U_{c1} ET U_{c2} :	62
IV.3	CONTROLE DE LA DIFFERENCE PAR LE PONT DE CLAMPING.....	62
IV.3.1	<i>Etude de la boucle de tension.....</i>	64
IV.3.2	<i>Réglage de toutes les boucles.....</i>	64
	<i>Remarque.....</i>	65
IV.4	REGLAGE DE LA DIFFERENCE Y PAR UNE BOUCLE DE COURANT SUPPLEMENTAIRE	66
IV.5	SIMULATION	67
IV.5.1	<i>Commande floue avec pont de clamping.....</i>	68
IV.5.2	<i>Commande du convertisseur AC/AC avec la boucle de courant supplémentaire</i>	75
IV.5.3	<i>Interprétation des résultats</i>	82
IV.6	CONCLUSION	83

CHAPITRE V
COMMANDE NEURO-FLOUE DU CONVERTISSEUR DIRECT AC/AC ASSOCIE A LA
MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

V.1	INTRODUCTION.....	85
V.2	RESEAUX DE NEURONES	85
V.2.1	<i>Neurone formel</i>	86
V.2.2	<i>Réseaux de neurones artificiels</i>	86
V.2.3	<i>Apprentissages des réseaux de neurones</i>	87
V.3	ANALYSE ET DESCRIPTION DU SYSTEME FLOU DE SUGENO	87
V.3.1	<i>Architecture du système flou de Sugeno</i>	88
Fig.V-3	<i>Schéma du réseau neuro-flou de Sugeno.</i>	89
V.3.2	<i>Adaptation des paramètres du système flou de Sugeno</i>	89
V.3.3	<i>Initialisation des paramètres des systèmes flous</i>	91
V.4	CONTROLEUR NEURO-FLOU (RNF).....	91
V.4.1	<i>Application de la commande neuro-floue sur le convertisseur AC/AC</i>	93
V.5	SIMULATIONS	93
V.6	CONCLUSION	98
CONCLUSION GENERALE.....		100
Bibliographie.....		104
Annexes.....		108

NOMENCLATURE

MASM : Machine asynchrone monophasée.

P : Phase Principale.

A : Phase Auxiliaire.

RLF : Régulateur par logique floue.

RNF : Régulateur Neuro-floue.

PI : Régulateur Proportionnel Integral.

PCL : Pont de Clamping.

R_{s1} : Résistance de la bobine statorique n°1 de la machine asynchrone monophasée.

R_{s2} : Résistance de la bobine statorique n°2 de la machine asynchrone monophasée.

R_{r1} : Résistance de la bobine rotorique n°1.

R_{r2} : Résistance de la bobine rotorique n°2.

R_1, R_2 : Résistances du pont de Clamping.

R_{re} : Résistance du réseau.

L_{re} : Inductance du réseau.

V_{res} : Tension du réseau.

i_{res} : Courant du réseau.

i : Courant ajouté au courant du réseau i_{res} .

L_{s1} : inductance propre statorique n°1.

L_{s2} : inductance propre statorique n°2.

L_{r1} : inductance propre rotorique n°1.

L_{s2} : inductance propre rotorique n°2.

M_{sr} : Mutuelles maximales.

θ_s : Angle statorique.

θ_r : Angle rotorique.

Ω_r : Vitesse angulaire du rotor.

N_r : La vitesse de rotation en tr/mn.

$v_{s1}=v_{AM}$: Tension aux bornes de la bobine statorique n°1.

$v_{s2}=v_{CM}$: Tension aux bornes de la bobine statorique n°2.

i_{s1} : Courant dans la bobine statorique n°1.

i_{s2} : Courant dans la bobine statorique n°2.

ϕ_{s1} : Flux statorique n°1.

ϕ_{s2} : Flux statorique n°2.

ϕ_{r1} : Flux rotorique n°1.

ϕ_{r2} : Flux rotorique n°2.

Φ_{dr} : Flux rotorique suivant l'axe d écrit dans un référentiel lié au champ tournant.

Φ_{qr} : Flux rotorique suivant l'axe q écrit dans un référentiel lié au champ tournant.

T_r : Constante du temps rotorique.

f : Coefficient du frottement visqueux.

J : Moment d'inertie.

U_{c1}, U_{c2} : Tensions d'entrées du convertisseur direct AC/AC.

C_1, C_2 : Condensateurs du convertisseur direct AC/AC.

U_{c1}', U_{c2}' : Tensions aux bornes des condensateurs.

X : La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .

Y : La différence de tension entre U_{c1} et U_{c2} .

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

R_1, R_2 : Résistance du pont de clamping.

i_{ds}, i_{qs} : Courants statoriques écrits dans un référentiel lié au champ tournant.

P_e : La puissance d'entrée du redresseur monophasé.

P_s : La puissance de sortie du redresseur monophasé.

P : La puissance instantanée fournie par le réseau.

$\langle P \rangle$: La puissance moyenne fournie par le réseau.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Un convertisseur statique d'énergie électrique apparaît comme un modulateur de la puissance transitant par le groupement d'interrupteurs qui le constituent. Dans un système électrotechnique, il représente l'articulation de la partie puissance et de la partie commande (Fig.1).

L'évolution dans les domaines de la microélectronique et la microinformatique a permis le développement des composants de puissance, qui représentent les éléments de base des convertisseurs statiques, et a rendu la synthèse d'algorithmes de commande des processus plus performante. A cet effet, des nouvelles structures de conversion d'énergie électrique trouvent leurs places dans l'industrie. Le convertisseur direct alternatif - alternatif (AC/AC) monophasé à structure minimale reflète une des conséquences de ces évolutions techniques.

La commande de cette structure de conversion permet au convertisseur de satisfaire un transfert maximale et contrôlé de la puissance vers la charge, avec un minimum de perturbations rejetées au réseau de distribution. Elle ce fait par des techniques de réglage automatique associées à une commande du convertisseur en modulation de largeur d'impulsion, d'où elle a fait l'objet de plusieurs études. Citons à ce niveau, la commande basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov, le réglage par mode de glissement [TALA 99] [ZED 02], la commande par retour d'état linéarisant [SIA 01], la commande floue et neurofloue [SAH 01].

Ce travail s'insère dans cet axe de recherche et fait suite aux travaux déjà effectués dans ce domaine. Dans cette étude, le convertisseur direct alternatif - alternatif (AC/AC) monophasé à structure minimale alimente une machine asynchrone monophasée. A cet effet, la structure matérielle du convertisseur subit une modification par rapport à celle étudiée dans les travaux précités, et l'étude s'oriente vers le domaine de la conduite des machines à courant alternatif.

La machine asynchrone monophasée est caractérisée par un couple moyen nul au démarrage. Pour remédier à ce problème, plusieurs techniques de démarrage ont été proposées [WIL 79]. Dans ce contexte, le convertisseur direct AC/AC monophasé peut être considéré non seulement comme un moyen de control mais aussi un outil de démarrage.

L'objectif de cette étude est de réguler les tensions du pont capacitif du convertisseur en appliquant la commande floue et neurofloue, afin d'assurer l'équilibre de puissance entre la source et la charge. Ce réglage permet de contrôler la somme des tensions du pont capacitif. Il permet aussi, d'avoir un courant du réseau sinusoïdale et un facteur de puissance proche de l'unité coté réseau, ainsi que d'avoir une régulation des courants en amplitude et en fréquence dans la machine.

Pour cela, le travail sera réparti en cinq chapitres de la manière suivante :

Le premier chapitre concerne la modélisation de la machine asynchrone monophasée sans condensateur de démarrage dans le référentiel de Park, ainsi que l'étude de son alimentation par un onduleur de tension à deux niveaux. Ce chapitre sera doté d'une présentation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone monophasée.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du convertisseur direct AC/AC monophasé lié à sa source et à sa charge, dans un formalisme et une démarche conduisant à une organisation et à une synthèse aussi précise que possible de la commande.

Dans le troisième chapitre nous allons entamer l'étude de la commande floue du convertisseur direct AC/AC. Des rappels sur la théorie de la logique floue vont être présentés, suivi d'une illustration des étapes conduisant à la mise en œuvre d'un régulateur flou. Une application de réglage du convertisseur direct AC/AC associé à la machine asynchrone monophasée commandée par la technique d'orientation du flux rotorique sera effectuée à la fin de ce chapitre.

Le quatrième chapitre sera réservé à l'étude de la commande floue du convertisseur avec élimination du déséquilibre qui peut apparaître entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

Le cinquième chapitre fait appel à l'apprentissage des réseaux de neurones, afin de passer de la commande floue à la commande neuroflou, et ce en assemblant les caractéristiques d'un réglage flou, avec la notion d'apprentissage fournie par la théorie des réseaux de neurones.

Finalement, ce mémoire sera terminé par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et des propositions sur les perspectives éventuelles dans cet axe de recherche.

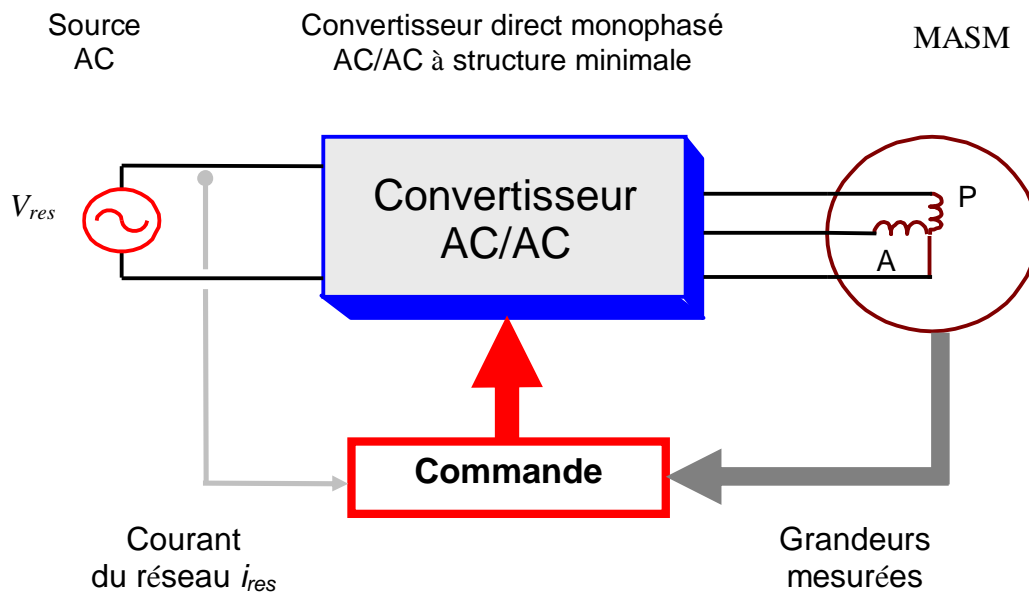


Fig.1 : Le système électrotechnique étudié.

CHAPITRE I

Etude de la machine asynchrone monophasée en vue de sa
commande

Chapitre I

Etude de la machine asynchrone monophasée en vue de sa commande

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude de la machine asynchrone monophasée dont on va mettre le point sur son modèle mathématique, son alimentation, et finalement sa commande.

Cette machine est constituée d'un stator possédant deux enroulements en quadrature, le rotor est à cage d'écureuil que nous assimilons à deux enroulements court-circuités en quadrature.

Pour simplifier l'obtention d'un modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Pertes fer négligées.
- Circuit magnétique non saturé.
- Distribution spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Les deux phases, principale et auxiliaire, ont le même nombre de pôles mais les nombres de spires peuvent être différents.
- Rotor à cage supposé avoir le même nombre de phases que le stator, mais en court-circuit.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone monophasée

I.2.1 Equations générales de la machine [HAU 95], [LOU 04]

En se référant au schéma de la figure (I-1), on peut écrire les équations du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée :

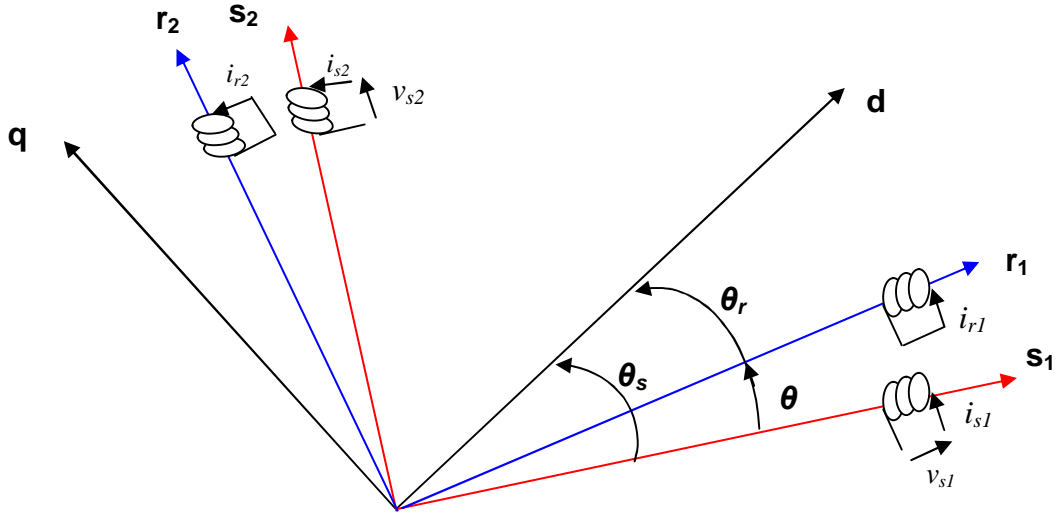


Fig.I-1 : Représentation schématique de la machine asynchrone monophasée MASM.

Les indices **s** et **r** indiquent respectivement les grandeurs stator et rotor, donc :

Tensions

$$\begin{cases} v_{s1} = R_{s1} \cdot i_{s1} + \frac{d\phi_{s1}}{dt} \\ v_{s2} = R_{s2} \cdot i_{s2} + \frac{d\phi_{s2}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{r1} + \frac{d\phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{r2} + \frac{d\phi_{r2}}{dt} \end{cases} \quad (I-1)$$

Flux

$$\begin{cases} \phi_{s1} = L_{s1} \cdot i_{s1} + M_{s1r1} \cdot i_{r1} + M_{s1r2} \cdot i_{r2} \\ \phi_{s2} = L_{s2} \cdot i_{s2} + M_{s2r1} \cdot i_{r1} + M_{s2r2} \cdot i_{r2} \\ \phi_{r1} = L_{r1} \cdot i_{r1} + M_{s1r1} \cdot i_{s1} + M_{s2r1} \cdot i_{s2} \\ \phi_{r2} = L_{r2} \cdot i_{r2} + M_{s1r2} \cdot i_{s1} + M_{s2r2} \cdot i_{s2} \end{cases} \quad (I-2)$$

Pour un rotor a cage : $L_{r1}=L_{r2}=L_r$

Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives θ_s et θ_r . Donc :

$$\begin{cases} M_{s1r1} = M_{sr} \cos(\theta_s - \theta_r) \\ M_{s1r2} = -M_{sr} \sin(\theta_s - \theta_r) \\ M_{s2r1} = K_m M_{sr} \sin(\theta_s - \theta_r) \\ M_{s2r2} = K_m M_{sr} \cos(\theta_s - \theta_r) \end{cases} \quad (I-3)$$

M_{sr} et $K_m \cdot M_{sr}$, sont les mutuelles maximales.

Les indices r_1 et r_2 sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse : $\omega_r = p\Omega_r$,

On peut également représenter le système d'équations des tensions de la machine sous forme matricielle de la manière suivante :

$$[V]=[R] [I]+\frac{d}{dt}[\phi] \quad (I-4)$$

$$\text{où : } [V]=[v_{s1} \ v_{s2} \ 0 \ 0]^t ; [I]=[i_{s1} \ i_{s2} \ i_{r1} \ i_{r2}]^t ; [\phi]=[\phi_{s1} \ \phi_{s2} \ \phi_{r1} \ \phi_{r2}]^t=[L].[I]$$

avec:

$$[R]=\begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} ;$$

on pose $\theta = \theta_s - \theta_r$, donc la matrice inductance peut s'écrire comme suit :

$$[L]=\begin{pmatrix} L_{s1} & 0 & M_{sr} \cos(\theta) & -M_{sr} \sin(\theta) \\ 0 & L_{s2} & K_m M_{sr} \sin(\theta) & K_m M_{sr} \cos(\theta) \\ M_{sr} \cos(\theta) & K_m M_{sr} \sin(\theta) & L_r & 0 \\ -M_{sr} \sin(\theta) & K_m M_{sr} \cos(\theta) & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

L'équation (I-4) est à coefficients variables, d'où la nécessité d'un changement de base, connu sous le nom de '*transformation de Park*', et ce pour simplifier sa résolution.

I.2.2 Transformation de Park

I.2.2.1 Référentiel lié au stator

Le repère d - q est lié au stator, les vecteurs (i_{r1}, i_{r2}) et (ϕ_{r1}, ϕ_{r2}) s'écrivent alors dans le nouveau repère :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \end{pmatrix}$$

$$\text{Avec } [A]=\begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} : \text{ étant la matrice de Park.}$$

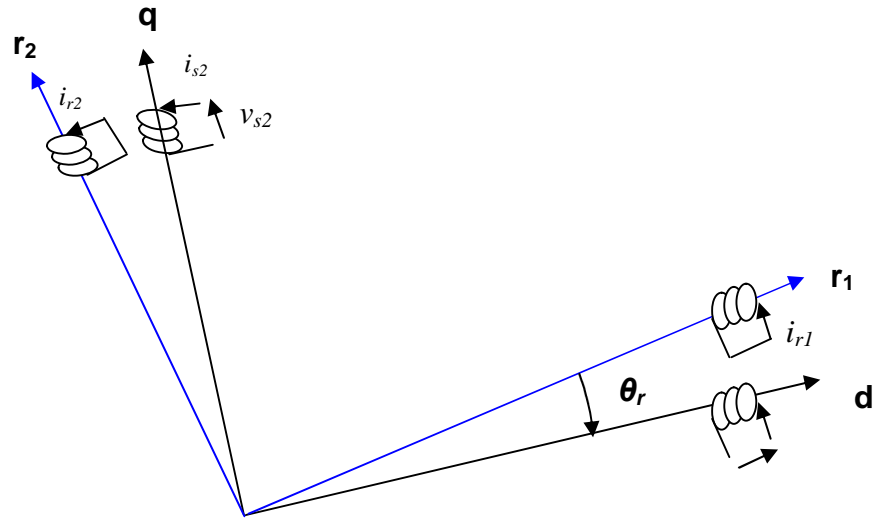


Fig.I-2 : Représentation schématique de la MASM dans un référentiel lié au stator.

Le système (I-1) devient :

$$\begin{cases} v_{s1} = R_{s1} \cdot i_{s1} + \frac{d\phi_{s1}}{dt} \\ v_{s2} = R_{s2} \cdot i_{s2} + \frac{d\phi_{s2}}{dt} \\ 0 = R_r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \phi_q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \phi_d \end{cases} \quad (I-5)$$

A partir de (I-2) et (I-3) on obtient :

Flux statoriques :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = L_{s1} \cdot i_{s1} + M_d \cdot i_d \\ \phi_{s2} = L_{s2} \cdot i_{s2} + M_q \cdot i_q \end{cases} \quad (I-6)$$

Flux rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_d = L_r i_d + M_d i_{s1} \\ \phi_q = L_r i_q + M_q i_{s2} \end{cases} \quad (I-7)$$

Avec : $M_d = M_{sr}$; $M_q = K_m \cdot M_{sr}$;

Donc la matrice des inductances [L] devient :

$$[L]_{dq} = \begin{pmatrix} L_{s1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

Les équations de la machine deviennent :

$$\begin{cases} v_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{M_d}{L_r} \frac{d\phi_d}{dt} + \left(L_{s1} + \frac{M_d^2}{L_r} \right) \frac{di_{s1}}{dt} \\ v_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{M_q}{L_r} \frac{d\phi_q}{dt} + \left(L_{s2} + \frac{M_q^2}{L_r} \right) \frac{di_{s2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_d - \frac{R_r M_d}{L_r} i_{s1} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_q - \frac{R_r M_q}{L_r} i_{s2} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (\text{I-8})$$

I.2.2.2 Equation mécanique de la machine asynchrone monophasée

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$C_e = \frac{P}{L_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) \quad (\text{I-9})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I-10})$$

J : Moment d'inertie du rotor et de toute charge attaché à lui.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient d frottement.

A partir de l'équation (I-9) et l'équation (I-10) en peut déduire l'équation de la vitesse :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \quad (\text{I-11})$$

Compte tenu des systèmes d'équations (I-8) et (I-11), le modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au stator peut être représenté sous la forme d'un

espace d'état, dont le vecteur d'état est : $[i_{s1} \ i_{s2} \ \phi_d \ \phi_q \ \Omega_r]^t$

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{s1} + \frac{M_d}{L_r} R_r \phi_d - \left(\frac{R_{s1} L_r^2 + M_d^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s1} + \frac{M_d}{L_r} p \Omega_r \phi_q \right) \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{s2} + \frac{M_q}{L_r} R_r \phi_q - \left(\frac{R_{s2} L_r^2 + M_q^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s2} - \frac{M_q}{L_r} p \Omega_r \phi_d \right) \\ \frac{d\phi_d}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_d + \frac{M_d}{L_r} R_r i_{s1} - p \Omega_r \phi_q \\ \frac{d\phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_q + \frac{M_q}{L_r} R_r i_{s2} + p \Omega_r \phi_d \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

$$\text{Avec : } D = \left(L_{s1} + \frac{M_d^2}{L_r} \right) \quad \text{et} \quad Q = \left(L_{s2} + \frac{M_q^2}{L_r} \right)$$

I.2.2.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas, le repère d - q est lié au champ tournant à la vitesse ω_s . L'avantage de choisir ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes indépendantes de la fréquence. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation [BAG 99].

Donc, nous allons transformer le vecteur d'état $[i_{s1} \ i_{s2} \ \phi_d \ \phi_q]$ du référentiel fixe lié au stator, au vecteur $[i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]$ écrit dans un référentiel lié au champ tournant [OUR 92] :

$$\text{Tensions statoriques} \quad \begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = [A_s] \begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix}$$

$$\text{Courants statoriques} \quad \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} = [A_s] \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix}$$

$$\text{Avec : } [A_s] = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

Le modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{ds} - \frac{M_d}{L_r} R_r \phi_{dr} - \left(\frac{R_{s1} L_r^2 + M_d^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{ds} + \frac{M_d}{L_r} p \Omega_r \phi_{qr} \right) + \omega_s i_{qs} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{qs} + \frac{M_q}{L_r} R_r \phi_{qr} - \left(\frac{R_{s2} L_r^2 + M_q^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_q}{L_r} p \Omega_r \phi_{dr} \right) - \omega_s i_{ds} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \frac{M_d}{L_r} R_r i_{ds} + (\omega_s - p \Omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + \frac{M_q}{L_r} R_r i_{qs} + (p \Omega_r - \omega_s) \phi_{dr} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{J L_r} (M_q \phi_{dr} i_{qs} - M_d \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \\ C_e = \frac{P}{L_r} (M_q \phi_{dr} i_{qs} - M_d \phi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{I-13})$$

Le schéma bloc de la machine asynchrone monophasée est donné par la figure (I-3) :

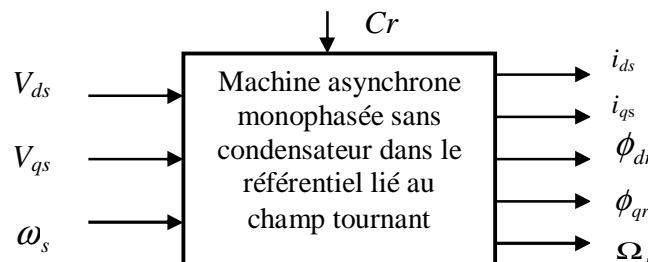


Fig.I-3 : Schéma bloc de la MASM.

I.3 Alimentation de la machine asynchrone monophasée par un onduleur de tension

Le contrôle des machines à courant alternatif s'effectue généralement par des convertisseurs statiques d'énergie électrique. Dans cette étude on préfère de présenter, initialement, l'alimentation de la MASM par un onduleur de tension à deux niveaux (Fig.I-4). Différentes stratégies à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ont été proposées par différents auteurs [BER95]. Nous distinguons pour l'onduleur à deux niveaux, entre autres, les stratégies suivantes :

- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel.
- Commande par hystérésis en courant.

I.3.1 Modélisation et fonctionnement de l'onduleur

L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur diphasé (Fig.I-4). On représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel (Fig.I-5).

Le fonctionnement des interrupteurs d'un bras de convertisseur est complémentaire. Les réceptivité de transition sont des fonctions logiques entre :

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

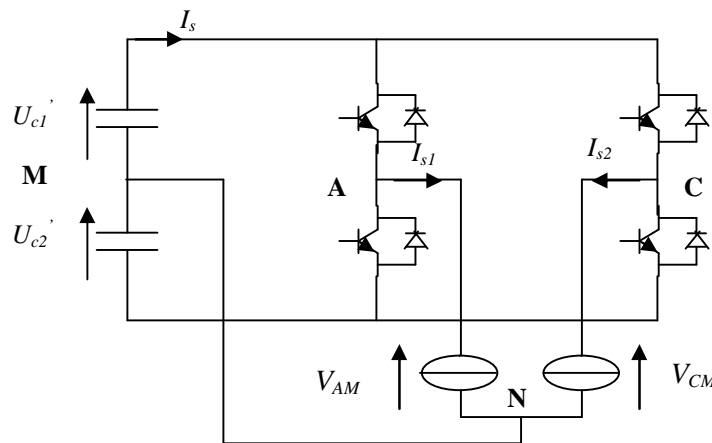


Fig.I-4 : Onduleur diphasé à deux niveaux.

U_{c1}' , U_{c2}' : Alimentation parfaite (Tensions supposées constantes)



Fig.I-5 : Interrupteur équivalent à la paire transistor-diode.

K_{ij} : interrupteur équivalent à la paire transistor T_{ij} – diode D_{ij} .

i : indice du bras de l'onduleur ; $i = 1,2$.

j : indice de la paire transistor – diode ; $j = 0,1$.

Dans ce cas l'onduleur sera présenté par la figure suivante :

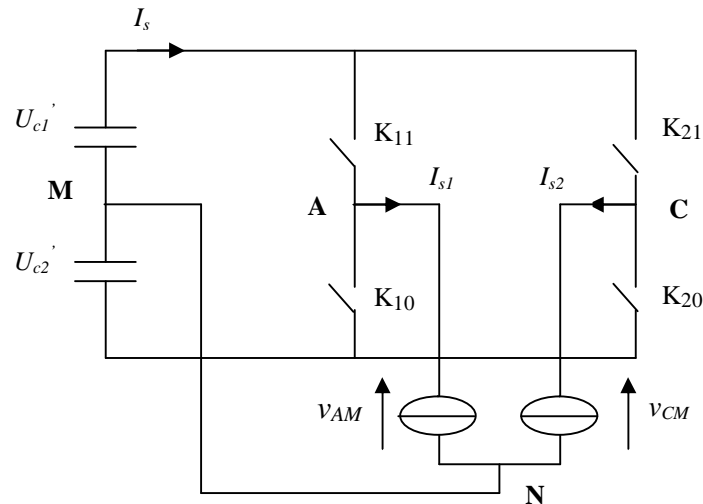


Fig.I-6: Onduleur diphasé à deux niveaux avec interrupteurs équivalents.

Remarque Cette notation des interrupteurs équivalents aux paires transistor-diode sera réservée dans l'étude du convertisseur direct AC/AC monophasé.

I.3.2 Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux

I.3.2.1 Commande Triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel [SEG 92.2]

Le principe de cette stratégie de commande consiste à comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dents de scie, ayant les deux caractéristiques suivantes :

L'indice de modulation m défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la grandeur de référence, tel que :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

Si m est entier la modulation est synchrone. Elle est asynchrone dans le cas contraire. Le taux de modulation noté r est défini comme étant le rapport de l'amplitude V_r de la tension de référence à l'amplitude V_p de la porteuse:

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. La figure (I-7) représente le principe de génération des impulsions de commande d'un bras i d'un onduleur de tension à deux niveaux. On parle, dans ce cas, de la stratégie *triangulo – sinusoidale*.

Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{ri} > V_{pi} \text{ donc } C_i=1 \Rightarrow V_{si}=+U \\ \text{Si } V_{ri} < V_{pi} \text{ donc } C_i=0 \Rightarrow V_{si}=-U \end{cases}$$

Avec : C_i le signale de commande d'un interrupteur K_{ij} , tel que :

$$C_i = \begin{cases} 1 & ; \text{ } K_{ij} \text{ fermé.} \\ 0 & ; \text{ } K_{ij} \text{ ouvert.} \end{cases}$$

Les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent êtres complémentaires, c'est-à-dire :

$$K_{ij} = 1 - K_{i(1-j)}$$

La tension et le courant dans l'interrupteur K_{ij} :

$$V_{Kij} = (1 - C_i)U \quad ; \quad I_{Kij} = C_i I_s$$

I_s étant le courant commuté par la cellule à laquelle K_{ij} appartient.

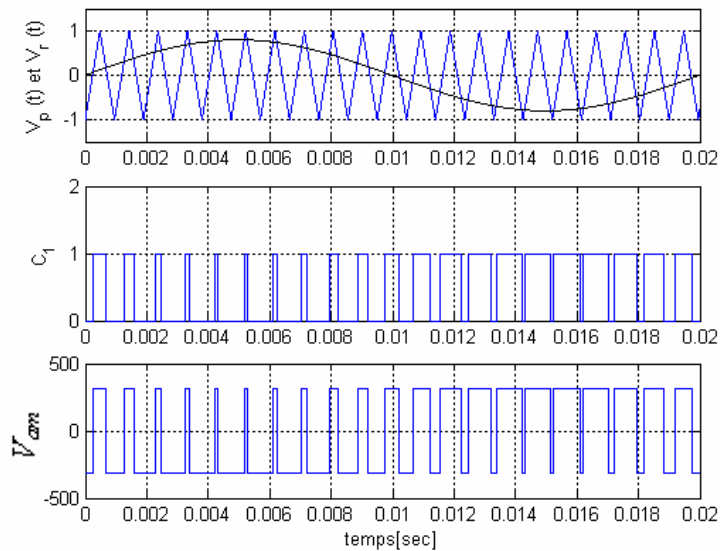


Fig.I-7 : Principe de la commande triangulo-sinusoidale.

I.3.2.2 Commande en courant par hystérésis

La commande en courant peut être réalisé en utilisant un onduleur de tension régulé en courant. La régulation en courant se fait à l'aide de régulateur à hystérésis caractérisé par une bande de réglage appelée bande d'hystérésis, notée Δi (Fig.I-8).

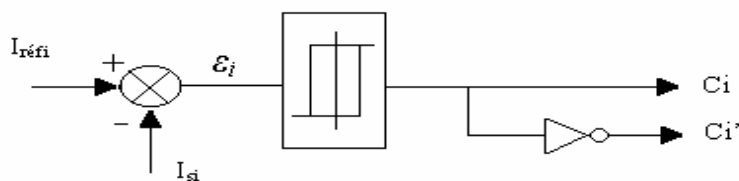


Fig.I-8: schéma du régulateur à hystérésis.

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

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_i > \Delta i \text{ alors } C_i=1 \\ \text{Si } \varepsilon_i < -\Delta i \text{ alors } C_i=0 \\ \text{Sinon l'état reste le même.} \end{cases}$$

Avec : $\varepsilon_i = I_{réfi} - I_{si}$

- $I_{réf1}$: Courant de référence, tel que : $I_{réf1} = i_{eff} \sqrt{2} \sin \omega t$; $I_{réf2} = i_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$
 I_{si} : Courant de phase.

I.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre.

Cette difficulté peut être surmontée en appliquant la *commande vectorielle par orientation du flux rotorique* [BAG 99].

I.4.1 Principe

Le principe de la commande vectorielle est de rendre le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu ; c'est-à-dire éliminer le couplage entre le flux et le couple [BAG 99]. On peut résumer cette technique d'orientation du vecteur flux rotorique sur l'axe d du référentiel $d-q$ par la figure suivante :

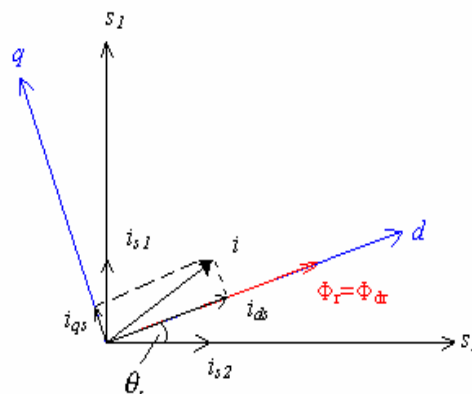


Fig.I-9: Orientation du flux rotorique.

I.4.2 Découplage

I.4.2.1 Flux et couple

D'après la figure (I-9) :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \tag{I-14}$$

C'est-à-dire aligner le vecteur flux sur l'axe d ; Par conséquent l'expression de couple devient :

$$Ce = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{dr} \cdot i_{qs} = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \cdot i_{qs} \quad (\text{I-15})$$

A partir du modèle de la machine exprimé dans le référentiel lié au champ tournant (I-13) et en tenant compte de la relation (I-14), les équations de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_r} R_r \phi_r - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{ds} \right) + \omega_s i_{qs} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{qs} - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_r \right) - \omega_s i_{ds} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_r + \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{ds} \\ \frac{M_{sr}}{L_r} R_r i_{qs} = \omega_s - p \Omega_r = \omega_{sl} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{PM_{sr}}{JL_r} (\phi_r i_{qs}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{I-16})$$

Après la transformation de Laplace, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} i_{ds} \\ Ce = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{I-17})$$

Le système (I-17) montre qu'on peut agir sur le flux rotorique indépendamment du couple électromécanique, par l'intermédiaire des composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique. A l'aide de ce système on peut construire un bloc appelé : *Bloc de découplage avec orientation du flux rotorique*.

La figure (I-10) présente le bloc de découplage : soit $T_r = L_r / R_r$

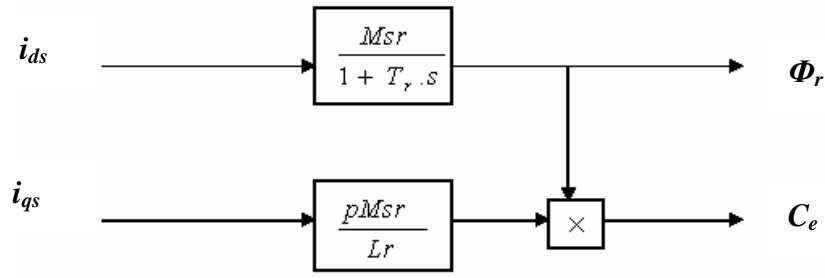


Fig.I-10 : Bloc de découplage avec orientation du flux rotorique.

I.4.3 Commande vectorielle indirecte de la MASM [BAR 98]

Elle consiste à estimer la position du flux à partir de la vitesse mesurée et de la pulsation de glissement de référence. Cette technique est sensible aux erreurs sur les paramètres électriques [BEN 99].

I.4.3.1 Commande en boucle ouverte [DAH 04]

Considérons le flux rotorique Φ_r et le couple C_e comme référence de commande, si nous inversons le modèle (I-17), on obtient le modèle suivant :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M_{sr}} (1 + T_r \cdot s) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r \cdot C_e^*}{p M_{sr} \phi_r^*} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Prenant en considération la pulsation de glissement :

$$\frac{M_{sr}}{L_r \phi_r} \cdot R_r \cdot i_{qs} = \omega_s - p \Omega_r = \omega_{sl} \quad (\text{I-19})$$

Avec : $\omega_{sl} = p \Omega_r + \omega_{sl}$

Le bloc de découplage appelé F.O.C (Field orientation control) peut être modélisé par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M_{sr}} (1 + T_r \cdot s) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r \cdot C_e^*}{p \cdot M_{sr} \cdot \phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{M_{sr}}{L_r \phi_r^*} \cdot R_r \cdot i_{qs}^* \\ \omega_s^* = p \Omega_r + \omega_{sl}^* \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

Le schéma bloc du F.O.C :

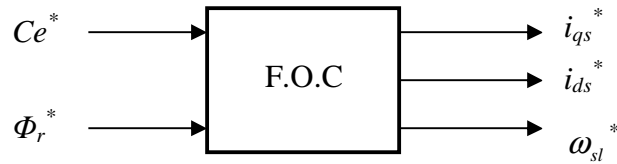


Fig.I-11 : Bloc du FOC.

