

Ministère de l'Enseignement Supérieur et  
de la Recherche Scientifique  
*Ecole nationale Polytechnique*



وزارة التعليم العالي  
و البحث العلمي  
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

21/04

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'étude :  
En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur  
d'état en automatique.

Thème :

*Commande d'une Machine  
Asynchrone Monophasée  
par Logique Floue*

Proposé par :

*M. BOUKHETTALA DJ.  
M. BOUCHERIT M.S.*

Etudié par :

*M. LOUDAHI Mehena.*

*Promotion 2004.*

## Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à :*

- ✦ *Mes très chers parents.*
- ✦ *Mes frères et sœurs.*
- ✦ *Ainsi qu'à tous ceux qui me sont chers*
- ✦ *Sans oublier tous les membres de la*  
*famille qui avance.*

# Remerciements

*Je tiens à remercier :*

*En premier lieu ma mère, mon père ainsi que tous les membres de ma famille pour leur soutien financier et moral durant tout mon cursus étudiantin.*

*Puis, mes promoteurs : M. BOUCHERIT et M. BOUKHETTELA pour l'aide et le soutien qui 'ils m'ont offert le long de mon étude de ce projet.*

*Ensuite, les enseignants du département Génie Electrique pour la qualité de la formation qu'ils m'ont assuré, ainsi que tous les enseignants, le corps administratif et le personnel de l'école nationale polytechnique d'Alger.*

*Enfin, mes amis : Dahmane, Nacer, Mohamed et tous ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin pour réaliser ce modeste travail.*

*Mehena.*

## Abréviations :

- MASM* : machine asynchrone monophasée.  
*AC* : ( alternative current ) courant alternatif  
*MLI* : modulation de largeur d'impulsion.  
*FOC* : ( filed oriented command ) commande par orientation du flux.  
*RLF* : régulateur par logique floue.  
*PI* : régulateur proportionnel intégral.  
*MIN* : minimum.  
*MAX* : maximum.  
*PROD* : produit.

## Symboles:

- $n_s$  : vitesse de rotation du champ électromagnétique créé par le stator.  
 $\Omega$  : vitesse de rotation angulaire .  
 $n_r$  : vitesse de rotation rotorique.  
 $f_s$  : fréquence de la tension d'alimentation.  
 $\omega_s$  : pulsation propre.  
 $p$  : nombre de paires de pôles de la machine asynchrone monophasée.  
 $i_{s1}, i_{s2}$  : courants statoriques (primaires et secondaires).  
 $i_{r1}, i_{r2}$  : courants rotoriques (primaires et secondaires).  
 $V_{s1}, V_{s2}$  : tensions statoriques (primaires et secondaires).  
 $R, L$  : résistance et inductance du modèle équivalent de la machine.  
 $M_{sr}$  : mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.  
 $C_e$  : couple électromagnétique.  
 $C_r$  : couple résistant.  
 $J$  : moment d'inertie.  
 $f$  : résultante de forces de frottement.  
 $(dq)$  : référentiel lié au champ tournant  
 $v_{ds}, v_{qs}$  : tensions statoriques dans le référentiel  $(dq)$  lié au champ tournant.  
 $i_{ds}, i_{qs}$  : courants statoriques dans le référentiel lié au champ tournant.  
 $\Phi_{r1}, \Phi_{r2}$  : composantes du flux rotorique dans un référentiel lié au stator.  
 $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$  : composantes du flux rotorique dans un référentiel lié au champ tournant.  
 $P_s$  : puissance électrique active.  
 $P_m$  : puissance mécanique de la machine.  
 $\mu$  : facteur d'appartenance d'une variable à un ensemble flou.



## Sommaire

Introduction générale.....	1
<b>I. Chapitre I :</b>	
<b>Etude et modélisation de la Machine asynchrone monophasée.</b>	
Introduction .....	3
I.1. Généralités sur le moteur asynchrone monophasé.....	3
I.1.1. Constitution .....	3
I.1.2. Principe de fonctionnement .....	4
I.1.3. Principe de démarrage .....	5
I.1.4. Dimensionnement du condensateur .....	5
I.2. Réglage de vitesse .....	6
I.3. Modélisation de la MASM dans un référentiel lié au stator .....	6
I.3.1. Equations électriques de la machine .....	7
I.3.2. Transformation de Park .....	8
I.3.3. Détermination du couple électromagnétique .....	9
I.3.4. L'équation mécanique de la machine .....	9
I.4. Modélisation de la MASM sans condensateur dans un référentiel lié au champ tournant .....	11
I.5. Schéma bloc de la machine .....	13
I.6. Simulation et interprétation des résultats .....	13
<b>II. Chapitre II :</b>	
<b>Alimentation de la machine asynchrone monophasée.</b>	
Introduction .....	17
II.1. Principe des onduleurs autonomes .....	18
II.2. Modélisation de l'onduleur .....	18
II.3. Variation de la vitesse du moteur monophasé alimenté par un onduleur .....	19
II.4. Commande en tension par modulation de largeur d'impulsion de la MASM .....	20
II.4.1. Modulation triangulo-sinusoïdale .....	21
II.4.2. Caractéristiques de la modulation triangulo-sinusoïdale .....	22
II.4.3. Application à l'onduleur biphasé à deux niveaux .....	22
II.5. Commande en courant .....	24
II.5.1. Commande en courant d'un onduleur à deux niveaux .....	25
II.6. Alimentation du moteur asynchrone monophasé .....	26
II.6.1. Présentation des différentes structures de puissance des onduleurs monophasés .....	26
II.6.1.1. Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu .....	27
II.6.1.2. Onduleur monophasé avec diviseur capacitif .....	28
II.6.1.3. Onduleur monophasé en pont complet .....	29
II.6.1.3.1. Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet .....	30
Simulation et interprétation des résultats .....	30

### III. chapitre III :

#### commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée.

III.1.	Principe de la commande vectorielle.....	36
III.2.	La commande vectorielle indirecte.....	39
III.2.1.	Commande en courant de la machine monophasée.....	39
III.2.1.1.	Modèle en courant de la MASM.....	39
III.2.1.2.	Modèle en courant par orientation du flux rotorique.....	40
III.2.1.2.1.	Commande en boucle ouverte.....	42
III.2.1.2.2.	Commande en boucle fermée.....	44
	Simulation et résultats obtenus.....	46
III.2.2.	Commande en tension de la machine monophasée.....	53
III.2.2.1.	Modèle en tension de la MASM.....	53
III.2.2.2.	Commande en boucle ouverte.....	55
III.2.2.3.	Commande en boucle fermée.....	55
	Simulation et résultats obtenus.....	56

### IV. Chapitre IV :

#### Réglage par logique floue.

	Introduction.....	64
IV.1.	Principe fondamental de la logique floue.....	65
IV.2.	Bases générales de la logique floue.....	66
IV.2.1.	Définition d'une variable linguistique.....	67
IV.2.1.1.	Fonction d'appartenance.....	67
IV.2.1.2.	Différentes formes de fonctions d'appartenance.....	67
IV.2.2.	Opérateurs de la logique floue.....	68
IV.2.2.1.	Opérateur <i>NON</i> .....	68
IV.2.2.2.	Opérateur <i>ET</i> .....	69
IV.2.2.3.	Opérateur <i>OU</i> .....	70
IV.2.2.4.	Réalisation arithmétique des opérateurs <i>ET</i> et <i>OU</i> .....	70
IV.3.	réglage par logique flous.....	71
IV.3.1.	Structure d'un réglage par logique floue.....	71
IV.3.2.	Structure et configuration interne d'un régulateur par logique floue.....	72
IV.3.2.1.	Interface de fuzzification.....	73
IV.3.2.2.	Base de connaissances.....	74
IV.3.3.	Le moteur d'inférence.....	76
IV.3.3.1.	Structure générale de l'inférence.....	76
IV.3.3.2.	Méthode d'inférence <i>MIN/MAX</i> .....	76
IV.3.3.3.	Méthode d'inférence <i>MAX/PROD</i> .....	77
IV.3.3.4.	Méthode d'inférence <i>SOMME/PROD</i> .....	79
IV.3.4.	Différents modèles de raisonnement flou.....	80
IV.3.4.1.	Modèle flou de Mamdani.....	80
IV.3.4.2.	Modèle flou de Larson.....	81
IV.3.4.3.	Modèle flou de Sugeno.....	82
IV.3.4.4.	Modèle flou de Tsukamoto.....	83
IV.3.5.	La diffuzification.....	83
IV.3.5.1.	Méthode du Maximum.....	84

IV.3.5.2.	Méthode de la moyenne des maxima .....	84
IV.3.5.3.	Méthode du centre de gravité .....	84
IV.3.5.4.	Méthode des hauteurs pondérées .....	85
IV.3.5.5.	Méthode des hauteurs pondérées modifiées .....	85
<b>V.</b>	<b>Chapitre V :</b>	
	<b>Application de la logique floue à la commande de la MASM.</b>	
	Introduction.....	86
V.1.	Réglage de la vitesse d'une MASM avec un contrôleur flou.....	87
V.1.1.	Description du contrôleur flou.....	87
V.1.2.	Loi de commande.....	88
V.1.3.	Réglage de la vitesse de la MASM par un régulateur flou à 9 règles.....	89
V.1.4.	Réglage de la vitesse de la MASM par un régulateur flou à 49 règles.....	91
V.2.	Implémentation.....	93
V.3.	Application à l'association onduleur - MASM.....	93
V.4.	Simulation et résultats obtenus.....	95
V.4.1.	Analyse des performances.....	95
V.4.2.	Test de robustesse.....	102
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>109</b>
	<b>Annexes .....</b>	<b>111</b>



## Titre :

Commande d'une machine asynchrone monophasée par logique floue

## Résumé :

Ce travail est consacré à l'étude et la simulation de la commande d'une machine asynchrone monophasée par logique floue. De ce fait, nous avons élaboré un modèle mathématique de la machine en vue de sa commande. Ensuite nous avons utilisé la technique de l'orientation du flux afin de découpler le système précédemment défini et nous avons simulé la machine commandée par un régulateur classique (PI). Enfin, nous avons appliqué la commande par logique floue à la machine et nous l'avons comparée avec celle du régulateur proportionnel intégral.

### Mots clés :

Moteur asynchrone monophasé.  
Commande vectorielle.  
Orientation du flux.  
Logique floue.

## Title :

Control of a machine asynchronous mono phase by fuzzy logic

## Abstract :

This work is dedicated to the survey and the simulation of the command of a machine asynchronous mono phase by fuzzy logic. Of this fact, we elaborated a mathematical model of the machine in view of its command. Then we used the technique of the orientation of the flux in order to uncouple the system previously definite and we simulated the machine commanded by a classic regulator integrate proportional (PI). Finally, we applied the order by fuzzy logic to plot it and we compared it with the one of the integrate proportional regulator.

### Key words:

Motor asynchronous  
Vectorial control.  
Filed oriented control.  
Fuzzy logic.

## العنوان:

التحكم في المحرك الكهربائي اللاآرآمني الأحادي الطور باستعمال المنطق الغامض

## ملخص:

هذا العمل يتضمن دراسة و تمثيل عن طريق الكمبيوتر التحكم في المحرك الكهربائي اللاآرآمني الأحادي الطور باستعمال المنطق الغامض، من أجل هذا الغرض قمنا بتقديم النموذج الرياضي، ثم أدخلنا على هذا النموذج طريقة التحكم بتوجيه الحقل المغناطيسي من أجل تبسيط المعادلات لتسهيل التحكم في النموذج، لقد استعملنا من أجل ذلك آلية التكامل و التناسب. و أخيرا، استعملنا آلية التحكم عن طريق المنطق الغامض الحديثة الاستعمال و قمنا بمقارنتها مع الإلية المستعملة سابقا.

### الكلمات المفتاحية:

الآلة الكهربائية اللاآرآمنة الأحادية الطور  
التحكم الشعاعي  
توجيه الحقل المغناطيسي.  
المنطق الغامض



## Introduction générale

La vitesse variable est un besoin qui se généralise de plus en plus dans tous les domaines de l'industrie qui font appel à l'utilisation de machines électrique. En effet, la commande des machines à vitesse variable apporte aux processus industriels des avantages énormes et nombreux, tout en améliorant leurs performances, en facilitant leur automatisation et surtout en augmentant leur domaine d'utilisation.

Le développement de l'électronique de puissance et les solutions qu'elle apporte à la commande des machines à courant alternatif en utilisant des convertisseurs statiques d'énergie électrique permet de leur donner un nouvel essor. Ainsi, on a pu remplacer la machine à courant continu qui était la plus utilisée, compte tenu de sa simplicité de sa commande qui est liée au découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique qui limite sa vitesse et sa puissance, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien et empêche son emploi dans les milieux hostiles.

En contre partie, la machine asynchrone présente des avantages attirants tels que la simplicité de construction, la robustesse, le coût d'achat et maintenance acceptable, l'encombrement réduit vu l'absence du collecteur, des vitesses de fonctionnement élevées ainsi que la possibilité de fonctionner dans des milieux difficiles.

La machine asynchrone présente malheureusement un inconvénient majeur lié à sa structure dynamique. En effet, elle présente un modèle fortement non linéaire dont les variables internes sont fortement couplées tels que le flux et le couple. Ce qui représente un inconvénient pour la commande.

La technique de commande vectorielle par orientation du flux (*Field Oriented Control*), permet d'envisager un découplage entre les variables de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

Afin de commander les systèmes industriels, plusieurs méthodes ont été mises en œuvre. Les performances d'un régulateur classique restent, malgré l'existence de cette diversité, bien souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non linéarité, variation des paramètres, ...). [1]

L'apparition de la commande par logique floue a permis de contrôler même les systèmes mal définis, mal modélisés, voir n'ayant aucun modèle mathématique. Cette nouvelle approche utilise les connaissances et l'expérience acquise de l'expert, formulée sous forme de règles. Elle se montre très proche du raisonnement humain lors de la génération de la commande.

Le présent travail est organisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude et la modélisation de la machine asynchrone monophasée alimentée en tension. Aussi, la machine a été simulée en boucle ouverte.

Au second chapitre, nous présentons les quelques différentes techniques d'alimentation de la machine asynchrone monophasée. Nous nous sommes intéressés à l'alimentation en tension et en courant via un onduleur de tension à pont complet.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande vectorielle indirecte qui permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique afin d'assurer un contrôle comparable à celui de la machine à courant continu, en suite la régulation classique a été appliquée pour la commande en vitesse de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant et en tension à l'aide d'un contrôleur *PI*.

Dans le quatrième chapitre, nous avons illustré les bases théoriques d'un réglage par logique floue, en effet, nous avons défini les éléments constituant un régulateur flou ainsi que les différents modèles du raisonnement flou. Nous allons nous intéresser à la suite de notre travail au modèle de *Mamdani*.

En fin, dans le dernier chapitre, nous nous intéressons à l'application de la logique floue au réglage de vitesse de la machine asynchrone monophasée pilotée par orientation du flux rotorique. Ainsi, nous avons adopté deux régulateurs flous à 9 règles et à 49 règles du type *Mamdani*. Nous terminons par une évaluation des performances du réglage par logique floue par rapport aux perturbations et aux variations paramétriques et par la comparaison par rapport au régulateur *PI* classique.

## CHAPITRE

## 1

*« Le génie est fait de un pour cent  
d'inspiration et de quatre vingt dix neuf de  
transpiration. »*

*Thomas EDISON*

## ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

### Introduction :

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éviter les inconvénients des machines à courant continu ( présence des balais, maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages ; simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

### 1.1. généralités sur le moteur asynchrone monophasé :

Les moteurs asynchrones monophasés sont utilisés pour des applications de petites puissances. La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone monophasé est toujours inférieur à la vitesse du synchronisme. [2],[3]

#### 1.1.1. CONSTITUTION :

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles, la première fixe, appelée **stator** et la deuxième tournante appelée **rotor**.

**Le stator :**

C'est la partie fixe de la machine, dont la surface interne est formée par des pôles, sur lesquels se trouve un bobinage principal et un bobinage auxiliaire, il est alimenté directement par le réseau avec une tension de fréquence  $f_s$  (pulsation  $\omega_s$ ), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$n_s = \frac{f_s}{p} \quad (\text{en tr / s}) \quad (1.1)$$

La vitesse angulaire:

$$\Omega = 2\pi n_s \quad (\text{en rad / s}) \quad (1.2)$$

$p$  est le nombre de paires de pôles.

**Le rotor :**

C'est la partie mobile dans la machine, formée d'un cylindre feuilleté se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator sur son axe fixe avec une vitesse de rotation  $n_r < n_s$  et une vitesse angulaire  $\Omega_r < \Omega_s$

Le rapport :  $g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s}$  est appelé glissement du rotor par

rapport au champ tournant du stator.

**L1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :**

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux de même amplitude et tournant avec la même vitesse mais dans des sens différents, ce qui développe sur le rotor deux couples de même amplitude agissant respectivement dans les sens direct et inverse.[2]

Un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre, les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse.

Le moment du couple électromagnétique d'un moteur monophasé est la somme algébrique des moments des couples des deux moteurs triphasés équivalents.

Le couple résultant au démarrage sera nul, le rotor ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples.



### 1.1.3. PRINCIPE DE DEMARRAGE :

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé, on munit le stator d'un enroulement auxiliaire de façon que le champ alternatif qu'il produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement est alimenté à travers un condensateur qui déphase le courant d'un angle de  $\pi/2$  suffisant pour créer un champ tournant dans ce cas le couple au démarrage est non nul.

Le condensateur peut être débranché dès que la machine atteint 60% à 80% de la vitesse synchrone, ou bien, il peut être branché en permanence et dans ce cas le moteur est équivalent à un moteur biphasé. [4]

### 1.1.4. DIMENSIONNEMENT DU CONDENSATEUR :

La quadrature des courants  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  est recherchée ; posons :

$$V_{s1} = V_{\max} \cdot \cos(\omega t) \quad (1.3)$$

$i_{s1}$  est en retard de phase par rapport à  $V_{s1}$ , le condensateur de capacité  $C$  doit rendre  $i_{s2}$  en quadrature avant sur  $i_{s1}$ , donc en avance de phase sur  $V_{s1}$ ; on suppose que les deux phases présentent un modèle équivalent identique, constitué d'une inductance  $L$  en série avec une résistance  $R$ .

$$\frac{i_{s1}}{i_{s2}} = \left( \frac{R + jL\omega}{R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})} \right) \quad (1.4)$$

$$\text{La condition est : } \arg \left( \frac{i_{s2}}{i_{s1}} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (1.5)$$

Cette condition est satisfaite pour la valeur de  $C$  calculée par la formule :

$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (1.6)$$

## 1.2. réglage de vitesse

Pour faire varier la vitesse  $n_r$  du moteur asynchrone qui est égale à :

$$n_r = \left( \frac{f}{p} \right) \cdot (1 - g) \quad (1.7)$$

il faut :

- modifier le nombre de paires de pôles.
- Varier le glissement.
- Varier la fréquence  $f$  d'alimentation.

## 1.3. modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au stator :

Le moteur asynchrone monophasé étudié est constitué 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 entamer la modélisation de la machine en question, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- on néglige l'effet de la saturation et l'hystérésis, ce qui permet de supposer que la machine est linéaire. On considère aussi une densité du courant uniforme des conducteurs élémentaires.
- La répartition spirale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Les phases principales et auxiliaires ont le même nombre de pôles, mais les nombres de spires peuvent être différents.
- Les pertes fer et les effets thermiques sont aussi négligés.

L'incidence de ces phénomènes sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable, ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent le fonctionnement de la machine.