Le schéma détaillé de la commande est le suivant :

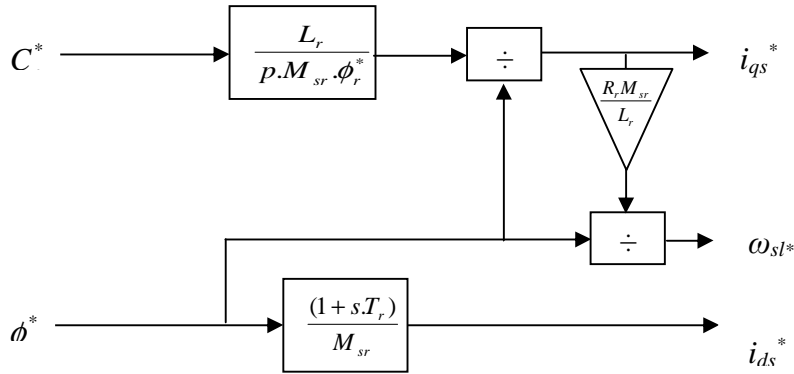


Fig.I-12 : Schéma bloc détaillé du FOC.

I.4.3.2 Commande en boucle fermée

On peut automatiser le pilotage de la référence du courant i_{qs}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{qs}^*) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω^* [BAG 99]. La commande en boucle fermée de la machine asynchrone monophasée alimentée en tension est donnée par la figure (I-13). Elle est constituée par les blocs suivants :

- **Le FOC** : Bloc de découplage.
- **Le bloc de défluxage** : Pour limitation du flux, tel que :

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_m & ; \text{Si } \Omega \leq \Omega_n \\ \phi_m \cdot \frac{\Omega_n}{\Omega} & ; \text{Si } \Omega \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

- **Le régulateur de vitesse**

Le couple de commande C_e^* , est délivré par un régulateur de vitesse qui a pour entrée la différence de vitesse , il est de type proportionnelle intégral avec gains constants k_p et k_i , la fonction de transfert du régulateur PI est la suivante :

$$\frac{C_e^*(s)}{e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad \text{avec : } e = \Omega^* - \Omega$$

- **Le filtre de consigne**

$$\frac{\Omega_{filtr}^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + T_f \cdot s} \quad \text{avec } T_f = \frac{k_p}{k_i}$$

T_f : est calculé afin de compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

➤ **Le régulateur de courant i_{qs}**

Il prend en entrée le courant i_{qs}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence u_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs} .

➤ **Le régulateur de courant i_{ds}**

Il prend en entrée le courant i_{ds}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence u_{ds}^* .

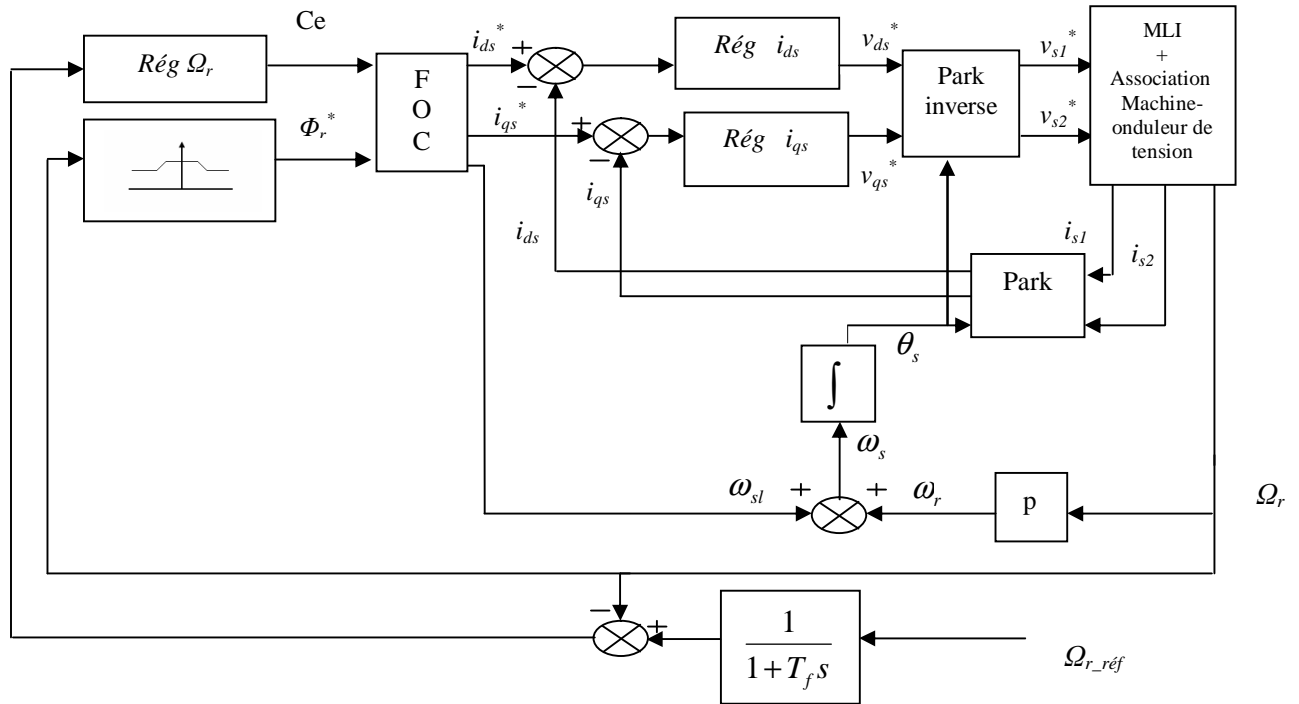


Fig.I-13 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en tension avec régulation de vitesse.

I.4.4 Simulation et interprétations

La simulation de la commande vectorielle en boucle ouverte de la machine asynchrone monophasée (Fig.I-14), montre le découplage réalisé entre le flux et le couple. Dans ce cas, le couple C_e suit sa référence. La composante du flux suivant l'axe direct suit le flux rotorique de référence, et la composante de flux suivant l'axe en quadrature s'annule en régime permanent. En boucle fermée, on constate que la régulation de vitesse par la technique d'orientation de flux rotorique, présente des bonnes performances ; la vitesse suit bien sa référence, et dans le cas où on applique une charge sur la machine on remarque bien que le régulateur type *PI* intervient de façon efficace, d'où l'augmentation du couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques i_{s1} , i_{s2} (Fig.I-15).

- Les régulateurs des courants utilisés sont de type *PI*. ($K_{p_{idq}}=2.9$; $K_{i_{idq}}=3000$)
- Régulateur de vitesse est de type *PI* : $K_p=0.92$; $K_i=33.22$
- Simulations réalisées sous matlab-simulink 6

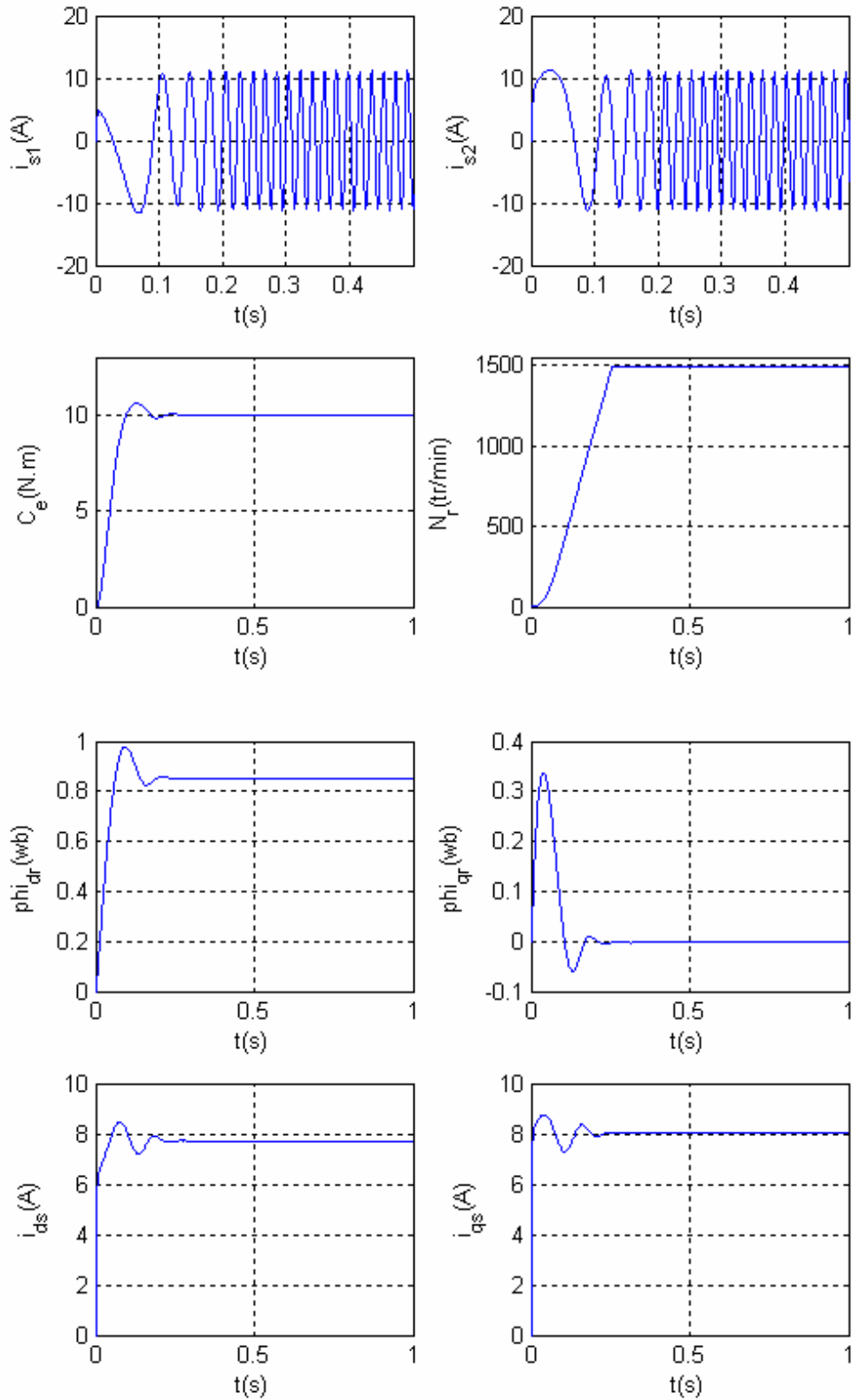


Fig.I-14 : Commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée en boucle ouverte.

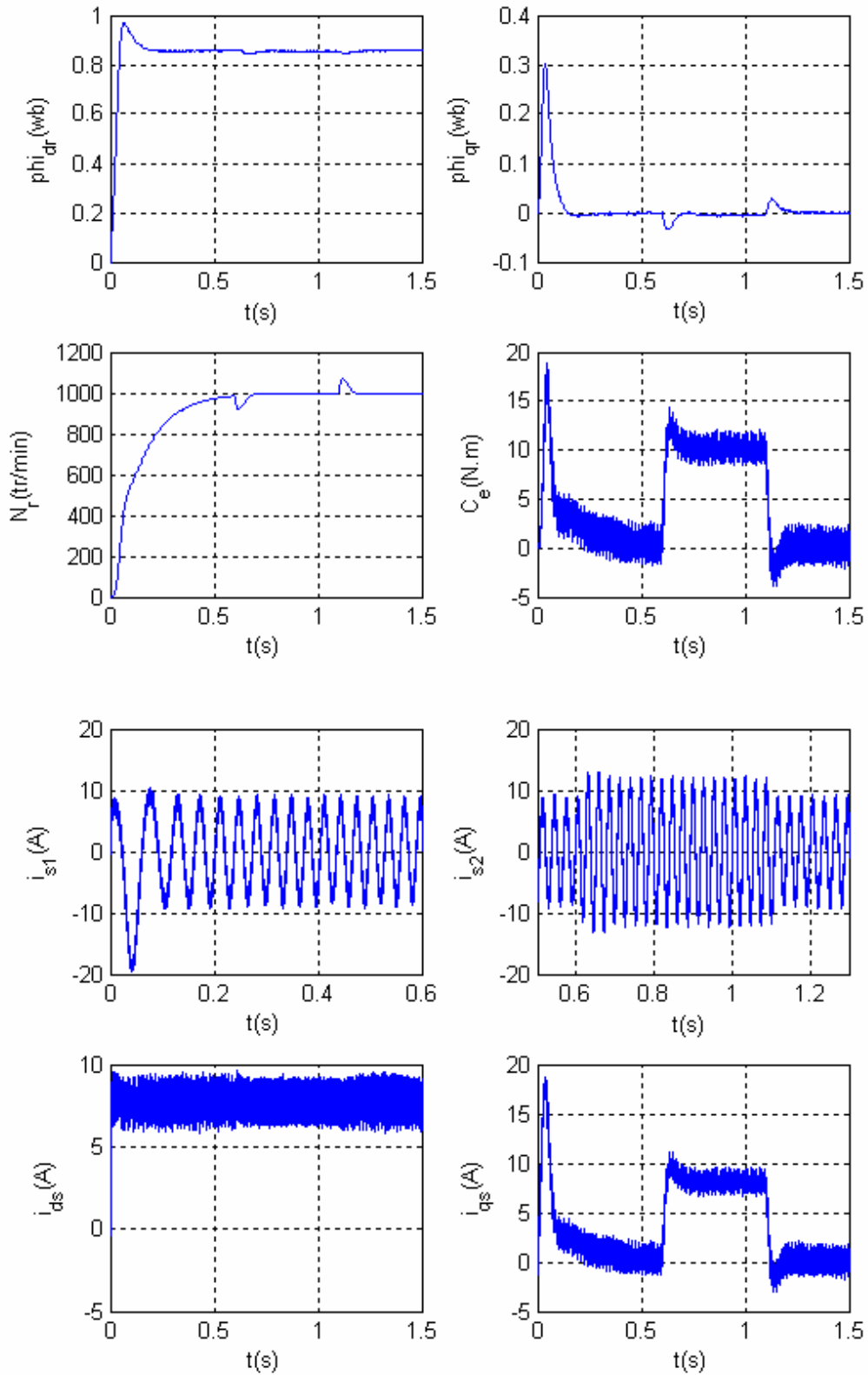


Fig.I-15 : Commande vectorielle avec régulation de vitesse de la machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur diphasé à deux niveaux. $C_r=10$ N.m

I.5 Conclusion

Ce chapitre, a été réservé à l'étude de la machine asynchrone monophasée de point de vue modélisation, alimentation et commande. Le modèle mathématique décrit les différentes équations régissant le fonctionnement de la machine, où on a introduit la technique de transformation de Park qui réduit la complexité de ce modèle, et permet par conséquent, d'élaborer l'algorithme de commande. L'étude de l'alimentation de la machine par onduleur de tension à deux niveaux est une phase permettant de faire une comparaison entre l'alimentation de la MASM par des tensions supposées constantes et l'alimentation par des tensions résultant d'un redressement réalisé par le convertisseur direct AC/AC à structure minimale. Ensuite, on a présenté la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone monophasée basée sur la technique d'orientation du flux rotorique. Dans ce cas, la machine asynchrone monophasée se comporte, de point de vue commande, comme une machine à courant continu.

CHAPITRE II

Etude du convertisseur Directe AC/AC monophasé à
structure minimale en association avec la machine
asynchrone monophasée

Chapitre II

Etude du convertisseur Direct AC/AC monophasé à structure minimale en association avec la machine asynchrone monophasée

II.1 Introduction

Le premier chapitre, a été consacré à l'étude de la machine asynchrone monophasée de point de vu, modèle mathématique, alimentation et commande. Dans le présent chapitre, on substitut l'onduleur de tension présenté au premier chapitre par le convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Pour cela, un modèle mathématique du convertisseur direct AC/AC, associé à sa source et à sa charge, va être élaboré en premier lieu. Ensuite, on va développer les différentes boucles de commande permettant la conduite de l'ensemble convertisseur direct AC/AC monophasé - machine asynchrone monophasée.

II.2 Modélisation du convertisseur direct AC-AC monophasé

II.2.1 Description du convertisseur direct AC-AC monophasé [DAH 04], [SIA 01]

La figure II.1 présente la structure globale du convertisseur direct AC-AC monophasé, qui est composée de deux parties :

- la première partie définit le côté réseau avec deux interrupteurs (T_{10} - T_{11}), qui assurent le fonctionnement redresseur.
- la deuxième partie définit le côté charge avec deux interrupteurs par bras (K_{10} - K_{11}) et (K_{20} - K_{21}) ; ils assurent le fonctionnement ondulateur.

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 (Fig.II-2). Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

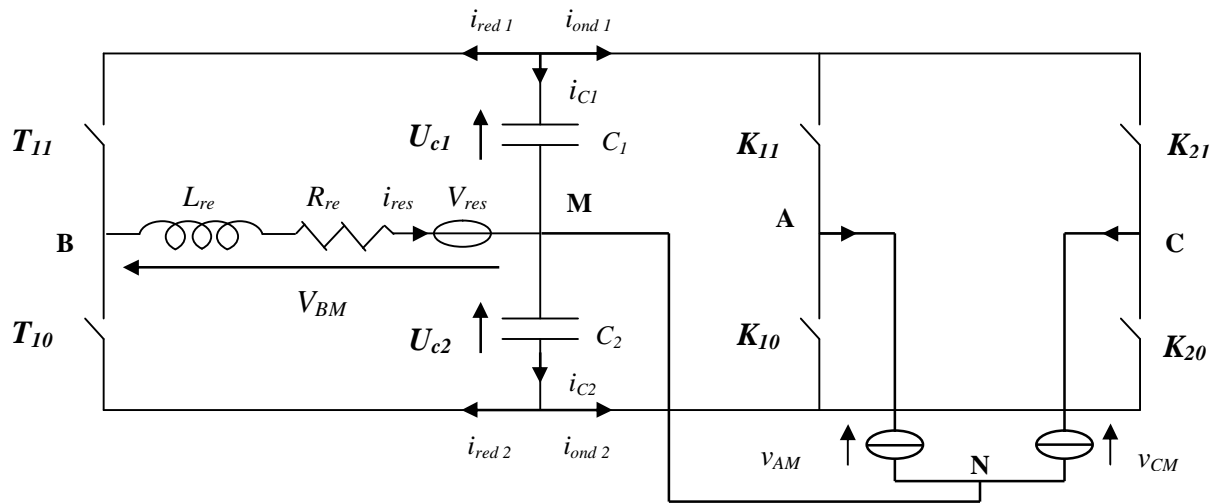


Fig.II-1 : Structure globale du convertisseur direct AC-AC monophasé.



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

II.2.2 Modèle de connaissance du convertisseur direct AC-AC monophasé

II.2.2.1 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* sur les 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. Pour définir les fonctions de commutation et de connexion, nous supposons que cette condition est toujours vérifiée.

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} .

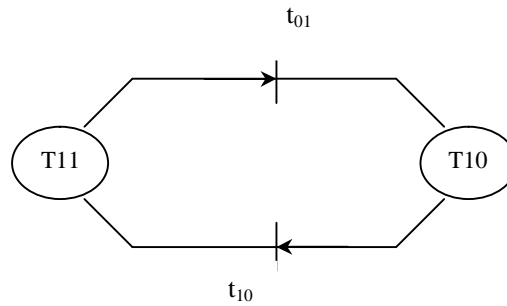


Figure II.3 : Modèle d'un bras du convertisseur direct AC-AC
En mode commandable.

II.2.2.2 Fonction de connexion « f_i »

Cette fonction décrit l'état de l'interrupteur. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 s'il est à l'état ouvert.

$$f_i = \begin{cases} 1 & ; K_i \text{ fermé} \\ 0 & ; K_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

II.2.2.3 Fonction de commutation f_c

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

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

avec T : la période de fonctionnement de cette cellule.

II.2.2.4 Fonction de conversion

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

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11} \cdot U_{C1} - K_{10} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = K_{21} \cdot U_{C1} - K_{20} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = T_{11} \cdot U_{C1} - T_{10} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

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

$$\begin{cases} K_{11} = 1 - K_{10} \\ K_{21} = 1 - K_{20} \\ T_{11} = 1 - T_{10} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Pour les courants, on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{c1} + i_{red1} + i_{ond1} = 0 \\ i_{c2} - i_{red2} - i_{ond2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

avec:

$$\begin{cases} i_{red1} = T_{11} i_{res} \\ i_{red2} = T_{10} i_{res} \\ i_{ond1} = K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2} \\ i_{ond2} = K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2} \end{cases}$$

Donc, le système (II - 4) devient :

$$\begin{cases} i_{c1} = C1 \frac{dU_{c1}}{dt} = - (T_{11} i_{res} + K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2}) \\ i_{c2} = C2 \frac{dU_{c2}}{dt} = (T_{01} i_{res} + K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2}) \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Ainsi, le système des variables d'état du convertisseur est le suivant :

$$[U_{c1} \ U_{c2} \ i_{res} \ i_{s1} \ i_{s2}].$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{CM} \\ V_{BM} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} & -K_{10} & 0 & 0 & 0 \\ K_{21} & -K_{20} & 0 & 0 & 0 \\ T_{11} & -T_{10} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{11} & -K_{21} & -T_{11} \\ 0 & 0 & K_{10} & K_{20} & T_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_{res} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

D'où la matrice de conversion :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} K_{11} & -K_{10} & 0 & 0 & 0 \\ K_{21} & -K_{20} & 0 & 0 & 0 \\ T_{11} & -T_{10} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{11} & -K_{21} & -T_{11} \\ 0 & 0 & K_{10} & K_{20} & T_{10} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

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

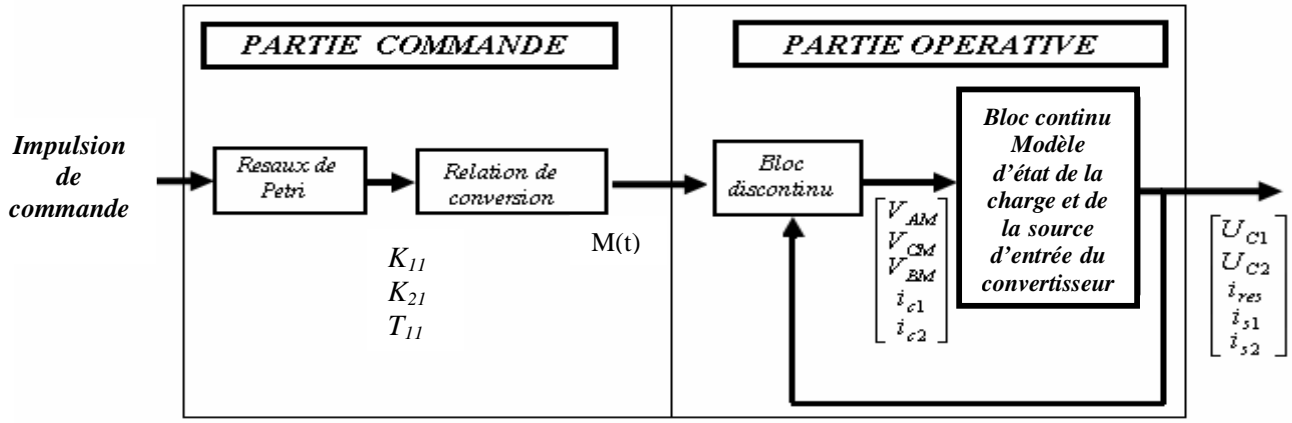


Fig.II-4 : Modèle de connaissance du convertisseur associé à sa source et à sa charge.

- La partie commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du convertisseur monophasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$ en utilisant les relations (II-6).

- 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.2.3 Modèle d'état du convertisseur associé a sa source et sa charge

Selon la figure (II-1) du convertisseur AC/AC, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{AM} = K_{11}.U_{C1} - K_{10}.U_{C2} = K_{11}(U_{C1}+U_{C2}) - U_{C2} \\ V_{CM} = K_{21}.U_{C1} - K_{20}.U_{C2} = K_{21}(U_{C1}+U_{C2}) - U_{C2} \\ V_{BM} = T_{11}.U_{C1} - T_{10}.U_{C2} = T_{11}(U_{C1}+U_{C2}) - U_{C2} \end{cases} \quad (II-8)$$

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

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

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{AM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_d - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s1} + \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_q \right) \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{CM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_q - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s2} - \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_d \right) \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_{re}} (V_{BM} - R_{re} i_{res} + V_{res}) \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = - (T_{11} i_{res} + K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2}) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = (T_{10} i_{res} + K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2}) \end{cases} \quad (II-9)$$

Avec:

i_{s1} : le courant de la première phase.

i_{s2} : le courant de la deuxième phase.

U_{c1} : La tension aux borne du condensateur C_1 .

U_{c2} : La tension aux borne du condensateur C_2 .

En faisant un changement de variable suivant :

$$\begin{cases} X=U_{c1} + U_{c2} & ; \\ Y=U_{c2} - U_{c1} & \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

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

Et sachant que la commande des interrupteurs est complémentaire, Le système (II-9) devient (pour $C_1=C_2=C$) [DAH 04]. :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{AM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_d - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s1} + \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_q \right) \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{CM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_q - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s2} - \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_d \right) \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_{re}} (U_3 X - Y - 2R_{re} i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{C} (U_3 i_{res} + U_1 i_{s1} + U_2 i_{s2}) \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} (i_{res} + i_{s1} + i_{s2}) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Remarques

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

Objectifs

- 1- Avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau, c'est à dire i_{res} en phase avec V_{res} .
- 2- Avoir l'égalité des deux tensions aux borne des condensateurs, afin d'alimenter l'onduleur avec des tensions équilibrées.
- 3- Avoir une régulation des deux courants i_{s1} , i_{s2} en module et en fréquence, permettant la conduite de la machine asynchrone monophasée.

II.2.4 Découplage

Vu la non linéarité du système ainsi que le couplage existant entre les tensions U_{c1} , U_{c2} , et les courants i_{s1} , i_{s2} et i_{res} , la commande du convertisseur sera donc difficile, d'où la nécessité d'un découplage entre les tensions et les courants.

Pour réaliser ce découplage, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée, sans tenir compte des pertes dans les semi-conducteurs. Ce principe permet d'établir une relation entre l'amplitude du courant du réseau I_m et la tension moyenne U_c des deux tensions U_{c1} et U_{c2} , dont le but est de commander cette tension moyenne U_c par I_m .

• Application du principe de la conservation de la puissance instantanée [BER 95]

On distingue par P_e la puissance d'entrée du redresseur monophasé et par P_s la puissance de sortie. D'après la figure (II-1) :

$$\begin{cases} P_e = V_{res} \cdot i_{res} - R_{re} \cdot i_{res}^2 - \frac{1}{2} \cdot L_{re} \frac{di_{res}^2}{dt} \\ P_s = -U_{c1} \cdot i_{red1} + U_{c2} \cdot i_{red2} \end{cases} \quad (II-13)$$

En négligeant la puissance dissipée par effet Joule dans la résistance R_{res} du réseau, on peut écrire alors :

$$V_{res} \cdot i_{res} = \frac{1}{2} L_{re} \frac{di_{res}^2}{dt} - U_{c1} \cdot i_{red1} + U_{c2} \cdot i_{red2} \quad (II-14)$$

En supposant le courant de réseau monophasé sinusoïdal et en phase avec la tension V_{res} c'est à dire :

$$\begin{cases} V_{res} = V_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \\ i_{res} = I_m \cdot \sin(\omega_{res} \cdot t) \end{cases} \quad \text{avec } \omega_{res} = 2\pi \cdot f_{res} \quad (II-15)$$

Alors la puissance instantanée P est la suivante:

$$P = \frac{V_m \cdot i_m}{2} - \frac{V_m \cdot i_m}{2} \cos(2\omega_{res} \cdot t) = \frac{L_{re} \cdot i_m^2}{2} \cdot \omega_{res} \cdot \sin(2\omega_{res} \cdot t) - U_{c1} \cdot i_{red1} + U_{c2} \cdot i_{red2} \quad (II-16)$$

Remarque :

En plus de la puissance moyenne, en monophasé, on a une puissance fluctuante de fréquence deux fois celle du réseau.

D'où l'équation de la puissance moyenne $\langle P \rangle$:

$$\langle P \rangle = \frac{V_m \cdot i_m}{2} = -\langle U_{c1} \rangle \cdot \langle i_{red1} \rangle + \langle U_{c2} \rangle \cdot \langle i_{red2} \rangle \quad (II-17)$$

Avec : $\langle U_{c1} \rangle, \langle U_{c2} \rangle, \langle i_{red1} \rangle, \langle i_{red2} \rangle$ sont respectivement 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 respectivement $\langle U_{c1} \rangle, \langle U_{c2} \rangle$, et de même pour les courants i_{red1} , i_{red2} , avec respectivement $\langle i_{red1} \rangle, \langle i_{red2} \rangle$.

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-17) devient :
$$\frac{V_m \cdot I_m}{2} = U_c \cdot i_{red}$$

$$\text{d'où : } I_m = 2 \cdot \frac{U_c}{V_m} \cdot i_{red} \quad (\text{II-18})$$

Cette relation conduit au modèle de la boucle de tension, permettant la régulation de la tension U_c indépendamment des commandes des courants.

II.3 Modèles des boucles de courant et de tension [DAH 04], [BER 95]

II.3.1 Modèle de la boucle de tension

En tenant compte de la relation (II-18), ainsi que du système d'équations (II-9) on établit le modèle de commande suivant :

$$C \frac{d}{dt} (U_{c1} + U_{c2}) = 2C \frac{dU_c}{dt} = i_{red2} - i_{red1} + i_{ond2} - i_{ond1} \quad (\text{II-19})$$

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

Donc la relation (II-19) devient :

$$2C \frac{d}{dt} U_c = i_{red} - i_{pert} \quad (\text{II-20})$$

A partir des relations (II-18) et (II-20) on obtient le modèle de la boucle de tension U_c exprimé par la relation suivante :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{1}{2C} i_{pert} \quad (\text{II-21})$$

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

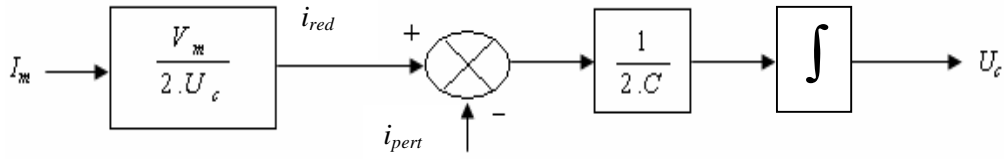


Figure II-5 : Modèle de la boucle de tension du convertisseur direct monophasé.

II.1.1 Modèle de la boucle du courant de charge

Le modèle de la boucle du courant de charge :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{AM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_d - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s1} + \frac{M_{sr}}{L_r} p \cdot \Omega_r \phi_q \right) \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{CM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_q - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s2} - \frac{M_{sr}}{L_r} p \cdot \Omega_r \phi_d \right) \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Le système d'équations (II-22) décrit la partie onduleur - charge du convertisseur AC/AC, qui est représenté par la figure (II-6) :

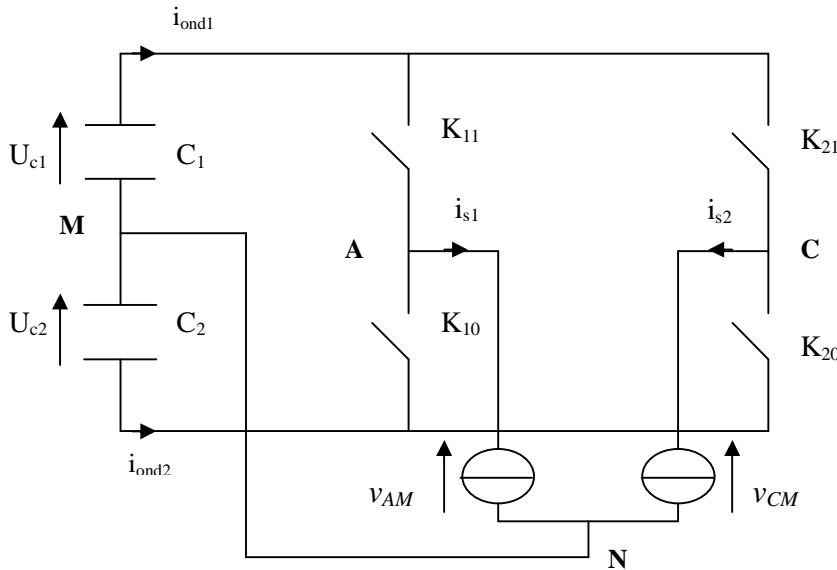


Fig.II-6 : Représentation de la partie onduleur du convertisseur direct AC/AC.

II.1.2 Modèle de la boucle du courant de réseau

Le modèle de la boucle du courant de réseau est présenté par l'équation (II-23) :

$$\frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{2L_{re}} (U_3 X - Y - 2R_{re} i_{res} + 2V_{res}) \quad (\text{II-23})$$

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

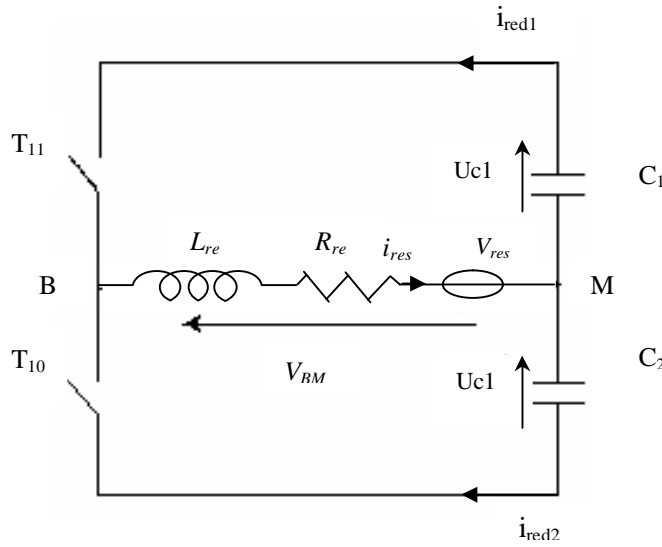


Fig.II-7 : Partie redresseur du convertisseur.

II.4 Simulation du fonctionnement du convertisseur AC/AC en boucle ouverte

L'objectif de cette simulation est de montrer la nécessité de la boucle de tension U_c pour la commande du convertisseur. Dans ce cas, le convertisseur fonctionne sans régulation de tension U_c .

L'application du principe de la conservation de la puissance instantanée donne le résultat suivant [DAH 04].:

$$P_e = P_m \Rightarrow V_e \cdot I_e \cdot \cos \varphi = C_e \cdot \Omega_r \quad \text{or : } \cos \varphi = 1 \text{ et } C_e = C_r + f \cdot \Omega_r$$

$$\text{Donc : } I_e = \frac{C_e \cdot \Omega_r}{V_e} \quad (\text{II-24})$$

La relation (II-24) sert à calculer le courant de réseau nécessaire pour alimenter la machine.

Soit : $I_e = 0.12 \text{ A}$; les condensateurs sont chargés initialement à $U_{c0} = 350 \text{ V}$

Stratégies de commande des interrupteurs :

- La structure globale utilisée pour la conduite du système est celle du schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en tension avec régulation des courants présentée au premier chapitre (Fig.I-13).
- Commande par hystérésis permettant le réglage du courant de réseau i_{res} , et commande triangulo-sinusoidale de la partie onduleur du convertisseur direct AC/AC Afin de réguler les courants de charge i_{s1} , i_{s2} .

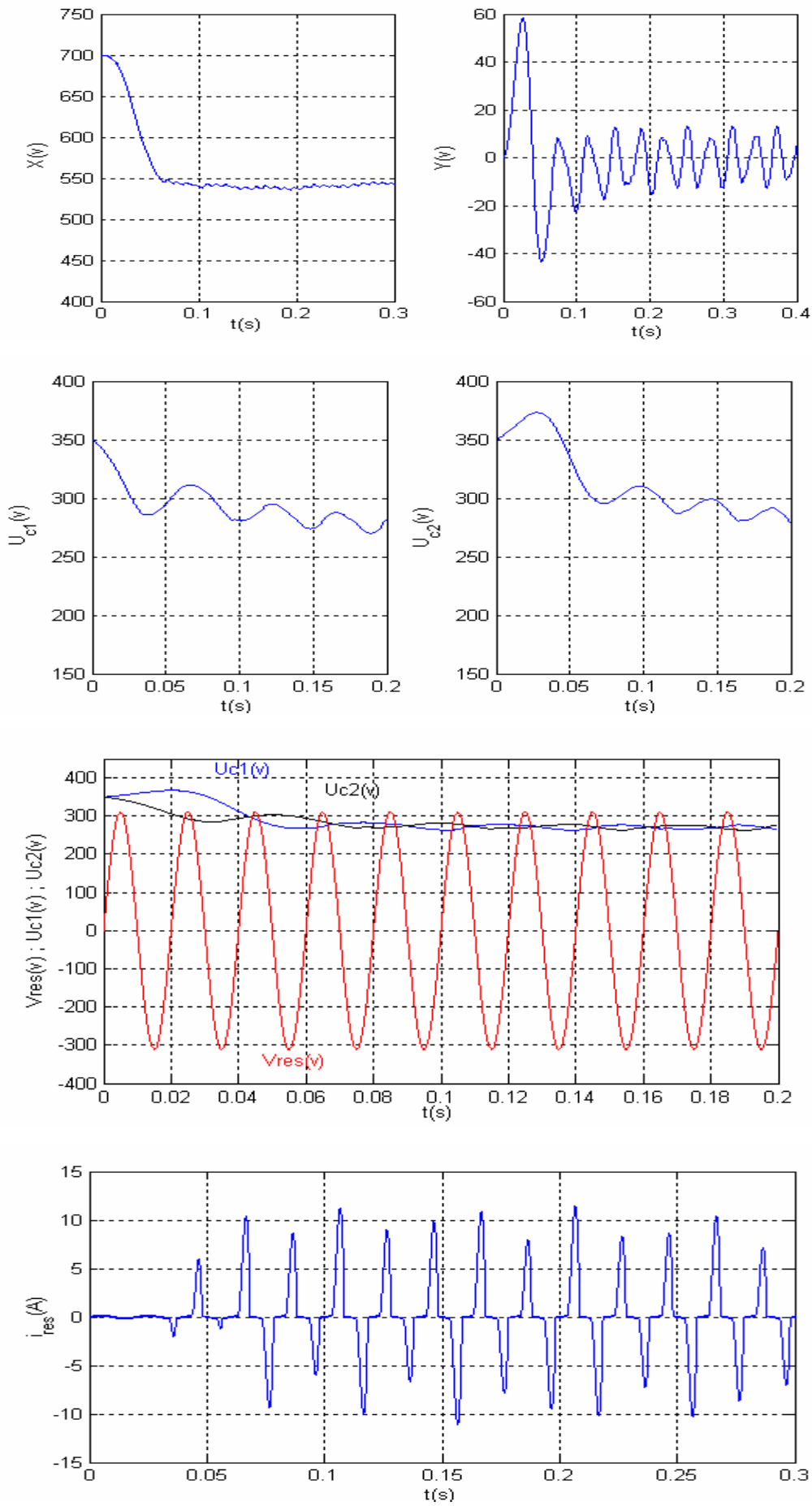


Fig.II-8 : Comportement du convertisseur direct AC/AC sans réglage des tensions U_{c1} et U_{c2} .

D'après ces résultats on constate que les tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2} évoluent de façon décroissante, pour qu'elles se stabilisent à une valeur moyenne U_c légèrement inférieure à V_m et le courant du réseau devient incontrôlable. Afin de contrôler le courant i_{res} et permettre un contrôle de puissance équilibré, on doit asservir les tensions aux bornes des condensateurs afin d'avoir des tensions nettement supérieures à la valeur V_m du réseau.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé le convertisseur direct AC/AC associé à sa source et sa charge. A ce niveau, et après l'établissement du modèle de connaissance du convertisseur, on a développé le modèle de commande qui permet la synthèse des différentes lois de commande.

Ensuite, on a établi, en utilisant la technique de conservation de la puissance instantanée, le modèle de la boucle de tension U_c . Cette boucle permet le contrôle de la tension U_c à partir de la somme X des deux tensions U_{c1} et U_{c2} , en agissant sur l'amplitude de courant du réseau I_m . Ainsi, des boucles de courants ont été présentées. Les résultats de simulation montre la nécessité de la régulation de la tension moyenne U_c aux bornes des condensateurs. Le chapitre suivant va être réservé à la commande de la tension moyenne U_c des deux tensions U_{c1} et U_{c2} par logique floue.

CHAPITRE III

Commande floue du convertisseur direct AC/AC associé à
la machine asynchrone monophasée

Chapitre III

Commande floue du convertisseur direct AC/AC associé à la machine asynchrone monophasée

III.1 Introduction

Le chapitre précédent a été consacré à la modélisation du convertisseur direct AC/AC à structure minimale, ainsi qu'au développement des différentes boucles de commande permettant la commande du convertisseur direct AC/AC monophasé.

Dans ce chapitre nous allons examiner le réglage des deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 , ainsi que l'efficacité de ce réglage sur la commande de l'ensemble *convertisseur direct AC/AC- machine asynchrone monophasé*, par rapport aux objectifs désirés, qui sont :

- Avoir l'égalité des deux tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .
- Avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau.
- Avoir une régulation des deux courants de charge i_{s1} , i_{s2} en module et en fréquence.

Pour ce faire, on utilise un régulateur basé sur la technique de commande par la logique floue. A cet effet, nous allons décrire brièvement la théorie des ensembles flous qui régissent cette technique de commande, suivi d'un aperçu sur le commande floue, pour arriver finalement à son application sur l'ensemble *convertisseur direct AC/AC - machine asynchrone monophasée*.

III.2 Bases générales de la logique floue [BUH 94]

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes ; c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite *théorie des ensembles flous*. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où

la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel. Dans ce but, on va définir qu'est ce qu'un ensemble flou, une fonction d'appartenance, un univers de discours ou de référence, une variable linguistique, une valeur linguistique et finalement les opérations en logique floue.

III.2.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou

Un ensemble A défini sur l'ensemble de référence U et dont les limites sont rigides s'appelle ensemble ordinaire ou net, (Fig.III-1-a). La description d'un ensemble net consiste en un énoncé des éléments qui appartiennent à cet ensemble. Une alternative pour le définir est de donner la condition pour laquelle un élément $x \in A$. Alors, l'ensemble A peut être défini tel que : $A = \{x/x \text{ vérifié une condition}\}$. De plus, on peut introduire une fonction caractéristique pour A, notée comme suit :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in U \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Dans un ensemble flou « l'appartenance à l'ensemble » d'un élément x est graduelle, laquelle est caractérisée par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Cette dernière définit mathématiquement l'ensemble flou sur l'univers de référence U. $\mu_A(x)$ mesure le degré d'appartenance d'un élément x à A. Donc un ensemble flou peut être représenté comme l'ensemble de paires ordonnées $(x, \mu_A(x))$ d'où :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{III.2})$$

Si l'ensemble U de référence est discret alors : $A = \sum \mu(x_i) / x_i \quad (\text{III.3})$

Si l'ensemble U de référence est continu alors : $A = \int \mu(x) / x \quad (\text{III.4})$

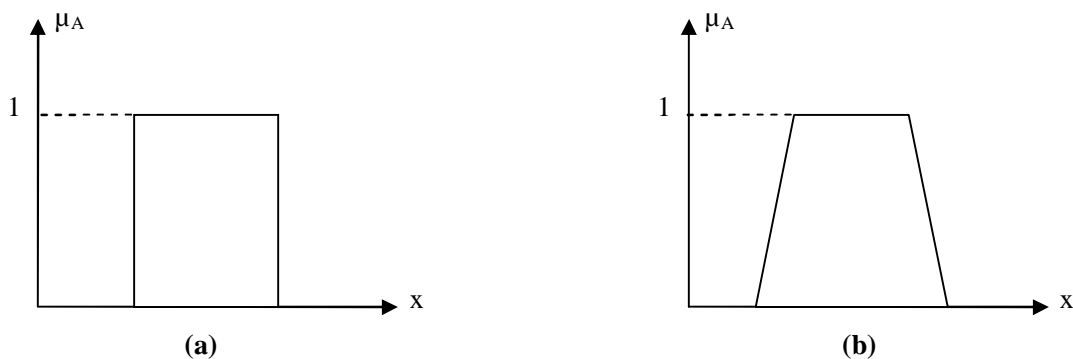


Fig.III-1 : Exemple de fonction d'appartenance : (a) ensemble net, (b) ensemble flou.

Les ensembles flous sont un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique).

III.2.2 Univers de discours

L'univers de discours représente l'ensemble de référence ou le domaine de variation de la variable linguistique, ou domaine de fonctionnement du processus dans le cas de réglage.

III.2.3 Variable et valeurs de variable linguistique

La variable linguistique représente un phénomène ou une grandeur ; la description de la variation de ces variables en utilisant les termes linguistiques : « quelque, beaucoup, souvent », « grand, moyen, petit » ce sont les valeurs linguistiques.

Afin de permettre un traitement numérique, on définit les sous-ensembles (A_1, A_2, \dots) par leurs fonctions d'appartenances (μ_1, μ_2, \dots).

III.2.4 Fonction d'appartenance

On représente les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenances. Donc à chaque sous-ensemble flou A_i est associée une fonction d'appartenance $\mu_{A_i}(x)$ où x est la variable linguistique. Tel que, à chaque point x est associé une valeur précise de $\mu_{A_i}(x)$, qui désigne, le degré d'appartenance de x à A_i . La fonction d'appartenance peut être représenté par plusieurs formes : Triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ; On peut définir d'autres formes de fonctions d'appartenance, mais dans le réglage par logique floue, les formes déjà citées sont largement suffisantes pour délimiter les ensembles flous.

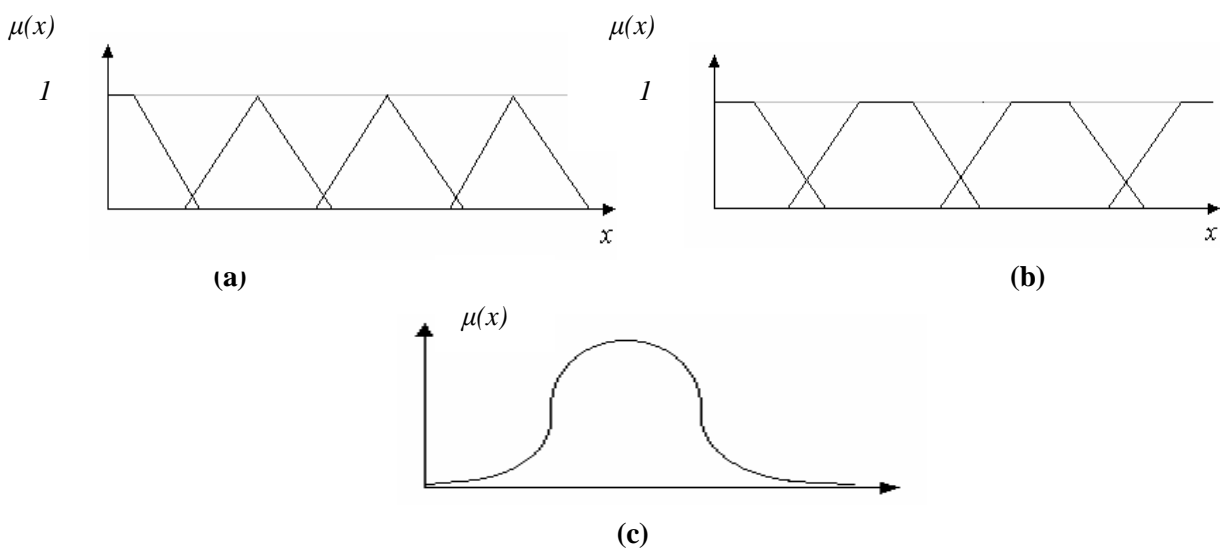


Fig.III-2 : a/ Forme triangulaire. b/ Forme trapézoïdale. c/ Forme gaussienne.

III.2.5 Les opérateurs de la logique floue

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie classique des ensembles.

Soient deux ensembles flous A et B définis sur l'ensemble de référence U ayant comme fonctions d'appartenance associées μ_A et μ_B .

III.2.5.1 Complément (négation ou opérateur Non)

Le complément d'un ensemble flou A est un ensemble flou dans l'univers U noté \bar{A} , donné par :

$$\bar{A} = \left\{ (x, \mu_{\bar{A}}(x)) \middle/ x \in U \right\} \quad (\text{III-5})$$

La fonction représentant cet opérateur :

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

III.2.5.2 Union (opérateur OU)

L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou dans l'univers U noté $A \cup B$, définit par :

$$A \cup B = \left\{ (x, \mu_{A \cup B}(x)) \middle/ x \in U \right\} \quad (\text{III-7})$$

La fonction représentant cet opérateur :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (\text{III-8})$$

III.2.5.3 Intersection (opérateur ET)

L'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou dans l'univers U noté $A \cap B$, définie par :

$$A \cap B = \left\{ (x, \mu_{A \cap B}(x)) \middle/ x \in U \right\} \quad (\text{III-9})$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (\text{III-10})$$

III.2.5.4 Implication floue

Une implication floue ou, aussi proposition conditionnelle floue, « Si ... Alors ... », est de la forme :

$$\text{Si } (x \text{ est } A) \text{ Alors } (y \text{ est } B) \quad (\text{III-11})$$

La proposition (x est A) est l'antécédent de la règle tandis que (y est B) constitué la conséquence de la règle.

La relation floue « **Si ... Alors ...** » est caractérisée par une fonction d'appartenance μ_R définie sur $A \times B$ comme suit (type mamdani) :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III-12})$$

III.3 Réglage par logique floue

Le réglage par logique floue est essentiellement appliqué dans deux domaines ; la conception des régulateurs pour des procédés difficilement modélisables ; ainsi que la conception des régulateurs non linéaire pour des procédés modélisables. Dans le premier cas, la régulation par logique floue se distingue d'un réglage classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain, alors que les approches classiques de l'automatique consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique. Dans le deuxième cas, la structure non linéaire du régulateur flou peut améliorer les performances en termes de précision, de stabilité et de robustesse des réglages conventionnels qui fonctionnent de manière linéaire [BUH 94].

III.3.1 Régulateur par logique floue RLF

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue. Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes [SAH 01], [TAC 97] :

- Interface de fuzzification ou quantification.
- L'inférence avec la base des règles.
- L'interface de défuzzification ou concrétisation.

Il comprend aussi des gains de normalisations à l'entrée du régulateur ainsi qu'à la sortie ; ils caractérisent les facteurs d'échelle entre les variables déterministes et les variables floues.

Dans cette section, nous allons donner une description de chaque module composant ce régulateur représenté sur la figure (III-3).

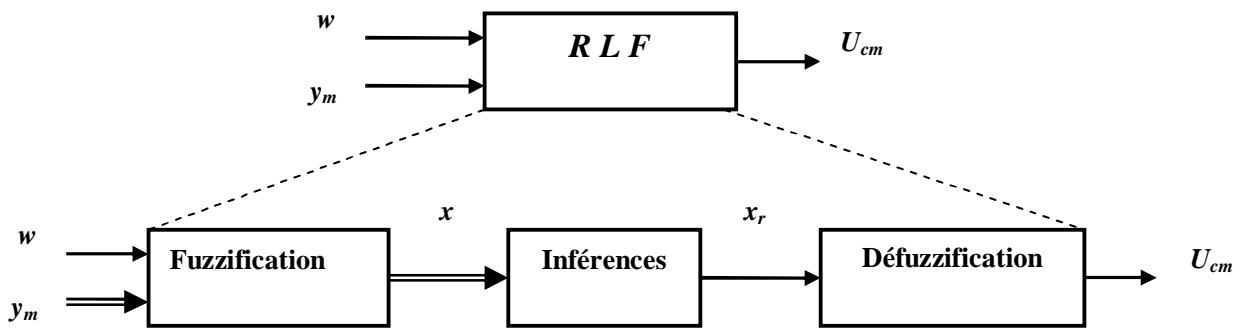


Fig.III-3 : configuration de base d'un RLF.

III.3.1.1 Interface de fuzzification

L'objectif de la fuzzification est de convertir les variables déterministes d'entrées, qui sont des grandeurs physiques, en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenances [DAS 99].

Les grandeurs physiques d'entrée E sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[1, -1]$, appelée univers de discours.

Le nombre de valeurs linguistiques représenté par des fonctions d'appartenance pour une variable x peut varier, par exemple trois, cinq ou sept. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Les différents ensembles sont désignés par des désignations standards : NG (négatif grand, NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (environ zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG(positif grand). Dans un cas concret, on peut désigner les ensembles de façon spécifique.

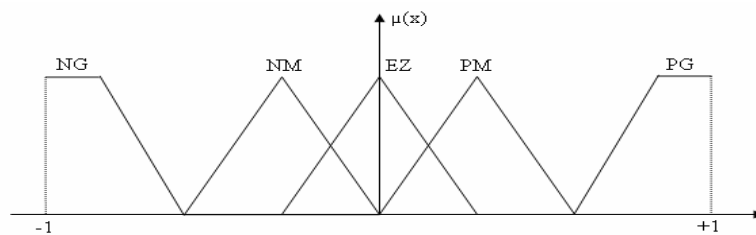


Fig. III-4 : Univers de discours normalisé uniforme de 5 ensembles.

III.3.1.2 Inférences avec la base des règles

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elles expriment la relation qu'il existe entre les variables d'entrée x , exprimées comme variables linguistiques, et la variable de sortie x_r , également exprimée comme variable linguistique. On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles.

Chaque règle possède une **CONDITION**, précédée du symbole **Si**, et une conclusion, action ou opération, précédée de symbole **Alors**.

Il existe deux type d'inférence ; inférence avec une seul règle et inférence avec plusieurs règles. Dans le cas de réglage et de commande, en utilise essentiellement l'inférence avec plusieurs règles. Les règles peuvent êtres exprimées sous la forme suivante :

Si *Condition 1* , **Alors** *Opération 1* , **OU**
Si *Condition 2* , **Alors** *Opération 2* , **OU**
.
Si *Condition m* , **Alors** *Opération m.*

Les conditions peuvent dépendre d'une ou plusieurs variables. Les variables sont liées entre elle par des opérateurs de la logique floue de forme ET et OU; le ET intervient généralement à l'intérieur d'une règle, tandis que le OU lie les différentes règles.

a/ Description par matrice d'inférence

Afin d'avoir une description simple, on reformule le système de règles, décrit initialement par des descriptions linguistiques, tel que P, EZ, N, par la matrice suivante :

x_1	N	EZ	P
x_2	N	EZ	P
N	N	EZ	P
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Tab.III-1 : Matrice de Macvicar et Whelan à neuf règles.
x1: variable 1, x2: variable 2, N : négative, EZ : environ zéro, P : positive

b/ Méthode d'inférence[BUH 94]

Il existe plusieurs méthodes d'inférences ; on peut citer : la méthode Max-Min, la méthode Max-Produit et la méthode somme-produit, ainsi que d'autres méthode. On se limite dans cette étude à la méthode Max-min ou la méthode de Mamdani.

Méthode Max-min

Au niveau de la *condition* : **ET** est traduit par la fonction **Min**, **OU** est traduit par la fonction **Max**.

Au niveau de la *conclusion* : **OU** est traduit par la fonction **Max**, **Alors** est traduit par la fonction **Min**.

La figure (III.5) illustre l'exemple d'inférence de Mamdani avec deux variables d'entrées et une variable de sortie, représenté par le tableau III.1.

Règles : **Si** x_1 est PG **ET** x_2 est EZ **Alors** x_r est EZ, OU
Si x_1 est EZ **OU** x_2 est NG **Alors** x_r est NG.

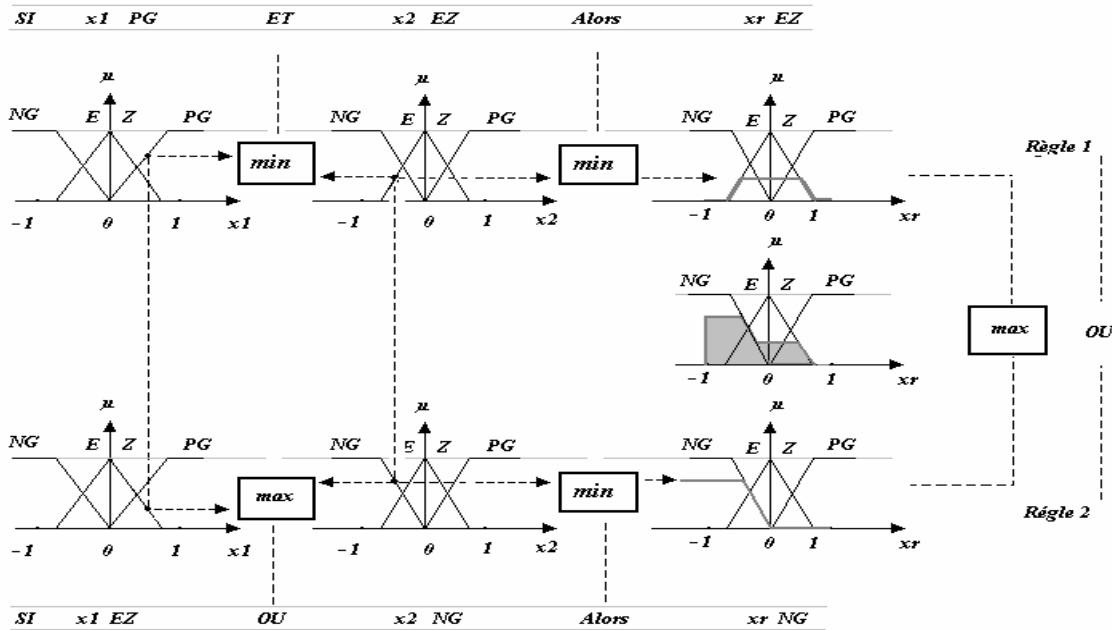


Fig.III-5 : Méthode d'inférence Max-Min.

Pour chaque règle, on obtient la *fonction d'appartenance partielle* par la relation suivante :

$$\mu_{Ri}(x_r) = \min[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_j)] ; i=1, 2 \dots m.$$

x_j : variables

x_r : variable de sortie.

$\mu_{Ri}(x_r)$: La fonction d'appartenance à l'opération imposé par la règle Ri .

$\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_j)$: Fonctions d'appartenances liées à la règle Ri .

La *fonction d'appartenance résultante* :

$$\mu_{res}(x_r) = \max[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r), \dots \mu_{Rm}(x_r)]$$

La fonction d'appartenance résultante sera, donc, traitée par l'interface de défuzzification.

III.3.1.3 Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer la sortie floue résultante de l'inférence en une grandeur déterministe. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification à noter : méthode de maximum, de la moyenne des maxima, du centre de gravité, des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés.

Méthode du maximum

La sortie correspond à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance résultante. Cette méthode est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie.

Méthode de la moyenne des maxima

Le résultat de la défuzzification est la moyenne des maxima. L'ambiguïté présentée dans la méthode des maxima est enlevée.

Méthode du centre de gravité

Le résultat de la défuzzification est le centre de gravité de la surface de l'ensemble flou $\mu_C(u)$ donnée par :

$$x_r = \frac{\sum_{i=0} \mu_{C_i} \cdot x_i^* \cdot S_i}{\sum_i \mu_{C_i} \cdot S_i} \quad (\text{III-13})$$

Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode effectue une moyenne pondérée entre les centres de gravité des conséquences des règles :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^m w_i c_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad (\text{III-14})$$

Où c_i est le centre de gravité de l'ensemble C_i conséquence de la $i^{\text{ème}}$ règle et w_i est le degré d'activation de cette règle.

Méthode des hauteurs pondérées modifiées

On fait intervenir dans la détermination de la sortie u en plus du centre de gravité c_i , la largeur δ_i de chaque fonction d'appartenance de la conséquence par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^m w_i c_i \delta_i^2}{\sum_{i=1}^m w_i \delta_i^2} \quad (\text{III-15})$$

La largeur δ_i de la fonction d'appartenance $\mu_{C_i}(u)$ peut être prise comme la base (ou le support) des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdal et comme la variance des fonctions d'appartenance du type gaussienne.

III.4 Commande floue du convertisseur direct AC/AC

III.4.1 Régulateurs PI flou

Dans la section précédente, on a vu la structure d'un régulateur flou. Pour le définir, on doit faire un choix sur les variables linguistiques - d'entrée et de sortie – et leurs fonctions d'appartenances.

Pratiquement, il n'est pas conseillé d'utiliser plus de trois variables d'entrées, car la détermination des règles devient trop complexe. Dans le cas où l'ordre du système serait élevé, on procède à une décentralisation en bloc de commande floue à deux entrées. Typiquement, dans un contrôleur flou, les variables sont : l'erreur et sa variation, comme variable d'entrée, et la variation de la commande en sortie. Dans cette étude on va utiliser un régulateur par logique floue de caractère proportionnel intégral. Par analogie avec la régulation classique, on peut définir le régulateur PI flou comme suit [SAH 01]:

Si le régulateur flou décrit à l'aide des règles floues la relation entre la variation de la commande $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ d'une part, et l'erreur $e(k)$ et sa variation $\Delta e(k)$ d'autre part tel que :

$$\Delta u(k) = F(e(k), \Delta e(k)) \quad (\text{III-16})$$

Il est dit, PI flou. Dans ce cas la commande $u(k)$ est donnée par

$$u(k) = \sum \Delta u(k) \quad (\text{III-17})$$

III.4.2 Application de la commande floue au convertisseur direct AC/AC

Afin de concevoir un régulateur flou de la somme des deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 on doit décrire, initialement, le fonctionnement du système à régler.

III.4.2.1 Principe de la commande du système

Le système à régler étudié est constitué d'une source de tension alternative qui doit alimenter une machine asynchrone monophasée à travers un convertisseur direct AC/AC monophasé (figure II-1). Ce convertisseur est composé d'un redresseur monophasé en demi pont lié à un onduleur de tension à deux niveaux par l'intermédiaire d'un diviseur capacitif constitué de deux condensateurs C_1 et C_2 .

Lorsque le convertisseur est connecté à la machine asynchrone monophasée on doit avoir une valeur de la somme X des deux tensions, strictement supérieur à deux fois la valeur maximale de la tension V_{res} :

$$X > 2.V_m \quad (\text{III-18})$$

Afin de satisfaire cette condition on doit réguler la grandeur X , par conséquent U_c , en comparant sa valeur réelle à une valeur de référence $X_{réf}$. Suite à cet écart entre la valeur réelle X et sa référence $X_{réf}$ le régulateur va engendrer une grandeur de commande $I_{m,réf}$. Cette grandeur de commande représente l'amplitude du courant de référence de la boucle interne de courant du réseau. Ce courant de référence va être multiplié par une source de signal sinusoidale en phase avec la tension du réseau V_{res} et comparé au courant du réseau réel. La boucle de courant du réseau force la somme X des deux tensions U_{c1} et U_{c2} à suivre sa référence [RAH 96].

III.4.2.2 Application de la commande floue

Pour qu'on puisse garantir un fonctionnement du système dans le cadre des objectifs désirés, on doit réguler quatre grandeurs : la somme des tension X , Le courant du réseau i_{res} , le courant i_{s1} de la phase principale et le courant i_{s2} de la phase auxiliaire. A cet effet, on doit concevoir quatre régulateurs flous. Dans cette étude, on se limite à la conception d'un seul régulateur, le régulateur de tension U_c , car les autres obéissent aux mêmes principes de conception. Les régulateurs flous sont de type Mamdani.

Régulateur de la tension U_c

L'objectif du régulateur est d'avoir l'égalité des deux tensions U_{c1} et U_{c2} stables au tour d'une tension moyenne U_c telle que :

$$U_c = \frac{X}{2}$$

o Fuzzification et défuzzification

L'entrée du régulateur reçoit deux signaux, l'erreur de tension E_U ($U_{c,réf} - U_c$) et sa variation dE_U , et engendre à sa sortie une variation de la commande $d(u)$. Lorsqu'il s'agit d'une fuzzification, ces signaux sont transformés, après adaptation, à des variables linguistiques. Dans ce cas les fonctions d'appartenance sont à cinq ensembles flous chacun. Lorsqu'il s'agit d'une défuzzification le signal de sortie est obtenu après une transformation de la valeur floue calculée par la méthode du centre de gravité, à une valeur déterministe de commande. Dans ce cas aussi, les fonctions d'appartenance sont à cinq ensembles. Les ensembles flous ont des formes triangulaires à l'intérieur de l'univers de discours, et trapézoïdales aux extrémités (Fig.III-6). Les gains d'adaptation sont obtenus par tâtonnement.

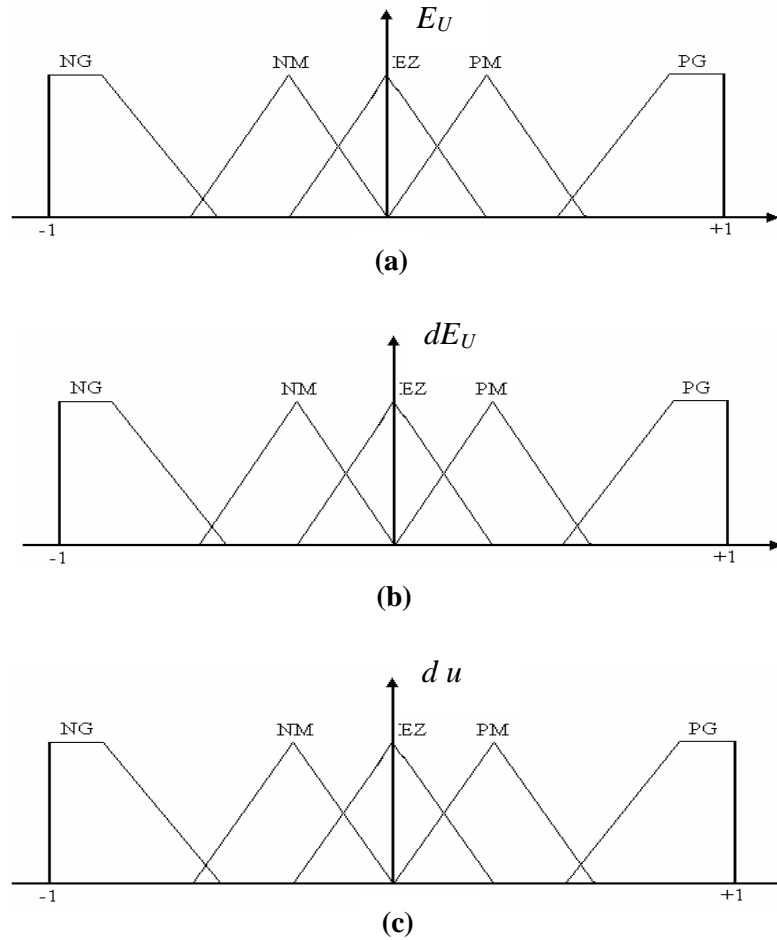


Fig.III-6 : Fonctions d'appartenance à cinq ensembles.

(a) L'erreur, E_U (b) La variation de l'erreur, dE_U (c) La variation de la commande, $d(u)$.

o **La base des règles**

Les règles d'inférences permettant le réglage de la tension U_c sont regroupées dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » :

$dE_U \backslash E_U$	NG	NP	Z	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	Z
NP	NG	NG	NP	Z	PP
Z	NG	NP	Z	PP	PG
PP	NP	Z	PP	PG	PG
PG	Z	PP	PG	PG	PG

Tab.III-2 : Matrice d'inférence à vingt cinq règles.

NG : Négatif Grand, NP : Négatif Petit, Z : Environ Zéro, PP : Positif Petit, PG : Positif Grand.

La figure (III-7) représente la structure interne d'un régulateur PI flou. Il est composé des éléments suivants :

- Des gains d'adaptation ($G_e, G_{\Delta e}, G_u$).
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Une base de règles.
- Le moteur d'inférence (la méthode « min-max »).
- Un bloc de défuzzification (la méthode du centre de gravité est utilisée).
- Une action de sommation qui permet de réaliser l'effet d'intégration.

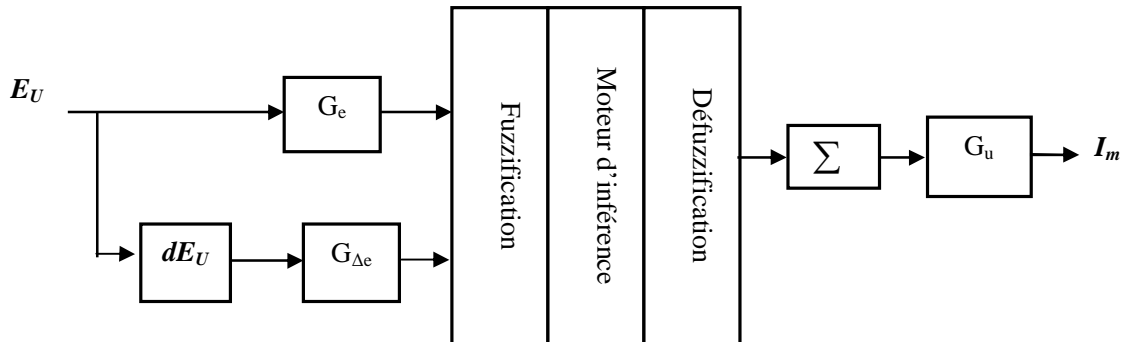


Fig.III-7 : Structure interne d'un PI flou.

III.5 Simulations et interprétations

La simulation de la commande du convertisseur associé à la machine asynchrone monophasée est obtenue en utilisant la structure de commande représentée à la figure (III-8). On distingue quatre boucles de réglage : la boucle de réglage de la tension U_c , La boucle de réglage de courant du réseau i_{res} , et les deux boucles de réglage permettant la régulation des deux courants de charge i_{s1} et i_{s2} à partir de la régulation des composantes i_{ds} et i_{qs} de courants de charge.

Données numériques

$$X_{réf}=700 \text{ v} \longrightarrow U_{c,réf}= 350 \text{ v}$$

Les gains de normalisation pour les régulateurs flous :

Régulateur de tension U_c : $G_e=1.43 \times 10^{-3}$; $G_{\Delta e}= 6.66 \times 10^{-5}$; $G_{du}= 7000$

Régulateurs des courants de charge : $G_{e_idq}=0.01$; $G_{\Delta e_idq}= 2 \times 10^{-6}$; $G_{du_idq}= 9 \times 10^5$

Régulateur de courants du réseau : $G_{ir}=0.01$; $G_{\Delta ir}= 4.5 \times 10^{-6}$; $G_{du_ir}= 4 \times 10^6$

La structure globale de commande comporte aussi un régulateur proportionnel et intégral de la vitesse de rotation de la machine asynchrone monophasée commandée par la technique d'orientation de flux rotorique.

A noter que le but de ces simulations est d'examiner le réglage des deux tensions U_{c1} et U_{c2} à partir de la régulation, seule, de leurs somme X ($X=2.U_c$), ainsi que l'efficacité de ce réglage sur la commande de l'ensemble *convertisseur direct AC/AC- machine asynchrone monophasé*, par

rapport aux objectifs désirés. Pour cela, on propose de simuler le fonctionnement du système selon la logique suivante :

1- Test de poursuite à $t= 1$ s, sur la somme des tensions X tel que :

$$\begin{aligned} \text{À } t=0 \text{ s : } X_{\text{réf}} &= 700 \text{ v.} \\ \text{à } t=1 \text{ s : } X_{\text{réf}} &= 640 \text{ v} \end{aligned}$$

Par conséquent l'effet obtenu sur les deux tensions U_{c1} et U_{c2} .

2- Comportement du convertisseur lors d'un fonctionnement à vide de la machine :

$$N_{r_réf} = 1000 \text{ tr/mn}$$

3- Test de robustesse, comportant deux types de fonctionnement :

a/ Fonctionnement en charge de la machine asynchrone monophasée : $C_r[0.9 \text{ s}, 1.4 \text{ s}] = 10 \text{ N.m}$

b/ Fonctionnement avec inversion du sens de rotation de la machine asynchrone monophasée :

$$t=0 \text{ s : } N_{r_réf} = 1000 \text{ tr/mn} \quad , \quad t=1.2 \text{ s : } N_{r_réf} = -1000 \text{ tr/mn}$$

La machine asynchrone monophasée est commandée par la technique d'*orientation du flux rotorique*.