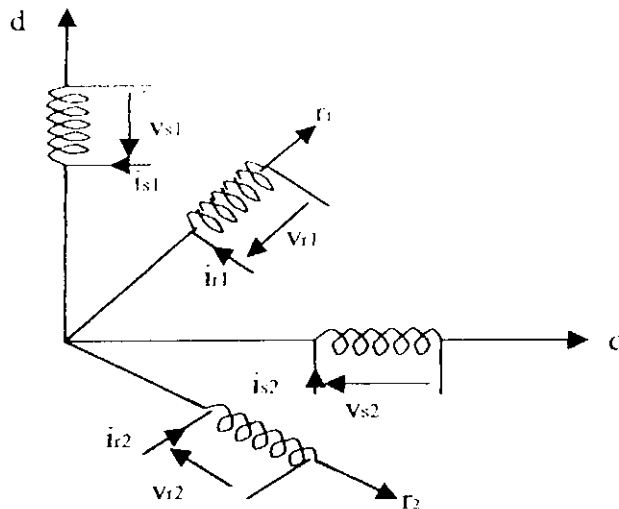


figure (1.1) représentation schématique du moteur asynchrone monophasé.

### 1.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MACHINE :

En se basant sur le schéma de la figure (1.1) et sur les hypothèses simplificatrices, les équations électrique de la machine asynchrone monophasée s'écrivent :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt} [\Phi] \tag{1-8}$$

Avec:

$$[\Phi] = [L].[I], [V] = [V_{s1} \ V_{s2} \ 0 \ 0]^t, [I] = [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{r1} \ I_{r2}]^t, [\Phi] = [\Phi_{s1} \ \Phi_{s2} \ \Phi_{r1} \ \Phi_{r2}]^t.$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_{sr} \cos(\theta_e) & -M_{sr} \sin(\theta_e) \\ 0 & L_{s2} & K_m M_{sr} \sin(\theta_e) & K_m M_{sr} \cos(\theta_e) \\ M_{sr} \cos(\theta_e) & K_m M_{sr} \sin(\theta_e) & L_r & 0 \\ -M_{sr} \sin(\theta_e) & K_m M_{sr} \cos(\theta_e) & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

L'équation (1-8) à des coefficients variables et donc difficile à manipuler. Pour remédier à ce problème, on introduit la transformation de Park.

Les indices *s* et *r* indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement.

Les indices  $r_1$  et  $r_2$  sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse :

$$\begin{aligned} \omega_r &= p \cdot \Omega_r \\ \text{soit } \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r = p \cdot \Omega_r \\ \text{avec } \theta(0) &= 0. \end{aligned} \quad (1.9)$$

### 1.3.2. TRANSFORMATION DE PARK

On applique la transformation de Park au rotor telle que le référentiel  $(dq)$  relatif à cette transformation est lié au stator [2]

On définit un nouveau vecteur de courant de la forme suivante :

$$[I_{dq}] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t \quad (1-10)$$

En appliquant la transformation de Park au système (1-8), on obtient :

$$\begin{aligned} [T][V] &= [R][T][I] + [T] \frac{d}{dt} [\Phi] \\ [V_{dq}] &= [R][i_{dq}] + [T] \frac{d[\alpha]}{dt} \frac{d\theta_e}{dt} [i_{dq}] + [T][\alpha] \frac{d}{dt} [i_{dq}] \\ [V_{dq}] &= [R][i_{dq}] + [C]p\Omega [i_{dq}] + [L_{dq}] \frac{d}{dt} [i_{dq}] \end{aligned} \quad (1-11)$$

Avec la transformation de Park suivante

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ 0 & 0 & -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = p\Omega, [C] = [T] \frac{d[\alpha]}{d\theta_e}, [\alpha] = [L_{dq}][T]^{-1}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_m M_{sr} & 0 & L_r \\ -M_{sr} & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [L_{dq}] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & K_m M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & K_m M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix}$$



**1.3.3. DETERMINATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE :**

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$C_e = p \cdot \text{Im}(\overline{i_r} \cdot \overline{\phi_r}) \tag{1.12}$$

avec :

$$\overline{i_r} = i_d + j \cdot i_q$$

$$\overline{\phi_r} = \phi_d + j \cdot \phi_q$$

*Im* : partie imaginaire

Le couple électromagnétique développé par la machine est donc donné par l'expression suivante :

$$C_e = p(i_{r2} \Phi_{r1} - i_{r1} \Phi_{r2}) \tag{1.13}$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{r1} = L_r i_{r1} + M_{sr} i_{s1} \\ \Phi_{r2} = L_r i_{r2} + K_m M_{sr} i_{s2} \end{cases}$$

On remplace  $\Phi_{r1}$  et  $\Phi_{r2}$  par leurs expressions. Le couple électromagnétique devient :

$$C_e = p M_{sr} (K_m i_{s2} i_{r1} - i_{s1} i_{r2}) \tag{1.14}$$

**1.3.4. EQUATION MECANIQUE DE LA MACHINE :**

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega) \tag{1.15}$$

en remplaçant  $C_e$  par (1.14) on obtient :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p}{J L_r} (K_m M_{sr} \cdot \phi_d \cdot i_{s2} - M_{sr} \cdot \phi_q \cdot i_{s1}) - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{C_r}{J} \tag{1.16}$$

Posons :

$$\begin{cases} m = \frac{M_{sr}^2}{L_r}, t_r = \frac{L_r}{R_r} \\ i_{r1} = M_{sr} \frac{i'_{r1}}{L_r} \\ i_{r2} = M_{sr} \frac{i'_{r2}}{L_r} \end{cases}$$

Ainsi le nouveau vecteur courant s'écrit comme suit :

$$[I'] = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i'_{r1} \quad i'_{r2}]' \quad (1-17)$$

avec :

$$[I] = [P][I'] \quad , \quad [P] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{sr}/L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_{sr}/L_r \end{pmatrix}$$

Donc :

$$[V] = [R][P][I'] + [C][P][I']p\Omega + [L_{dq}][P] \frac{d[I']}{dt} \quad (1-18)$$

En divisant les termes relatifs au rotor par ' $M_{sr}$ ' on obtient :

$$[V] = [R'] [I'] + [C'] [I'] p\Omega + [L'_{dq}] \frac{d[I']}{dt} \quad (1-19)$$

Avec :

$$[R'] = \begin{pmatrix} r_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/t_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/t_r \end{pmatrix} , \quad [C'] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_m & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} , \quad [L'_{dq}] = \begin{pmatrix} L_{s1} & 0 & m & m \\ 0 & L_{s2} & 0 & K_m m \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & K_m & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

D'ou le couple électromagnétique devient :

$$C_e = p \cdot M_{sr} [K_m i_{s2} i'_{r1} - i_{s1} i'_{r2}] \quad (1-20)$$

Après calculs et simplification, le modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{\Psi} \left[ \eta v_{s1} - \left( r_{s1} i_{s1} - mp\Omega K_m \eta i_{s2} - m \frac{\eta}{t_r} i_{r1} - m \cdot p\Omega \eta i_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{\Psi} \left[ \mu v_{s2} - \left( r_{s2} i_{s2} + mp\Omega K_m \mu i_{s1} - K_m m \frac{\mu}{t_r} i_{r1} - K_m m \cdot p\Omega \mu i_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{r1}}{dt} = \frac{1}{\Psi} \left[ -\eta v_{s1} - \left( -r_{s1} \eta i_{s1} - L_{s1} p\Omega K_m \eta i_{s2} + L_{s1} \frac{\eta}{t_r} i_{r1} + L_{s1} p\Omega \eta i_{r2} \right) \right] \\ \frac{di_{r2}}{dt} = \frac{1}{\Psi} \left[ -\mu v_{s2} - \left( -K_m r_{s2} \mu i_{s2} - L_{s2} p\Omega K_m \mu i_{s1} + L_{s2} \frac{\mu}{t_r} i_{r2} + L_{s2} p\Omega \mu i_{r1} \right) \right] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\Omega) \end{cases} \quad (1.21)$$

Avec

$$\Psi = \eta \cdot \mu$$

$$\eta = L_{s2} - K_m \cdot m$$

$$\mu = L_{s1} - m$$

#### 1.4. Modélisation de la MASM sans condensateur dans un référentiel lié au champ tournant:

La modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant est souvent utilisée dans les problèmes de commande.

Pour obtenir ce modèle, la transformation de Park des grandeurs statiques  $(V_{s1}, V_{s2})$  et  $(i_{s1}, i_{s2})$  est nécessaire. [1][4]

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad [A_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix}$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\mu} \left[ v_{ds} - \left( r_{s1} i_{ds} + (mK_m - \omega_s L_{s1}) i_{qs} - \frac{m}{t_r} i_{dr} - m.p\Omega i_{qr} \right) \right] \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\eta} \left[ v_{qs} - \left( r_{s2} i_{qs} - (mK_m - \omega_s L_{s2}) i_{ds} - \frac{m}{t_r} i_{qr} + m.p\Omega i_{dr} \right) \right] \\
 \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{\mu} \left[ -v_{ds} - \left( -r_{s1} i_{ds} + L_{s1} p\Omega i_{qs} + \frac{L_{s1}}{t_r} i_{dr} - (K_m L_{s1} - \omega_s m) i_{qr} \right) \right] \\
 \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{\eta} \left[ -v_{qs} - \left( -r_{s2} i_{qs} - L_{s2} p\Omega i_{ds} + \frac{L_{s2}}{t_r} i_{qr} + (K_m L_{s2} - \omega_s m) i_{dr} \right) \right] \\
 \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\Omega) \\
 C_e = \frac{p.m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})
 \end{array} \right. \quad (1.22)$$

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

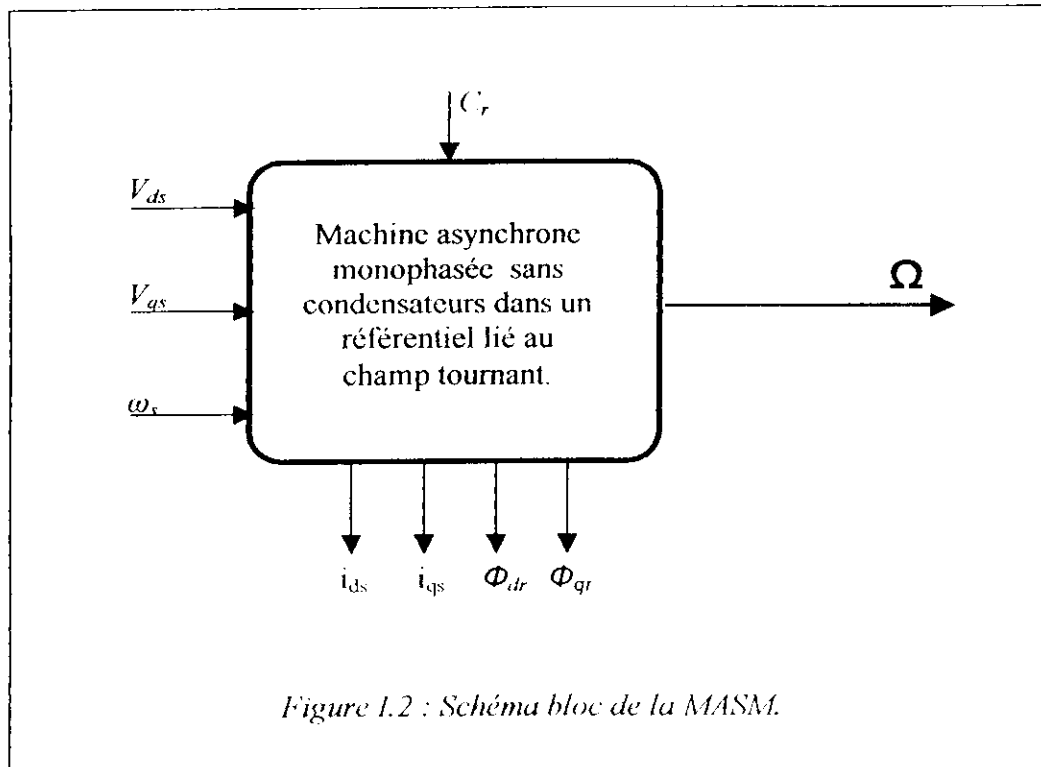
En introduisant le nouveau vecteur d'état  $(\phi_{dr} \ \phi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega)$ , le système (1-22) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} = (p\Omega - \omega_s) \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{v_{ds}}{\mu} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{\mu L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\mu L_r^2} \phi_{dr} + \frac{p M_{sr} \Omega}{\mu L_r} \phi_{qr} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{v_{qs}}{\eta} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{\eta L_r^2} i_{qs} + \omega_s i_{ds} + \frac{M_{sr} R_r}{\eta L_r^2} \phi_{qr} - \frac{p M_{sr} \Omega}{\eta L_r} \phi_{dr} \\
 \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left( \frac{p.M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - C_r - F\Omega \right)
 \end{array} \right. \quad (1.23)$$



## 1.5. schéma bloc de la machine

Le schéma bloc de la machine asynchrone monophasée sans condensateur est donné par la figure ci dessous :



## 1.6. simulation et interprétation des résultats :

La machine est alimentée par un réseau de deux tensions sinusoïdales déphasées d'un angle de  $\pi/2$ .

$$\begin{cases} v_{s1} = V_m \cdot \sin(\omega t) \\ v_{s2} = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (1.24)$$

Le comportement à vide de la machine asynchrone monophasée symétrique est visualisé à la *figure (1.3)*. Les deux courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  sont importants au démarrage. La machine développe un couple électromagnétique important afin d'atteindre son régime de fonctionnement ainsi la vitesse croît plus rapidement au démarrage jusqu'à atteindre le régime nominal. Une fois ce régime atteint, le couple électromagnétique tend vers s'annuler en prenant une valeur très faible qui est due aux forces de frottement.

Le comportement en charge de la machine asynchrone monophasée symétrique est visualisé à la *figure (1.4)*. Lors de l'application de la charge nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation et du flux. La vitesse se stabilise lorsque le couple électromagnétique est égale au couple de charge, la charge est donc compensée par le couple électromagnétique développé par le moteur.

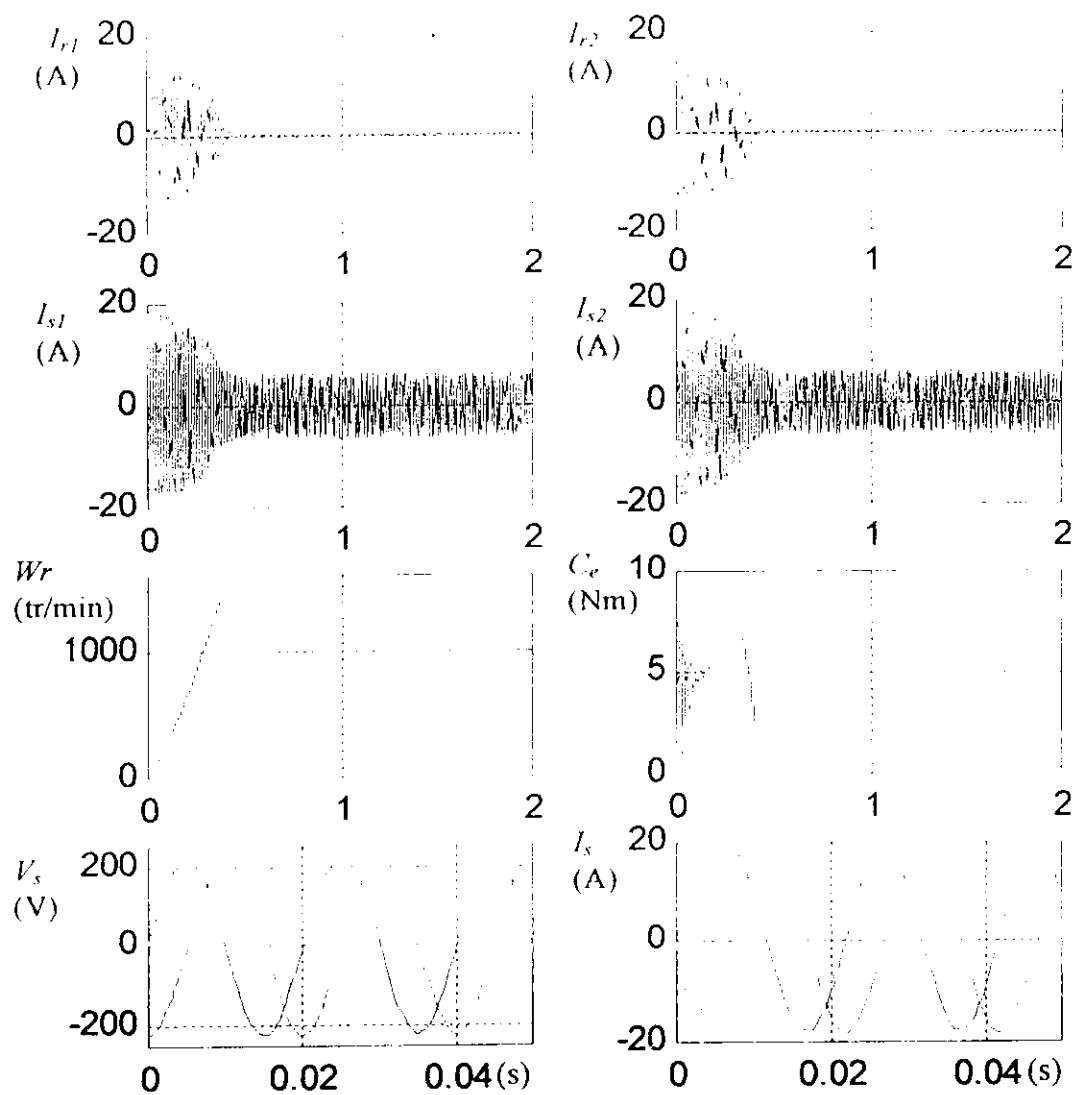


figure (1.3) : Comportement à vide de la machine asynchrone monophasée attaquée par deux tensions sinusoïdales en quadrature.

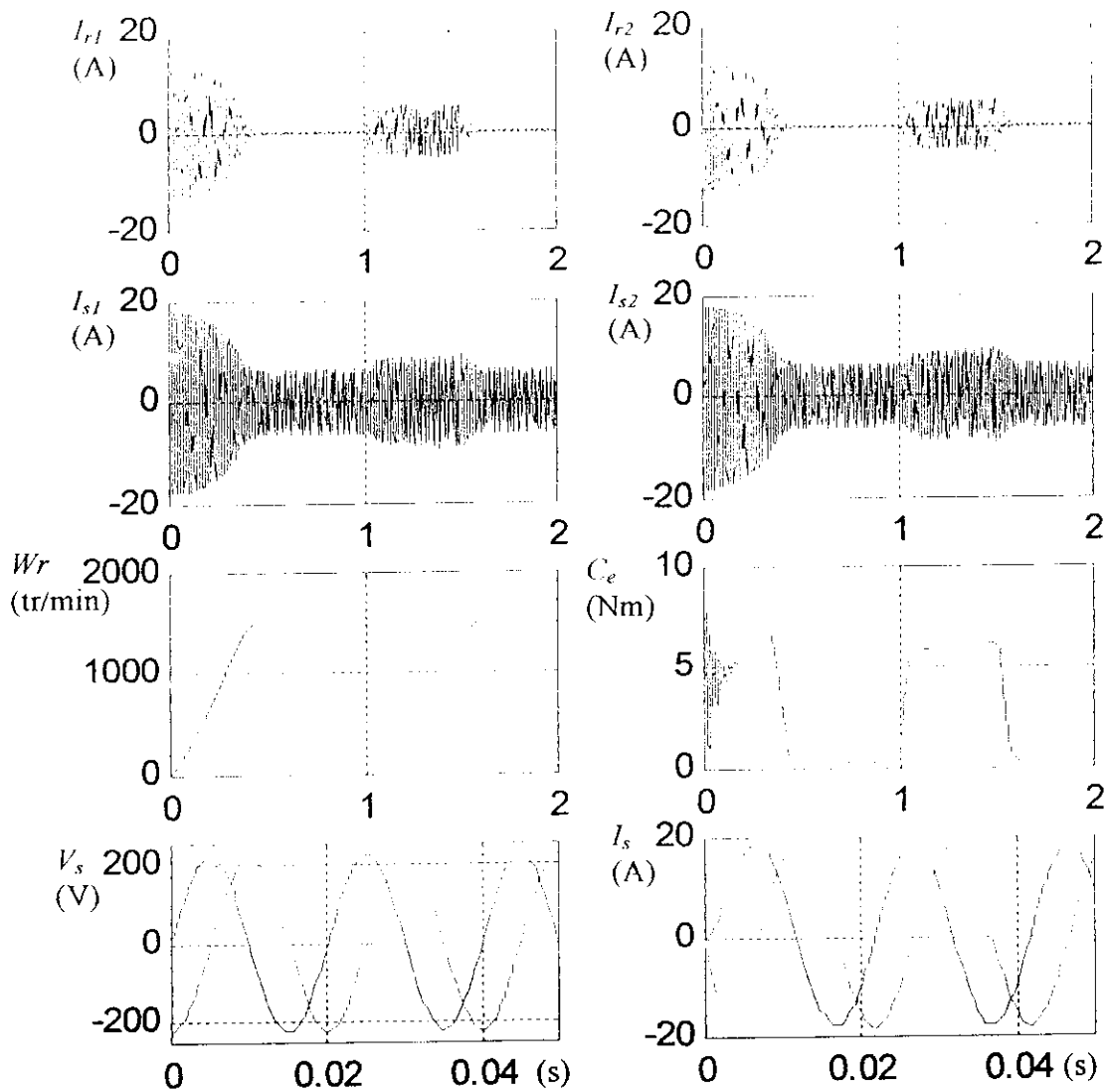


figure (1.4) : Comportement en charge de la machine asynchrone monophasée attaquée par deux tensions sinusoïdales en quadrature.

Application d'un couple résistant de 6 Nm à  $t=1$  s pendant 0.5 s



## CHAPITRE

## 2

*« La vraie générosité envers l'avenir consiste  
à tout donner au présent ».*

*Albert CAMUS.*

## ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

---

---

### Introduction :

L'industrie exige de plus en plus une vitesse variable, c'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et avec dépense minimale d'énergie et de matière première.

La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de fréquence, ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couple - vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

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

---

---

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur - machine asynchrone, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées par différents auteurs. On distingue pour la commande des onduleurs les stratégies suivantes : [5]

- Triangulo - sinusoïdale par échantillonnage naturel et régulier.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande optimisée avec ou sans la double modulation.
- Commande algébrique et vectorielle.

On s'intéresse à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par des convertisseurs à commutation forcée : onduleur de tension à deux niveaux et convertisseur direct. Ces différents travaux ont été appliqués surtout au cas des onduleurs triphasés à deux niveaux. On montrera au cours de ce chapitre l'utilisation de quelques unes de ces stratégies pour les onduleurs monophasés et diphasés à deux niveaux.

## II.1. Principe des onduleurs autonomes :

Pour l'obtention d'une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer tantôt dans un sens et tantôt dans l'autre sur le récepteur. [3]

## II.2. Modélisation de l'onduleur :

Pour la modélisation de l'onduleur, nous supposons que la commutation des composants électroniques est instantanée, c'est à dire que les temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont supposés nuls. [2]

Dans ces conditions, le signal de commande  $C_i$  d'un interrupteur  $K_i$  est défini par

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour que le convertisseur soit totalement comparable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires, c'est à dire : [5]

$$C_i + 1 - C_i \quad (II.2)$$

La tension et le courant dans l'interrupteur  $K_i$  soit défini par :

$$V_{K_i} = (1 - C_i) \cdot U \quad (II.3)$$

$$I_i = C_i \cdot I_s \quad (II.4)$$

$I_s$  étant le courant commuté par la cellule à laquelle  $K_i$  appartient.

### II.3. Variation de la vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur :

Certains travaux garde de la machine monophasée avec son condensateur dans le variateur de vitesse onduleurs-moteur.

L'onduleur dans ce cas est un onduleur monophasé à pont complet qui peut être commandé soit en courant par l'onde d'hystérésis, soit en tension par MLI (modulation par largeur d'impulsion)

D'autres travaux plus performants, utilise la possibilité d'agir séparément sur chaque phase statorique du moteur monophasé en supprimant le condensateur, nous pouvons commander ce moteur par deux techniques :

Utilisation d'un seul le convertisseur capable d'imposer la forme de courant de telle sorte qu'elle soit adaptée aux caractéristiques de la machine ; ainsi, pour la machine asynchrone qui est a répartition sinusoïdale d'impulsion, il faut des courant sinusoïdaux pour minimiser les ondulations du couple ; dans ce cas la machine est alimentée par un onduleur à quatre bras commandé en courant pour obtenir deux courants en quadrature dans les phases statoriques.

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur machine, les alimentations s'orientent de plus en plus vers les techniques de modulation de largeur d'impulsion, dont plusieurs stratégies ont été développé pour assurer une alimentation variable en amplitude et en fréquence, dans ce cas, chaque enroulement statorique de la machine est alimenté par deux bras de l'onduleur quatre bras commandés en tension, ou bien par un bras d'un onduleur à deux bras avec diviseur capacitif.

## **II.4. commande en tension par modulation de largeur d'impulsion de la MASM :**

La modulation de largeur d'impulsion consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie est a former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'essai de la modulation de largeur d'impulsion est lié au progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes à chacune des commutations.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire un critère déterminé.

Les onduleurs de tension servent principalement à alimenter à fréquence fixe ou variable des charges alternatives, le critère qui sera considérée dans ce cas est l'obtention

pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde, il faut varier la valeur efficace des tensions d'alimentation.

D'ordinaire, on adapte une commande à flux constant qui permet de développer le même couple à toute vitesse, la valeur des tensions croît à peu près proportionnellement à leur fréquence, l'onduleur doit donc être à fréquence et tension variable.

La modulation de largeur d'impulsion permet : [5]

- De repousser aux fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie, même avec les onduleurs à deux interrupteurs par phase.

Le plus souvent, on détermine le temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en faisant simultanément appels à ces deux techniques.

Pour assurer cette détermination, lorsque l'objectif est d'approcher au mieux la tension sinusoïdale, la solution la plus de largement employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse généralement triangulaire, d'où son appellation : **modulation triangulo-sinusoïdale**.

On peut également utiliser une boucle à hystérésis commandé par la différence entre une onde de référence (ou son intégrale) et l'intégrale de la tension de créneaux à sortie de l'onduleur, c'est la **modulation delta**.

#### II.4.1. MODULATION TRIANGULO-SINUSOÏDALE :

Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale consiste à comparer une tension de référence sinusoïdale qui correspond à la tension de sortie recherchée de fréquence  $f$  au signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence  $f_p$ , nettement supérieure à  $f$ .

L'intersection de la tension de référence avec l'onde de modulation triangulaire donne les instants de fermeture des divers interrupteurs ; d'où on aura bien en fonction logique  $C_i$ . [2]

#### II.4.2. CARACTERISTIQUES DE LA MODULATION :

Si la référence est sinusoïdale, les paramètres caractérisant la commande sont :

- L'indice de modulation  $m$  égale au rapport  $f_p/f$  des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$ , égale rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête  $\hat{U}$  de l'onde de modulation. D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est-à-dire  $f_p$  était multiplié entier de  $f$ .

En modulation synchrone, si  $m$  est impaire, l'alternance négative de la tension de sortie de l'onduleur reproduit au signe près son alternance positive, cette tension de sortie ne comprend au développement en série que des harmoniques impaires. Au contraire si  $m$  est paire, on trouve dans le développement en série une composante continue, des harmoniques paires et impaires. On choisit donc les valeurs impaires  $m$ .

#### II.4.3. APPLICATION A L'ONDULEUR DIPHASE A DEUX NIVEAUX

Pour obtenir les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur diphasé à deux niveaux, on suit le système (II-5) :

$$\begin{cases} \text{Si } V_r > V_p \text{ donc } C_i = 1, C'_i = 0 \Rightarrow V_s = +u \\ \text{Si } V_r < V_p \text{ donc } C_i = 0, C'_i = 1 \Rightarrow V_s = -u \end{cases} \quad (II-5)$$

La figure (II.1) explique le principe de la modulation de largeur d'impulsion

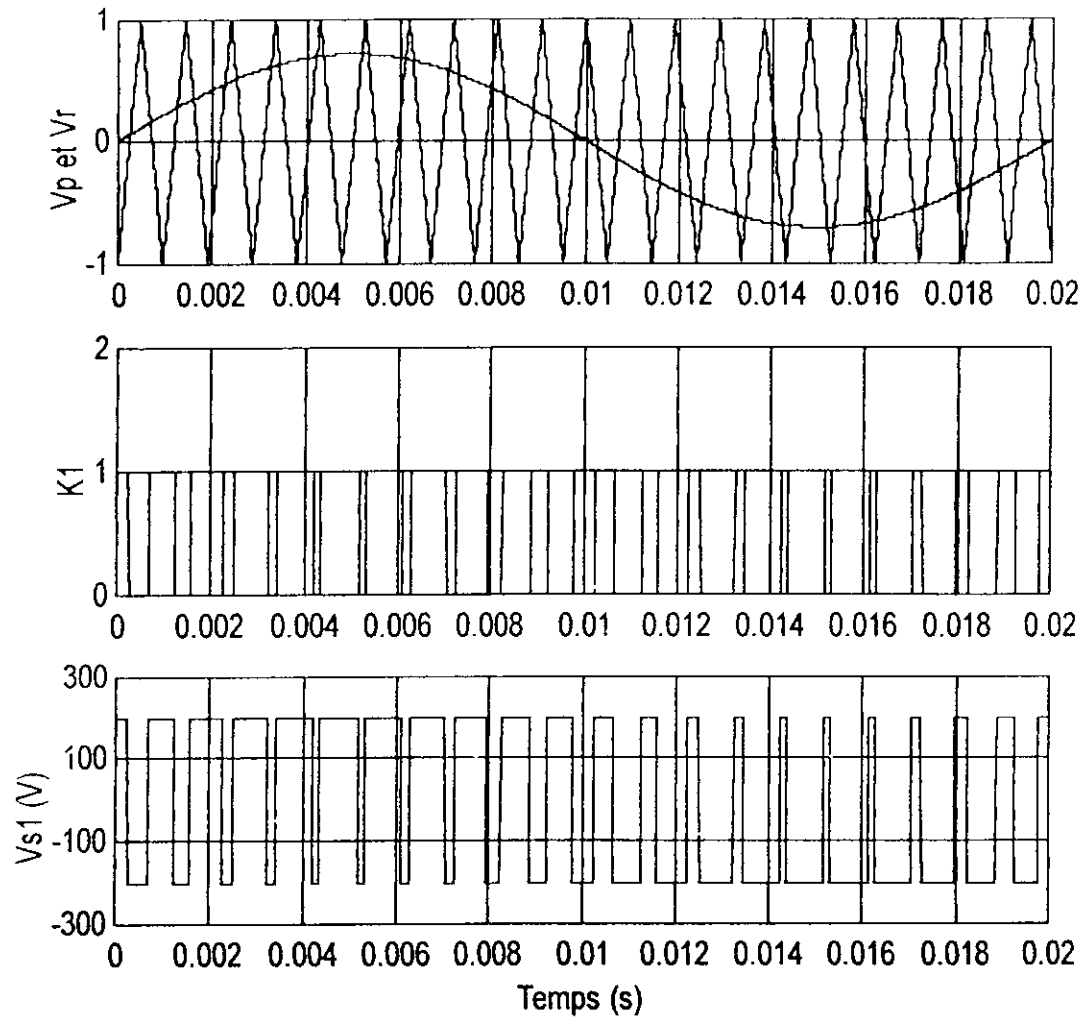


Figure (II.1) : Principe de la commande MLI (deux niveaux).



## II.5. Commande en courant :

La technique de contrôle de courant joue le rôle le plus important dans les onduleurs *PWM* commandés en courant qui sont appliqués largement dans les moteurs *AC* de haute performance. Différentes stratégies de contrôle de courant ont été développés dans les années récentes. Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs à deux niveaux.

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courant, en déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.[6]

Ce type de commandes permet de fixer un courant de référence  $I_{ref}$  dans les enroulements de la machine avec un degré de liberté :

- l'amplitude.
- La fréquence.

Le but recherché dans notre cas est de créer un champ tournant dans l'entrefer de la machine monophasée en asservissant le courant statoriques à des consignes sinusoïdales en quadrature. Pour que ce champ tournant soit circulaire il faut que le rapport des valeurs maximales des coefficients de mutuelles inductances  $M_d$  entre l'enroulement principal "*ms*" et une phase rotorique, et  $M_q$  entre l'enroulement auxiliaire "*as*" et une phase rotorique soit :

$$A = \frac{M_d}{M_q} = \frac{I_{as}}{I_{ms}} \quad (II.6)$$

Pour faire varier la vitesse de ce moteur on doit faire varier la fréquence de ses courants statorique, les amplitudes de ses courants restent contractantes et correspondant au couple maximal. Ces amplitudes peuvent être réduites à basse vitesse de rotation pour atténuer les échauffements.

Pour l'onduleurs à deux niveaux en a deux états de commandes possibles pour un bras, et dont on utilise un régulateur a hystérésis à deux positions.

Pour l'onduleur à trois niveaux, trois états de commandes sont possibles par un bras, on a donc besoin d'un régulateur a hystérésis à trois positions.

On ne définit par la suite, la stratégie d'hystérésis en courant pour chacun des onduleurs à deux niveaux, on montrera également les caractéristiques de la conduite des machines à induction alimentée par des convertisseurs commandés par cette stratégie.

### II.5.1. COMMANDE EN COURANT D'UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX :

Pour les onduleurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase  $K$  (bras de l'onduleur) par le système ci-dessous : [7]

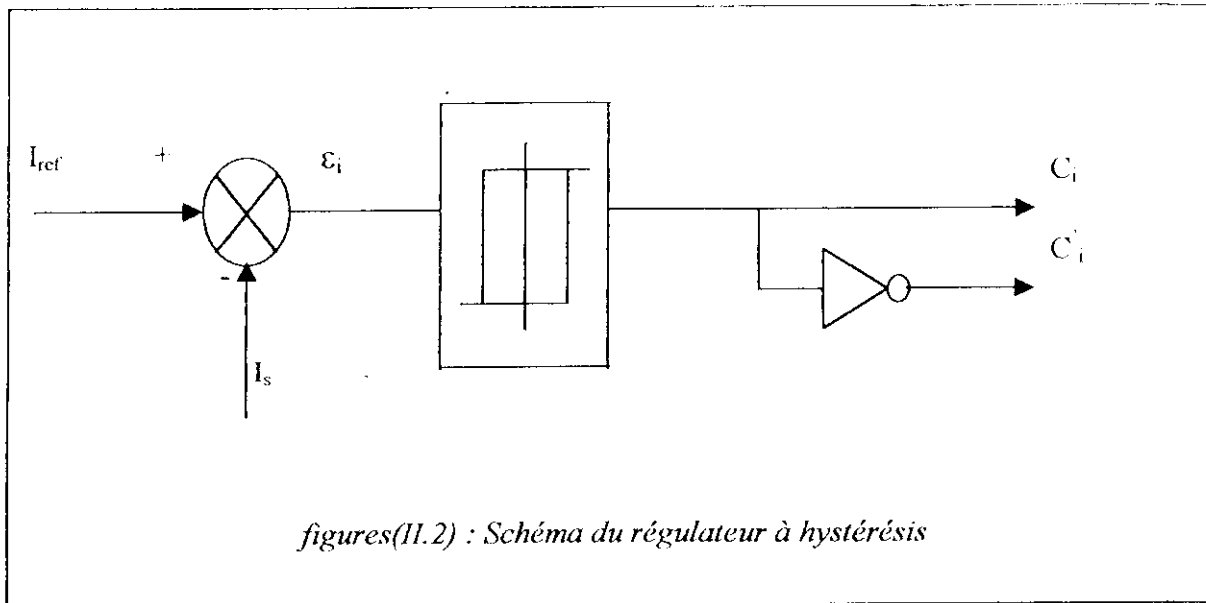
Soit l'écart entre le courant de référence et le courant réel définit par :

$$\mathcal{E} = \dot{i}_k - \dot{i}_{refk} \quad (II.7)$$

Les ordres de commandes  $C_k$  des interrupteurs sont données alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_i \geq \Delta_i & \text{alors } C_i = 1 \\ \text{Si } \varepsilon_i \leq -\Delta_i & \text{alors } C_i = 0 \\ \text{Sinon l'état reste le même} \end{cases} \quad (II.8)$$

La figure (II.2) montre le schéma synoptique de la stratégie.



$I_{ref}$  : courant de référence

$I_s$  : courant de phase

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

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

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

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

## II.6. alimentations du moteur monophasé :

### II.6.1. PRESENTATIONS DES DIFFERENTES STRUCTURES DE PUISSANCE POUR UN ONDULEUR MONOPHASE :

En monophasé, on peut obtenir une tension alternative en utilisant l'onduleur en pont à quatre interrupteurs.

On peut utiliser deux interrupteurs uniquement, à condition de disposer d'un point milieu, soit du côté alternatif, soit du côté continu, cela correspond à :

- Onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu (souvent appelé onduleur push-pull)
- Onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appelé onduleur en demi pont).