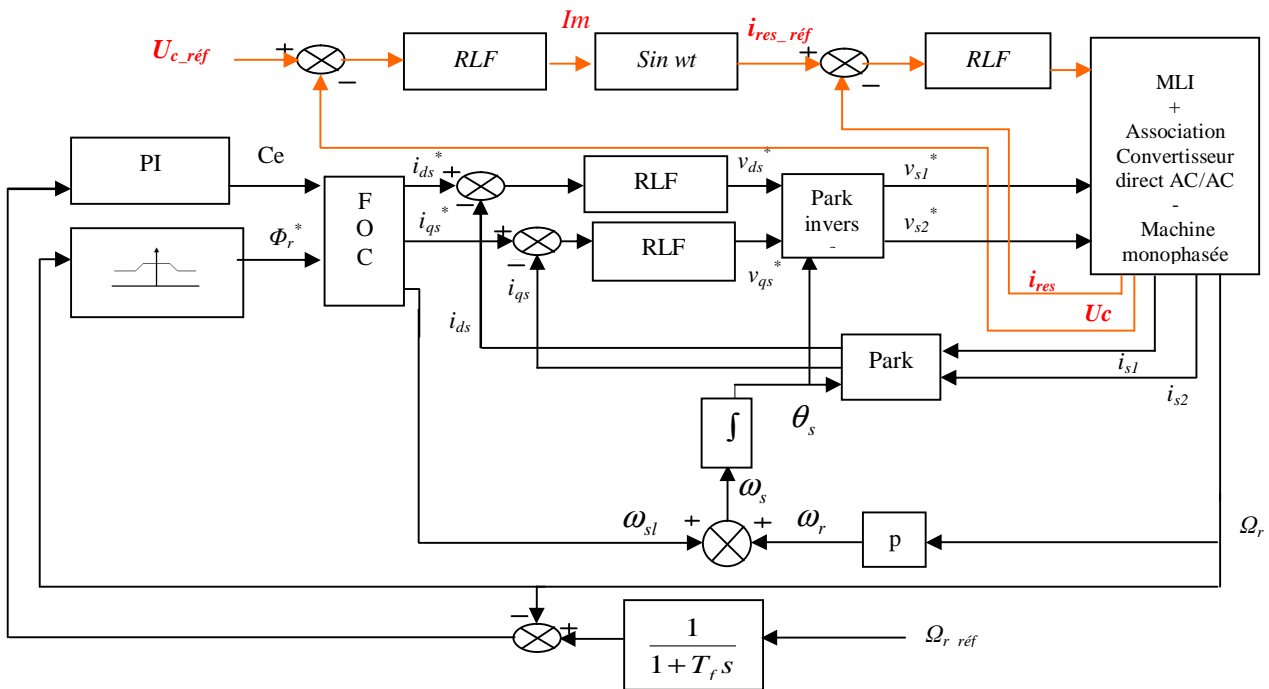


Fig.III-8 : Structure globale de commande du convertisseur direct AC/AC monophasé associé à la machine asynchrone monophasée.

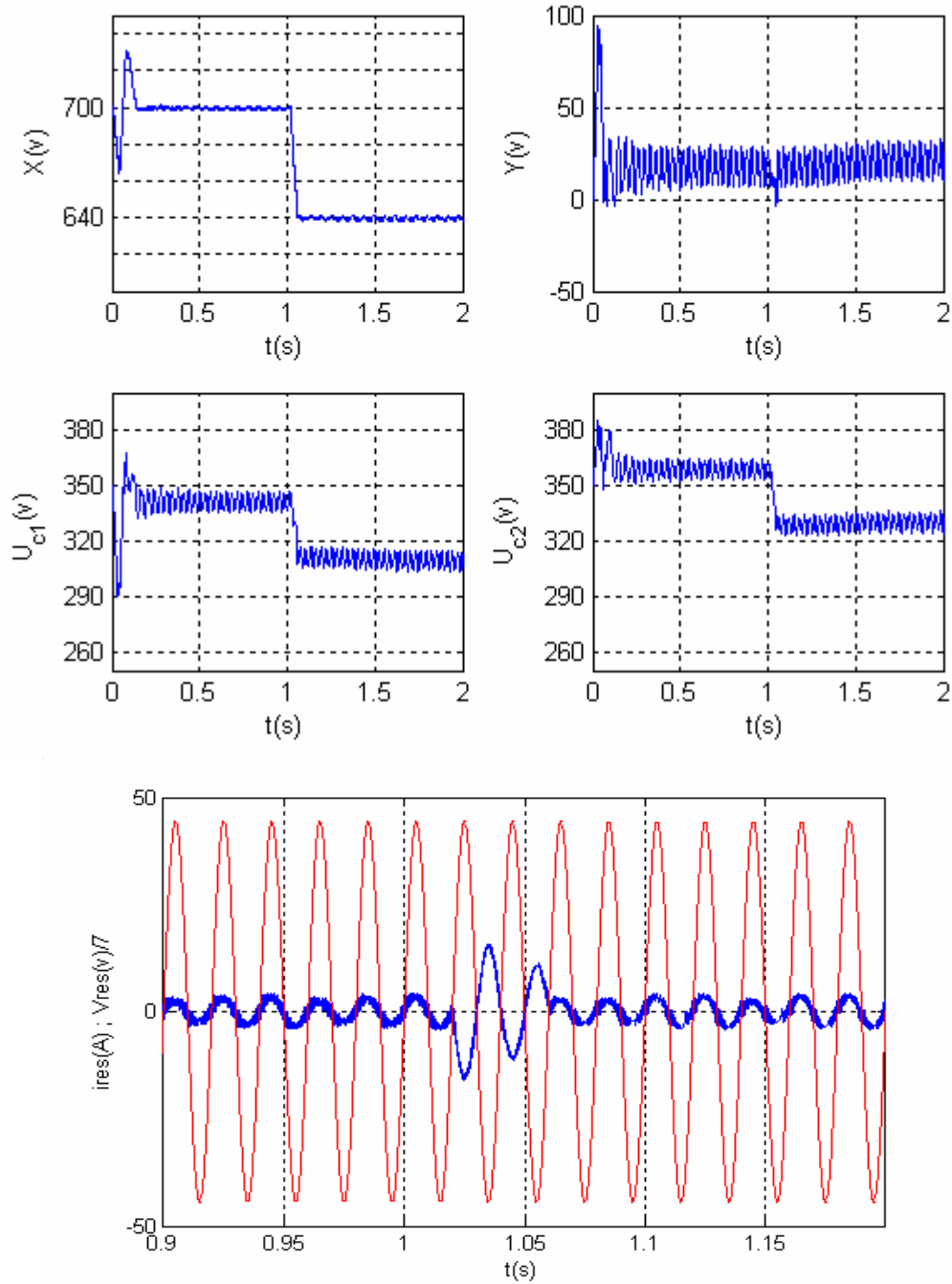


Fig.III.9 : Résultats de simulation pour un changement de consigne sur la tension $U_{c_réf}$ à $t = 1$ s de 350 v à 320 v

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

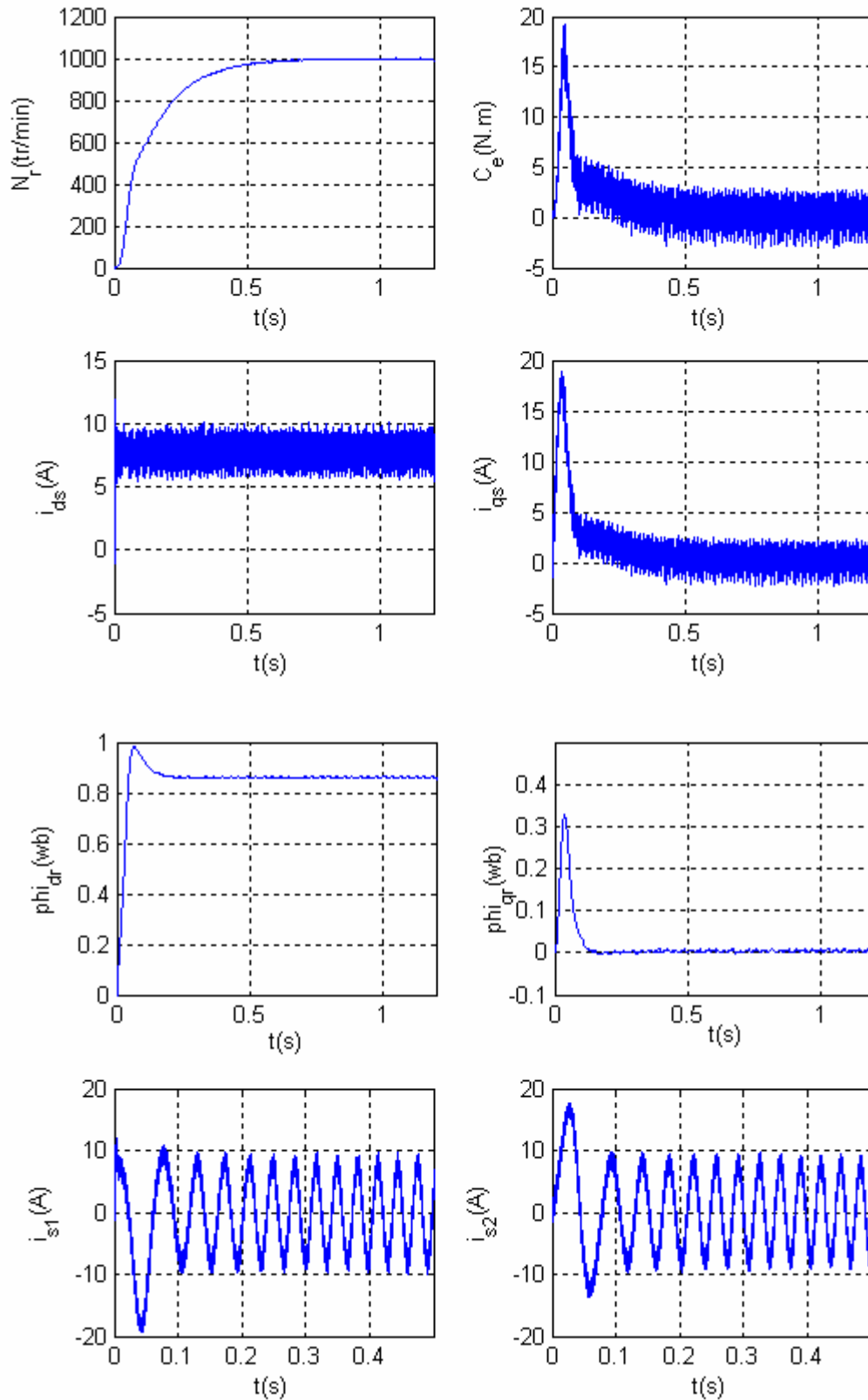


Fig.III-10 : Comportement à vide de la machine asynchrone monophasée $N_r=1000$ tr/min.

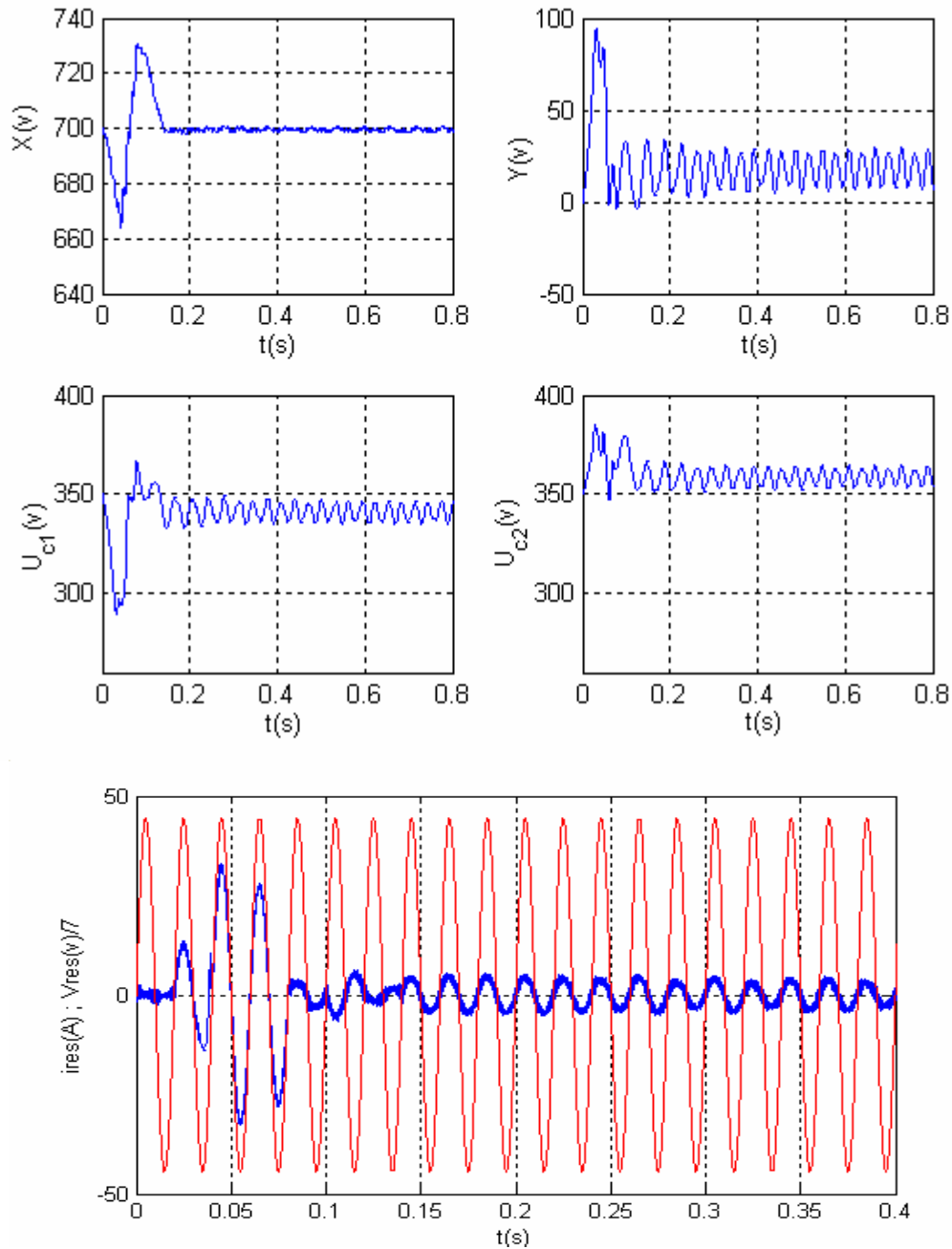


Fig.III-11 : Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement à vide de la MASM
 $X_{réf}=700$ v

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

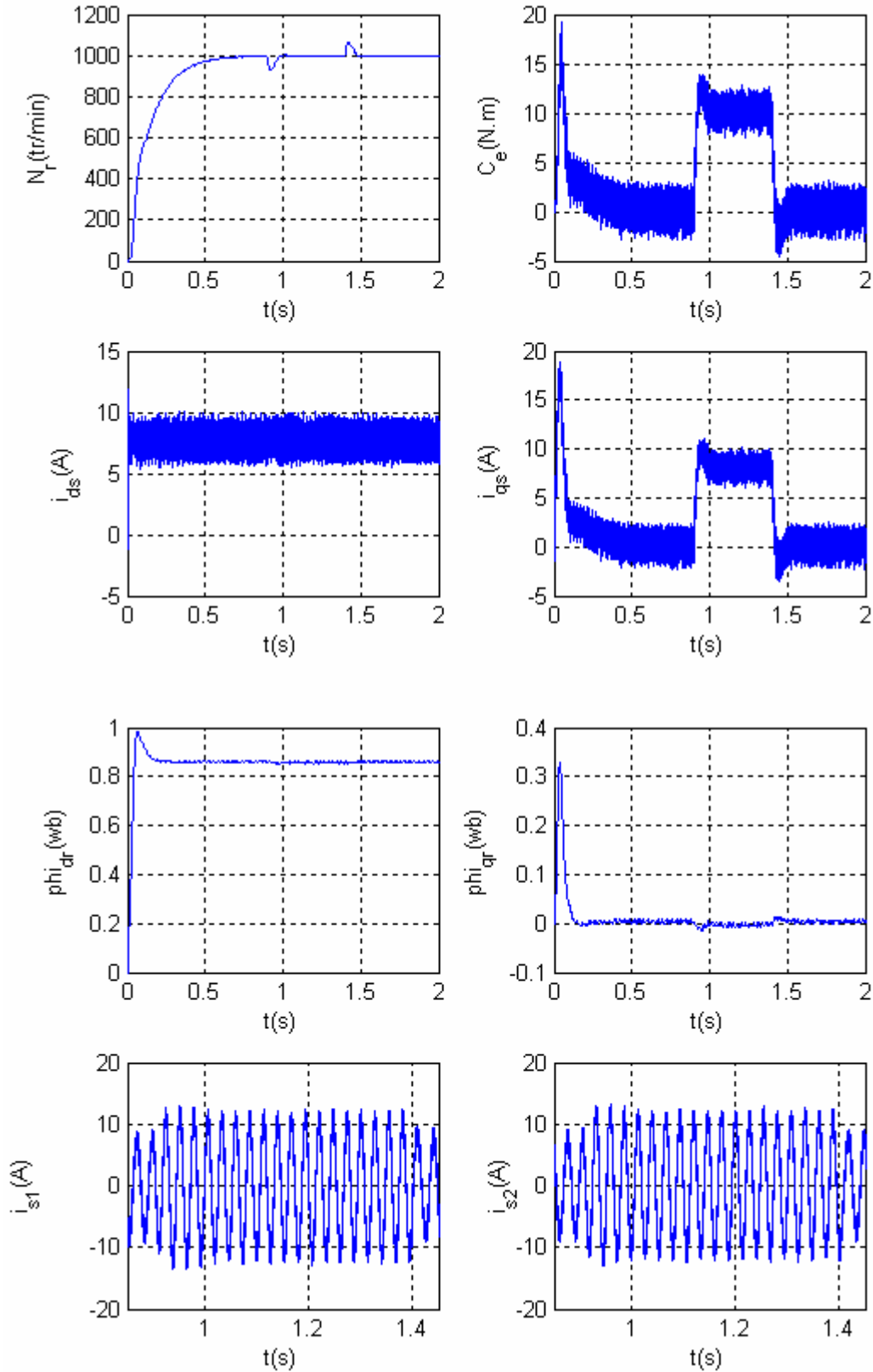


Fig.III-12 : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée
 $N_r=1000$ tr/mn , $C_r[0.9$ s , 1.4 s]=10 N.m

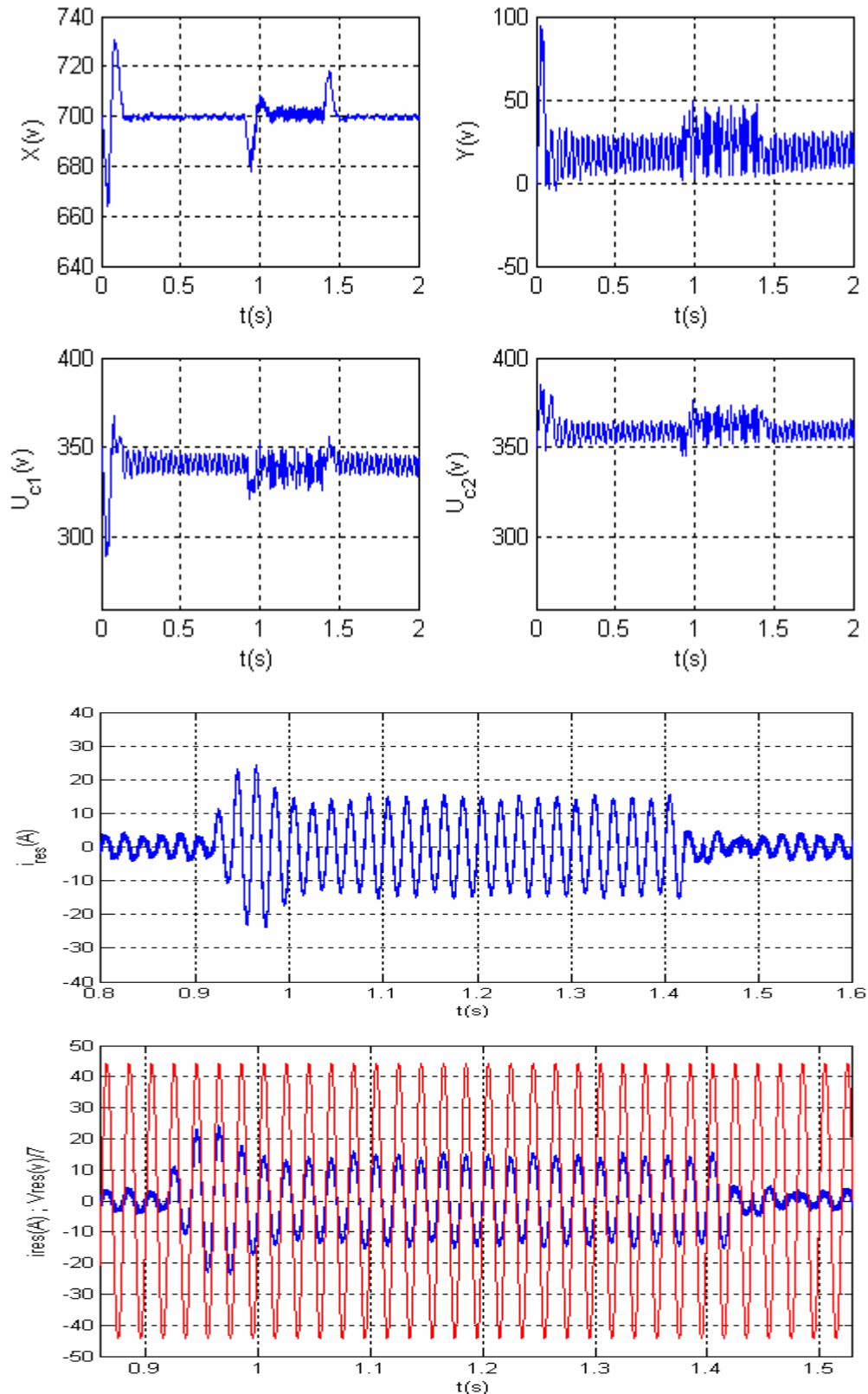


Fig.III-13 : Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement en charge de la MASM. $X_{ref}=700$ v , $C_r[0.9$ s , 1.4 s]=10 N.m

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

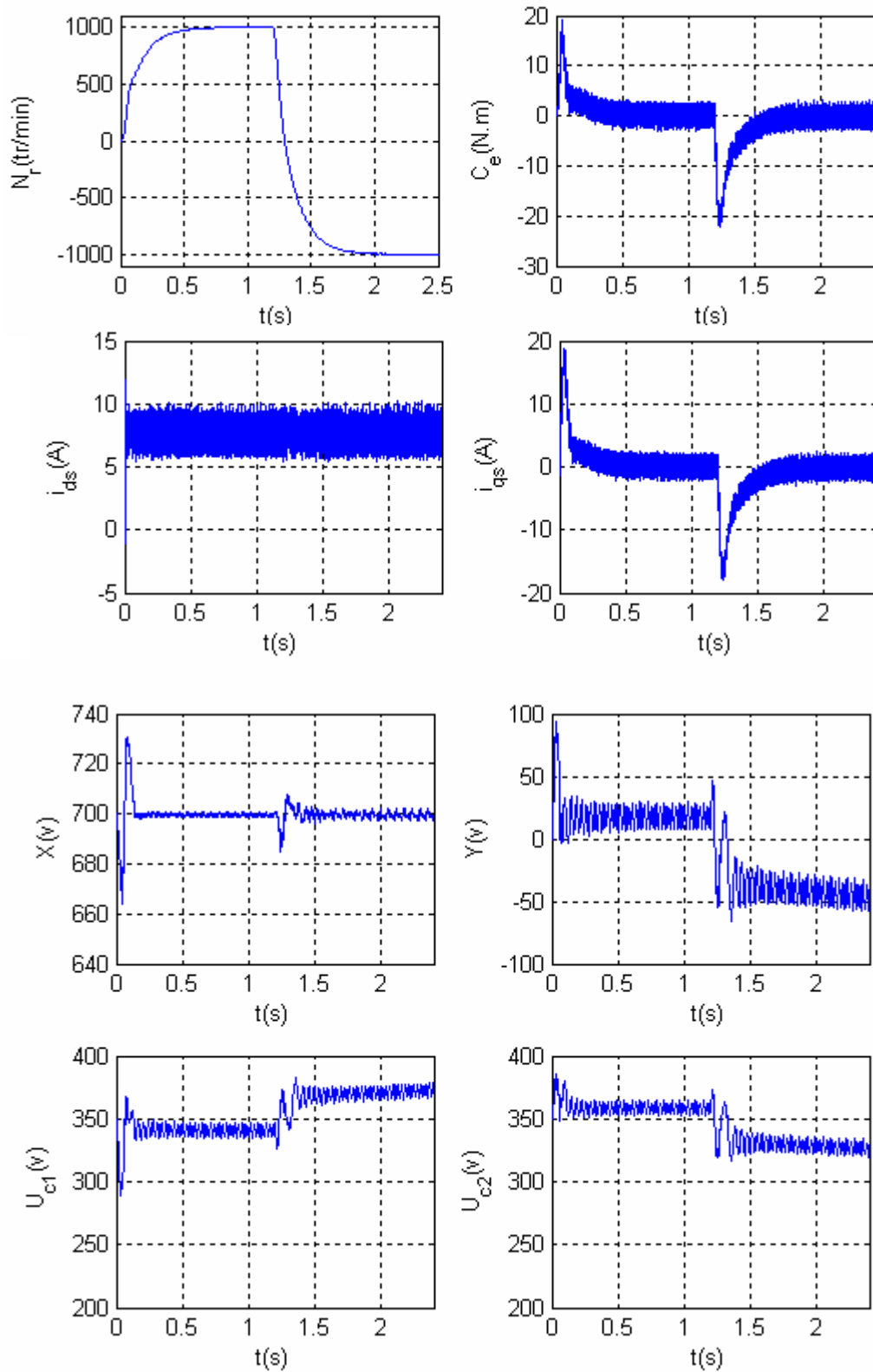


Fig.III-14 : Comportement du convertisseur lors d'une inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2

Selon les résultats obtenus par simulation du comportement de l'ensemble convertisseur direct AC/AC – machine asynchrone monophasée on constate que :

- Comportement du convertisseur lors d'un changement de la consigne $X_{\text{réf}}$:
 - La somme X suit parfaitement sa consigne en régime permanent ($X_{\text{réf}}=700$ v ensuite $X_{\text{réf}}=640$ v ; le signal d'erreur $E=X_{\text{réf}}-X$ est représenté dans l'annexe 4, figure 4-3).
 - Les deux tensions U_{c1} , U_{c2} aux bornes des condensateurs, se stabilisent à des valeurs moyennes différentes de la valeur moyenne désirée $U_{c_réf}$, telle que $U_{c_réf} = X_{\text{réf}}/2=350$ v.
 - La différence de tension Y ($Y=U_{c2}-U_{c1}$) en régime établi, oscille autour d'une valeur moyenne non nulle.
 - Le courant du réseau i_{res} présente un déphasage de 180° avec la tension V_{res} durant deux période avant qu'ils se remettent en phase.

- Comportement du convertisseur en fonctionnement à vide de la machine :
 - La somme X des deux tensions U_{c1} et U_{c2} (en régime établi) suit parfaitement sa consigne $X_{\text{réf}}$ ($X_{\text{réf}}=700$ v).
 - La différence Y entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} , se stabilise autour d'une valeur moyenne non nulle, dans une bande de largeur $21\text{v} : 7\text{v} > Y > 28\text{v}$.
 - Le courant de réseau i_{res} , dont sa consigne est généréé par le régulateur flou de U_c , présente des valeurs importantes au démarrage, ensuite revient à une forme sinusoïdale de valeur maximale $I_m=4.5\text{A}$.
 - Le courant du réseau i_{res} et la tension de réseau V_{res} sont en phase.

- Comportement du convertisseur en fonctionnement en charge de la machine :

Lorsqu'on applique une charge sur la machine ($C_r=10$ N.m), le courant du réseau présente une augmentation (le courant maximal est d'environ 15A).

 - Le courant du réseau i_{res} et la tension de réseau V_{res} sont en phase.

- Comportement de la machine asynchrone monophasée :
 - Les courants statoriques sont contrôlés au démarrage, et augmente lorsqu'on applique une charge ($C_r=10$ N.m).
 - Le couple électromagnétique présente une valeur importante au démarrage.
 - Le découplage entre le flux et le couple est vérifié.

- Lorsqu'on inverse le sens de rotation de la machine asynchrone monophasée on constate que le fonctionnement de la machine est maîtrisé et que le contrôle vectoriel de la machine est vérifié.

La somme X des tensions subit une perturbation, ensuite elle se stabilise à sa valeur de référence. Cependant, les tensions U_{c1} et U_{c2} alimentant les deux enroulements de la machine sont, considérablement, affectées par ce changement.

La machine asynchrone monophasée est une charge dynamique et présente plusieurs modes de fonctionnement. A cet effet, le couple électromagnétique change de valeur et la machine fait appel à la puissance électrique selon ces différentes modes. Or, l'origine de cette puissance ne peut être que la puissance fournie par le réseau monophasé, qui va la transiter à travers le convertisseur direct AC/AC vers la machine. C'est pour cela que la somme X des tensions U_{c1} et U_{c2} est affectée. Lorsque cette somme subit une perturbation, le régulateur de la tension U_c intervient de façon efficace afin de la ramener à sa valeur de référence. Par conséquent, le courant du réseau subit des variations en amplitude afin d'assurer l'équilibre de puissance.

Les deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 présente un déséquilibre remarquable malgré la régulation parfaite de la tension X .

D'après le système (II-10) au chapitre précédent on a :

$$\begin{cases} X=U_{c1} + U_{c2} \\ Y=U_{c2} - U_{c1} \end{cases}$$

$$\text{Donc :} \quad \begin{cases} U_{c1}=(X-Y)/2 \\ U_{c2}=(X+Y)/2 \end{cases} \quad \text{(III-18)}$$

La relation (III-18) montre que si la différence Y des deux tensions U_{c1} et U_{c2} reste libre, le déséquilibre de ces tensions peut apparaître.

Le teste de poursuite montre un déphasage entre le courant du réseau i_{res} et la tension du réseau V_{res} ; c'est dû au signe de la commande I_m . En ce moment la tension de consigne X_{ref} change de valeur subitement. A cet effet, la commande I_m change de signe pour qu'elle puissance ramener la tension aux bornes des condensateurs à la nouvelle valeur de consigne, par conséquent, un découlement d'énergie aura lieu des condensateurs vers le réseau.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a illustré les bases théoriques de la logique floue, conduisant à leur utilisation dans le domaine de la conduite des systèmes, dont on a mis le point sur la commande

floue qui découle de cette théorie. Ensuite, on a cité les différentes parties d'un régulateur flou ainsi que ces paramètres, qui nécessitent un expert ou une expérience pour les déterminer. A ce niveau, on a constaté que les paramètres d'un régulateur flou sont :

- La forme et le nombre des sous ensembles flous.
- Les bornes de l'univers de discours.
- L'inférence et les bases des règles.
- La stratégie de défuzzification.

Le choix judicieux de ces paramètres conduit au bon réglage. A cet effet, on a pu réguler la tension X aux bornes des condensateurs. Les résultats obtenus par simulation sont significatifs et montrent qu'on a satisfait une partie des objectifs souhaités. Cependant, ces mêmes résultats montrent aussi que le réglage des deux tensions U_{c1} et U_{c2} à partir de leur somme X seulement est insuffisant pour les rendre égales. Dans le chapitre suivant on traite le réglage flou du convertisseur direct AC/AC monophasé avec élimination du déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

CHAPITRE IV

Commande floue du convertisseur Direct AC/AC avec
élimination du déséquilibre des tensions aux bornes
des condensateurs C_1 et C_2

Chapitre IV

Commande floue du convertisseur Direct AC/AC avec élimination du déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a concentré l'étude sur la commande de la tension moyenne U_c des deux tensions aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 du convertisseur direct AC/AC. La différence de tension Y entre U_{c1} et U_{c2} n'a pas été contrôlée directement par une grandeur de commande, ce qui explique leur évolution libre, par conséquent ces deux tensions sont affectées et un déséquilibre apparaît. Cette différence dépend des courants i_{s1} et i_{s2} de la machine, du courant de réseau i_{res} et des valeurs des capacités des deux condensateurs C_1 et C_2 . 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 [TALA 99], [SON 02], [YEN 02].

Dans ce chapitre, nous allons proposer deux techniques permettant le contrôle de la différence de tension Y . La première nécessite une modification matérielle sur la structure du convertisseur AC/AC monophasé par l'ajout d'un pont dit de clamping. Il permet d'agir sur la différence Y , par une nouvelle commande à travers deux interrupteurs S_{11} et S_{10} complémentaires [DAH 04], [SAH 01], [SIA 01]. La deuxième, est une solution purement automatique, basée sur l'élimination de la composante perturbatrice qui provoque le déséquilibre de tensions [SON 02], [YEN 02], [SRI 98], [RAH 96].

IV.2 Principe du contrôle de la différence de tension entre U_{c1} et U_{c2} :

On peut dire qu'un contrôle de la différence Y des deux tensions, rend ces deux tensions stable quelques soient les perturbations et le mode de fonctionnement de la machine Asynchrone monophasée :

$$\begin{cases} U_{c1}=(X-Y)/2 \\ U_{c2}=(X+Y)/2 \end{cases} \quad (IV-1)$$

IV.3 Contrôle de la différence par le pont de clamping

La figure (IV-1) représente la structure du convertisseur direct AC-AC monophasée avec le pont de clamping :

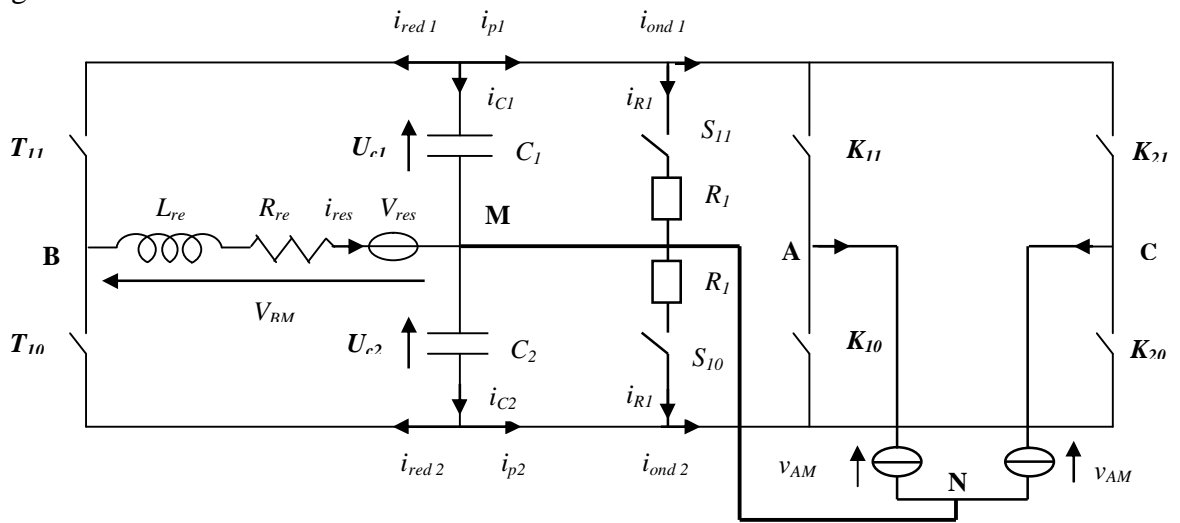


Fig.IV-1 : convertisseur AC-AC monophasé avec le pont de Clamping.

Le nouveau système d'équation régissant le fonctionnement du convertisseur direct AC-AC monophasé, peut être atteint en appliquant la loi des nœuds [DAH 04]:

$$\begin{cases} i_{c1} + i_{red2} + i_{p1} = 0 \\ i_{c2} - i_{red2} - i_{p2} = 0 \end{cases} \quad (IV-2)$$

et

$$\begin{cases} i_{ond1} + i_{R1} = i_{p1} \\ i_{ond2} - i_{R2} = i_{p2} \end{cases} \quad (IV-3)$$

donc:

$$\begin{cases} i_{c1} + i_{red2} + i_{ond1} + i_{R1} = 0 \\ i_{c2} - i_{red2} - i_{ond2} + i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (IV-4)$$

finalement :

$$\begin{cases} i_{c1} = - (i_{red2} + i_{ond1} + i_{R1}) \\ i_{c2} = i_{red2} + i_{ond2} - i_{R2} \end{cases} \quad (IV-5)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{red1} = T_{11} i_{res} \\ i_{red2} = T_{01} i_{res} \\ i_{ond1} = K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2} \\ i_{ond2} = K_{10} i_{s1} + K_{21} i_{s2} \\ i_{R1} = S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1} \\ i_{R2} = S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2} \end{array} \right. \quad (IV-6)$$

Après calcul et simplifications on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c1} = C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = -(T_{11} i_{res} + K_{11} i_{s1} + K_{21} i_{s2} + S_{11} \frac{U_{c1}}{R_1}) \\ i_{c2} = C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = (T_{01} i_{res} + K_{10} i_{s1} + K_{20} i_{s2} - S_{10} \frac{U_{c2}}{R_2}) \end{array} \right. \quad (IV-7)$$

En posant $R_1=R_2=R$, le système d'équations du convertisseur direct AC-AC monophasé avec le pont de Clamping est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{D} \left(v_{AM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_d - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s1} + \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_q \right) \\ \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{Q} \left(v_{CM} + \frac{M_{sr}}{L_r^2} R_r \phi_q - \left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{s2} - \frac{M_{sr}}{L_r} p \Omega_r \phi_d \right) \\ \frac{di_{res}}{dt} = \frac{1}{L_{re}} (U_3 X - Y - 2R_{re} i_{res} + 2V_{res}) \\ \frac{dX}{dt} = -\frac{1}{C} (U_3 i_{res} + U_1 i_{s1} + U_2 i_{s2} + \frac{X}{2R} - U_4 \frac{Y}{2R}) \\ \frac{dY}{dt} = \frac{1}{C} (i_{res} + i_{s1} + i_{s2} + U_4 \frac{X}{2R} - \frac{Y}{2R}) \end{array} \right. \quad (IV-8)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} X = U_{c1} + U_{c2} \\ Y = U_{c2} - U_{c1} \\ U_1 = 2K_{11} - 1 \\ U_2 = 2K_{21} - 1 \\ U_3 = 2T_{11} - 1 \\ U_4 = 2S_{11} - 1 \end{array} \right. \quad (IV-9)$$

Remarque :

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.3.1 Etude de la boucle de tension

En exploitant la relation développée au deuxième chapitre (II-19), liant la tension U_c à l'amplitude de courant de réseau, exprimée par :

$$I_m = \frac{2U_c i_{red}}{V_m} \quad (IV-9)$$

Et en tenant compte du système d'équations (IV-6) on établit le modèle de commande suivant :

$$C \frac{d}{dt} (U_{c1} + U_{c2}) = 2C \frac{dU_c}{dt} = i_{red2} - i_{red1} + i_{ond2} - i_{ond1} - i_{R1} - i_{R2} \quad (IV-10)$$

Avec :

$$i_{red} = i_{red2} - i_{red1} \quad (IV-11)$$

On pose :

$$i'_{pert} = i_{ond1} - i_{ond2} + i_{R1} + i_{R2} \quad (IV-12)$$

Donc:

$$2C \frac{d}{dt} U_c = i_{red} - i'_{pert} \quad (IV-13)$$

A partir des relations (IV-9), (IV-10), (IV-13), on obtient le modèle de la boucle de tension U_c exprimé par la relation suivante :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{V_m}{4CU_c} I_m - \frac{1}{2C} i'_{pert} \quad (IV-14)$$

IV.3.2 Réglage de toutes les boucles

IV.3.2.1 Boucle de tension

Le modèle de la tension U_c obtenu par la relation (IV-14) a la même forme que celui élaboré au deuxième chapitre, seul l'expression de la perturbation qui se diffère. Donc les mêmes algorithmes de commande de U_c sont applicables.

IV.3.2.2 Boucles de courants

L'introduction du pont de clamping n'a pas influé sur les expressions des équations donnant les courants de charge et le courant du réseau. Donc les algorithmes de commande de celles-ci sont aussi applicables.

IV.3.2.3 Réglage de la différence $U_{c2}-U_{c1}$

Afin d'asservir la différence entre les deux tensions $U_{c2}-U_{c1}$, on utilise la commande par hystérésis avec une bande d'hystérésis nulle selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } U_{c2} > U_{c1} \text{ alors } U_4=1 \\ \text{Si } U_{c2} \leq U_{c1} \text{ alors } U_4=-1 \end{cases}$$

Remarque

L'utilisation du pont de clamping doit se faire par des résistances R_1 et R_2 de façon à avoir des pertes joules minimales. En plus, la valeur choisie de ces résistances doit assurer un rendement de plus de 90% en terme de puissance.

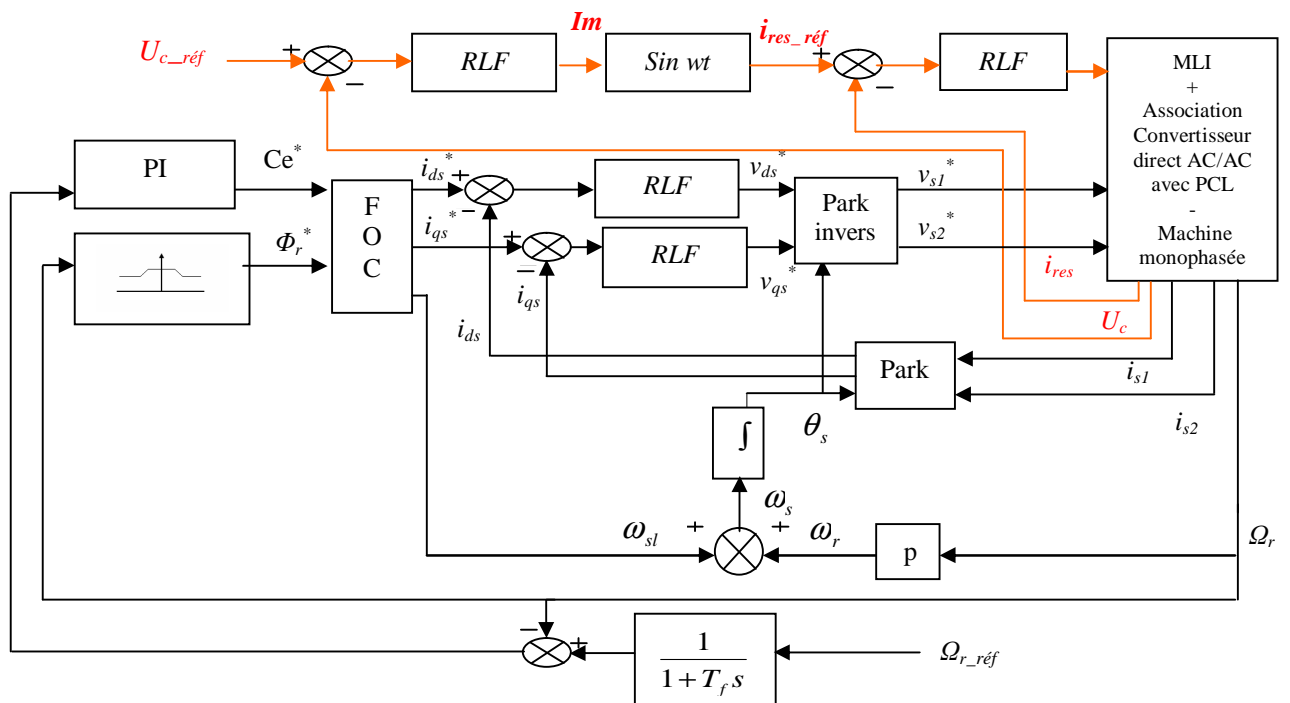


Fig. (IV-2) : Structure de commande avec pont de clamping.

IV.4 Réglage de la différence Y par une boucle de courant supplémentaire

Le principe de cette technique est basé sur l'ajout d'une boucle de courant supplémentaire fournissant un courant proportionnel à la différence des tensions Y . Ce courant doit être additionné au courant réel du réseau i_{res} avant sa comparaison avec le courant de référence afin d'éliminer le déséquilibre de tensions aux bornes des condensateurs [RAH 96], [SON 02], [YEN 02], [SRI 98].

Dans ce cas, la structure matérielle du convertisseur direct AC/AC est conservée et la structure globale de commande de l'ensemble convertisseur direct AC/AC - MASM sera dotée par une boucle supplémentaire pour contrôler la différence Y [fig. (IV-3)]. Ce contrôle est obtenu en multipliant la différence Y par un Gain K et en additionnant le signal résultant au courant réel du réseau i_{res} .

Donc on peut écrire le nouveau courant i'_{res} qui doit être comparé au courant de référence $i_{res_réf}$, comme suite :

$$i'_{res} = i_{res} + i \quad (IV-15)$$

$$\text{or} \quad i = K.Y \quad (IV-16)$$

$$\text{donc:} \quad i'_{res} = i_{res} + K.Y \quad (IV-17)$$

D'après la relation (IV-17) on constate que si la différence Y est de valeur moyenne nulle le courant i'_{res} ne subit aucun changement. Si sa valeur moyenne présente une composante continue c'est-à-dire une valeur moyenne non nulle le courant i'_{res} force cette différence à se remettre à une valeur moyenne nulle.

Le gain K est choisi positif ($K < 1$) de telle sorte à annuler le déséquilibre des deux tensions aux bornes des condensateurs [SRI 98].

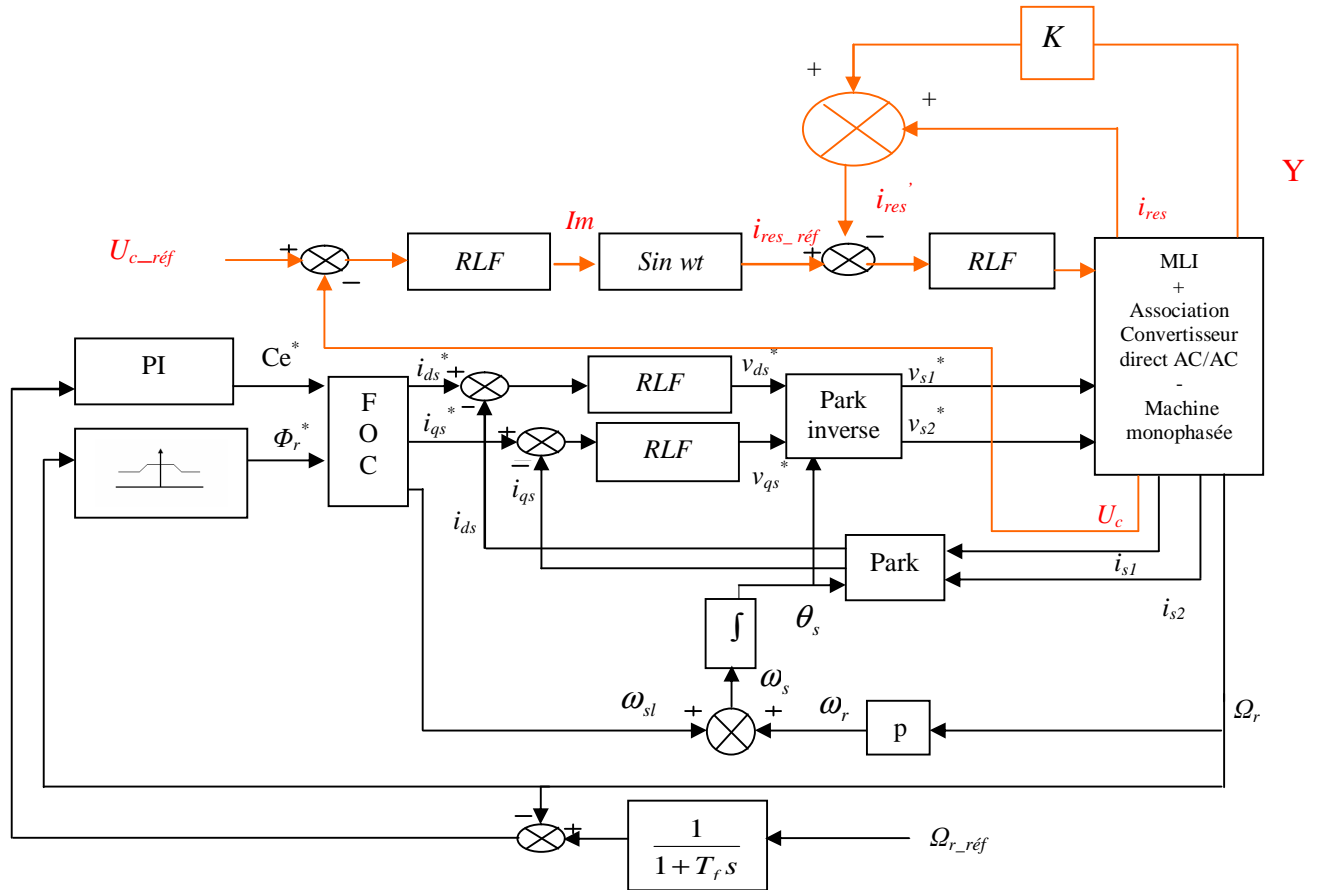


Fig. (IV-3) : Structure globale de commande du convertisseur AC/AC avec la boucle de courant supplémentaire.

IV.5 Simulation

Données numériques

$$X_{réf}=700 \text{ v} \rightarrow U_{c,réf}= 350 \text{ v}$$

$$G_e=1.43 \times 10^{-3} \quad G_{\Delta e}=6.66 \times 10^{-5} \quad G_{du}=7000$$

1- Test de poursuite à $t= 1 \text{ s}$, sur la somme des tensions X tel que :

$$\text{À } t=0 \text{ s} : X_{réf}=700 \text{ v.}$$

$$\text{à } t=1 \text{ s} : X_{réf}=640 \text{ v}$$

Par conséquent l'effet obtenu sur les deux tensions U_{c1} et U_{c2} .

2- Comportement du convertisseur lors d'un fonctionnement à vide de la machine $N_{r,réf}=1000$ tr/mn

3- Test de robustesse, comportant deux types de fonctionnement :

a/ Fonctionnement en charge de la machine asynchrone monophasée : $C_r[0.9 \text{ s} , 1.4 \text{ s}]=10 \text{ N.m}$

b/ Fonctionnement avec inversion du sens de rotation de la machine asynchrone monophasée :

$$t=0 \text{ s} : N_{r,réf}=1000 \text{ tr/mn} \quad , \quad t=1.2 \text{ s} : N_{r,réf}=-1000 \text{ tr/mn.}$$

La machine asynchrone monophasée est commandée par la technique d'*orientation du flux rotorique*.

IV.5.1 Commande floue avec pont de clamping : Fig. (IV-2)

- Conditions : $R_1 = R_2 = 400\Omega$.
- la différence Y est contrôlée par hystérésis.

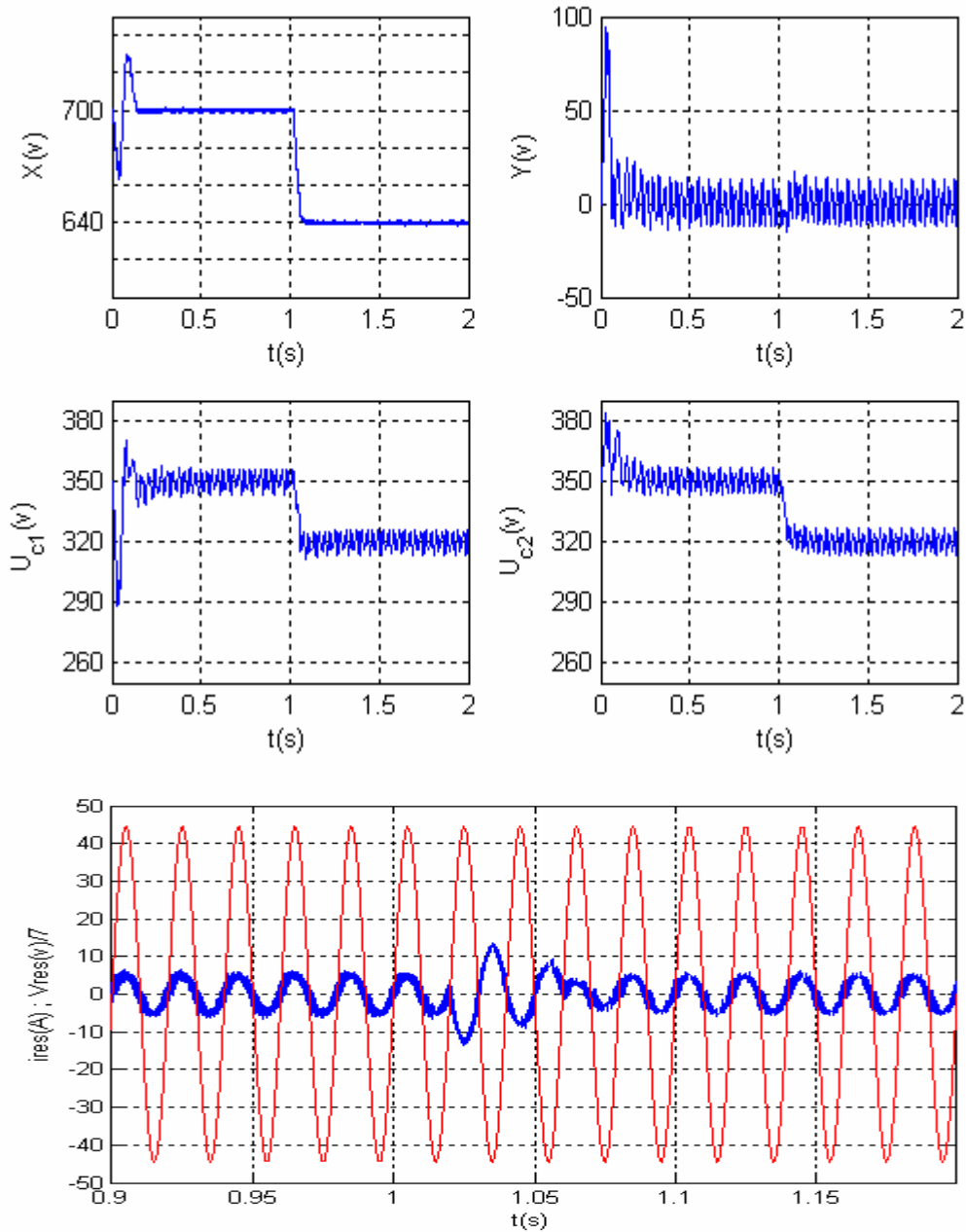


Fig.IV.4 : Résultats de simulation pour un changement de consigne sur la tension $U_{c_réf}$ à $t = 1$ s de 350 v à 320 v

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

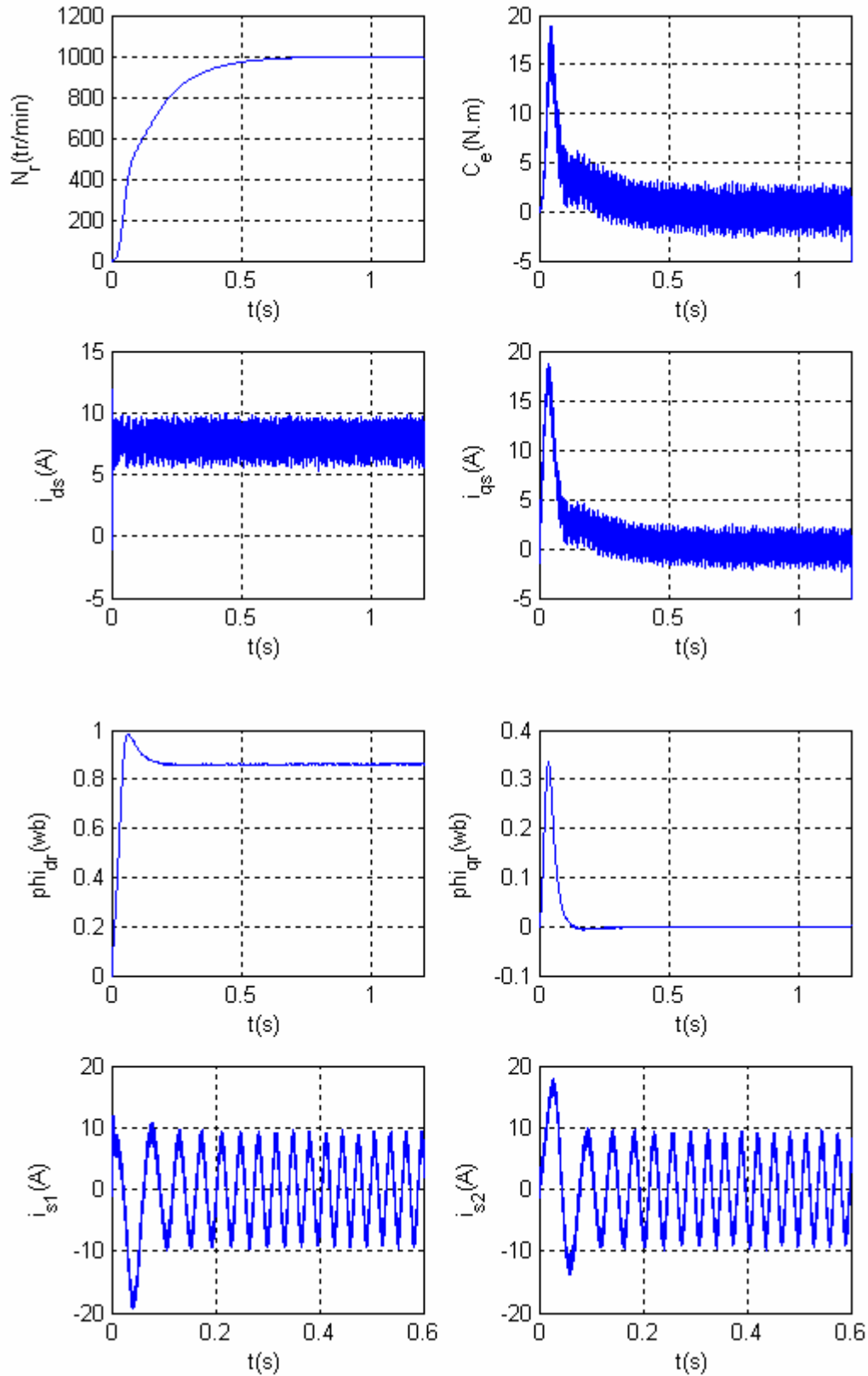


Fig.VI-5 : Comportement à vide de la machine asynchrone monophasée $N_p=1000$ tr/mn.

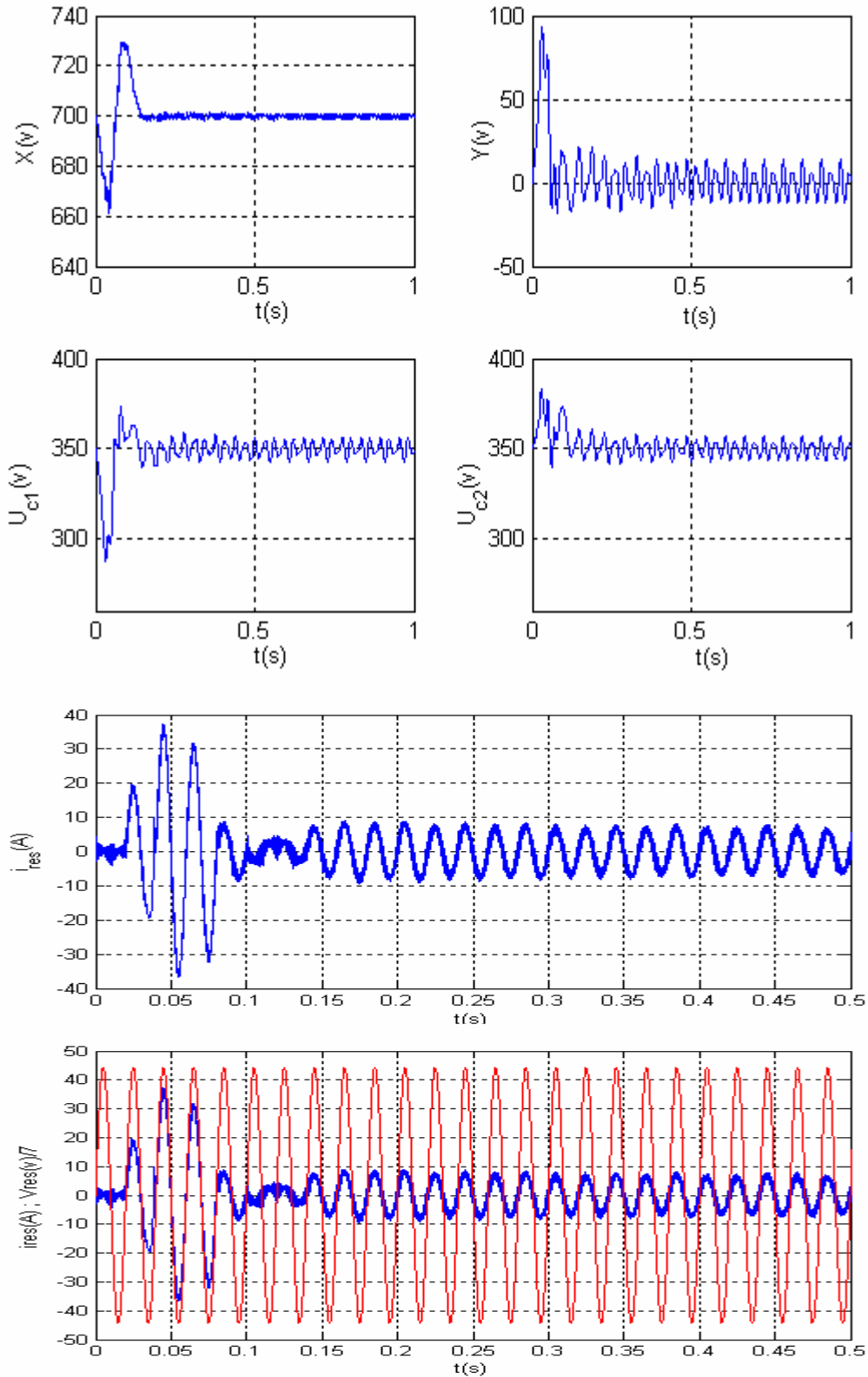


Fig.VI-6 : Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement à vide de la MASM
 $X_{réf}=700$ v

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

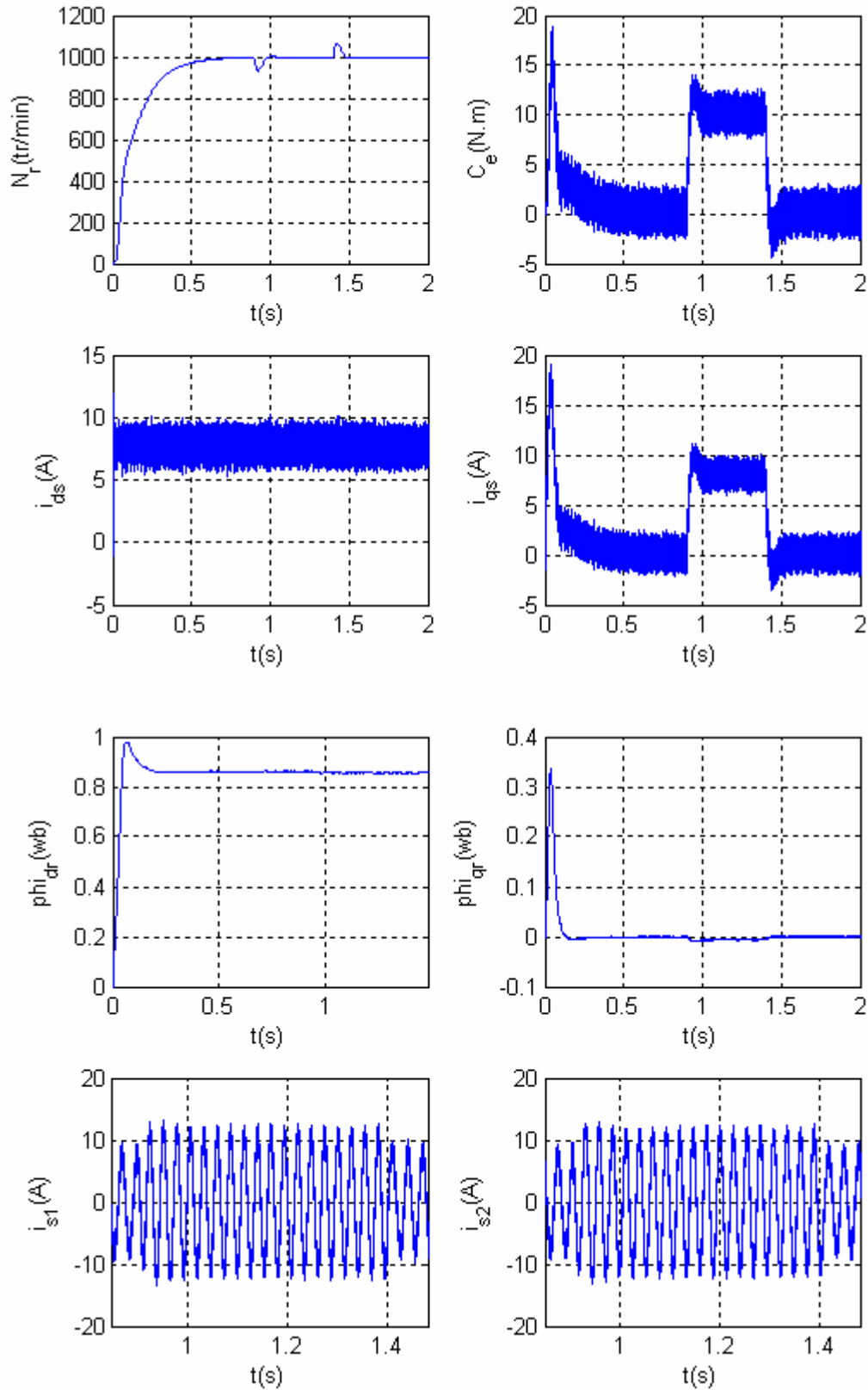


Fig.IV-7 : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée
 $N_r=1000$ tr/mn , $C_r[0.9 \text{ s} , 1.4 \text{ s}] = 10$ N.m

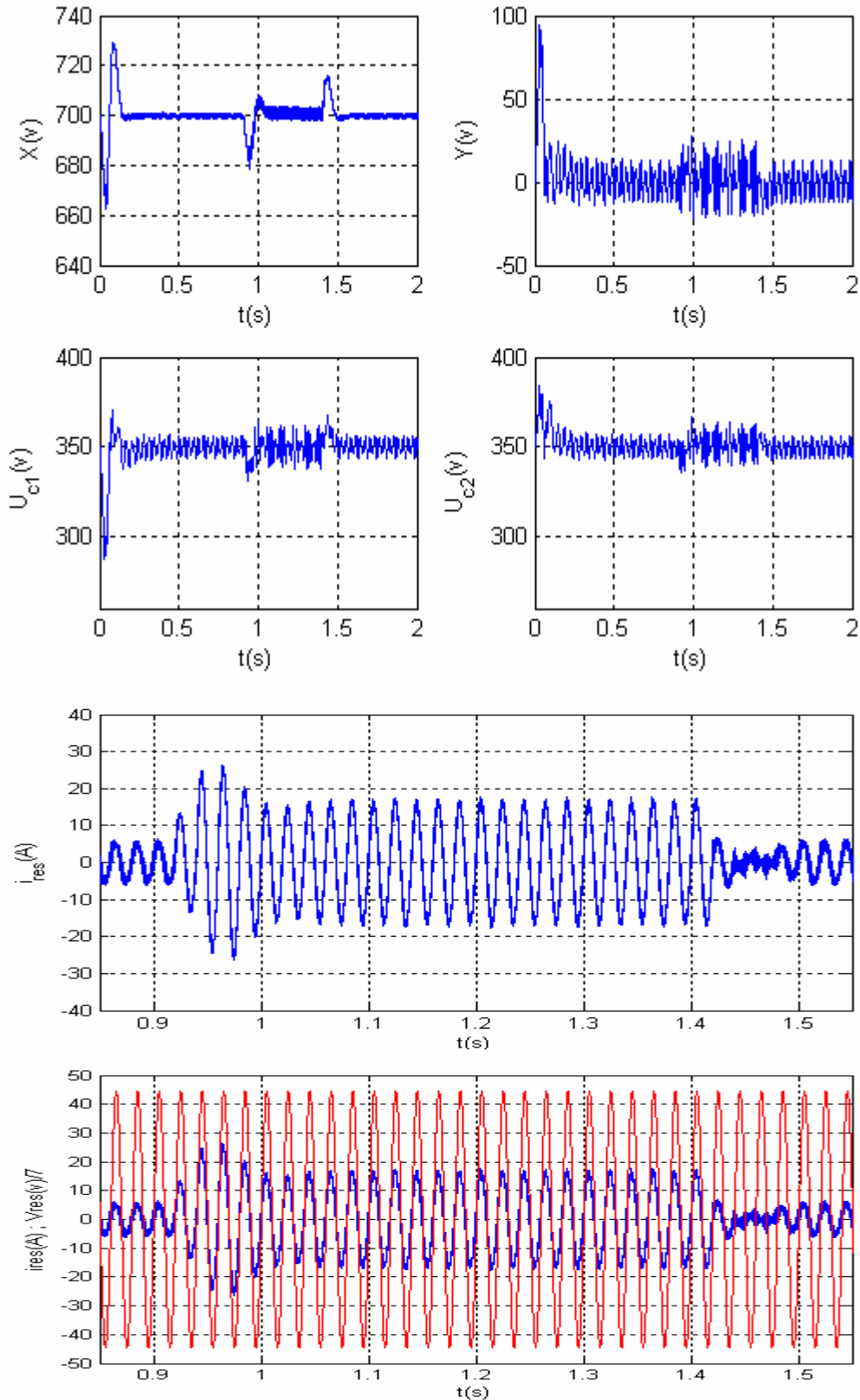


Fig.VI-8 :Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement en charge de la MASM. $X_{ref}=700$ v , $C_r[0.9$ s , 1.4 s]=10 N.m