### II.6.1.1. ONDULEUR MONOPHASE AVEC TRANSFORMATEUR A POINT MILIEU :

la figure (II.3) donne le schéma de cet onduleur à deux interrupteurs et à transformateur à point milieu au primaire :

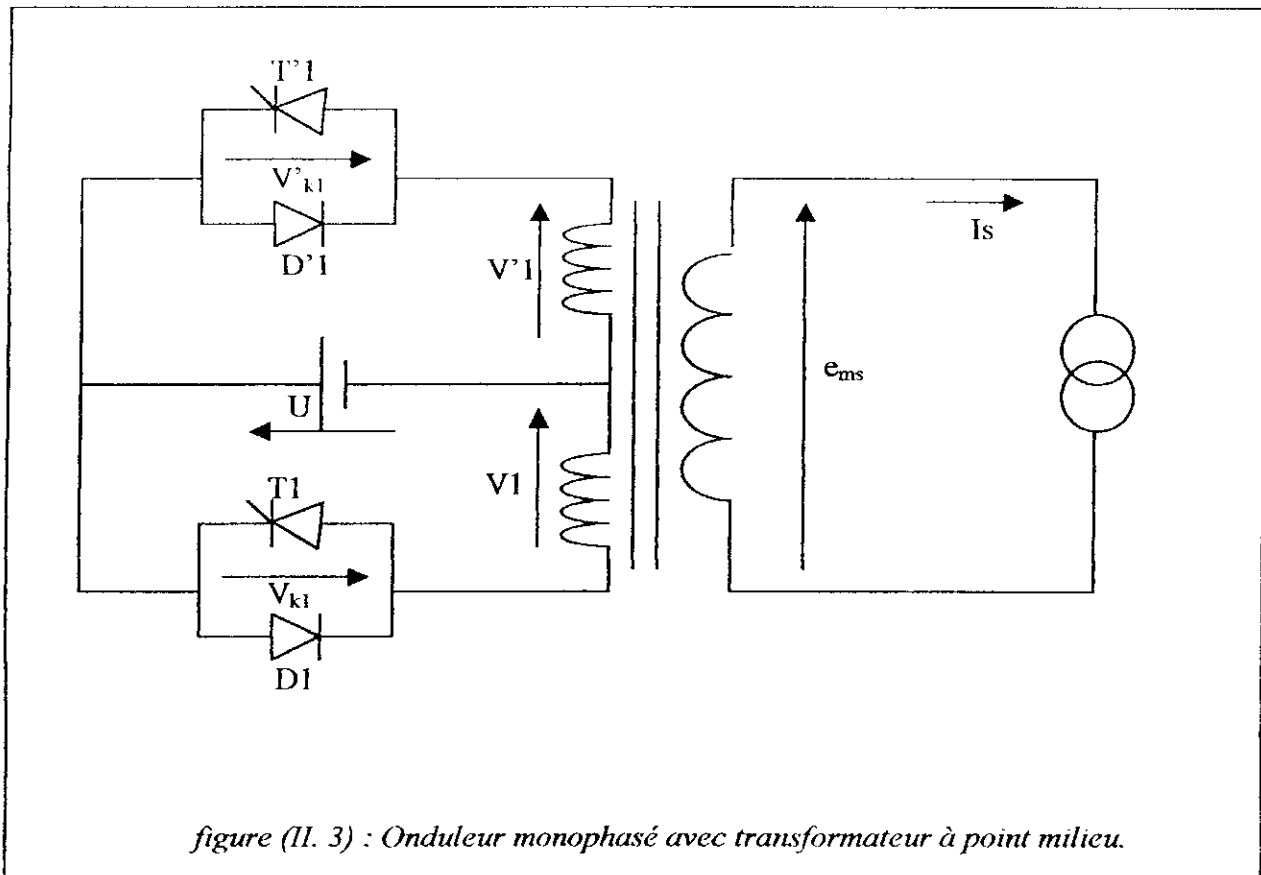
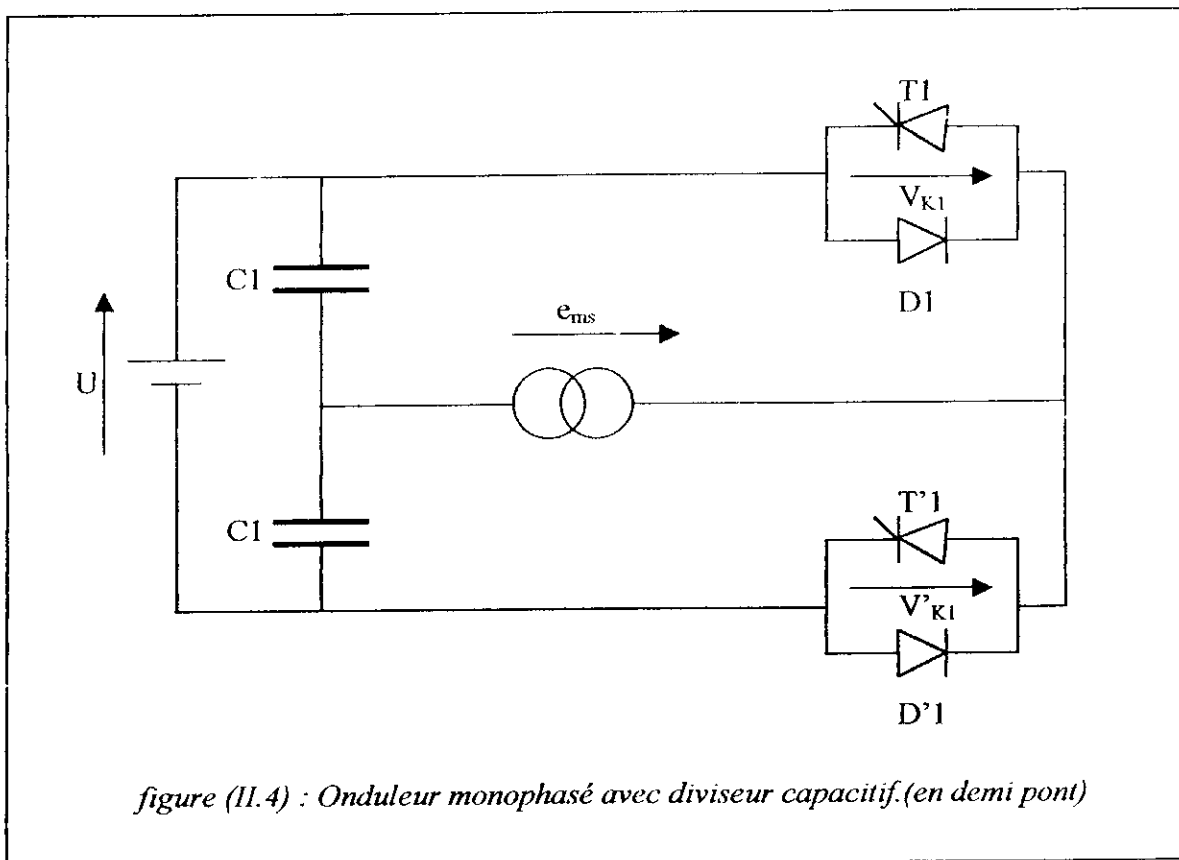


figure (II. 3) : Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu.

**II.6.1.2. ONDULEUR MONOPHASE AVEC DIVISEUR  
CAPACITIF  
(A DEMI PONT) :**

Cet onduleur utilise une source à point milieu en divisant  $U$  en deux parties égales, grâce à deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité. Si celle-ci est convenablement choisie, on obtient deux tensions sensiblement constantes et égales à  $U/2$ . Cet onduleur utilise seulement deux interrupteurs bidirectionnels.

La figure (II.4) donne le schéma de cet onduleur monophasé :



Les montages à deux interrupteurs ne permettent qu'une commande symétrique, ils doivent être rendus passant, à des intervalles de temps égaux pour que les deux alternances de la tension de sortie soient identiques en signe près, ils n'offrent pas la possibilité de régler la valeur efficace de cette tension.

### II.6.1.3. ONDULEUR MONOPHASE EN PONT COMPLET :

L'onduleur monophasé en pont complet est constitué d'une source de tension continue et de quatre interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$  comme c'est illustrer sur la figure ci-dessous, c'est cet onduleur qui est adopté pour être appliqué en moteur monophasé du fait qu'il permet de faire varier non seulement la fréquence de la tension de sortie  $U$  mais aussi sa valeur.

Cet onduleur peut fonctionner en :

- commande symétrique.
- commande décalée.

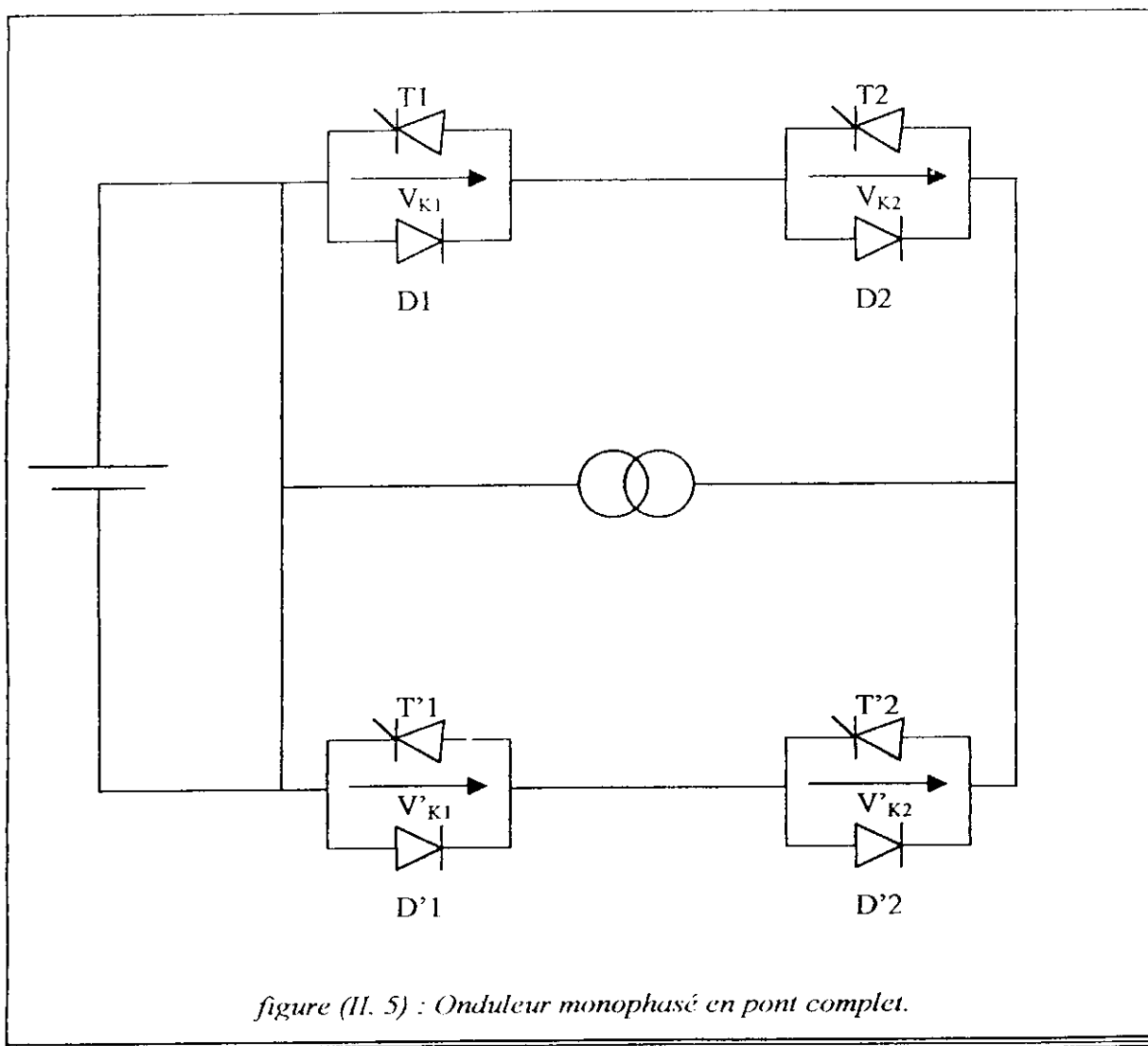


figure (II. 5) : Onduleur monophasé en pont complet.

### II.6.1.3.1. MODELE DE L'ONDULEUR MONOPHASE EN PONT COMPLET :

Nous pouvons exprimer la tension par la relation :

$$e_{ms} = V_{AB} = U' = U(C_1 - C_2) \quad (II.9)$$

Le courant d'entrée de l'onduleur est défini par :

$$\begin{aligned} i_e &= (C_1 - C_2) i_s \\ i_s &= (i_{ms} + i_{as}) \end{aligned} \quad (II.10)$$

Donc :

$$i_e = (C_1 - C_2) \cdot (i_{ms} + i_{as}) \quad (II.11)$$

## Simulation et interprétation des résultats :

### 1. Commande en tension avec un onduleur à deux niveaux :

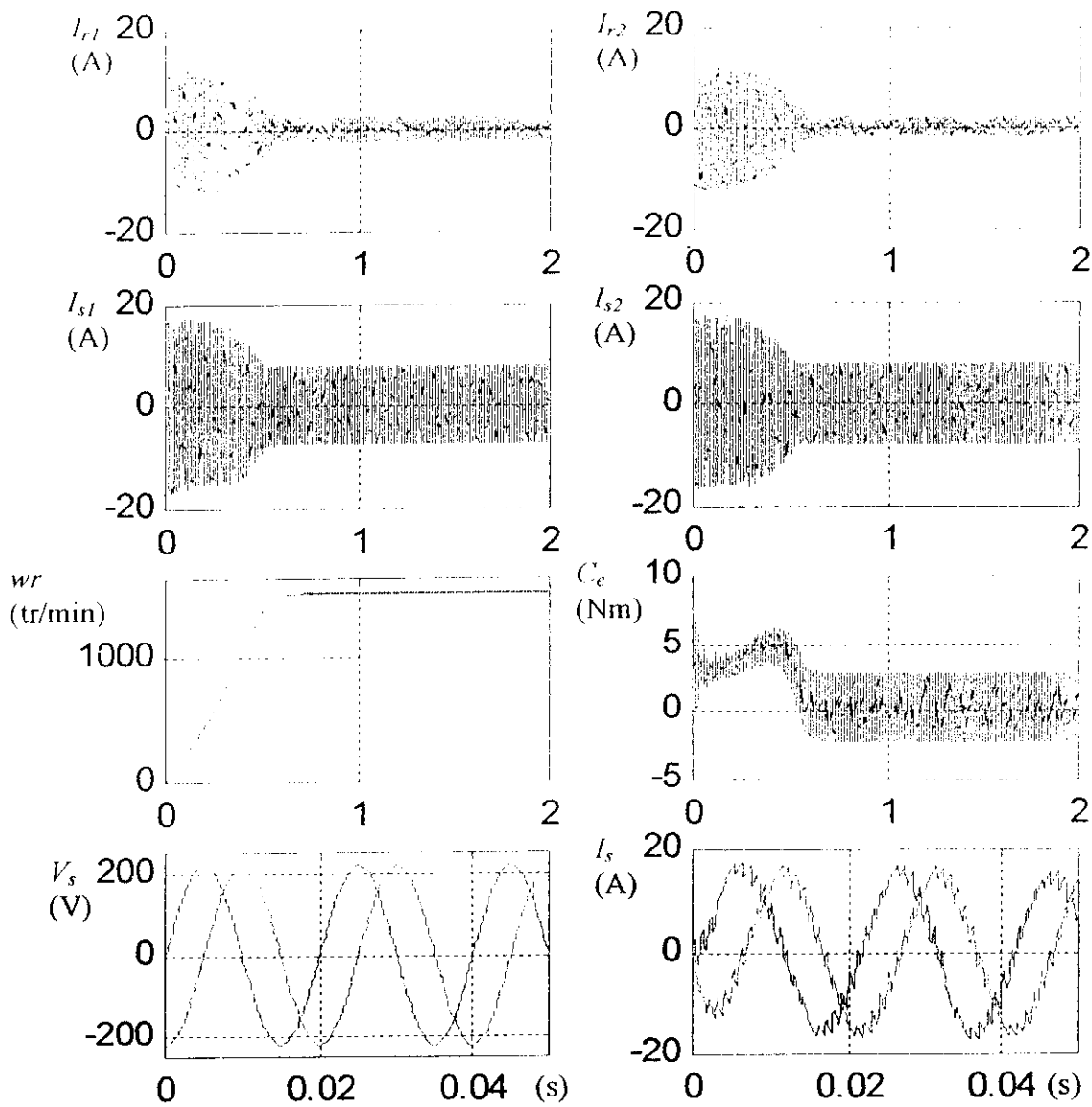
Nous avons effectué dans cette étape la simulation du comportement de la machine déphasée alimentée par l'onduleur à deux niveaux (*figure (II.6)*), nous constatons dans ce cas que le courant statorique suit l'allure d'une sinusoïde présentant des pics qui sont dus aux commutations. Le couple oscille autour de sa valeur moyenne. Les courants rotoriques sont importants au transitoire puis glissent autour de la valeur zéro en régime permanent.

En charge (*figure (II.7)*), nous constatons aussi que le couple de freinage se compense par le couple électromagnétique développé par la machine ce qui traduit des variations considérables des courants statoriques et rotoriques.

### 2. Commande en courant avec un onduleur à deux niveaux :

Les résultats obtenus sont similaires à ceux de la machine alimentée par un onduleur en tension (*figure (II.8) et (II.9)*); les courants rotoriques oscillent autour du zéro, ils sont importants en régime transitoire puis tendent vers s'annuler en régime permanent.





figure(II. 6) : Comportement de la machine alimentée via un onduleur de tension(MLI) commandé par la technique triangulo - sinusoïdale ( $r = 0.8$  et  $m = 21$ ) a vide.

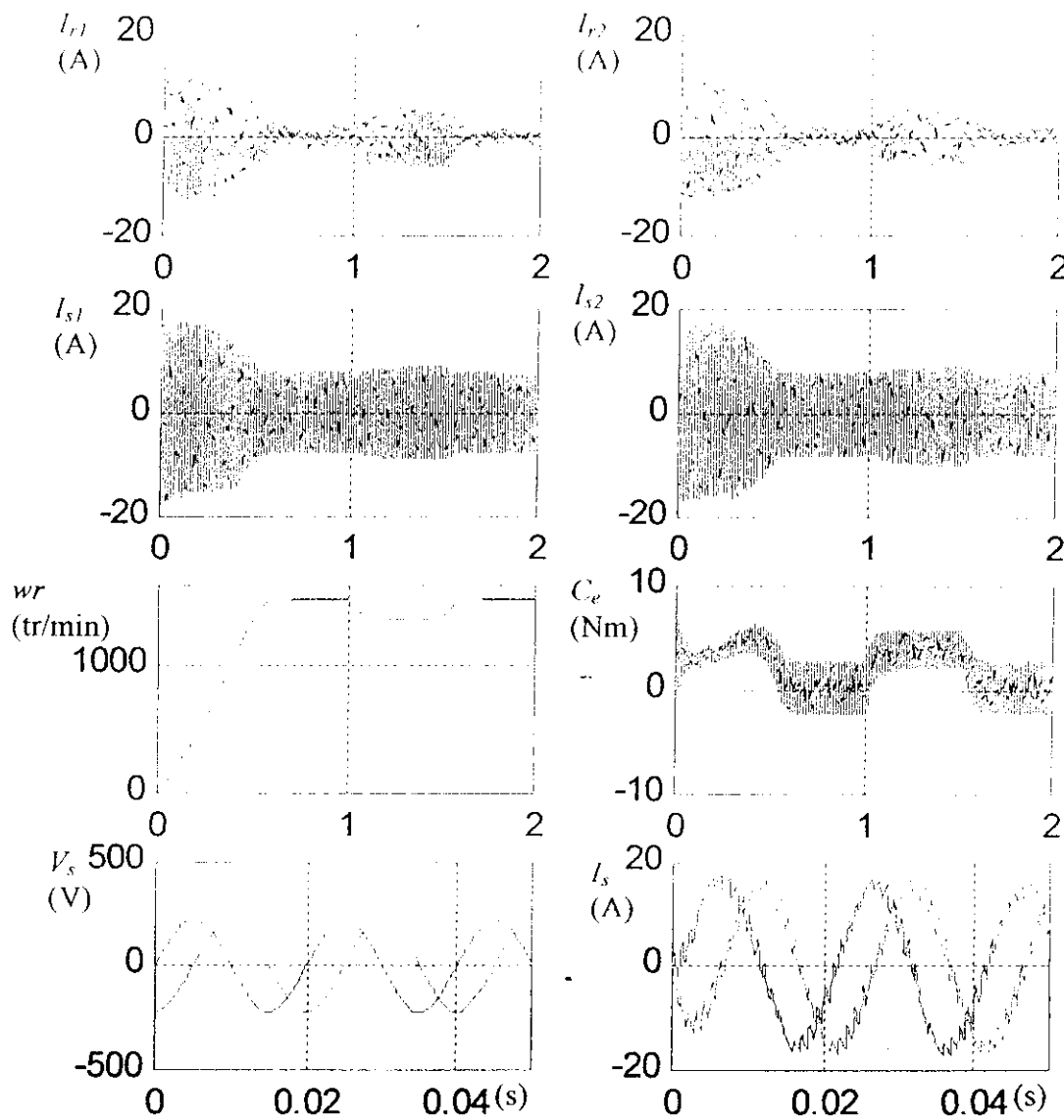


figure (II.7) : Comportement en charge ( $C_r = 4 \text{ N.m}$  à  $t=1\text{s}$  jusqu'à  $t=1.5\text{s}$ ) de la machine alimentée via un onduleur de tension (MLI) commandé par la technique triangulo - sinusoidale ( $r = 0.8$  et  $m = 21$ ).