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

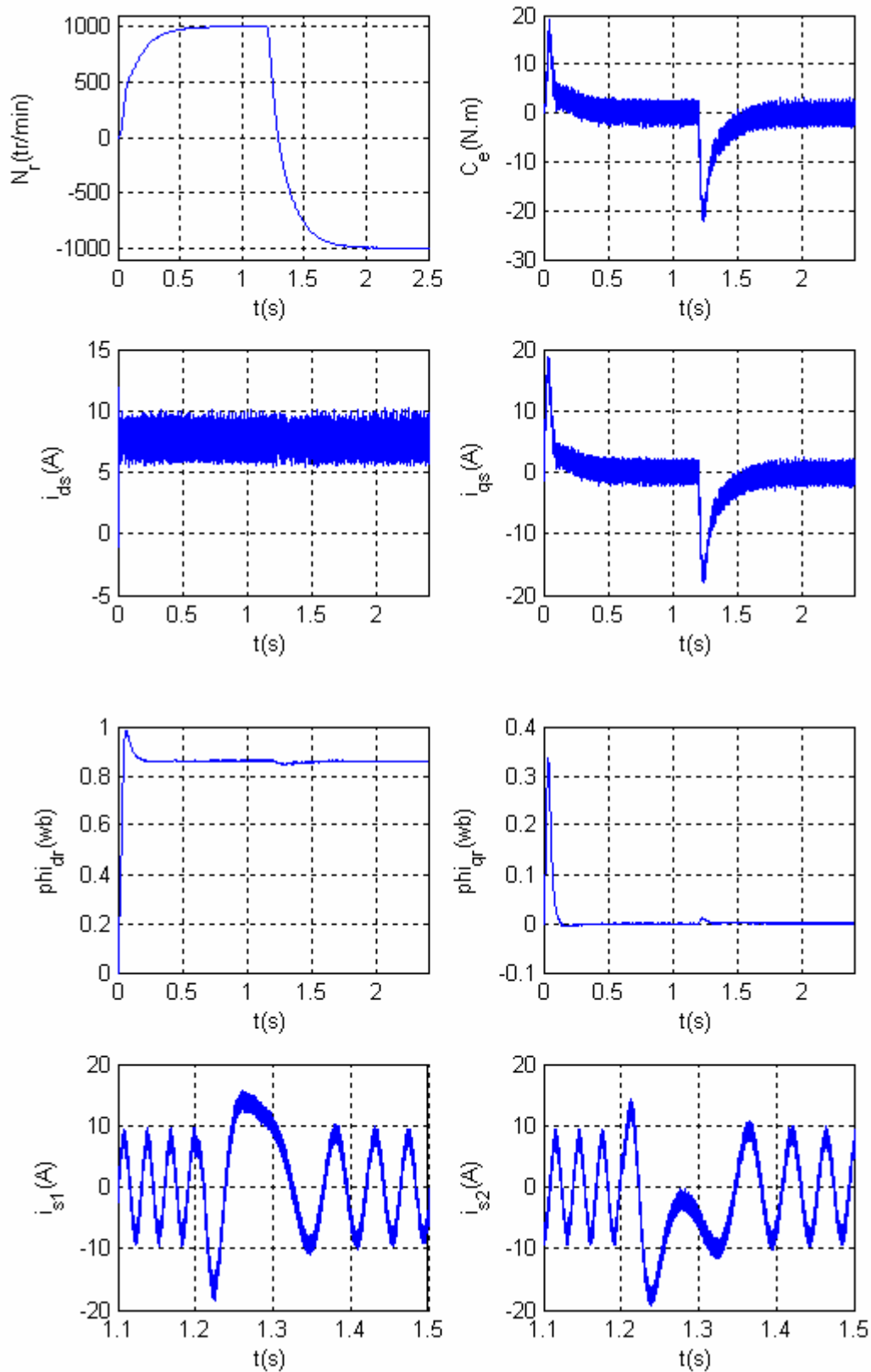


Fig.IV-9 : Comportement de la machine asynchrone monophasée lors d'une inversion du sens de rotation à $t = 1.2$ s

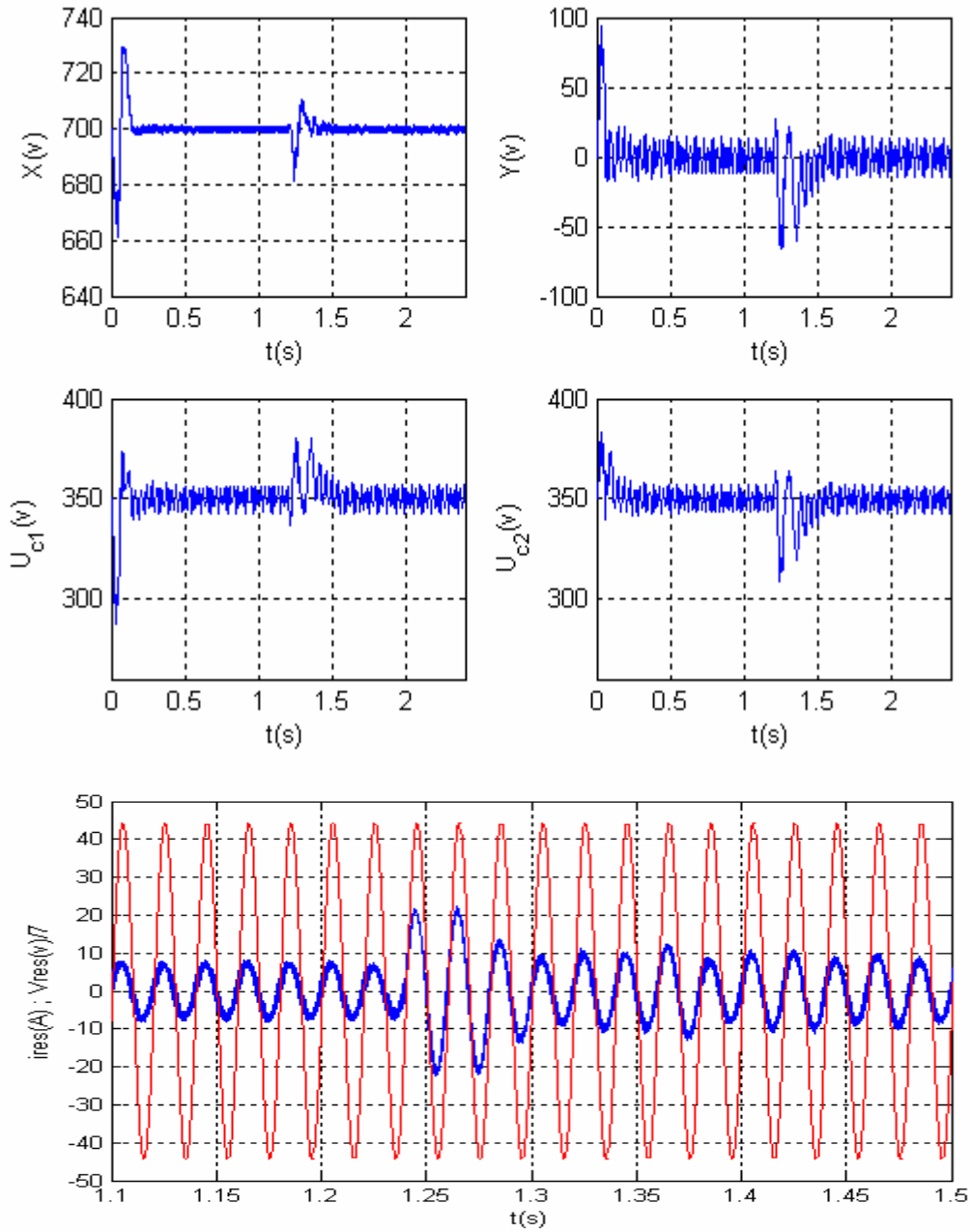


Fig.VI-10 : Comportement du convertisseur lors d'une inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2 .
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

IV.5.2 Commande du convertisseur AC/AC avec la boucle de courant supplémentaire

➤ $K=0.035$

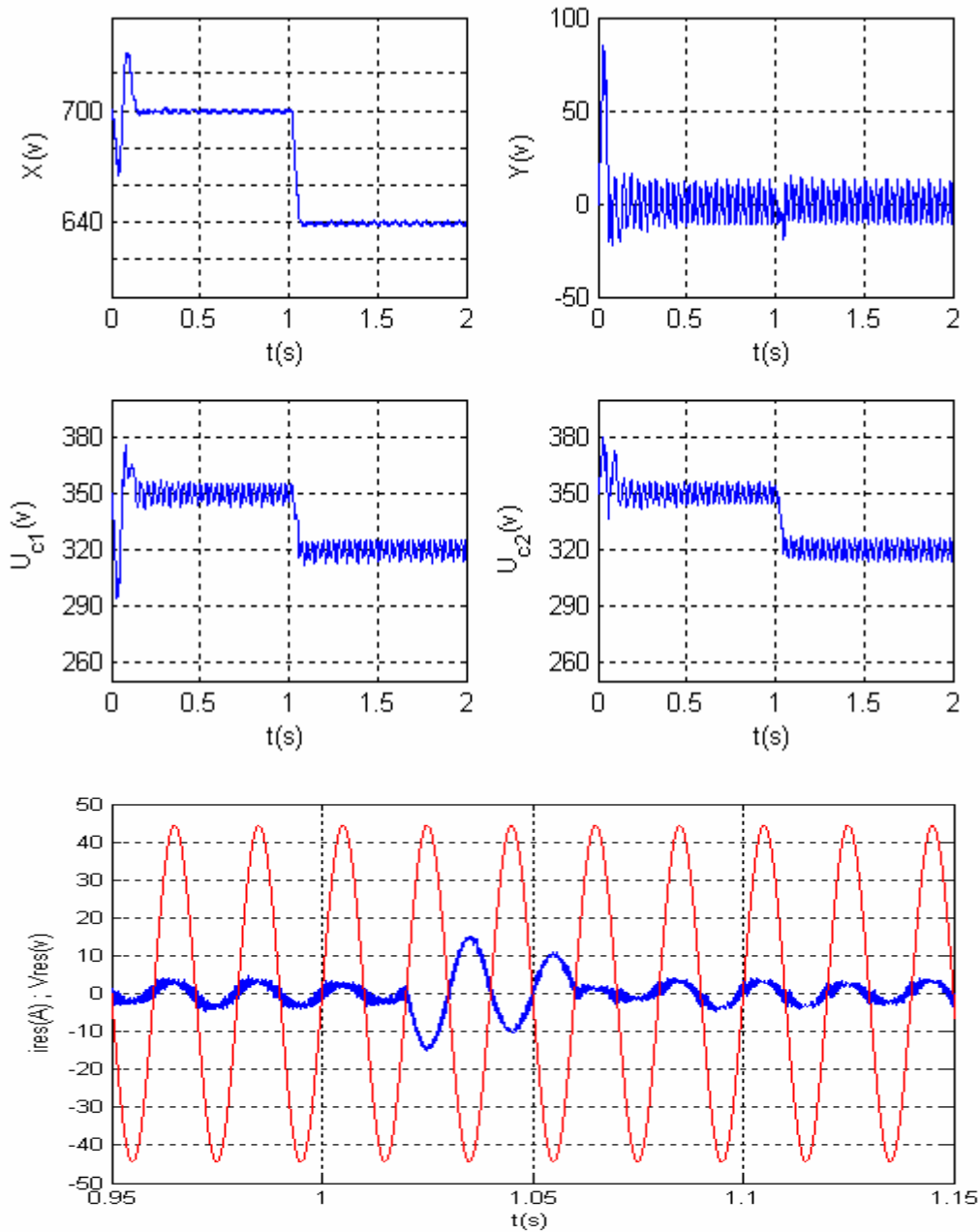


Fig.IV.11 : Résultats de simulation pour un changement de consigne sur la tension $U_{c_réf}$ à $t = 1$ s de 350 v à 320 v ($K=0.035$)

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

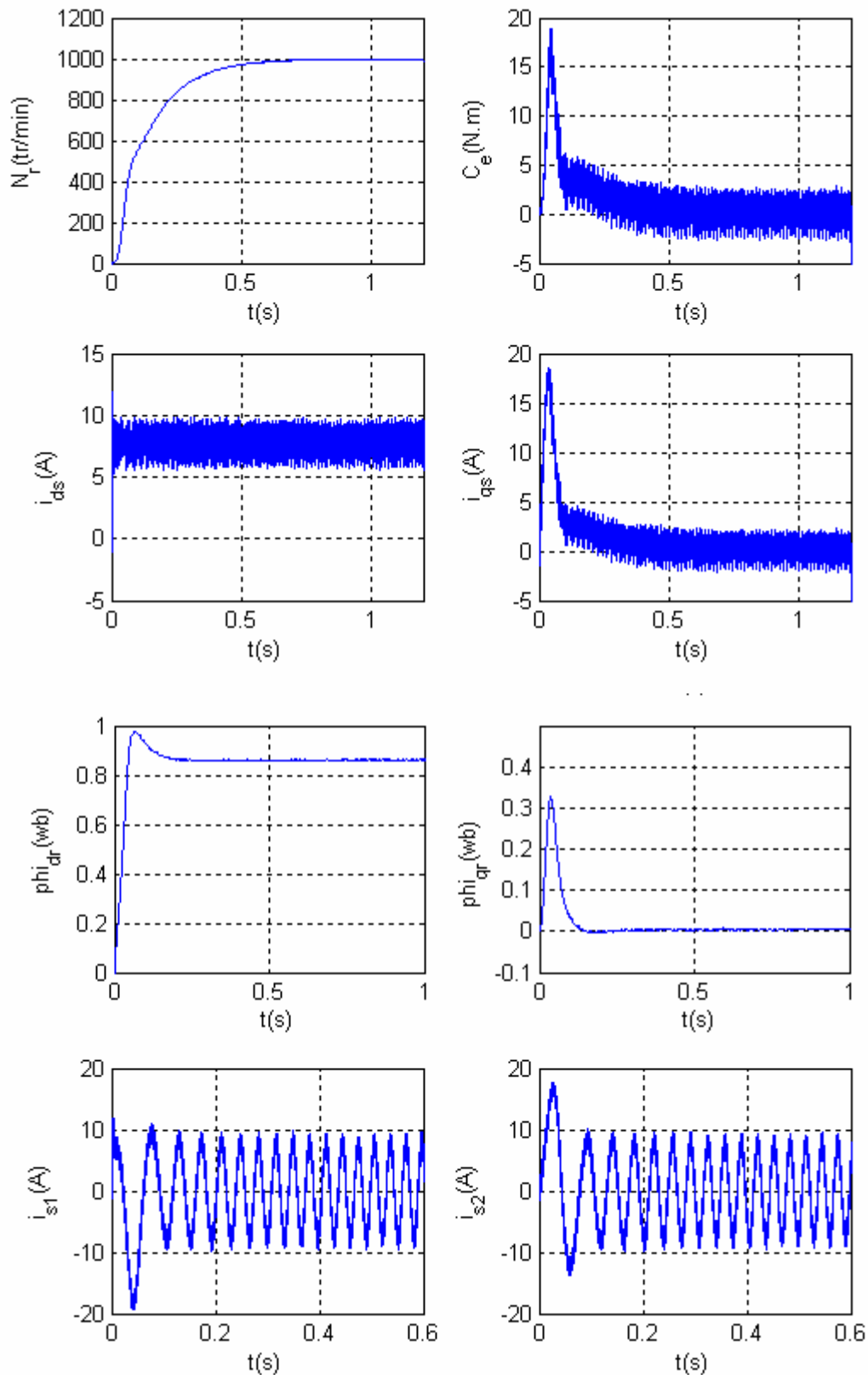


Fig.VI-12 : Comportement à vide de la machine asynchrone monophasée $N_r=1000$ tr/mn.

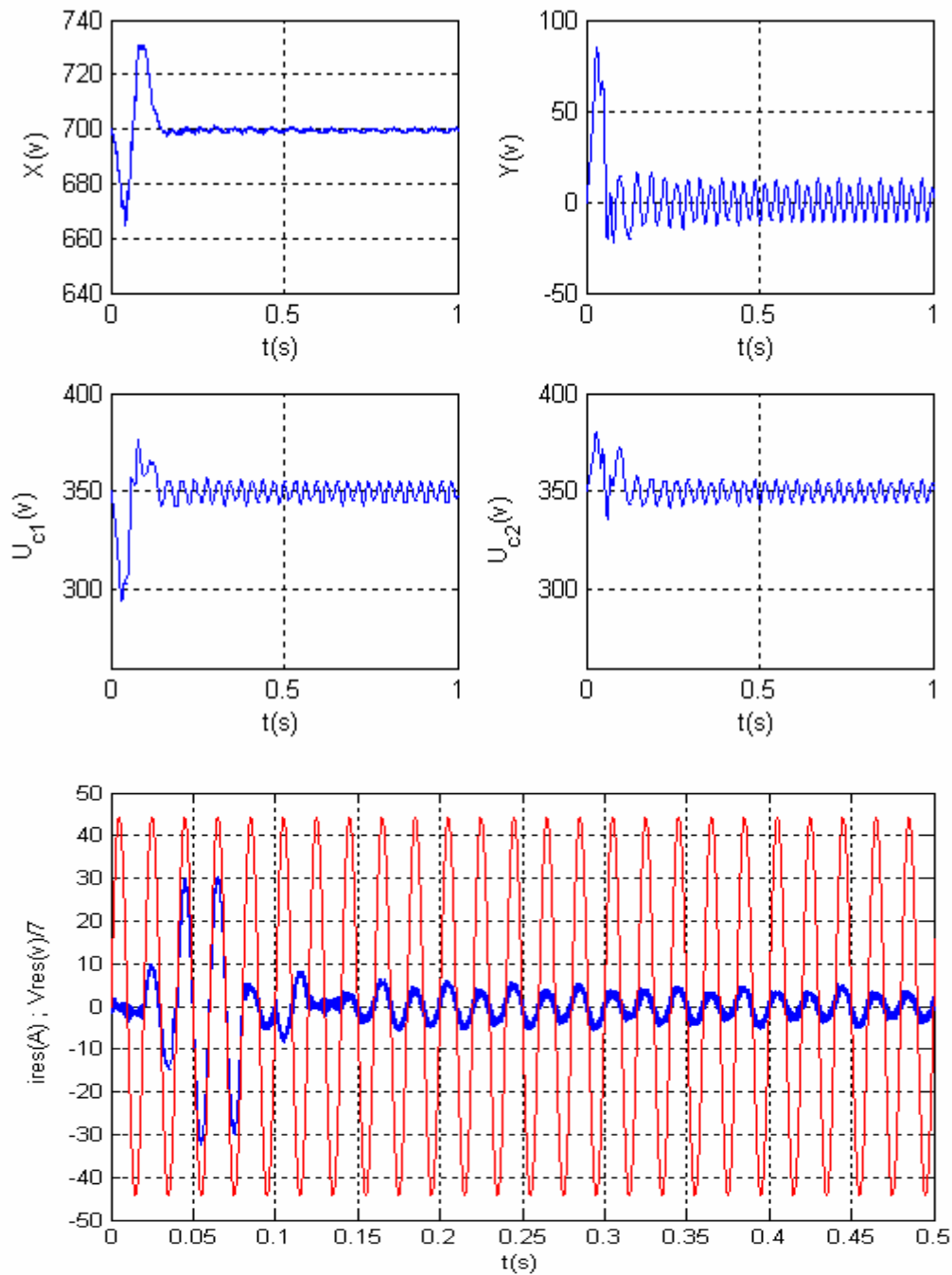


Fig.VI-13 : Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement à vide de la MASM
 $X_{réf}=700\text{ v}$ ($K=0.035$)

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

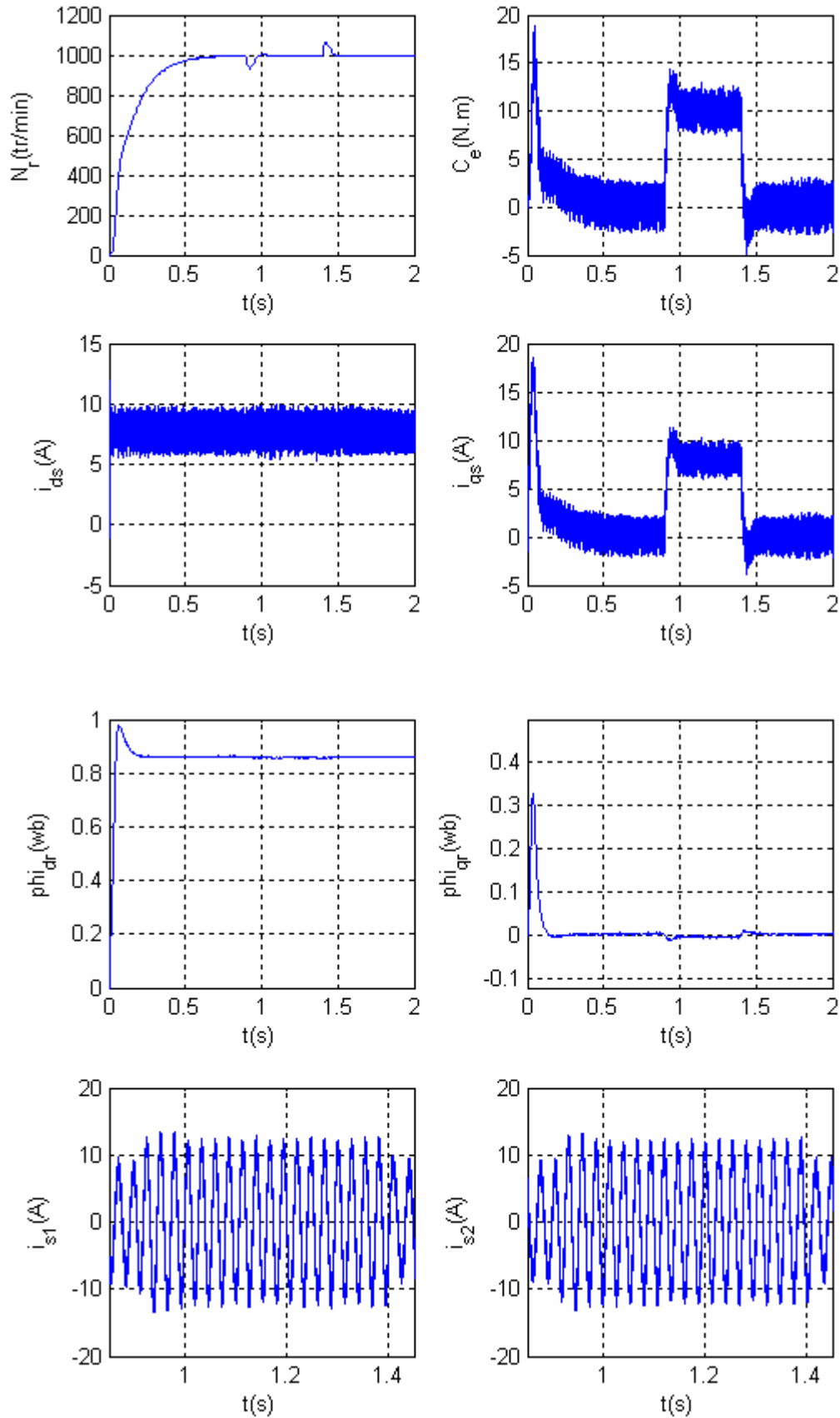


Fig.IV-14 : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée
 $N_r=1000$ tr/mn , $C_r[0.9 \text{ s} , 1.4 \text{ s}] = 10$ N.m

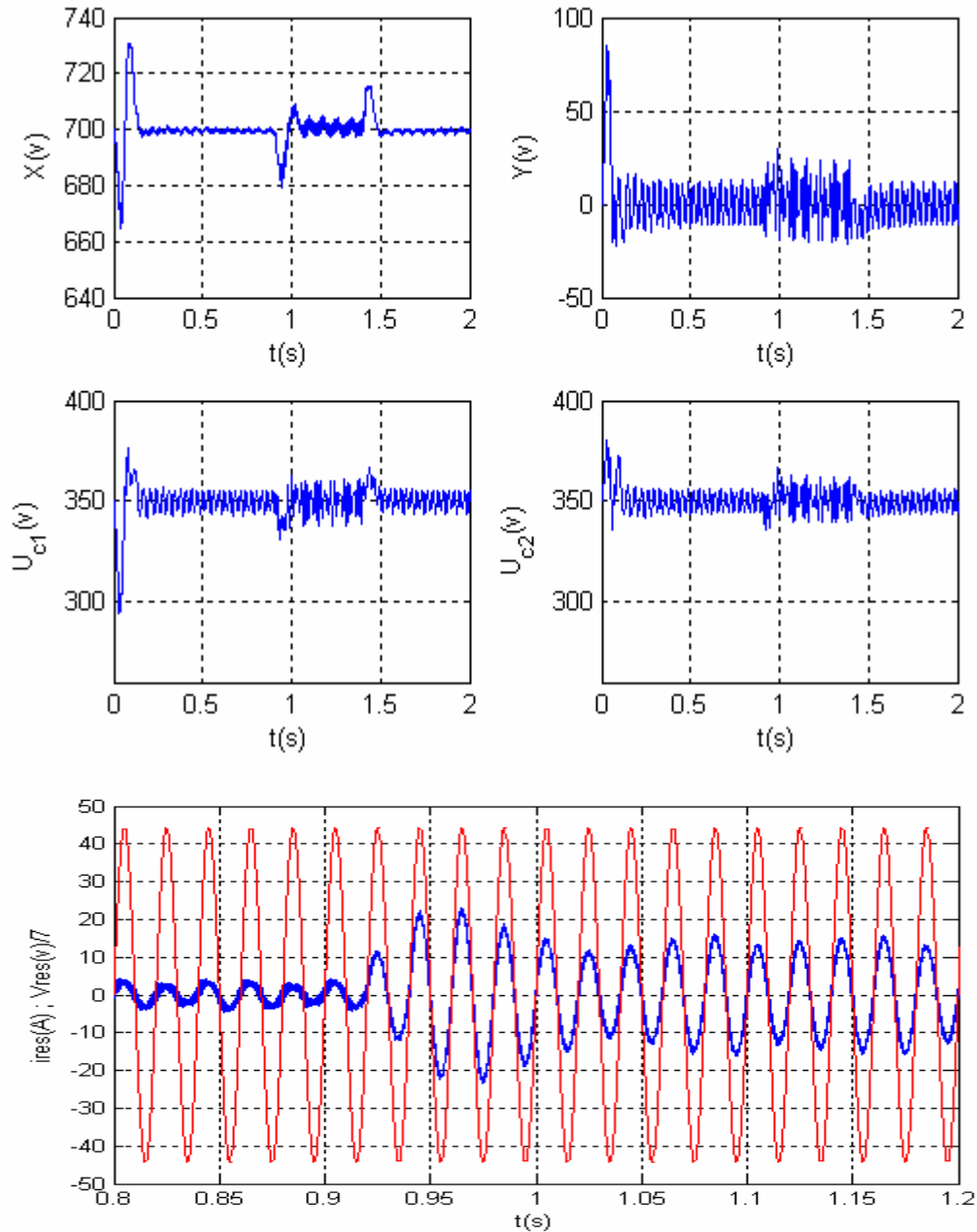


Fig.VI-15 :Comportement du convertisseur monophasé AC/AC pour un fonctionnement en charge de la MASM. $X_{réf}=700$ v , $C_r[0.9$ s , 1.4 s]= 10 N.m ($K=0.035$)

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

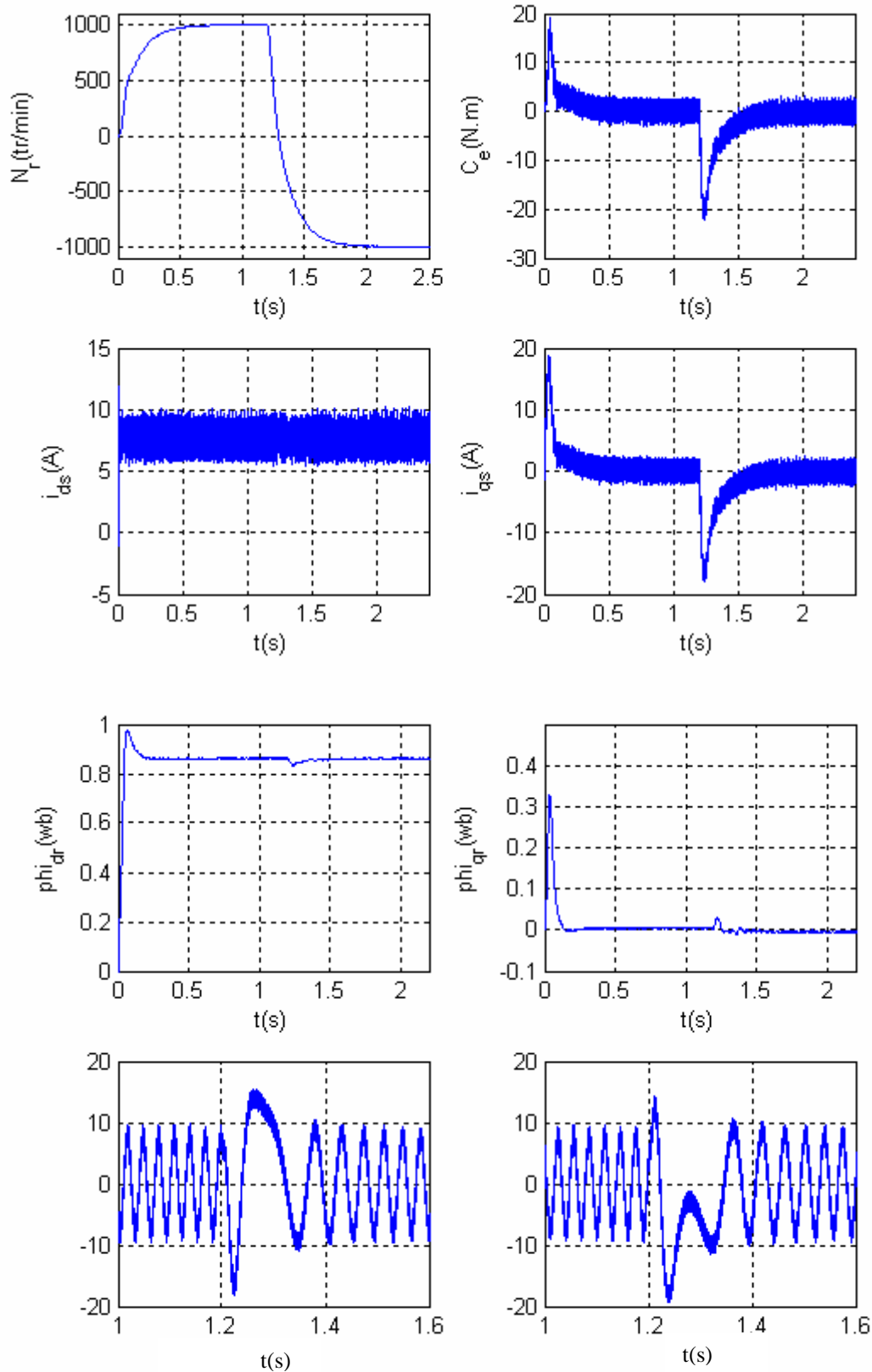


Fig.IV-16 : Comportement de la machine asynchrone monophasée lors d'une inversion du sens de rotation à $t = 1.2$ s

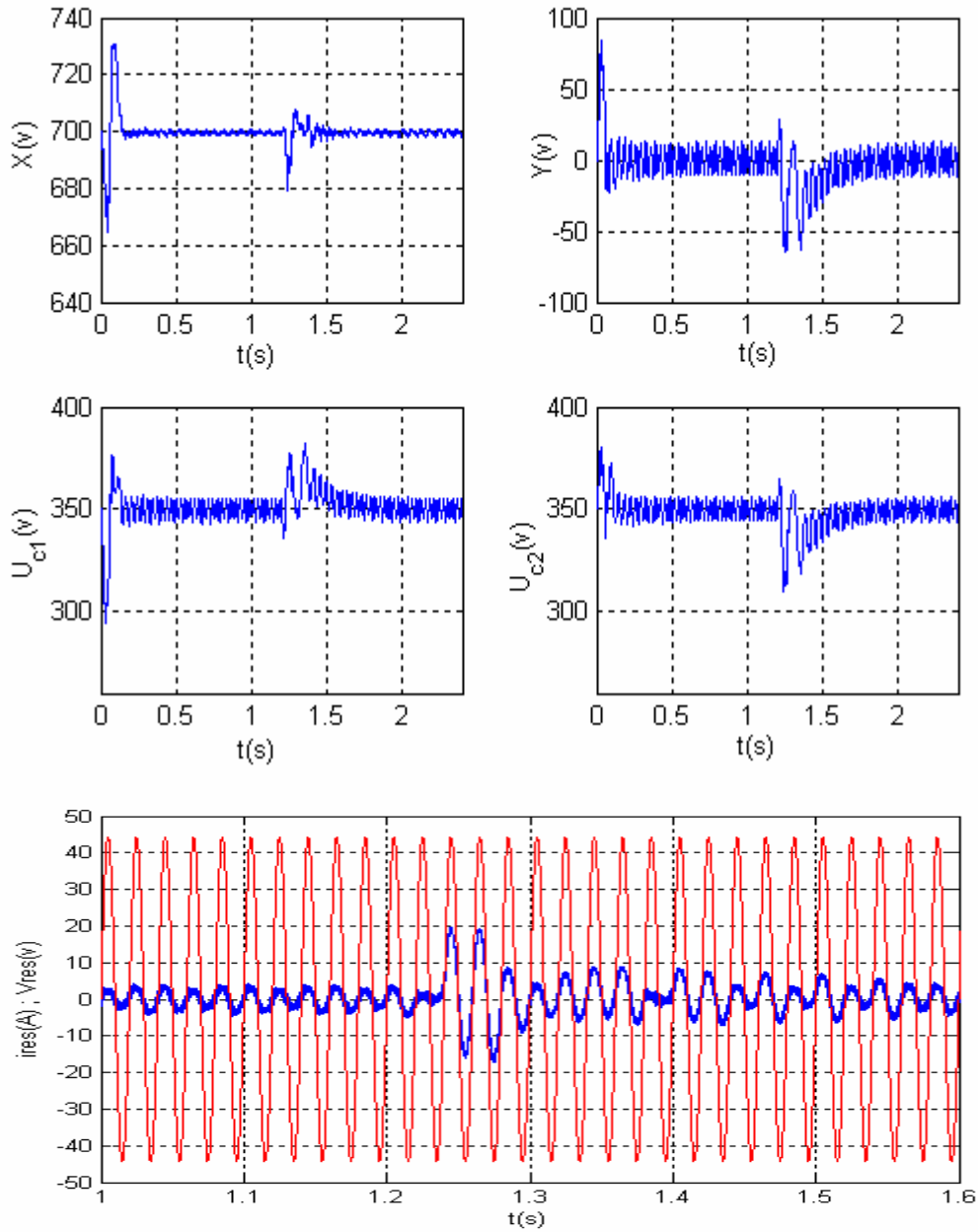


Fig.VI-17 : Comportement du convertisseur lors d'une inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s ($K=0.035$)

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

IV.5.3 Interprétation des résultats

- **Commande floue avec pont de clamping**

Selon les résultats obtenus par simulation du comportement de l'ensemble convertisseur direct AC/AC – machine asynchrone monophasée on constate que la somme X suit parfaitement sa consigne en régime permanent (Test de poursuite : $X_{\text{réf}}=700$ v ensuite $X_{\text{réf}}=640$ v) et que la différence Y ($Y=U_{c2}-U_{c1}$) en régime établi, oscille autour d'une valeur moyenne nulle. Par conséquent, les deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs sont égales. Dans le cas où la tension X Aux bornes des condensateurs chute à 640 v, on constate que le courant du réseau i_{res} présente un déphasage de 180° avec la tension V_{res} durant deux période avant qu'ils se remettent en phase.

Lorsque la machine fonctionne à vide : la somme X des deux tensions U_{c1} et U_{c2} (en régime établi) suit parfaitement sa consigne $X_{\text{réf}}$ ($X_{\text{réf}}=700$ v) et les deux tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs sont égales. Le courant du réseau i_{res} présente des valeurs importantes au démarrage, ensuite se stabilise à une de valeur maximale $I_m=7$ A.

Pour le fonctionnement en charge de la machine ($C_r=10$ N.m) on constate que le courant du réseau présente une augmentation (le courant maximal est d'environ 17A), et que les tensions du convertisseur restent stable.

Les courants statoriques de la machine asynchrone monophasée sont contrôlés au démarrage, et augmente lorsqu'on applique une charge ($C_r=10$ N.m).Le découplage entre le flux et le couple est vérifié.

Lorsqu'on inverse le sens de rotation de la machine asynchrone monophasée on constate que le fonctionnement est maîtrisé et que le contrôle vectoriel de la machine est vérifié.

En régime établi, les deux tensions U_{c1} et U_{c2} alimentant les deux enroulements de la machine conservent leurs valeurs, et le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

Ces résultats montrent que la différence de tension Y est contrôlée, et que les tensions U_{c1} et U_{c2} restent stables autour de la valeur de consigne, même lors d'une inversion du sens de rotation, ainsi qu'un contrôle efficace du régime transitoire.

- **Commande floue du convertisseur AC/AC avec la boucle de courant supplémentaire**

En régime établi, toutes les variables sont contrôlées et les résultats sont pratiquement les mêmes que celles obtenus par le réglage par pont de clamping. A noter que la différence peut être remarqué au niveau de l'amplitude de courant du réseau. Elle est plus stable et légèrement supérieure dans le cas du pont de clamping.