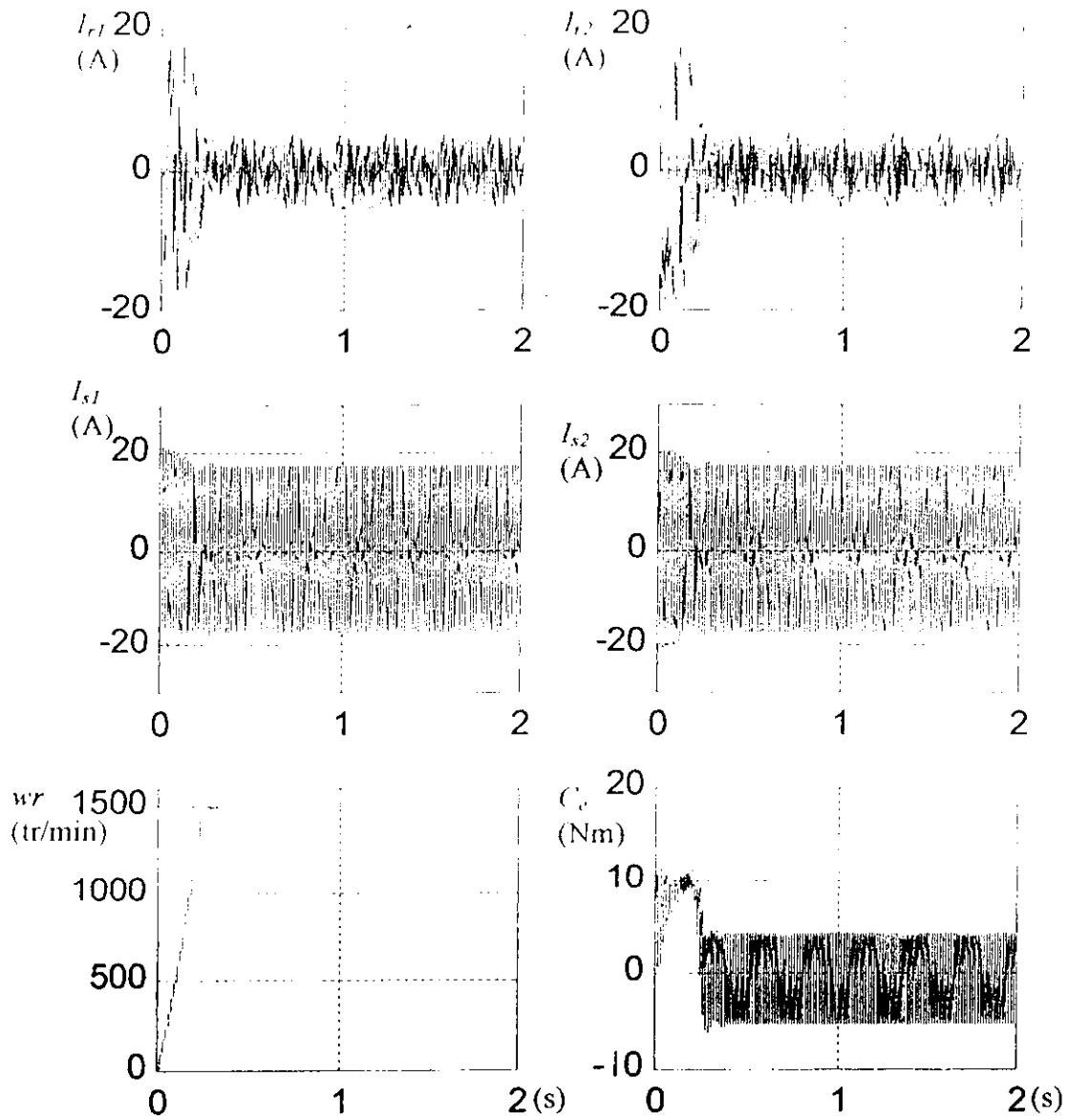


figure (II.8) : Comportement à vide de la machine alimentée via un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis ( $\Delta i=0.1$ ) .

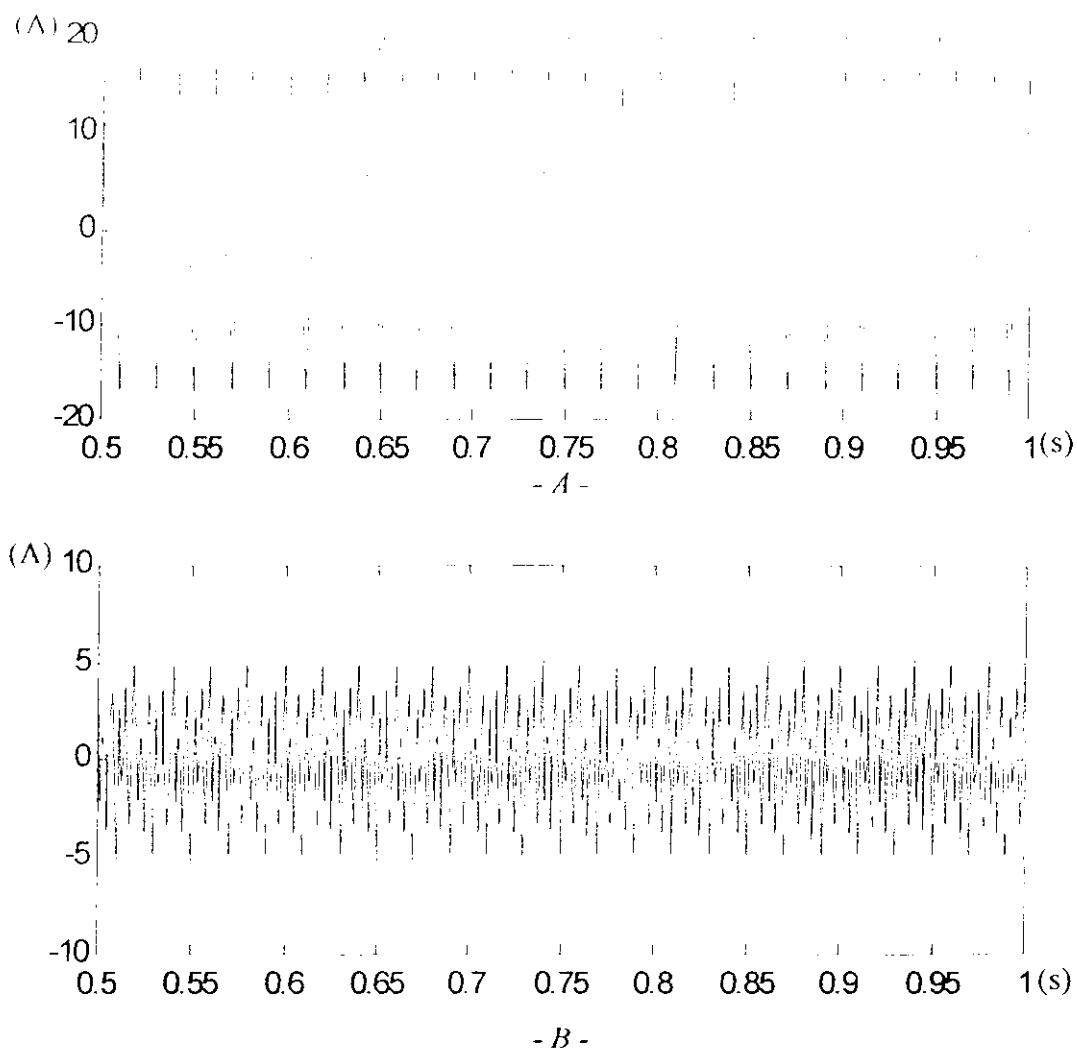


figure (11.9) : Courant statorique et rotorique dans le cas d'un onduleur par hystérésis.

*A* : courant statorique en régime permanent.

*B* : courant rotorique en régime permanent.

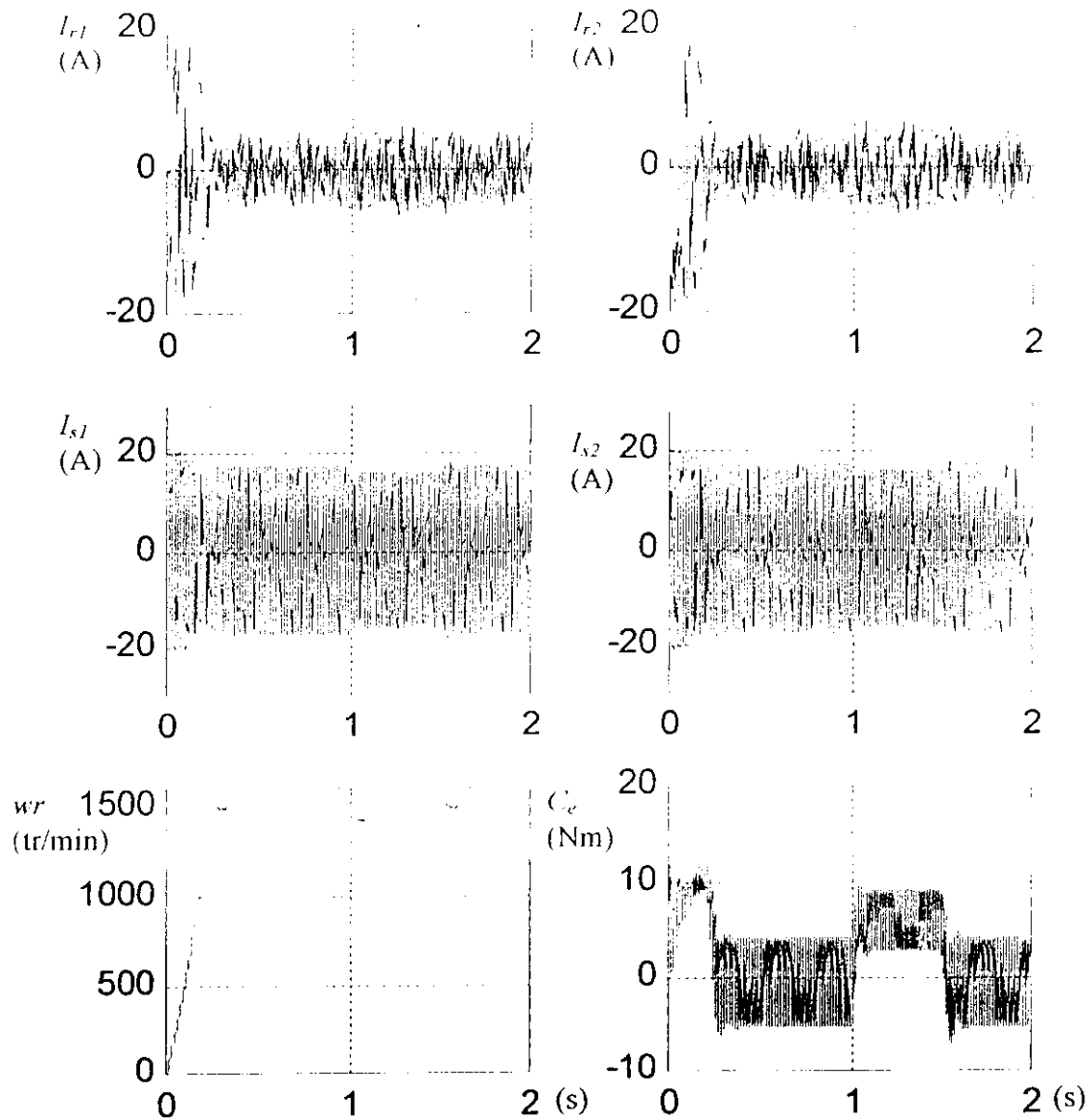


figure (II.10) : Comportement en charge ( $C_r = 6 \text{ N.m}$  à  $t=1\text{s}$  jusqu'à  $t=1.5\text{s}$ ) de la machine alimentée via un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis ( $\Delta i=0.1$ ) .

## CHAPITRE

## 3

*Dieu bénit l'homme, non pour avoir trouvé  
,mais pour avoir cherché.*

*Victor HUGO.*

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE

---

### III-1- Principe de la commande vectorielle

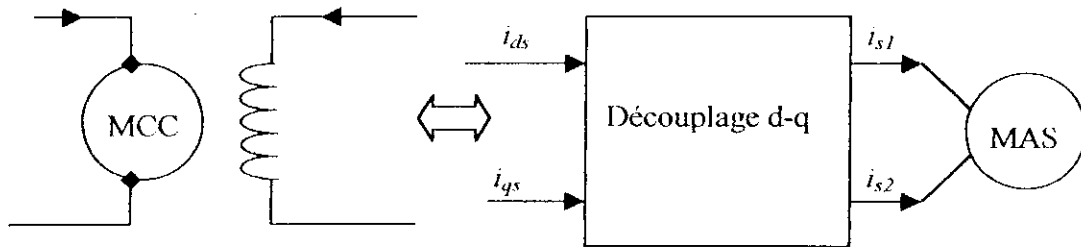
Les principes de base de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 70 par des machines à courant continu (à excitation séparée ) [4],[8]

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle façon que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur et ceci quel que soit la vitesse de rotation de la machine ; de ce fait le couple est proportionnel au produit du flux et du courant d'induit.

Dans une machine asynchrone, par contre, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes. [9]

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

Pour ramener le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, on a proposé une technique pour le découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone monophasée, cette méthode s'appelle orientation du flux.



Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple.

Ce type de commande est actuellement le plus adéquat pour le contrôle des machines alternatives. Cette technique est basée sur l'orientation du flux ou du courant.

**Couple électromagnétique de la machine à courant continu :**

$$C_{em} = k \phi_a I_a \quad (III.1)$$

$$\phi_a = k_f I_f \quad (III.2)$$

**Couple électromagnétique de la machine asynchrone :**

$$C_e = \frac{P}{Lr} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (III.3)$$

**Principe de la commande vectorielle**

Son principe est de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu ; c'est à dire éliminer le couplage entre le flux et le couple.



**Découplage :**

Aligner le vecteur du flux sur l'axe « d » :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0$$

L'expression du couple devient :

$$C_e = \frac{P}{Lr} (\phi_r i_{qs}) = k (\phi_r i_{qs}) \quad (III.4)$$

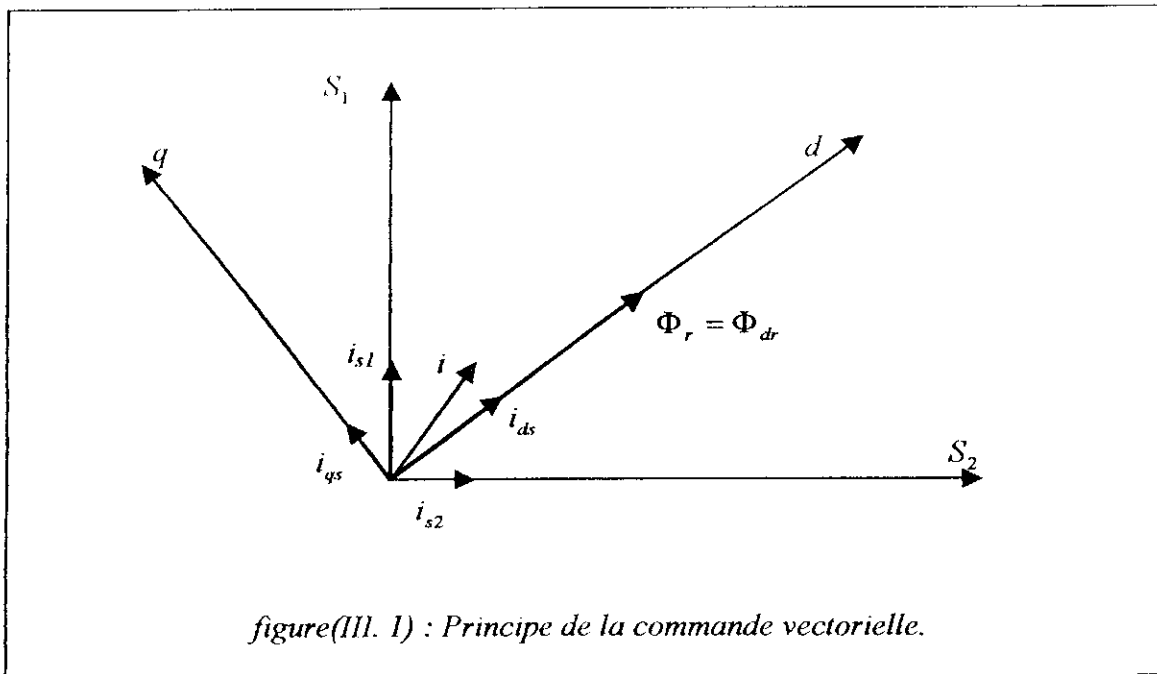
Nous pouvons donc orienter le flux de plusieurs façons :

- Soit  $\phi_r$  le flux rotorique sous les conditions :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0$$

- Le flux statorique tel que :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{qs} = 0.$$



### III-2- La commande vectorielle indirecte :

#### III-2.1. COMMANDE EN COURANT DE LA MASM :

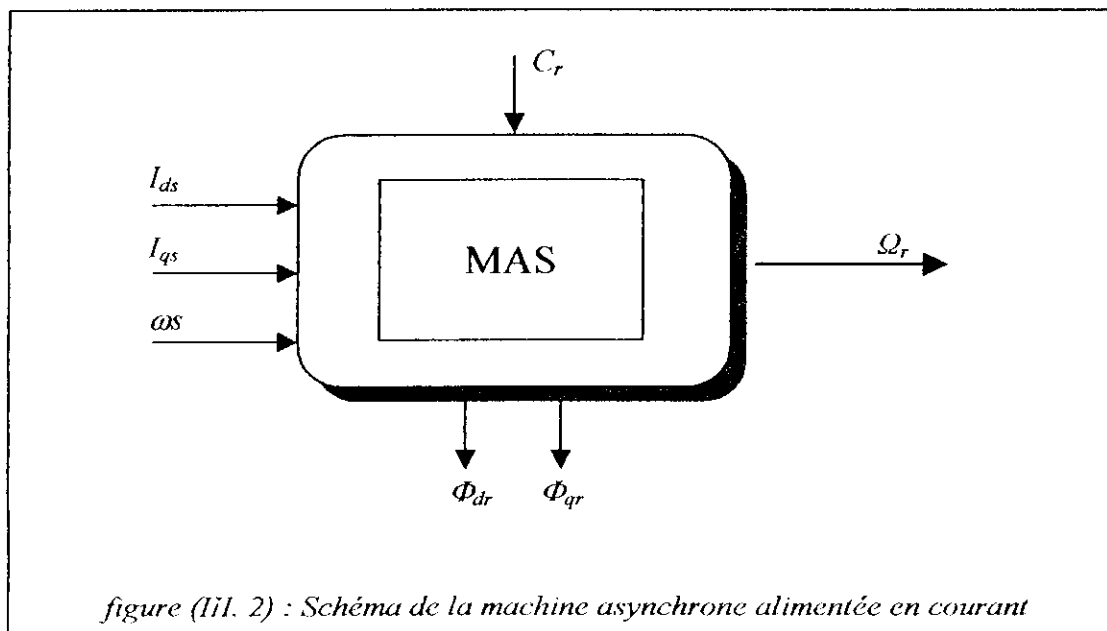
En appliquant cette commande, la structure de contrôle devient simple. Dans cette partie on étudiera la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée en contrôlant l'onduleur en courant.

##### III-2.1.1. Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée :

Le modèle en courant de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega)\phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r}i_{ds} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = (p\Omega - \omega_s)\phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r}i_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left( \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - C_r - F\Omega \right) \end{cases} \quad (III.5)$$

En choisissant les deux courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ), et la vitesse ( $\omega_s$ ) comme variables de commande, les flux et le vitesse mécanique ( $\phi_{ds}$ ,  $\phi_{qs}$ ,  $\Omega_r$ ) comme variables de sortie, le couple ( $C_r$ ) comme perturbateur, le système est schématisé par le schéma suivant :



A l'aide des équations suivantes, nous pouvons faire la transmission entre les différentes variables d'états :

$$\begin{aligned}
 \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} \\
 \phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} \\
 \phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \\
 \phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{III.6}$$

Toutes les variables d'états réelles de la machine peuvent être calculées à partir de la transformation de **Park**.

### III-2.1.2. modèle en courant par orientation de flux rototique :

L'orientation du flux rotorique s'effectue de façon à avoir les résultats suivants :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases}
 \tag{III.7}$$

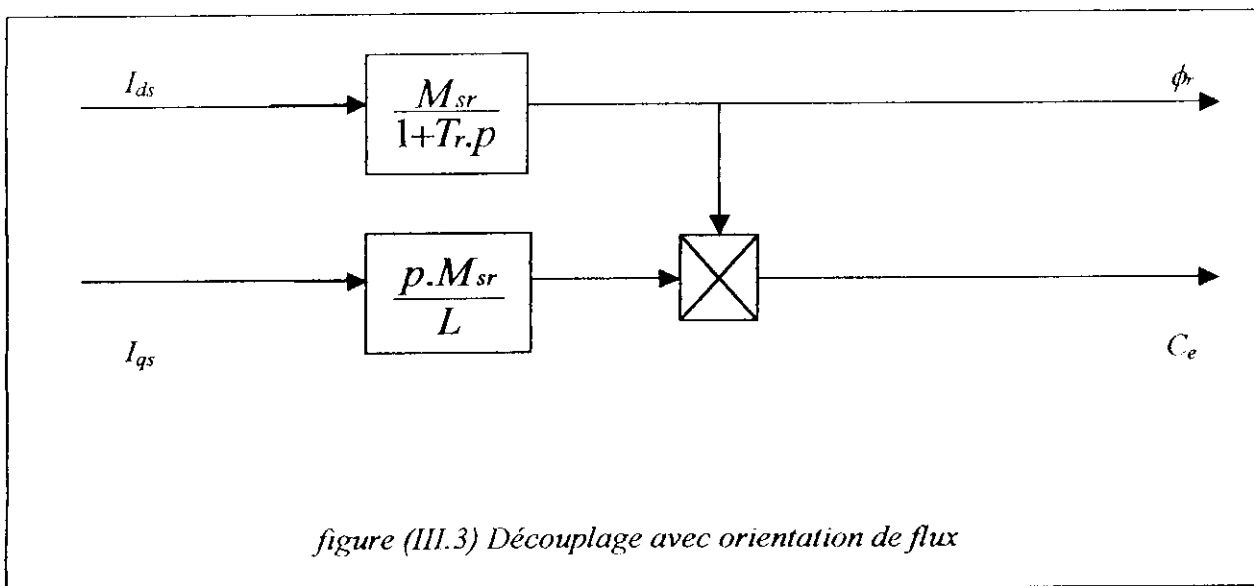
Le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\begin{cases} \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = M_{sr} i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r \phi_{dr}} i_{qs} = \omega_s - p \cdot \Omega_r = \frac{R_r \cdot C_e}{p \cdot \phi_{dr}^2} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{C_e}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{cases}
 \tag{III.8}$$

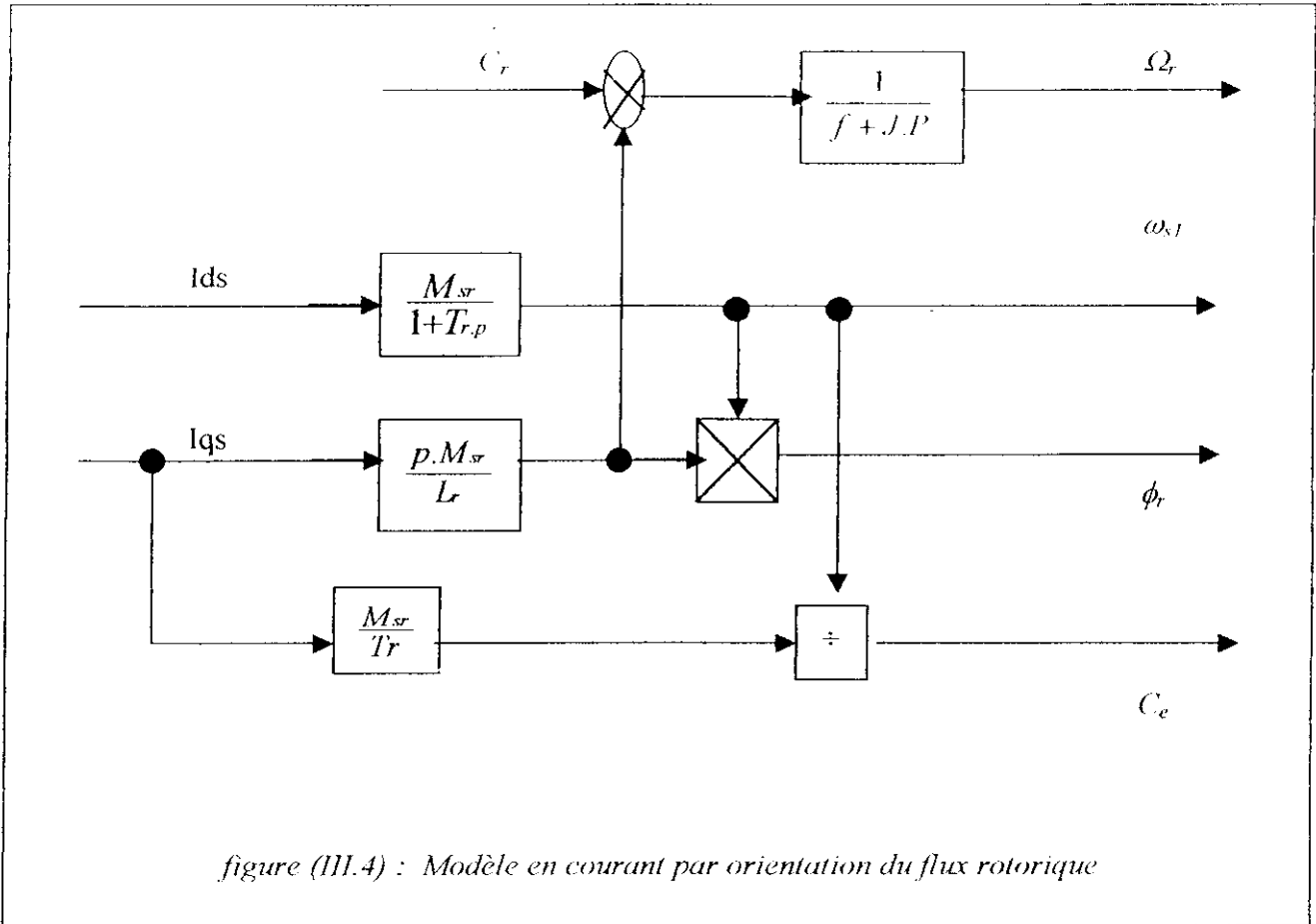
Nous pouvons donc tirer les équation de couple et de flux :

$$\begin{cases} C_e = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \phi_{dr} \cdot i_{qs} \\ \phi_{dr} = \phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r \cdot p} i_{ds} \end{cases} \quad (III.9)$$

D'après le système (III.9), on remarque que seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique  $\phi_r$ . Alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique  $i_{qs}$ , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant. Ainsi est réalisé une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.



Le nouveau modèle de la machine peut être schématisé comme suit

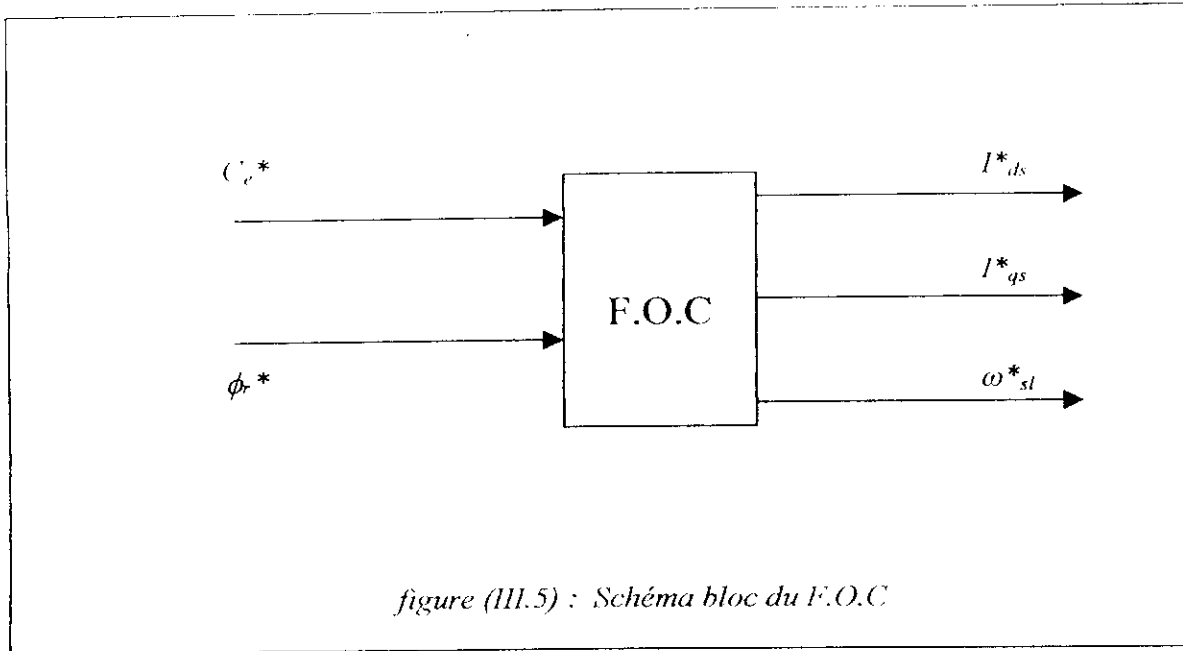


**2.1.2.1. Commande en boucle ouverte :**

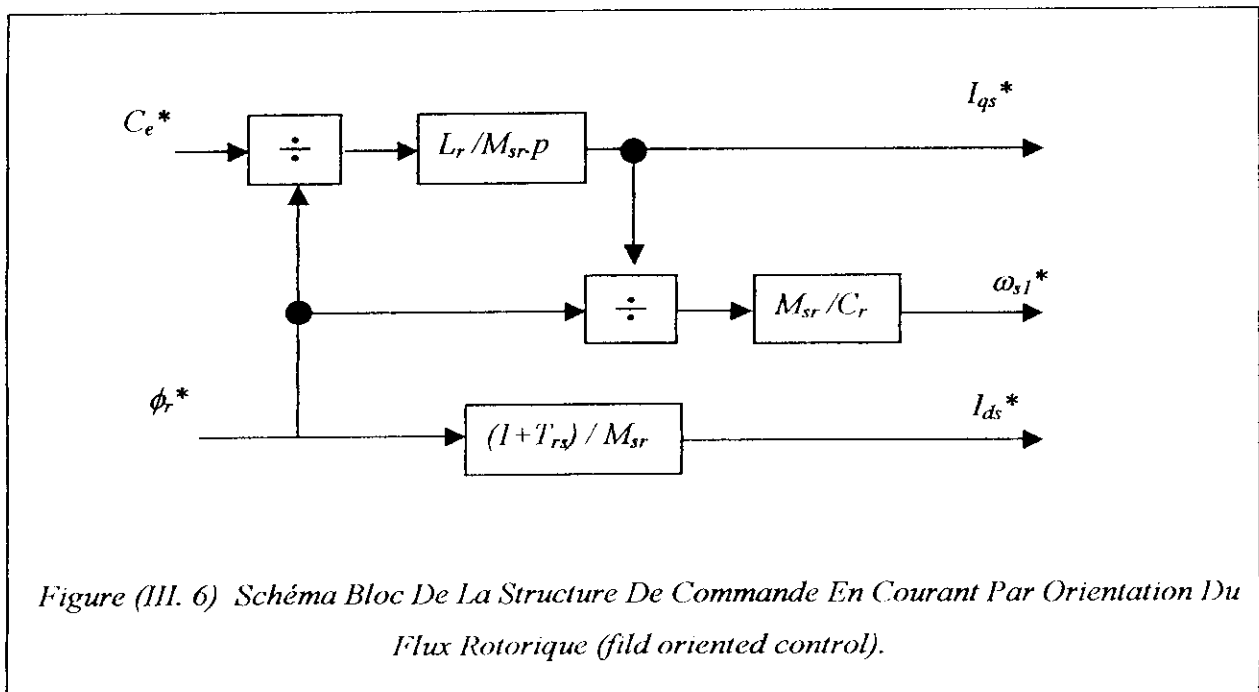
Considérant le flux rotorique  $\phi_r$  et le couple  $C_e$  comme référence de commande, si nous inversons le modèle (III.8) nous obtenons :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}} \left( \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ I_{qs}^* = \frac{L_r \cdot C_e}{p \cdot M_{sr} \phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r \cdot \phi_r^*} I_{qs}^* \\ \omega_s^* = \omega_{sl}^* + p \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (III.10)$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant :



Le schéma détaillé de la commande est le suivant :



**2.1.2.2. Commande en boucle fermée :**

La structure d'une régulation de vitesse est donnée à la figure suivante :

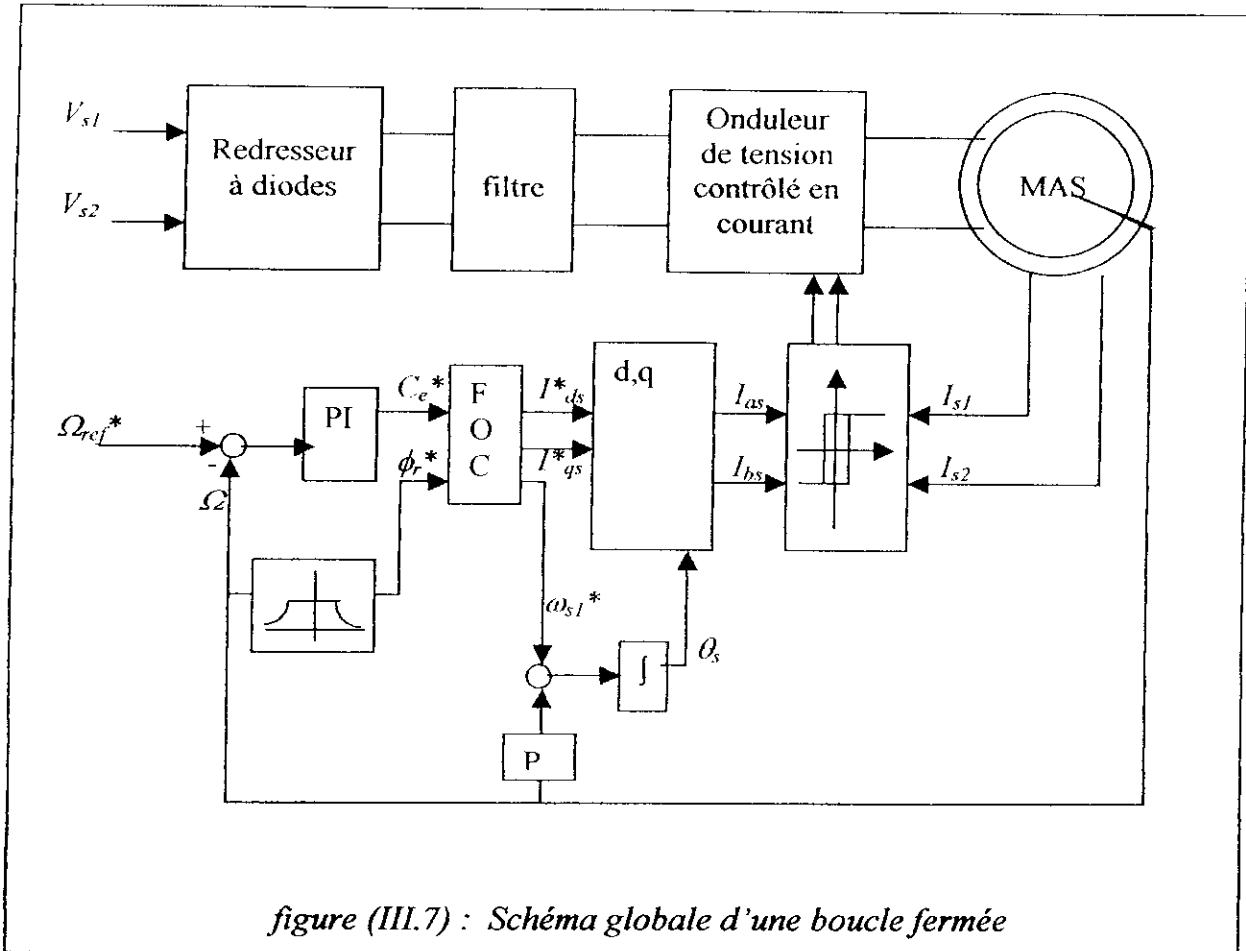


figure (III.7) : Schéma globale d'une boucle fermée

D'après ce schéma, nous pouvons distinguer les différentes parties constituant le contrôle :

**Le découpage (F.O.C) :** ce bloc était développé au paragraphe (III.2.1)

**Un bloc de défluxage :** le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui le maintient constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale ; pour permettre le fonctionnement à flux constant, dans le cas où la vitesse dépasse la vitesse nominale ce bloc assure le fonctionnement à puissance constante, donc il permet de diminuer le flux inversement proportionnel à la vitesse, ce bloc est défini par les valeurs des flux de consigne suivantes :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } |\Omega_r| < \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (III.11)$$

**le régulateur :** d'après le schéma de la figure (III.11), le couple de commande  $C_e^*$  est délivré par un régulateur de vitesse qui à pour entrée la différence de vitesse, il est de type proportionnel intégrateur avec gain constants  $K_p$  et  $K_i$ , la fonction de transfert de régulateur  $P'$  est :

$$\frac{C_e(s)}{e_\Omega(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (III.12)$$

**le filtre :** l'analyse du système globale (régulateur- modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte on élimine ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1 + T_f \cdot p} \quad (III.13)$$

$T_f$ : est calculée de façon à compresser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{3 \cdot k_p}{k_i} \quad (III.14)$$



## Simulation et résultats obtenus

### Commande en boucle ouverte :

Nous avons effectué dans cette partie de simulation le découplage entre le couple et le flux rotorique en utilisant la technique de l'orientation du flux, ainsi nous avons simulé le comportement en boucle ouverte de l'association MASM Onduleur à hystérésis (figure III.8). Nous constatons que grâce à cette méthode nous avons pu réaliser l'orientation du flux rotorique selon l'axe  $d$  ; ça se traduit par l'annulation de la composante du flux selon l'axe  $q$  :  $\Phi_{qr}$  en régime permanent. Nous remarquons aussi que le flux et le couple suivent bien les consignes qui sont :  $\Phi_r = 0.85wb$  et  $C_e = 12N.m$ .