IV.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a appliqué deux techniques permettant le contrôle de la différence de tension entre U_{c1} et U_{c2} . Ce contrôle rend les tensions U_{c1} et U_{c2} au bornes des condensateurs C_1 et C_2 stables quelques soient les perturbations qui peuvent survenir sur le fonctionnement du convertisseur direct AC/AC. La première technique est basée sur une modification matérielle du convertisseur direct AC/AC en association avec la machine asynchrone monophasée, c'est le contrôle par le pont de clamping. Pour cela, on a modélisé le système étudié avec l'introduction du pont, dont on a constaté qu'on peut utiliser les algorithmes de commande de tension et des courants élaborés dans les chapitres précédents. La seconde technique est une solution purement automatique. Elle consiste à ajouté une boucle interne de commande, fournissant un courant i qui permet la correction du déséquilibre qui peut apparaître sur les deux tensions U_{c1} et U_{c2} . Cette technique ne nécessite pas une modification de la structure matérielle du convertisseur direct AC/AC, ce qui permet de conclure qu'elle est plus avantageuse de point de vu rendement que le contrôle par pont de clamping.

Les simulations effectuées montrent que le contrôle de la différence de tension Y a conduit à une amélioration des performances du réglage flou en terme de stabilités des grandeurs à réglées, contrôle du régime transitoire et conduite de la machine asynchrone monophasée. A cet effet, les objectifs du réglage sont atteints et les résultats obtenus sont satisfaisants, égalité des tensions U_{c1} et U_{c2} , asservissement des courants de charge i_{s1} et i_{s2} en amplitude et en fréquence ainsi qu'un facteur de puissance proche de l'unité coté réseau. On peut dire que le réglage flou du convertisseur direct AC/AC avec contrôle de la différence Y est efficace vis-à-vis les objectifs désirés.

CHAPITRE V

Commande Neuro-floue du convertisseur direct AC/AC
associé à la machine asynchrone monophasée

Chapitre V

Commande Neuro-floue du convertisseur direct AC/AC associé à la machine asynchrone monophasée

V.1 Introduction

Les chapitres précédents ont été consacré à la commande floue et leur application sur l'ensemble convertisseur AC/AC - machine asynchrone monophasée avec contrôle de la différence de tension Y aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 , dont on a conclu que la méthode de commande par logique floue est bénéfique pour atteindre les objectifs désirés du réglage. Néanmoins, elle demande un temps de calcul important lors de l'implémentation d'un tel système [BEN 99]. Pour éviter cet inconvénient, on fait appel aux réseaux de neurone.

L'atout principal des réseaux de neurone RN réside dans leur capacité d'apprentissage. Donc, l'association des RN à la logique floue permet de construire des systèmes hybrides qui combinent les concepts des systèmes d'inférence floue et des RN. Ainsi l'approche *neuro-floue* est apparue.

Dans ce chapitre, on va donner un aperçu sur les réseaux de neurones. Ensuite, on donnera la description et l'architecture d'un système flou à base d'apprentissage. Le modèle qui sera présenté est celui de Sugeno [NAK 97]. Une application de la commande *neur-floue* par le modèle flou de Sugeno à base d'apprentissage sera réalisée sur l'ensemble convertisseur direct AC/AC-machine asynchrone monophasée.

V.2 Réseaux de neurones

Dû aux développements récents de la biologie moderne et des neurosciences, le scientifique ne peut rester à l'écart. D'où l'introduction de la notion de neurones artificiels dans plusieurs domaines tels que l'ingénierie, l'économie, la sociologie...

Les réseaux de neurones sont des modèles plus au moins inspirés du fonctionnement cérébral de l'être humain, Ils se basent principalement sur le concept des neurones.

Les applications en automatique sont fondamentalement reliées au concept d'apprentissage pour la synthèse d'une fonction de commande.

Dans cette partie, on va donner les notions de base sur les réseaux de neurones, tout en examinant les capacités d'approximations des fonctions que possèdent ces réseaux.

V.2.1 Neurone formel

Dans ce modèle, les signaux provenant des autres cellules sont pondérés par l'intermédiaire des synapses (Fig.V-1). Le traitement de l'information se fait en trois étapes :

- Un prétraitement effectuant la pondération des entrées.
- Un opérateur de sommation qui élabore un potentiel n .

Tel que :
$$n = \sum_i w_i \cdot x_i \tag{V-1}$$

w_i : coefficient de pondération. x_i : les entrées des neurones.

- Application d'une fonction d'activation qui détermine l'état de la cellule a , fonction de son potentiel n . Tel que :
$$a=f(n) \tag{V-2}$$

Où f est une fonction appelée fonction d'activation du neurone qui prend plusieurs formes, selon l'expression des fonctions [SAH 01].

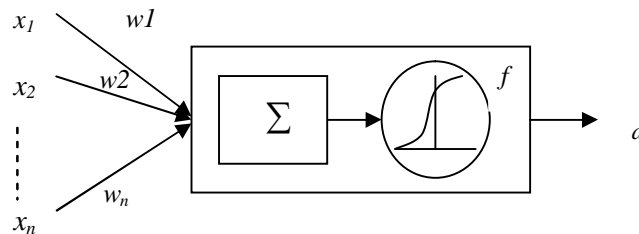


Fig.V-1 : Neurone formel.

V.2.2 Réseaux de neurones artificiels :

On distingue plusieurs types de représentation classique, on se limite à citer un seul type, c'est le Réseaux à couches. Dans ce type, les nœuds d'une même couche ne sont pas reliés entre eux. Les signaux se propagent successivement d'une couche à la couche suivante, de la couche d'entrée à la couche de sortie (Fig.V-2).

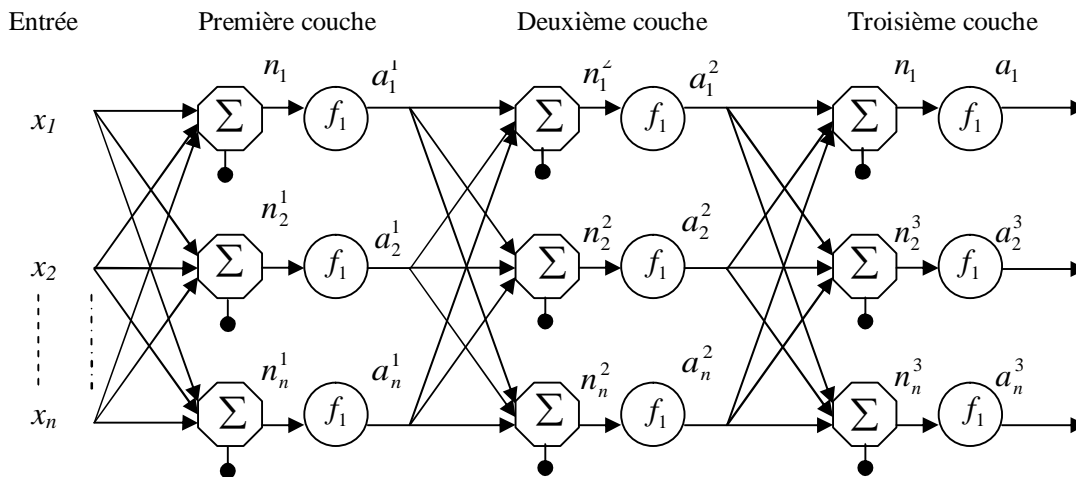


Fig.V-2 : Structure d'un RNA multicouche.

V.2.3 Apprentissages des réseaux de neurones

L'apprentissage est défini comme étant n'importe quel changement opéré dans la mémoire du réseau. Cette modification affecte les poids synaptiques (coefficients de pondération). Il a comme objectif l'amélioration des performances futures du réseau, sur la base d'une connaissance acquise au fur et à mesure des expériences passées. Le mécanisme d'apprentissage diffère suivant la tâche pour laquelle ce réseau est utilisé. Il existe deux types d'apprentissage: l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé [SAH 01].

• Apprentissage supervisé

Il se fait en présence d'un superviseur (*teacher*) qui dirige le comportement du réseau en lui présentant les couples d'entrées et leurs sorties désirées.

Cet apprentissage se fait toujours par l'intermédiaire d'un critère à optimiser définissant les performances du réseau à chaque instant.

• Apprentissage non supervisé

L'apprentissage non supervisé nécessite la présence des entrées seulement sans l'intervention d'un superviseur. Cet entraînement se fait sur la base d'informations locales existantes aux niveaux des neurones, et découvre les propriétés collectives qui existent entre les données sur la base desquelles le réseau doit s'organiser.

V.3 Analyse et description du système flou de Sugeno [NAK 97] [SAH 01]

Une règle typique dans le système flou de Sugeno est de la forme suivante :

$$R_i : \text{si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^l \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^l \text{ alors } y_i = f_i(x) \quad (\text{V-3})$$

Où:

F_i^l , $i = 1, n$ sont les sous ensembles dans l'espace d'entrée U .

$f_i(x)$: est une fonction numérique de l'espace d'entrée vers l'espace de sortie.

$f_i(x)$ peut être n'importe quelle fonction décrivant convenablement le comportement du système à étudier.

En général $f_i(x)$ est une fonction polynomiale des variables d'entrées.

Si $f_i(x)$ est un polynôme d'ordre un, on a affaire donc à un système de Sugeno d'ordre un.

Si $f_i(x)$ est un polynôme d'ordre deux, on a affaire donc à un système de Sugeno d'ordre deux.

La sortie finale du système flou est obtenue par le calcul de la moyenne pondérée de chaque règle. De ce fait l'étape de défuzzification est évitée. D'où la minimisation du temps de calcul.

Dans ce qui suit, on va calculer l'expression analytique de la sortie du système flou de Sugeno. Pour adapter les paramètres de ce système flou on utilise des algorithmes d'adaptation.

V.3.1 Architecture du système flou de Sugeno

Soit x_1, x_2, \dots, x_n les entrées du système flou. y est sa sortie. Pour chaque entrée x_i , l'univers du discours U_i est subdivisé en m_i sous-ensembles flous $F_i^{l_i}$. De telle façon que :

Pour tout x_i de U_i il existe au moins un degré d'appartenance $\mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \neq 0$. Avec $i = 1, 2, \dots, n$; $l_i = 1, 2, \dots, m_i$

Donc, la base des règles du système flou comporte $M = \prod_{i=1}^n m_i$ règles de la forme :

R_l : Si x_1 est $F_1^{l_1}$ et ... et x_i est $F_i^{l_i}$ et x_n est $F_n^{l_n}$ alors $y_l(x) = a_0^l + a_1^l x_1 + \dots + a_n^l x_n$

(V-4)

$l = 1, 2, \dots, M$; $i = 1, \dots, n$; $l_i = 1, 2, \dots, m_i$

Donc la base de connaissances comporte toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des variables d'entrées,

La sortie finale est donnée par la relation suivante :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \mu_l y_l}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (V-5)$$

$$\text{Avec : } \mu_l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \quad ; \quad l_i = 1, \dots, m_i \quad (V-6)$$

μ_l : représente le degré de la règle R_l

Dans le cas où les paramètres des prémisses seraient fixés à priori par le concepteur, seuls les paramètres des conclusions sont ajustés.

En général, les fonctions d'appartenances caractérisants les ensembles flous sont choisies parmi des fonctions gaussiennes définies par la relation:

$$\mu_{F_i^j}(x_i) = \exp(-0.5(v_i^j(x_i - c_i^j))) \quad (V-7)$$

Où c_i^j : La moyenne.

v_i^j : L'inverse de la variance.

Le choix d'une telle fonction est justifié pour éviter la division par zéro lors de l'adaptation des paramètres.

La figure (V-3) illustre le système flou de Sugeno à deux entrées et deux sous -ensembles flous pour chaque variable. Sous forme de réseau de neurone *feedforward*.

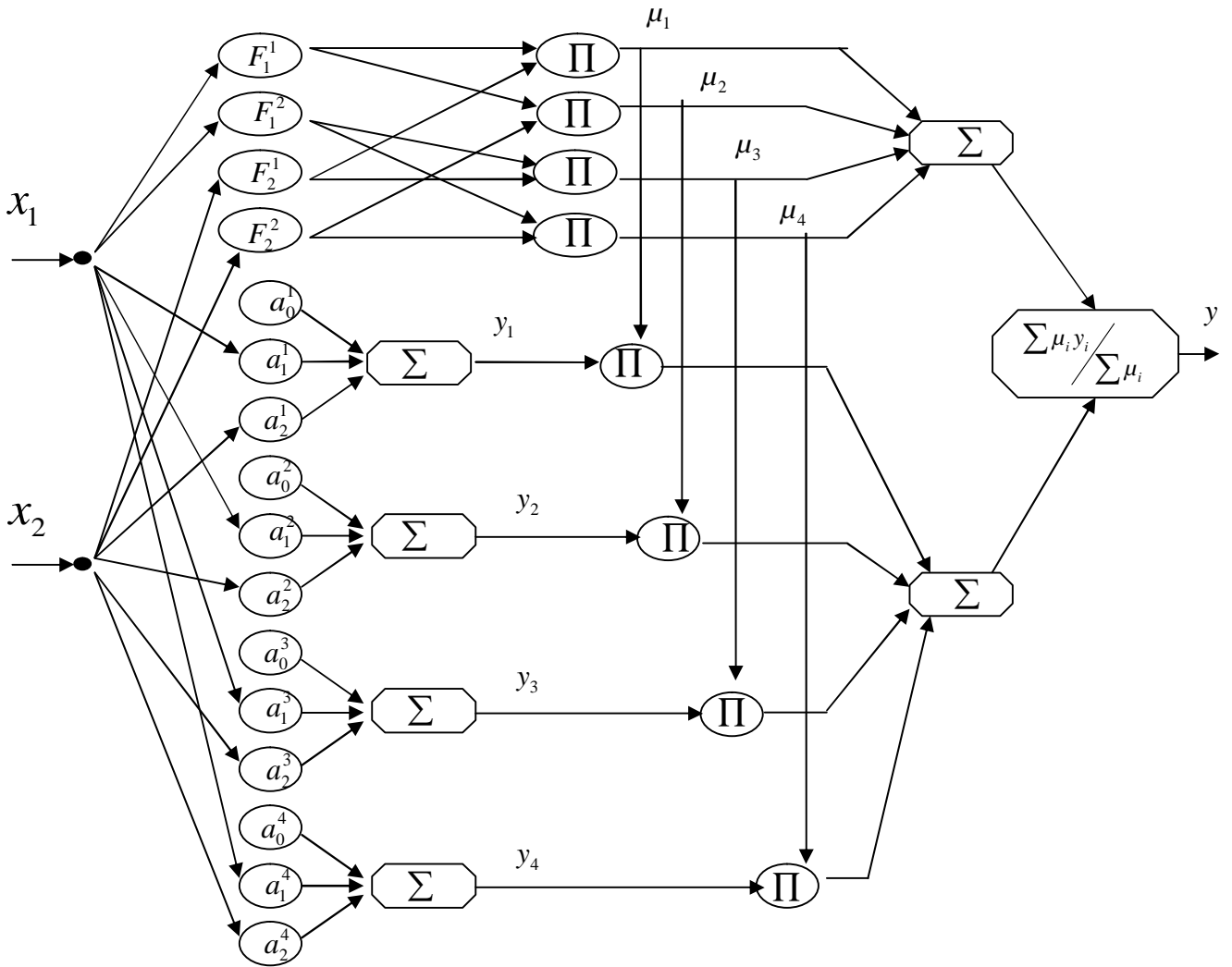


Fig.V-3 : Schéma du réseau neuro-flou de Sugeno.

V.3.2 Adaptation des paramètres du système flou de Sugeno

La détermination des paramètres du système flou de Sugeno est la phase la plus délicate dans sa conception. Cette difficulté est due au nombre important des paramètres à adapter (paramètres des prémisses et des conclusions).

Dans le but de dépasser ces difficultés, des techniques d'optimisations et d'apprentissage ont été développées. Ainsi, l'introduction des réseaux de neurone, a permis de résoudre le problème d'apprentissage afin d'élaborer des systèmes flous répondant à des critères de performances et d'optimisations [NAK 97]. Dans ce qui suit, on va citer quelques algorithmes d'apprentissages:

V.3.2.1 Algorithme d'apprentissage Back propagation

Dans, cet algorithme, l'ajustement des poids d'une couche nécessite la connaissance des erreurs associées à chaque neurone de la couche suivante. Donc pour ajuster les poids des différentes couches, on commence de la dernière couche (pour laquelle les erreurs sont connues) vers la première. D'où vient l'appellation « Algorithme de rétro propagation ».

Soit un système flou de Sugeno caractérisé par: $y = f(X, \theta)$, et par un ensemble de données entrées sorties $(X(k), y_d(k))$

Tel que θ : est le vecteur des paramètres (prémises et conclusions).

L'objectif est de déterminer le vecteur de paramètres θ pour lequel la sortie du système approche mieux la sortie désirée $y_d(k)$.

Autrement dite: avoir $y_d(k) = y(x(k), \theta)$ en minimisant le critère:

$$J = \frac{1}{2} \sum (f(x(k), \theta) - y(k))^2 \quad (\text{V-11})$$

L'algorithme de back propagation est donné par :

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \lambda \frac{\partial J}{\partial \theta} \quad (\text{V-12})$$

$$\text{Avec : } \frac{\partial J}{\partial \theta} = \frac{\partial J}{\partial y} \cdot \frac{\partial y}{\partial \theta} \quad (\text{V-13})$$

λ : Constante positive

Cet algorithme est appelé: Algorithme de back propagation du gradient. Il a l'inconvénient d'être lent et peut être piégé par des minimums locaux.

V.3.2.2 Algorithme hybride

Cette classe d'algorithmes combine entre la méthode des moindres carrés et la méthode du gradient. Il existe deux méthodes:

- Méthode du gradient avec un passage par la méthode des moindres carrée:

On commence l'ajustement des paramètres de la conclusion par la méthode des moindres carrés, pour avoir une bonne initialisation. En suite, tous les paramètres sont ajustés par la méthode du gradient.

- Méthode hybride:

Dans celle méthode, les paramètres des prémises sont adaptés par la méthode du gradient, et ceux des conclusions par la méthode des moindres carrés.

V.3.3 Initialisation des paramètres des systèmes flous

Nous avons vu que le système flou développé dans cette partie est un modèle paramétré, dont les paramètres sont ceux des fonctions numériques associées aux conclusions. La procédure d'apprentissage dans un système flou consiste à trouver un ensemble de valeurs optimales des

paramètres par un algorithme d'apprentissage. La qualité de chaque algorithme d'apprentissage dépend des valeurs initiales des paramètres à choisir. Ainsi, une bonne initialisation conduit à de bonnes performances.

Etant donné que les paramètres d'un système flou sont associés avec des fonctions d'appartenance, qui ont généralement un sens physique, il est possible de choisir de bonnes valeurs initiales.

Dans le cas d'un système flou de Sugeno, pour les fonctions d'appartenance des prémisses, les moyennes sont choisies sur la connaissance de l'univers de définition des variables d'entrée, et les supports sont choisis afin de permettre un recouvrement satisfaisant des fonctions d'appartenance [SAH 01]. En ce qui concerne les paramètres des conclusions, ils sont souvent fournis à partir d'une expertise ou de l'expérience d'un spécialiste.

V.4 Contrôleur neuro-floue (RNF)

L'implémentation de la commande neuro-floue comporte les mêmes étapes que la commande floue. La différence réside dans l'utilisation des réseaux de neurones pour l'adaptation des paramètres du système flou.

Méthode de Sugeno :

Pour simplifier, on utilise un système flou de Sugeno à deux entrées x et y et une sortie z . Un système flou de Sugeno du premier ordre typique prend la forme suivante :

$$\text{Règle 1 : Si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } z_1 = a_1x + b_1y + c_1$$

$$\text{Règle 2 : Si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } z_2 = a_2x + b_2y + c_2$$

La figure (3.9) illustre l'architecture en RNA de ce modèle flou de Sugeno [SAH 01].

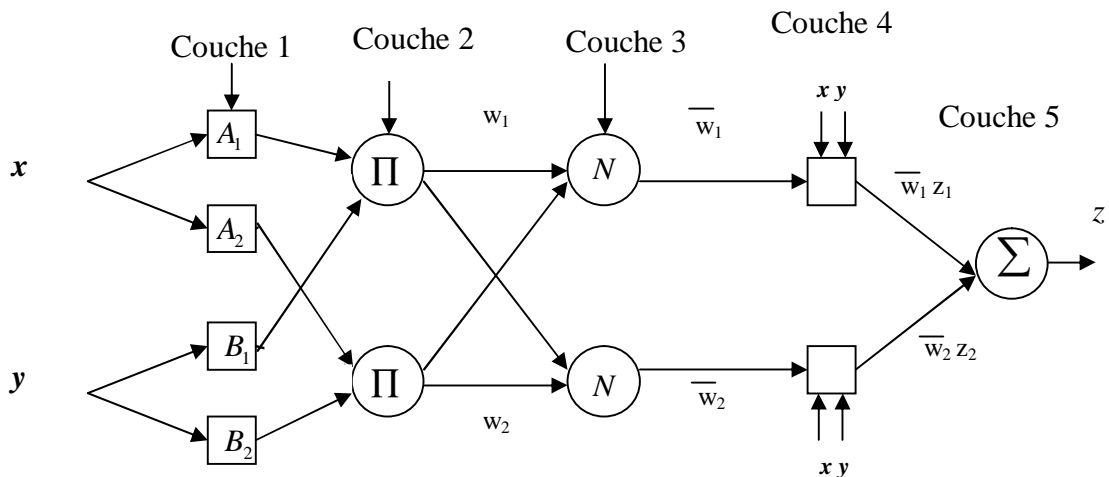


Fig.V-4 : Système de règles floues sous forme d'un RNA (Sugeno).

▪ **Couche n°1 :**

Chaque nœud de cette couche est à paramètres adaptatifs. Les sorties sont données par :

$$\begin{aligned} O_{1,i} &= \mu_{A_i}(x), \text{ pour } i = 1,2. \text{ ou} \\ O_{1,i} &= \mu_{B_{i-2}}(y), \text{ pour } i = 3,4. \end{aligned} \quad (\text{V-14})$$

Tel que x et y sont les entrées, et A_i, B_i sont les ensembles flous associé à x et y .

A_i, B_i peuvent être caractérisés par la fonction gaussienne donnée par (IV-10).

▪ **Couche n°2 :**

Chaque nœud de cette couche est fixe, nommé Π . Elle réalise l'opération du produit des entrées.

D'où les sorties de cette couche sont :

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i} \cdot \mu_{B_i}, \quad i = 1,2. \quad (\text{V-15})$$

▪ **Couche n°3 :**

Chaque nœud de cette couche est fixe, nommé N .

Le $i^{\text{ème}}$ nœud calcule le poids associé à la $i^{\text{ème}}$ règle. Les sorties de cette couche sont :

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i = 1,2. \quad (\text{V-16})$$

▪ **Couche n°4 :**

Chaque nœud de cette couche est un nœud à paramètres adaptatif, de fonction d'activation :

$$O_{4,i} = \bar{w}_i \cdot z_i = \bar{w}_i \cdot (a_i x + b_i y + c_i) \quad (\text{V-16})$$

Avec \bar{w}_i est la sortie de la couche n°3. Et $\{a_i, b_i, c_i\}$ sont les paramètres de la conséquence.

▪ **Couche n°5 :**

C'est une couche composée d'un seul nœud nommé Σ . Ce nœud somme toutes les sorties de la couche n°4. D'où la sortie du réseau est :

$$O_{5,1} = \sum \bar{w}_i \cdot z_i \quad (\text{V-17})$$

Ainsi, on a construit un réseau de neurone adaptatif qui a exactement la même fonction qu'un modèle de Sugeno.

V.4.1 Application de la commande neuro-floue sur le convertisseur AC/AC

Dans cette partie, on va tout d'abord synthétiser les régulateurs neuro-flous du type Sugeno. Ensuite, on va les utiliser pour la commande du convertisseur AC/AC monophasé.

Une règle typique dans le système flou de Sugeno est donnée par l'équation (V-3). Dans ces règles seules les paramètres des conclusions qui sont ajustés, En effet, ceux des prémisses sont choisis a priori comme le montre la figure (V-5).

Si le nombre de fonctions d'appartenances de chaque entrée est égal à 3, on aura un système flou de Sugeno à 9 règles. Donc, on doit identifier 27 paramètres pour chaque régulateur.

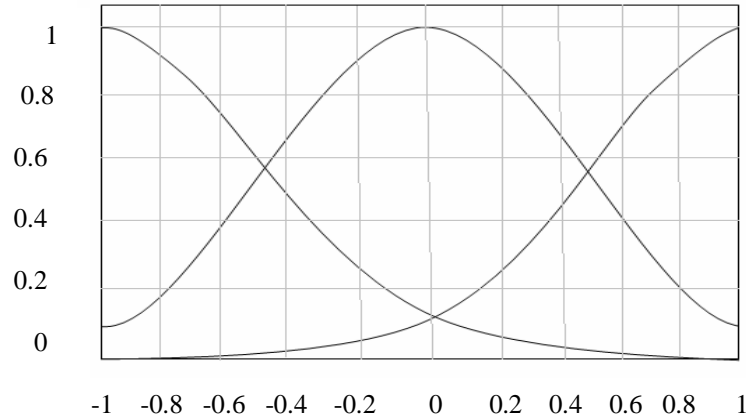


Fig.V-5 : Les fonctions d'appartenances des entrées.

L'algorithme d'apprentissage utilisé est l'algorithme hybride. Les fichiers d'entrées/sorties utilisés, pendant l'ajustement des paramètres, sont formés à partir des résultats du chapitre précédent.

V.5 Simulations

La structure de commande globale dans ce cas est la structure de commande avec pont de clamping représentée à la figure (Fig.IV-2). Dans ce cas les régulateurs flous type mamdani utilisés au réglage flou, sont remplacés par des régulateurs neuroflous type Sugeno.

- Fonctionnement en charge de la machine asynchrone monophasée : $C_r[0.9 \text{ s}, 1.4 \text{ s}] = 10 \text{ N.m}$
- Fonctionnement avec inversion du sens de rotation de la machine asynchrone monophasée : $t=0 \text{ s} : N_{r_réf}=1000 \text{ tr/mn}$, $t=1.2 \text{ s} : N_{r_réf}=-1000 \text{ tr/mn}$
- $X_{réf}=700 \text{ v}$; $U_{c_réf}=350 \text{ v}$
- La synthèse des régulateurs neuro-flous est réalisée en utilisant le 'Anfis' dans le toolbox Fuzzy logic sous Matlab-simulink 6 .

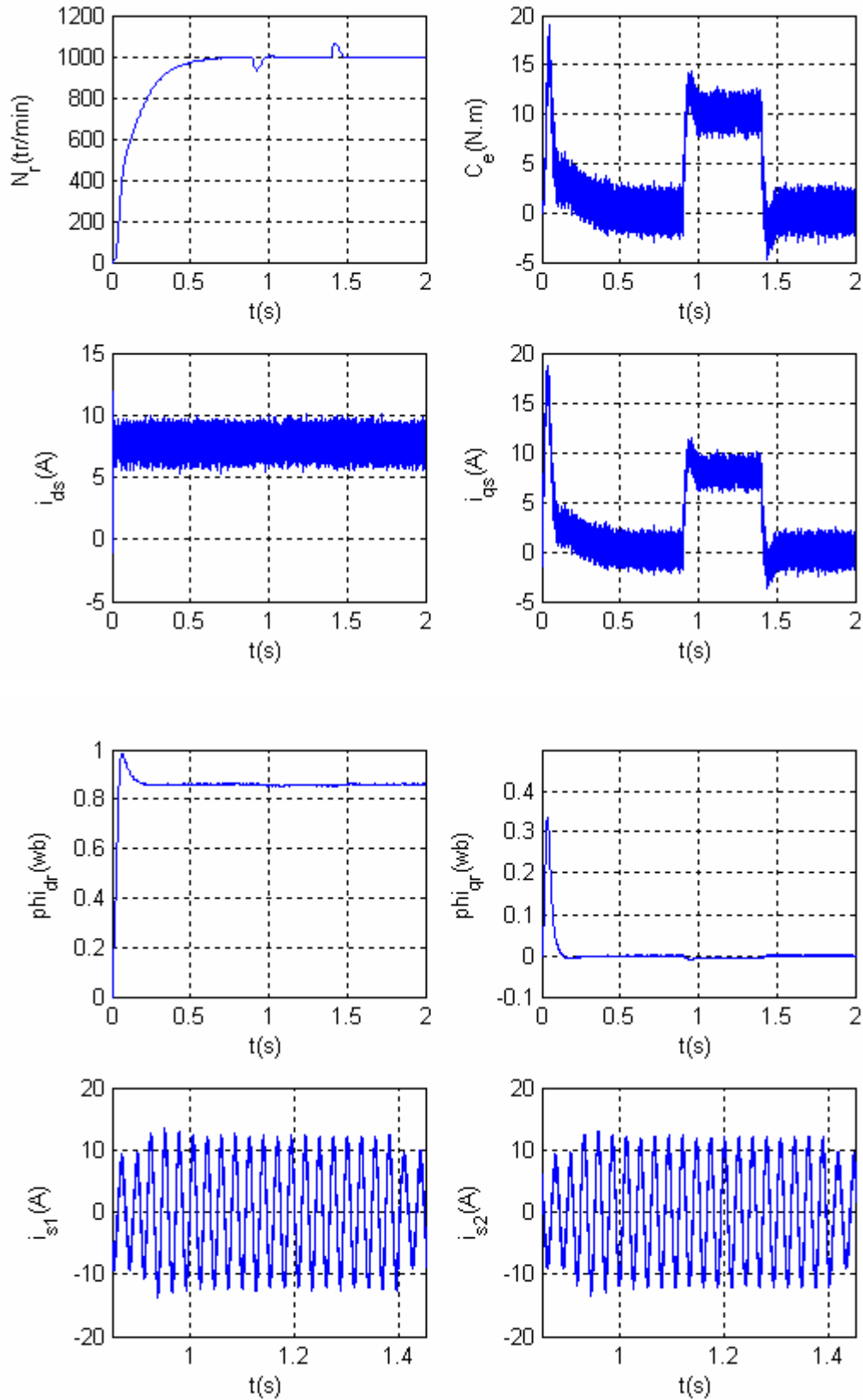


Fig.V-6 : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée
 $N_r=1000$ tr/mn , $C_r[0.9$ s , 1.4 s]= 10 N.m

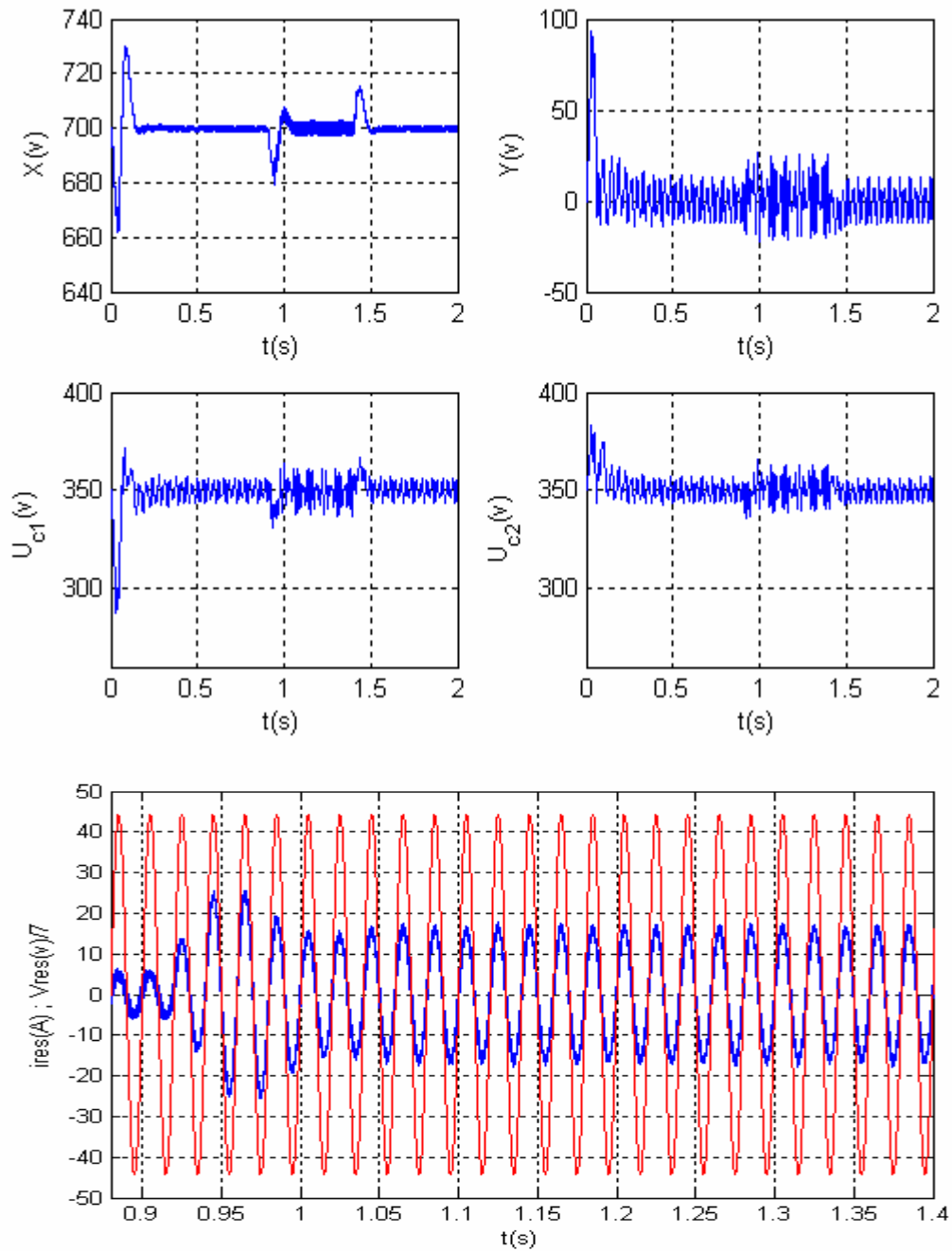


Fig.V-7 : Comportement du convertisseur monphasé AC/AC pour un fonctionnement en charge de la MASM. $X_{ref}=700\text{ v}$, $C_r[0.9\text{ s}, 1.4\text{ s}]=10\text{ N.m}$

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

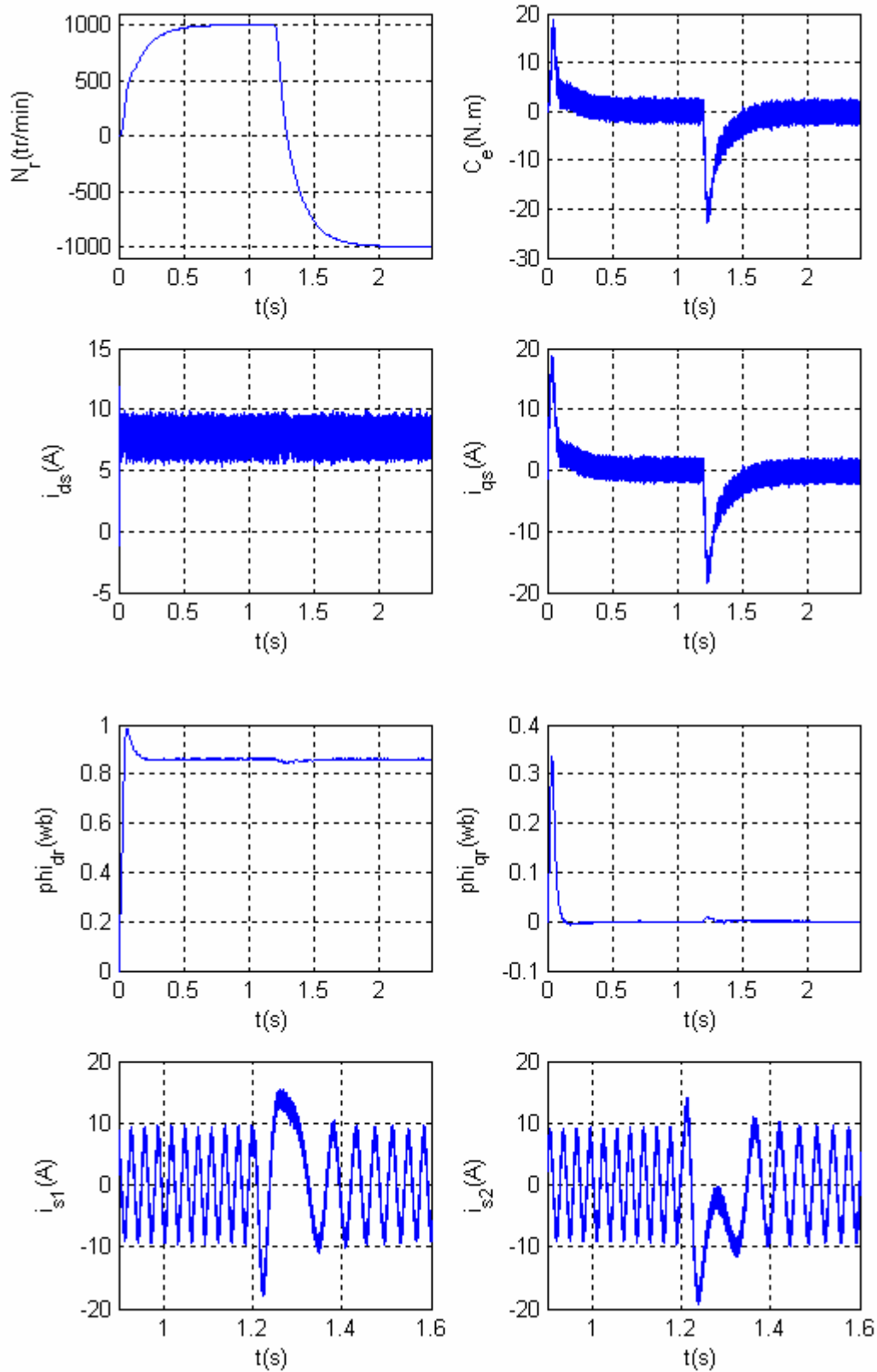


Fig.V-8 : Comportement de la machine asynchrone monophasée lors d'une inversion du sens de rotation à $t = 1.2$ s