Aussi nous pouvons distinguer le déphasage de  $\pi/2$  qui apparaît entre les deux courants statoriques.

### Commande en boucle fermée :

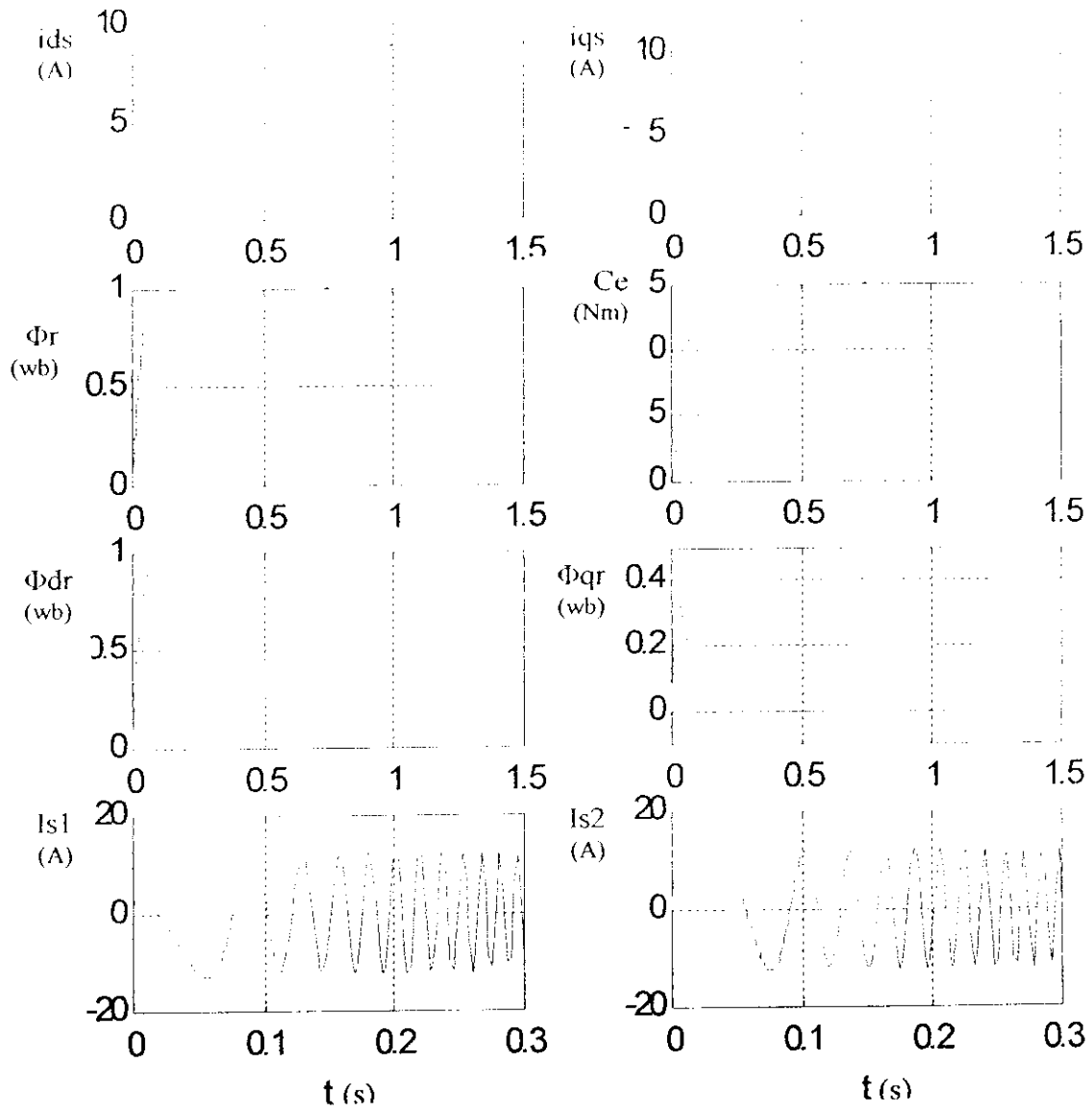
En boucle fermée, nous avons simulé la régulation de vitesse de la MASM alimentée via un onduleur à hystérésis par un régulateur classique du type  $PI$ .

Nous pouvons facilement constater le découplage des flux qui est réalisé par la structure d'orientation du flux, les courants rotoriques oscillent en régime transitoire puis tendent vers s'annuler en régime permanent, le couple électromagnétique présente aussi à son tour des oscillations au tour de sa valeur moyenne.

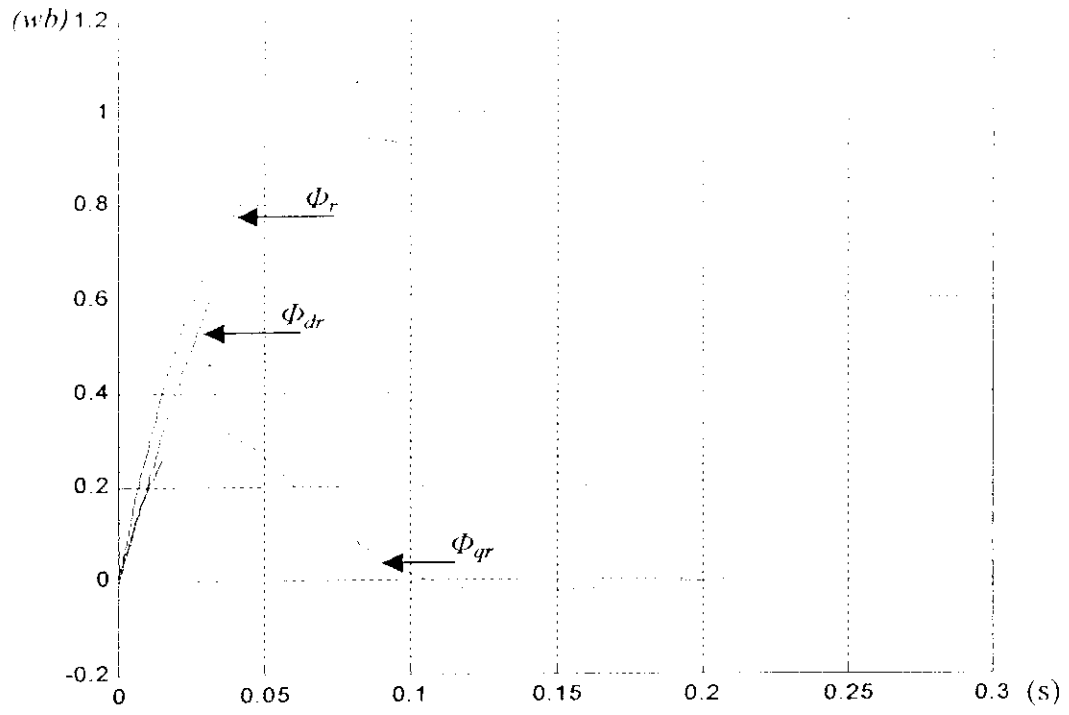
La vitesse de rotation atteint la valeur de consigne (figure III.11), en moins de 0.25 secondes.

En charge, nous remarquons que le couple résistant est compensé par le couple développé par la machine (figure III.12), les courants rotoriques sont soumis donc à des perturbations pendant toute la durée de l'application de la charge.

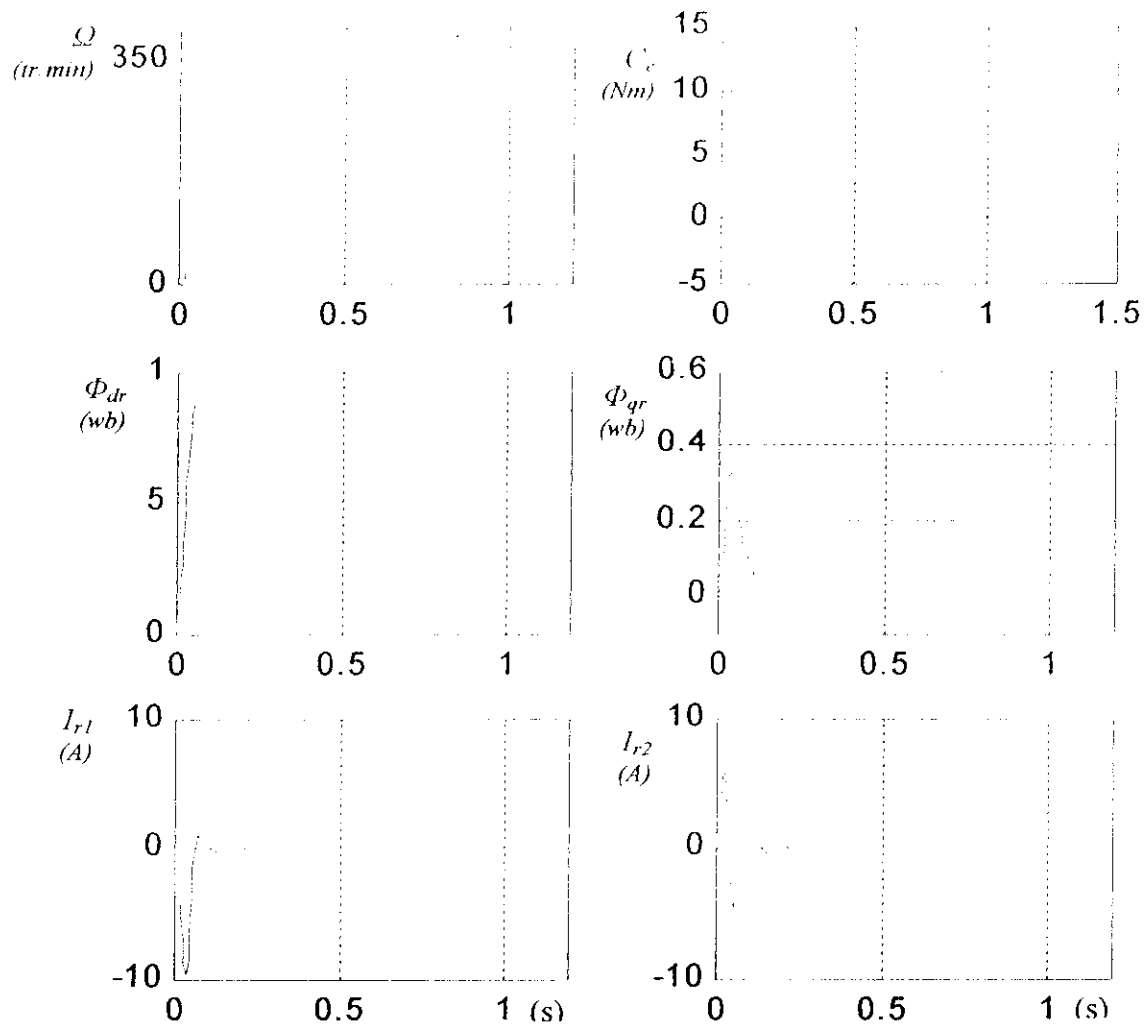
Le changement du sens de rotation (figure III.13) se fait pendant moins de 0.35 secondes, il provoque un pic négatif dans la valeur du couple électromagnétique.



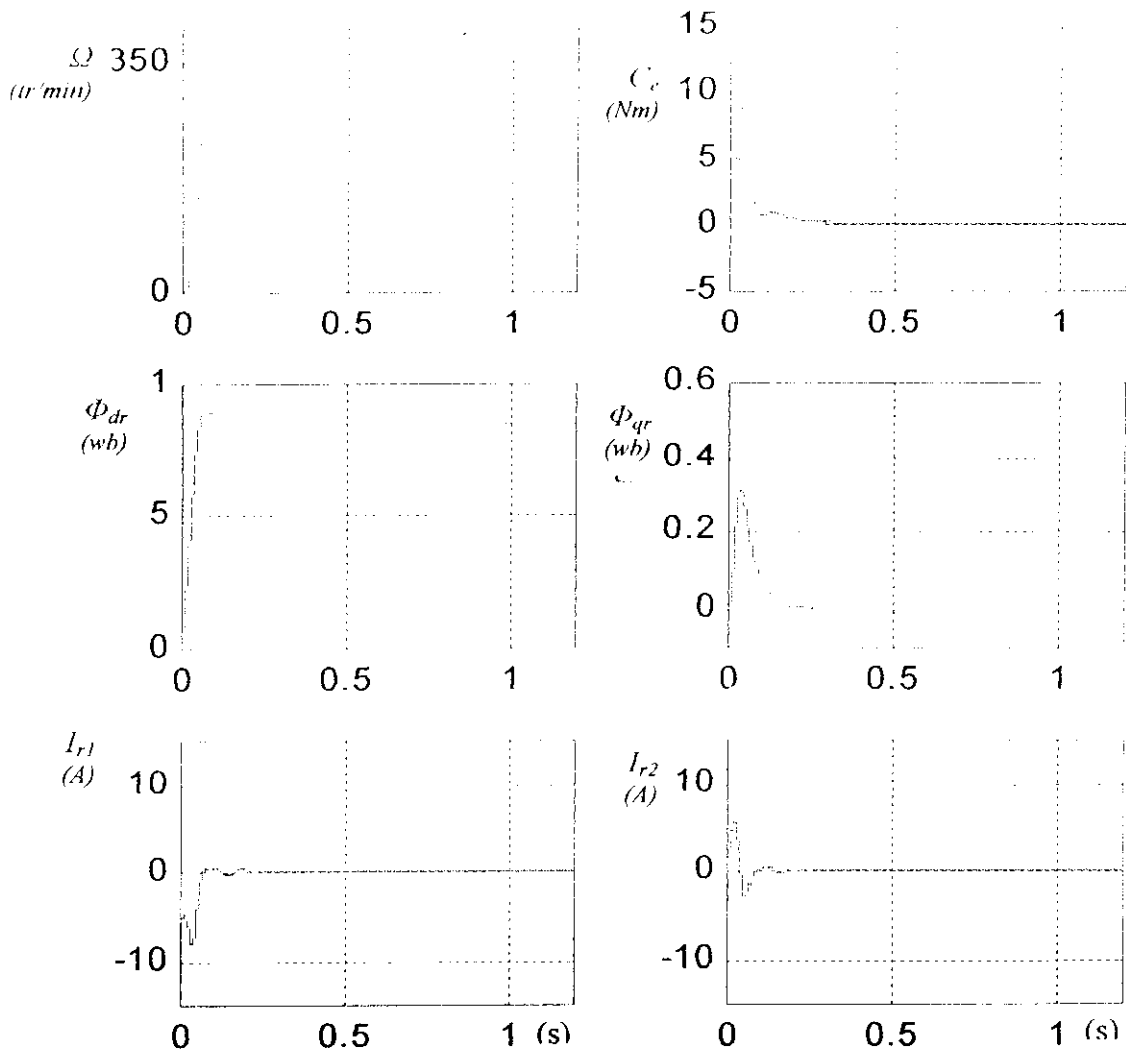
figure(III. 8) : Découplage par orientation du flux rotorique(commande encourant).



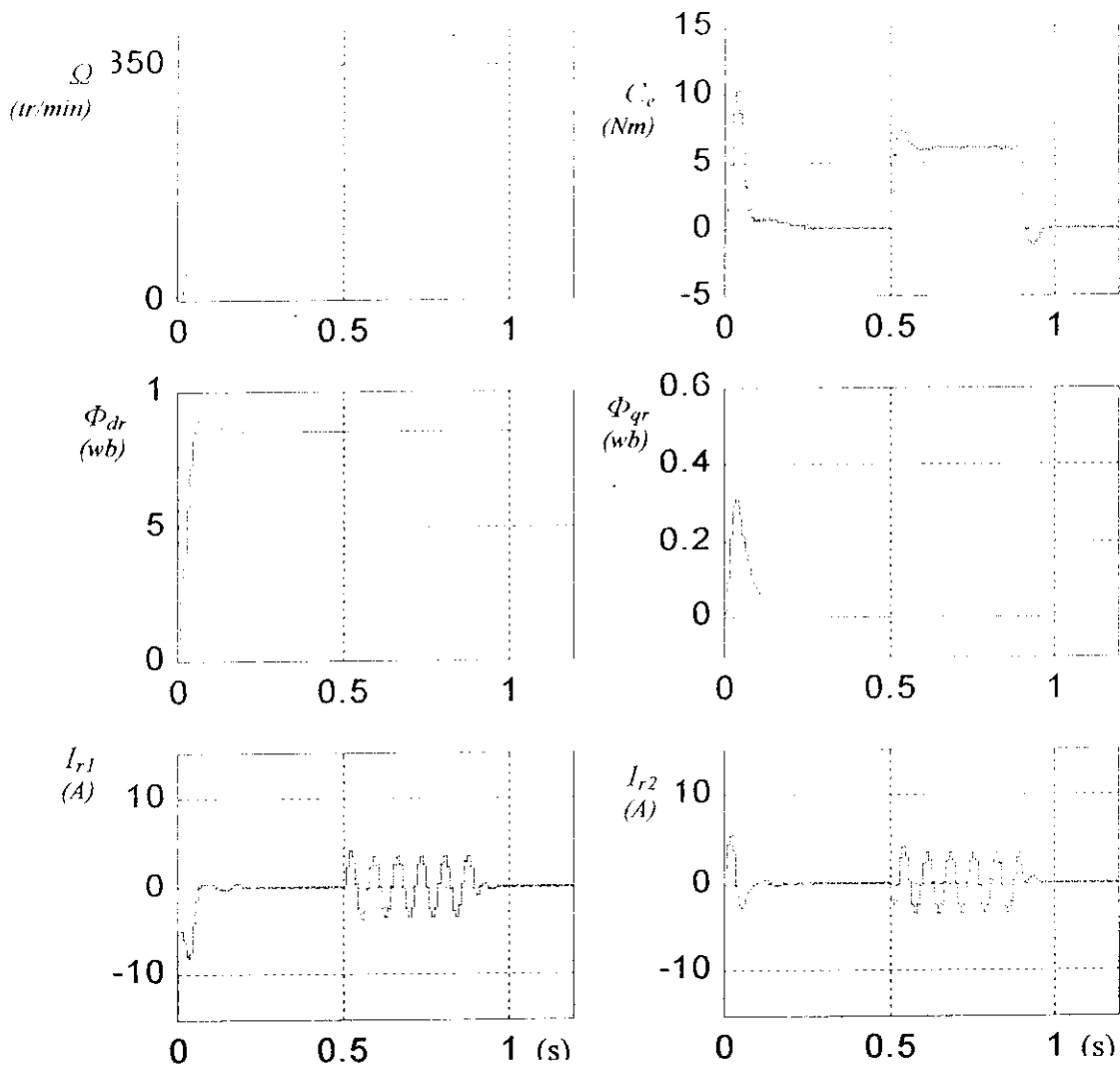
figure(III. 9) : Représentation des flux de la machine .