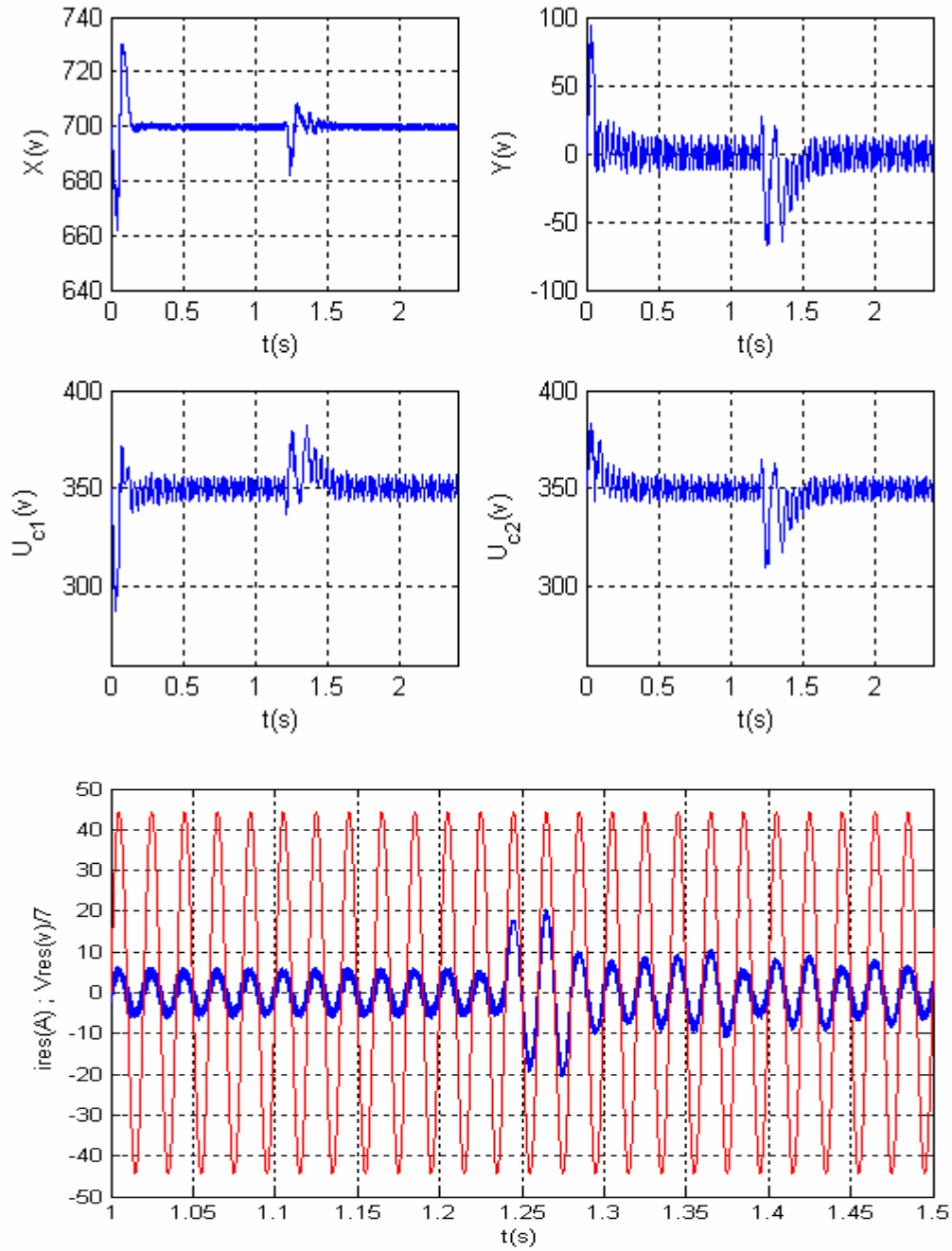


Fig.VI-10 : Comportement du convertisseur lors d'une inversion du sens de rotation à $t=1.2$ s

- $X(v)$: La somme des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- $Y(v)$: La différence des tensions U_{c1} et U_{c2} .
- U_{c1} , U_{c2} : tensions au bornes des condensateurs C_1 et C_2 .
- $i_{res}(A)$: Le courant du réseau.
- $V_{res}(v)$: La tension du réseau.

➤ Interprétations des résultats :

Selon ces résultats, on constate que les performances du réglage flou par la méthode de Mamdani à 25 règles d'inférence, sont conservées, à noter :

- La somme X des deux tensions U_{c1} , U_{c2} suit parfaitement la consigne $2U_{c\text{réf}}$ ($U_{c\text{réf}}=350\text{v}$).
- La somme X des deux tensions U_{c1} , U_{c2} , se stabilise autour de la valeur 700 v , dans une bande de largeur 2v : $701\text{v} > X > 699\text{v}$.
- La différence Y entre les deux tensions U_{c1} , U_{c2} , se stabilise autour de la valeur 0 v , dans une bande de largeur de 26v : $13\text{v} > Y > -13\text{v}$.
- Le courant du réseau i_{res} présente des valeurs importantes au démarrage.
- Le courant du réseau i_{res} et la tension du réseau V_{res} sont en phase.
- La différence de tension Y est contrôlée.

Ces résultats montrent que le réglage neuro-flou offre les mêmes performances qu'un réglage flou.

V.6 Conclusion

Nous avons présenté au début un aperçu sur la théorie des réseaux de neurones, dont les notions de neurone formel, réseaux de neurones artificiels et apprentissage ont été examinés. Ensuite, on a présenté l'architecture d'un régulateur flou sous forme de réseau de neurone. C'est un régulateur qui élimine l'étape de défuzzification, qui est l'étape la plus coûteuse en terme du temps de calcul. De plus, il a bénéficié d'un algorithme d'apprentissage, qui caractérise la théorie des réseaux de neurones, développé avant la mise en œuvre d'un tel régulateur. D'où vient l'appellation du régulateur neuro-flou.

Ensuite, On a entamé l'application du réglage neuro-flou de type sugeno sur l'ensemble convertisseur direct AC/AC – machine asynchrone monophasée. A ce niveau, on a constaté qu'un régulateur neuro-flou garde les mêmes performances d'un régulateur flou. L'avantage apporté par le régulateur neuro-flou de Sugeno est la réduction des ensembles flous de la variable d'entrée de cinq ensembles, dans le cas de la commande floue, à trois ensembles seulement. Par conséquent, le nombre de règles sera réduit de vingt cinq à neuf.

Le régulateur neuro-flou permet d'avoir des performances d'un réglage flou avec une amélioration du temps de calcul nécessaire pour la détermination de la commande adéquate.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté la commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC à structure minimale en association avec une machine asynchrone monophasée.

Nous avons entamé cette étude par la modélisation mathématique de la machine asynchrone monophasée et son alimentation afin d'aplanir le chemin à sa commande par la technique d'orientation du flux rotorique. Cette machine a été alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale. Des simulations numériques du fonctionnement de l'ensemble onduleur-machine contrôlé par la technique d'orientation du flux rotorique ont été effectuées.

Ensuite, nous avons substitué l'onduleur de tension par le convertisseur direct AC/AC à structure minimale. A ce niveau, une modélisation du convertisseur en association avec sa source et sa charge a été présentée.

Suite à cette modélisation, nous avons illustré les lois régissant la théorie des ensembles flous conduisant à leur utilisation dans le domaine de la conduite des systèmes. Elle est caractérisée par sa capacité descriptive due à l'utilisation des variables linguistiques, car elle possède une possibilité de décrire de façon linguistique le comportement que doit réaliser un régulateur flou.

L'application de la commande floue, type Mamdani à vingt cinq règles, pour le réglage des tensions U_{c1} et U_{c2} à partir de leur somme X seulement a permis d'atteindre une partie des objectifs désirés. Ce réglage n'a pas été totalement efficace, car un déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 est apparu. Ce qui a permis de constater la nécessité du contrôle de la différence de tension Y . Ce contrôle rend les tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 stables quelques soient les perturbations qui peuvent survenir sur le fonctionnement du

convertisseur direct AC/AC en association avec la MASM. A ce niveau, deux techniques ont été proposées. La première technique est basée sur une modification matérielle du convertisseur direct AC/AC en association avec la machine asynchrone monophasée, c'est le contrôle par le pont de clamping. La seconde technique est une solution purement automatique qui consiste à ajoutée une boucle interne de commande, fournissant un courant i permet de corriger le déséquilibre qui peut apparaître entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} .

A cet effet, les résultats obtenus sont satisfaisants, et montrent que les performances du réglage flou sont améliorées de point de vu stabilité des grandeurs à réglées, contrôle du régime transitoire et conduite de la machine asynchrone monophasée. On peut dire que le réglage flou du convertisseur direct AC/AC avec contrôle de la différence Y est satisfaisant vis-à-vis des objectifs désirés.

Cependant, le régulateur flou nécessite un temps de calcul important pour déterminer la commande adéquate. Pour remédier à ce problème, on a introduit le régulateur neuro-flou de Sugeno caractérisé par la notion d'apprentissage. Dans ce régulateur, les paramètres des prémisses sont choisis à priori, mais ceux des conclusions sont déterminés en se basant sur les données entrée-sortie fournies par le régulateur flou de Mamdani à cinq ensembles d'entrées. L'avantage apporté par le régulateur neuro-flou de Sugeno est la réduction des ensembles flous de la variable d'entrée de cinq ensembles, dans le cas de la commande floue, à trois ensembles seulement. Par conséquent, le nombre de règles sera réduit de vingt cinq à neuf. C'est grâce à la notion d'apprentissage qui caractérise les réseaux de neurones qu'on a pu réaliser cette commande. La commande neuro-floue élimine l'étape de difuzzification qui est l'étape la plus longue du point de vue temps de calcul. Les performances obtenues avec ce régulateur sont les mêmes que celles obtenues avec le régulateur flou avec diminution du temps de calcul.

Finalement, on peut dire que le réglage du convertisseur direct AC/AC à structure minimale a permis d'avoir une alimentation de la machine asynchrone monophasée avec un courant variable en amplitude et en fréquence, ainsi qu'un courant sinusoïdal

et un facteur de puissance unitaire du côté réseau. Donc, on a atteint à un contrôle performant du convertisseur direct AC/AC associé à la machine asynchrone monophasée et permettant un transfert efficace de l'énergie électrique de la source vers la charge.

On propose comme perspective :

- Etude de la commande floue adaptative appliquée à la conduite du convertisseur direct AC/AC alimentant une machine asynchrone monophasée dissymétrique.
- La réalisation pratique de cette structure de conversion.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [AMA 05] S. AMAMRA " Commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone avec linéarisation hybride". Mémoire de Magister, ENP, Alger 2005.
- [ALL 01] J.-M. ALLENBACH " Systèmes asservis V5 : Asservissement par logique floue " Centre de compétence, Haute école spécialisée de suisse occidentale, Edition 2001.
- [BAG 99] L. BAGHLI " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I 1999.
- [BAR 98] A. BA-RAZZOUK " Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps rotorique des machines asynchrones " Thèse de Philosophie Doctor, Ecole polytechnique de Montréal, Montréal 1998.
- [BAW 05] N. BAWANE " ANFIS based HVDC control and fault identification of HVDC converter " HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 5-6, New Delhi 2005.
- [BER 95] E.M BERKOUK " Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux" Thèse de doctorat, CNAM, Paris 1995.
- [BEN 99] A. BENYAHIA, A. AZIL " Commande floue et neuro-floue d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC". PFE, ENP, Alger 1999.
- [BIR 03] M. BIREM " Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par un supercapacités d'un véhicule électrique " Mémoire de Magister, Université de Batna 2003.
- [BOU 02] Boubekki " commande d'une machine asynchrone par réseaux de neurones monophasée" PFE, ENP, Alger 2002.
- [BUH 88] H. BUHLER " Conception de systèmes automatiques". Presses polytechniques romandes, Lausanne 1988.
- [BUH 94] H. BUHLER " Réglage par logique floue". Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne 1994.
- [BUC 01] G. BUCHE " Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel *Matlab / Simulink* " Mémoire d'ingénieur, CNAM, Grenoble 2001.
- [COR 04] M. B. R. CORREA et E. R. C. DA SILVA "Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems" IEEE transactions on industrial electronics, VOL. 51, NO. 5, October 2004

- [DAH 04]** R. DAHMAN " Commande d'une machine asynchrone monophasée par un convertisseur direct alternatif - alternatif avec une structure minimale". Mémoire de Magister, ENP, Alger 2004.
- [DAS 99]** J. DA SILVA NETO " Contribution aux algorithmes d'adaptation par logique floue appliqués à la commande de la machine synchrone à aimants permanents ". Thèse de Philosophiae Doctor, Faculté des sciences et de génie, université Laval QEUBEC 1999.
- [DRE 04]** G. DREYFUS , J-M MARTINEZ " Réseaux de neurones, Méthodologie et application ", Groupe Eyrolles, deuxième édition 2004.
- [FOD 95]** Z. FODIL, A. SALHI " Application de la commande floue et de la commande neurolinguistique aux onduleurs". PFE, ENP, Alger 1995.
- [HAU 95]** J. P. HAUTIER, J. P. CARON " Modélisation et commande de la machine asynchrone". Editios Technip, Paris 1995.
- [GUI 94]** X. GUILAUD, J. P. HAUTIER " Concepts de la modélisation pour la commande des convertisseurs statique". Journal de physique III, France 4, 1994.
- [KÉI 99]** M. KÉITA " Techniques de commande des convertisseurs " Mémoire de maîtrise en Génie Electrique, Ecole de technologie Supérieur, Université du Québec, Montréal 1999.
- [KIN 00]** S. KINCIC " Onduleur à niveaux multiples et son application en compensation de la puissance réactive " Mémoire de maîtrise en Génie Electrique, Ecole de technologie Supérieur, Université du Québec, Montréal 2000.
- [LOU 04]** M. LOUDAHI " Commande d'une machine asynchrone monophasée par logique floue". PFE, ENP, Alger 2004.
- [LAN 89]** C. W. LANDER " Electronique de puissance". McGRAW-HILL, Paris 1989.
- [LAM 00]** M. LAMINE DOUMBIA " Outil d'aide à la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques : Exemple d'application " Thèse de Philosophiae Doctor, Ecole polytechnique de Montréal, Montréal 2000.
- [MOR 05]** F. MORAND " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vu de la commande des machines asynchrones " Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon 2005.
- [NAK 97]** Y. NAKOULA " Apprentissage des modèles linguistiques flous, par jeu de règles pondérées". Thèse de doctorat, Ecole supérieur d'ingénieur d'Annecy 1997.
- [NÜR 98]** A. NÜRNBERGER, R. KRUSE " Neuro-Fuzzy Techniques under MATLAB/SIMULINK Applied to a Real Plant " IEEE 1998.
- [OUH 98]** M-A. OHROUCHE " Contributions à l'étude et à l'application industrielle de la machine asynchrone " Thèse de Philosophiae Doctor, Ecole polytechnique de Montréal, Montréal 1998.

- [OUR 92] T. OURTH " Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur " Journal de physique III, France 3, 1993.
- [PER 04] A G. PERRY " A New Design Method for PI-like Fuzzy Logic Controllers for DC-to-DC converters " IEEE 2004.
- [RAH 96] M F RAHMAN et L ZHONG " a variable speed single-phase induction motor drive using a smart power module" IEE 1996.
- [ROB 98] M-A. ROBERGE " Développement d'un système d'aide aux estimations énergétique basé sur la logique floue et les réseaux de neurones " Mémoire de maîtrise en technologie des systèmes, Ecole de technologie Supérieur, Université du Québec, Montréal 1998.
- [SAH 01] M. SAHNOUN, A. LAOUNI " Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur minimale AC/AC". PFE, ENP, Alger 2001.
- [SEG 92.1] G. SEGUIER " Les convertisseurs de l'électronique de puissance – La conversion : alternatif-continue" V1, Lavoisier – Tec et Doc, Paris 1992.
- [SEG 92.2] G. SEGUIER " Les convertisseurs de l'électronique de puissance – La conversion : continu - alternatif " V1, Lavoisier – Tec et Doc, Paris 1992.
- [SIA 01] R. SIACI " Etude et commande d'une structure minimale de conversion directe Alterlative-Alternative". Mémoire de Magister, ENP, Alger 2001.
- [SON 02] T.H. SONG, Y. K. LO, and H.J. CHIU "Analysis and Elimination of Voltage Imbalance Between the Split Capacitors in Half-Bridge Boost Rectifiers" IEEE2002
- [SRI 98] R. SRINIYASAN, R. ORUGANTI "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology " IEEE Transactions on power electronics, VOL 13, NO 3, 1998.
- [TAC 97] M. TA CAO " Commande numérique des machines asynchrones par logique floue". Thèse de Philosophiae Doctor, Faculté des sciences et de génie, université Laval QEUBEC 1997.
- [TALA 99] K. TALAMALI, F. NAFA " Etude et commande d'une structure minimale de conversion direct alternatif – alternatif ". PFE, ENP, Alger 1999.
- [WIL 78] Th. WILDI " Electrotechnique " Les presses de l'université Laval 1978.
- [YEN 02] S.C. YEN, S.Y. OU, Y.K. LO "The analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in Half-bridge boost rectifiers" IEEE 2002.
- [ZED 02] M. ZEDDAM, A. GYESSAL " Etude des performances de la commande d'une structure minimale de conversion alternatif – alternatif en introduisant les caractéristiques dynamiques de commutation des semi-conducteurs ". PFE, ENP, Alger 2002

ANNEXES

Annexe 1 : paramètres de simulation**I- Paramètres de la machine**[DAH 04] :

$$P_n = 1.5 \text{ Kw}$$

$$V_n = 220 \text{ v}$$

$$R_{s1} = 8.4 \ \Omega;$$

$$R_{s2} = 8.4 \ \Omega;$$

$$L_{s1} = 0.1 \text{ H};$$

$$L_{s2} = 0.1 \text{ H};$$

$$R_r = 3.56 \ \Omega;$$

$$L_r = 0.15 \text{ H};$$

$$p=2;$$

$$J = 0.01356 \text{ Kg.m}^2;$$

$$f = 0.00182 \text{ Nm/rad};$$

$$M_{sr}=0.11 \text{ H};$$

$$k_m = 1;$$

II-Paramètres du convertisseur et de la source :

$$C=0.005 \text{ F};$$

$$V_{res} = V_m \sin(\omega t);$$

$$V_m = 310 \text{ v};$$

$$f_r = 50 \text{ Hz}$$

$$L_{re}=0.01 \text{ H};$$

$$R_{re}=0.25 \ \Omega;$$

$$R=400 \ \Omega;$$

Annexe 2 : Comportement de la machine asynchrone monophasée

I- La machine est une machine symétrique, c'est à dire :

$$R_{s1}=R_{s2}=R_s \ ; \ M_d=M_q=M_{sr} \ ; \ L_{s1}=L_{s2}=L_s$$

La machine est alimentée par deux tensions tel que :

$$v_{s1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t)$$

$$v_{s2} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{2})$$

$$\text{avec : } V_m = 220 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$$

Cr=10 N.m

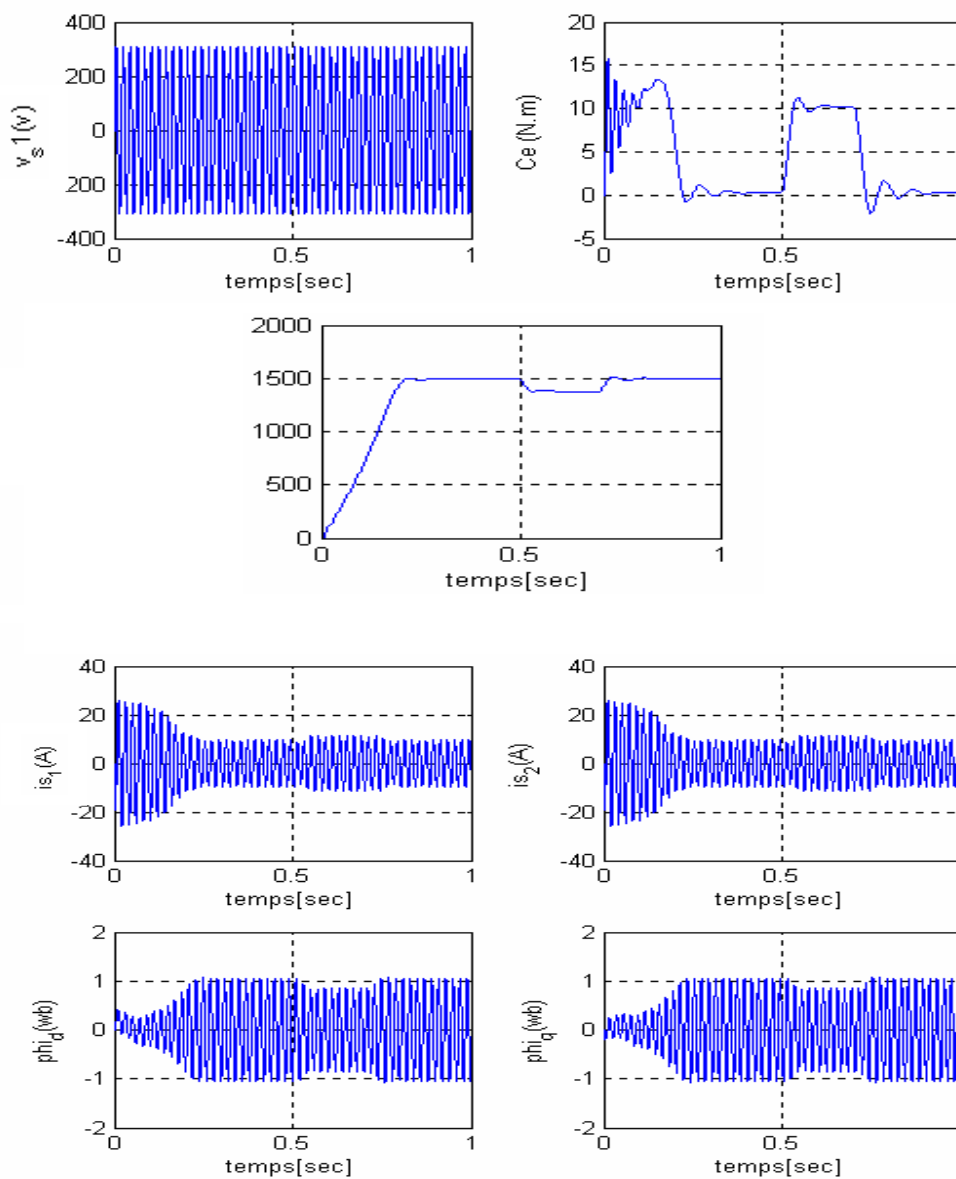
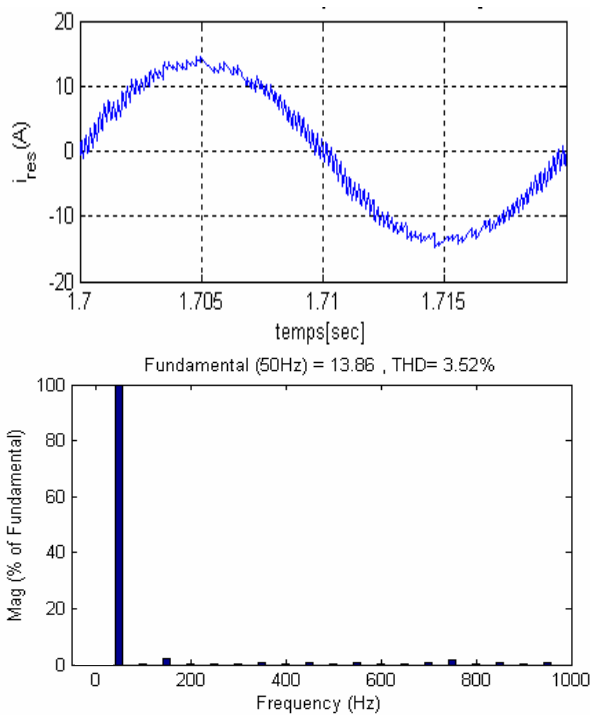


Fig.2-1 : Comportement de la machine asynchrone monophasée sans condensateur de démarrage.

Annexe 3 : Facteur de puissance et harmoniques

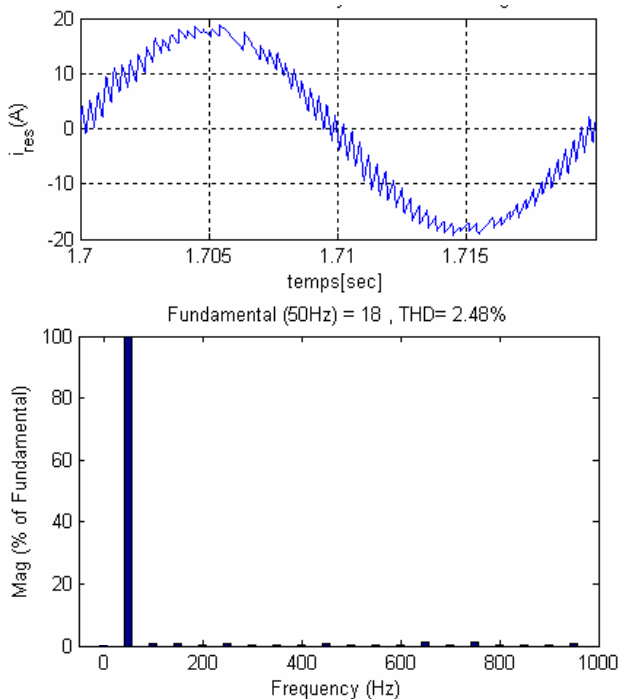


Sampling time = 1e-005 s
 Samples per cycle = 2000
 Fundamental = 13.86 peak (9.8 rms)
 Total Harmonic Distortion (THD) = 3.52%

50 Hz	Fund	100.00 %
100 Hz	(h2)	0.47 %
150 Hz	(h3)	2.33 %
200 Hz	(h4)	0.14 %
250 Hz	(h5)	0.08 %
300 Hz	(h6)	0.30 %
350 Hz	(h7)	0.68 %
400 Hz	(h8)	0.30 %
450 Hz	(h9)	0.69 %
500 Hz	(h10)	0.28 %
550 Hz	(h11)	0.84 %
600 Hz	(h12)	0.34 %
650 Hz	(h13)	0.14 %
700 Hz	(h14)	0.84 %
750 Hz	(h15)	1.60 %
800 Hz	(h16)	0.36 %
850 Hz	(h17)	0.86 %
900 Hz	(h18)	0.36 %
950 Hz	(h19)	0.66 %

Facteur de puissance = $I_{(1) \text{ eff}} / I_{\text{eff}} \cos\Phi_1 = 0.9994$

Fig.3-1 : Harmonique et facteur de puissance de courant du réseau $i_{\text{res}}(\text{A})$ avec un contrôle de Y par le courant de compensation. (K=0.035)



Sampling time = 1e-005 s
 Samples per cycle = 2000
 Fundamental = 18 peak (12.73 rms)
 Total Harmonic Distortion (THD) = 2.48%

50 Hz	Fund	100.00 %
100 Hz	(h2)	0.79 %
150 Hz	(h3)	0.85 %
200 Hz	(h4)	0.31 %
250 Hz	(h5)	0.58 %
300 Hz	(h6)	0.23 %
350 Hz	(h7)	0.42 %
400 Hz	(h8)	0.40 %
450 Hz	(h9)	0.74 %
500 Hz	(h10)	0.45 %
550 Hz	(h11)	0.45 %
600 Hz	(h12)	0.32 %
650 Hz	(h13)	0.98 %
700 Hz	(h14)	0.45 %
750 Hz	(h15)	1.02 %
800 Hz	(h16)	0.26 %
850 Hz	(h17)	0.14 %
900 Hz	(h18)	0.09 %
950 Hz	(h19)	0.79 %

Facteur de puissance = $I_{(1) \text{ eff}} / I_{\text{eff}} \cos\Phi_1 = 0.9994$

Fig.3-2 : Harmonique et facteur de puissance de courant du réseau $i_{\text{res}}(\text{A})$ avec un contrôle de Y par le pont de clamping.

Annexe 4 : Résultats supplémentaires

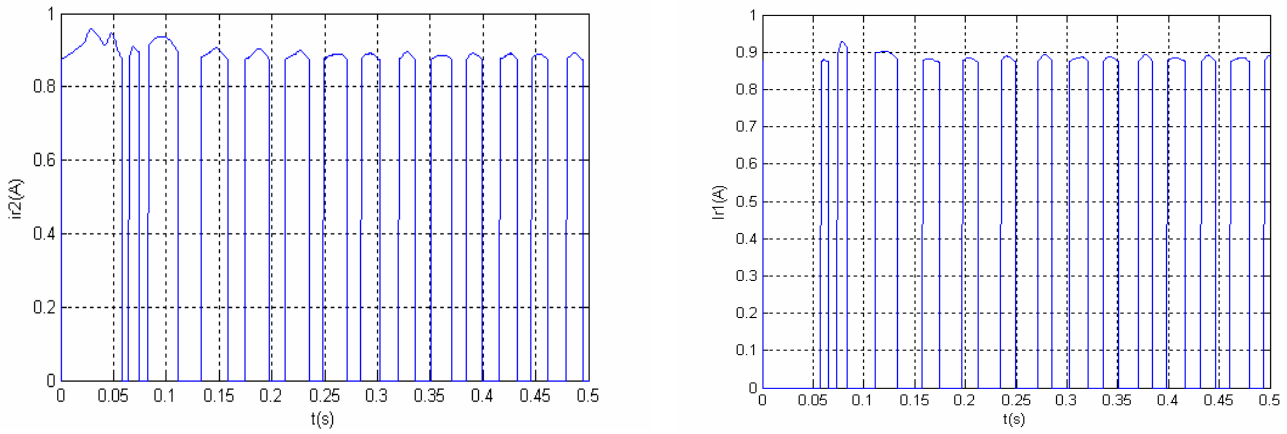


Fig.4-1 : Courants i_{r1} et i_{r2} du pont de clamping ($R=400$ ohm).

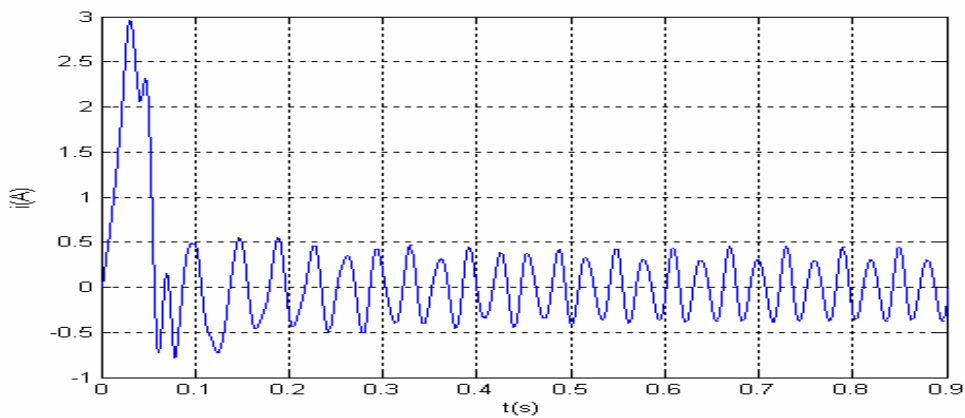


Fig.4-2 : Courant $i=KY$ ajouté au courant du réseau. ($K=0.035$)

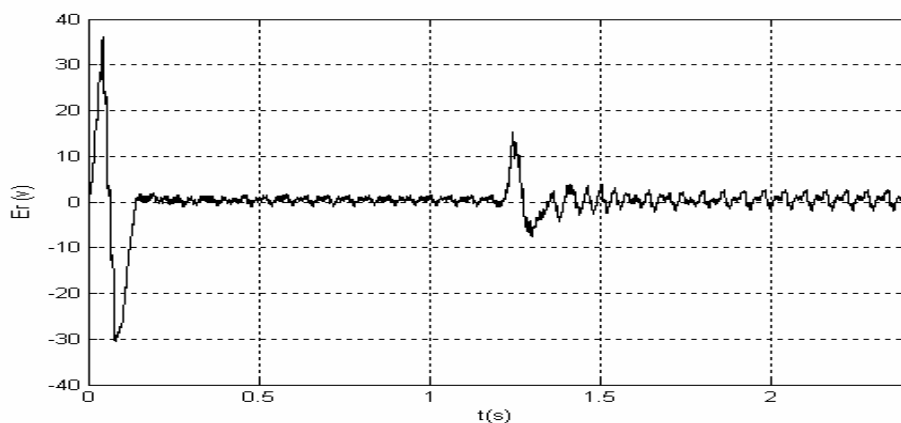
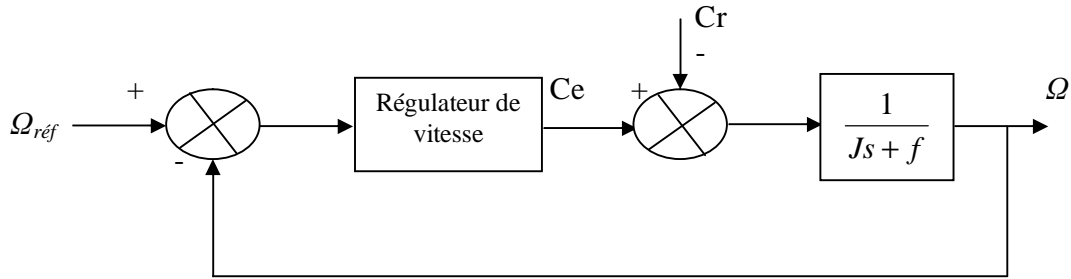


Fig.6-1 : L'erreur pour un réglage flou de la tension U_c .

$$E_r = X_{réf} - X$$

Annexe 5 : Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



f : Coefficient du frottement visqueux.
 J : Inertie mécanique.

Fig.5-1 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_e - C_r) \quad ; \quad \text{Pour un régulateur PI, } \Omega \text{ s'écrit alors :}$$

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{K_p s + K_i}{s} \right) (\Omega_{\text{réf}} - \Omega) - \frac{1}{Js + f} C_r$$

$$\text{Pour } C_r = 0 : \quad \Omega = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i} \Omega_{\text{réf}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre. En identifiant le dénominateur à la

forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases}$$

Pour un coefficient d'amortissement ξ de 1, nous avons $\omega_n t_{\text{rep}} = 4.75$, t_{rep} représentant le temps de réponse en vitesse du système (Tableau 5.1).

ξ	$\omega_n t_{\text{rep}}$
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_i = J \left(\frac{4.75}{t_{\text{rep}}} \right)^2 ; \quad K_p = J \left(\frac{9.5}{t_{\text{rep}}} \right) - f$$

Tableau 5.1 [BUC 01]