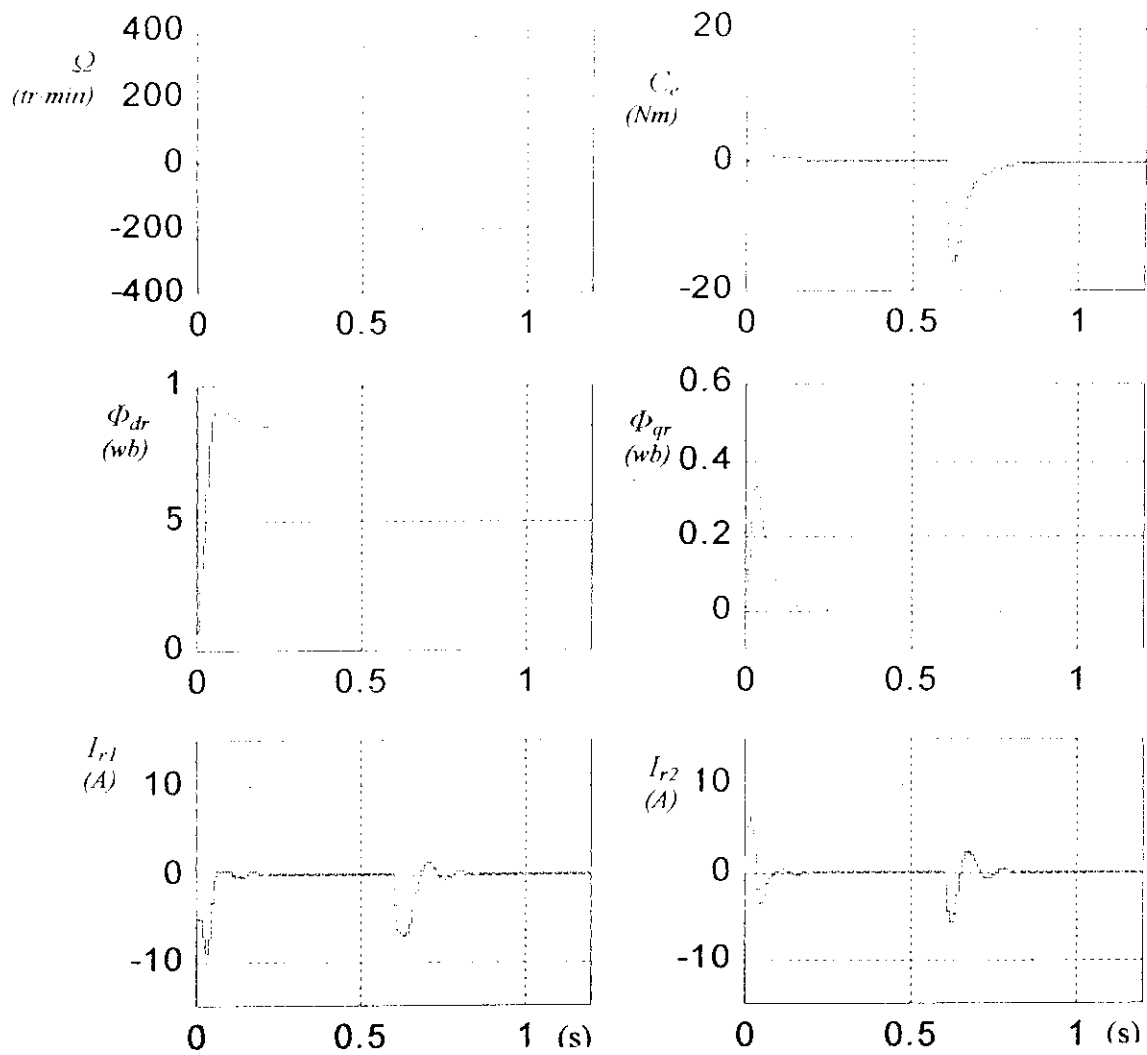
figure(III. 10) : Régulation de vitesse en négligeant l'effet de l'onduleur par hystérésis.



figure(III. 11) : Régulation de la vitesse de la machine alimentée via un onduleur par hystérésis,  $\Delta i = 0.1$



figure(III.12) : Régulation en charge ( $C_r = 6$  Nm à  $t = 0.5$  s jusqu'à  $t = 0.9$  s) de la vitesse de la machine alimentée via un onduleur par hystérésis,  $\Delta i = 0.1$



figure(III.13) : Régulation avec changement du sens de rotation de la vitesse de la machine alimentée via un onduleur par hystérésis,  $\Delta i = 0.1$

## III-2.2. COMMANDE EN TENSION DE LA MACHINE MONOPHASEE

### III-2.2.1. Modèle en tension de la machine asynchrone monophasée :

Le système (III.15) représente le modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au champ tournant : [4],[7]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega)\Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = (p\Omega - \omega_s)\Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{qs} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{v_{ds}}{d_2} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{d_2 L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{d_2 L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{p M_{sr} \Omega}{d_2 L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{v_{qs}}{d_1} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{d_1 L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{M_{sr} R_r}{d_1 L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{p M_{sr} \Omega}{d_1 L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \frac{p M_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - Cr - F\Omega \right] \\ d_1 = L_{s2} - K_m m, d_2 = L_{s1} - m \end{array} \right. \quad (III.15)$$

En tenant compte de la relation ( $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$ ) le système (III.15) se simplifie :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_r + \frac{R_r M_{sr}}{L_r} i_{ds} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{v_{ds}}{d_2} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s1} L_r^2}{d_2 L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{d_2 L_r^2} \Phi_r \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{v_{qs}}{d_1} - \frac{R_r M_{sr}^2 + R_{s2} L_r^2}{d_1 L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{p M_{sr} \Omega}{d_1 L_r} \Phi_r \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \frac{p M_{sr}}{L_r} (\Phi_r i_{qs}) - Cr - F\Omega \right] \end{array} \right. \quad (III.16)$$



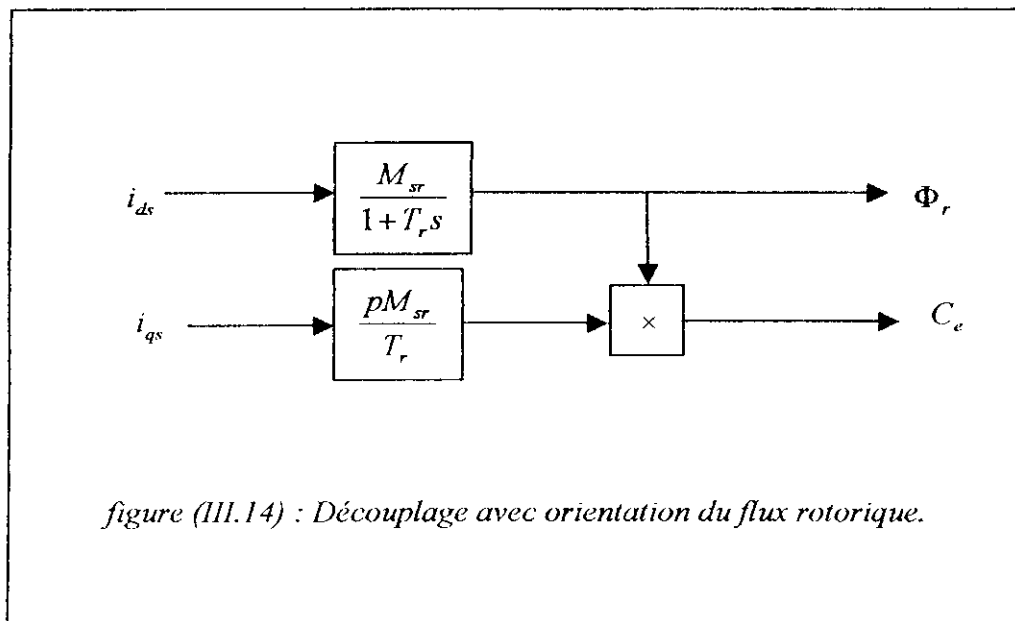
Après la transformation de Laplace, nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} i_{ds} \\ C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{cases} \quad (III.17)$$

L'équation (III.17) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire respectivement des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique. La figure (III.14) présente le bloc de découplage avec orientation du flux rotorique.

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

$$\begin{cases} v_{ds} = r_{s1} i_{ds} - \omega_s \eta i_{qs} \\ v_{qs} = r_{s2} i_{qs} - \omega_s L_{s2} i_{ds} \end{cases} \quad (III.18)$$



III-2.2.2. Commande en boucle ouverte

Considérons les deux paramètres  $\Phi_r^*$  et  $C^*$  comme référence de commande. Si nous inversons le modèle (III. 16), on obtient le modèle (III.19) qui présente le bloc de découplage appelé F.O.C.

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{L_r}{M_{sr} R_r} \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \frac{1}{M_{sr}} \Phi_r^* \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C^*}{p M_{sr} \Phi_r^*} \\ \omega_{sl}^* = \frac{R_r M_{sr} i_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_{sl}^* + p \Omega r \end{cases} \quad (III.19)$$

III-2.2.3. Commande en boucle fermée :

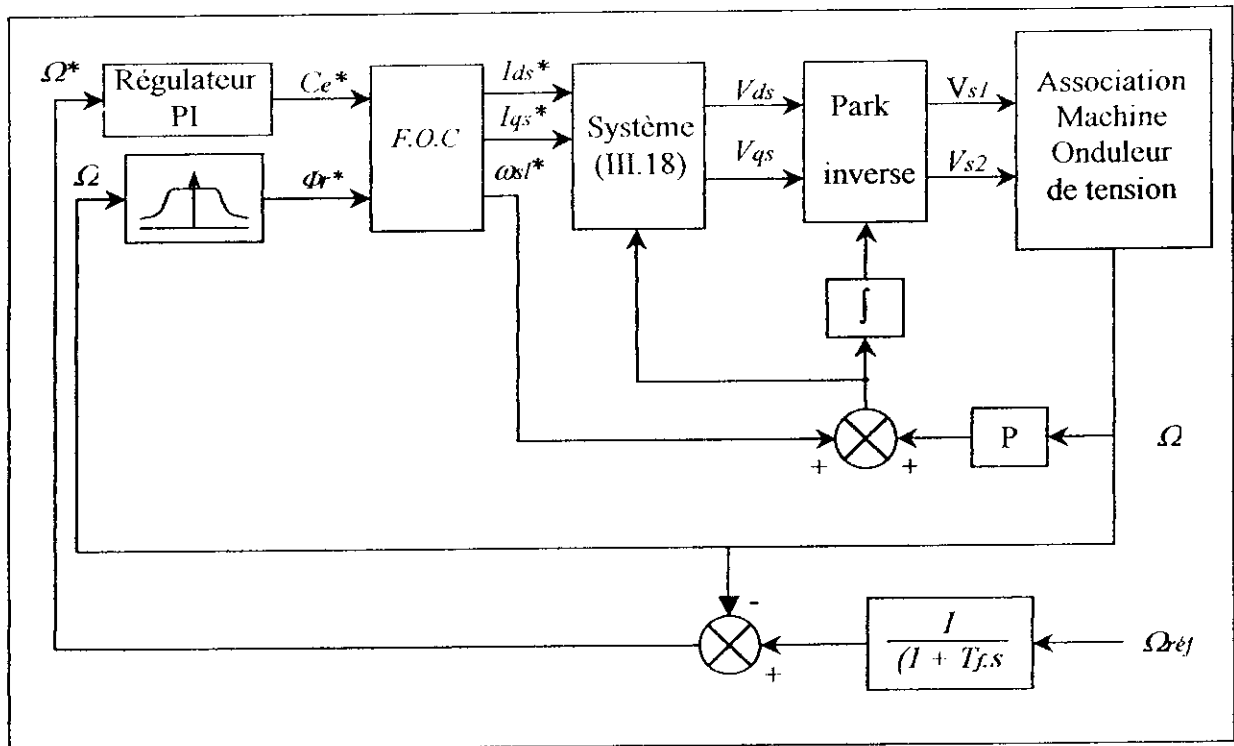


figure (III.15) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en tension.

## Simulation et résultats obtenus

### Commande en boucle ouverte :

Nous avons effectué dans cette partie de simulation le découplage entre le couple et le flux rotorique en utilisant la technique de l'orientation du flux, ainsi nous avons simulé le comportement en boucle ouverte de l'association MASM – Onduleur à MLI (*figure III.16*), nous constatons que l'orientation du flux rotorique est maintenue selon l'axe  $d$  comme à la commande en courant, nous remarquons aussi que le flux et le couple suivent bien les consignes qui sont :  $\Phi_r = 0.85wb$  et  $C_e = 12N.m$ .

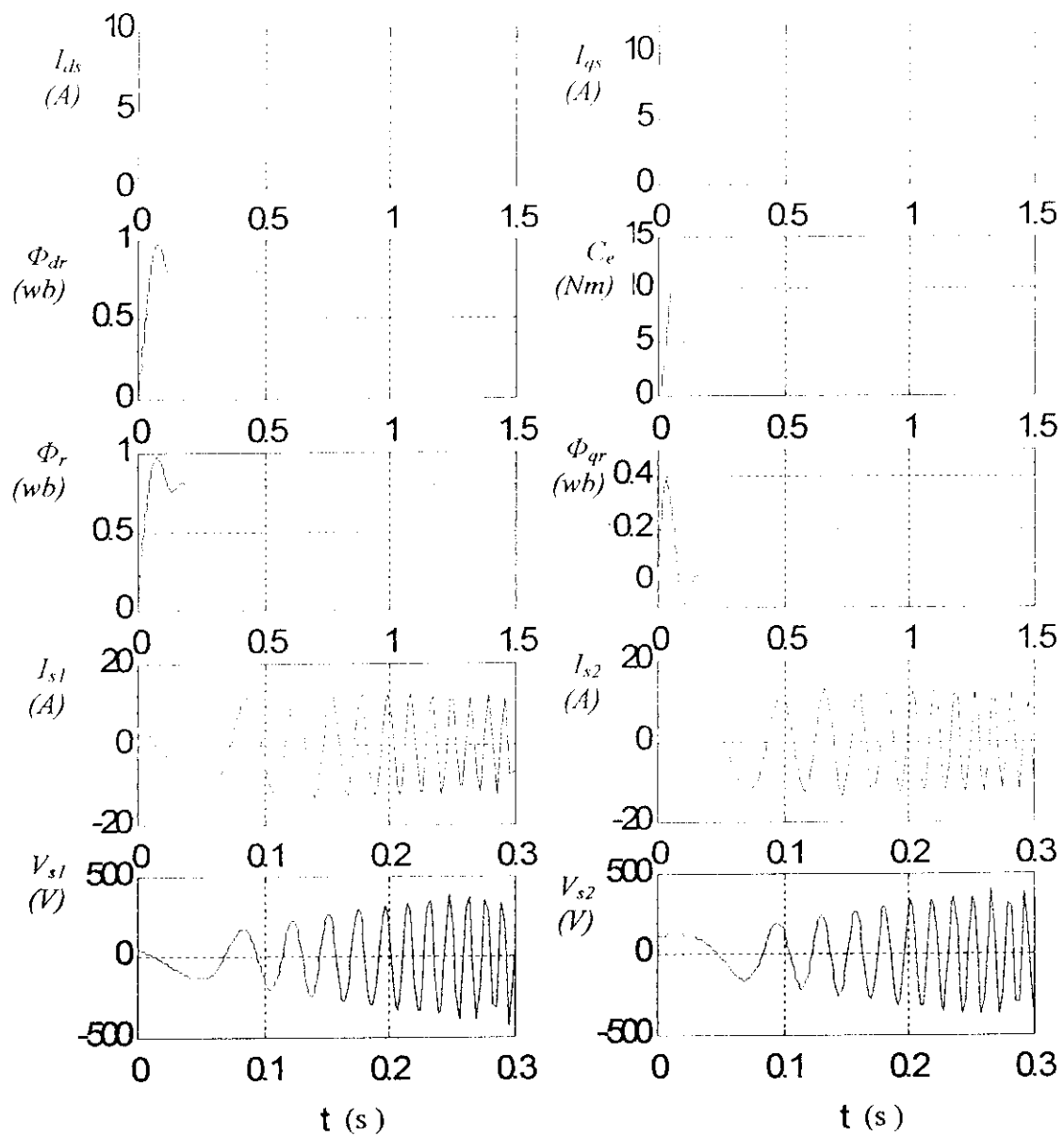
Aussi nous pouvons distinguer le déphasage de  $\pi/2$  qui apparaît entre les deux courants statoriques ainsi qu'entre les deux tensions statoriques.

### Commande en boucle fermée :

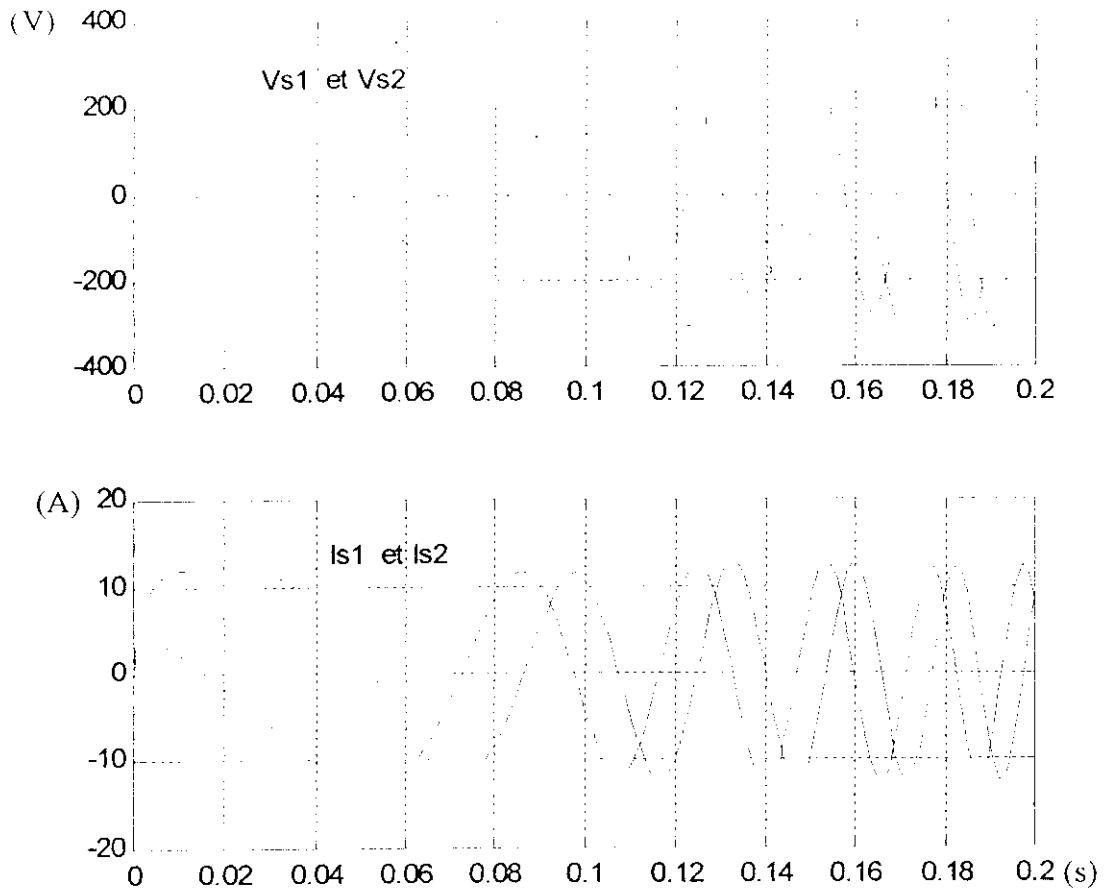
En boucle fermée, nous avons simulé la régulation de vitesse de la MASM alimentée via un onduleur à MLI par un régulateur classique du type  $PI$ .

Dans cette partie, nous pouvons constater le découplage des flux qui est réalisé par la structure d'orientation vectorielle du flux, les courants rotoriques oscillent en régime transitoire puis tendent vers s'annuler en régime permanent, le couple électromagnétique présente aussi à son tour des oscillations au tour de sa valeur moyenne.

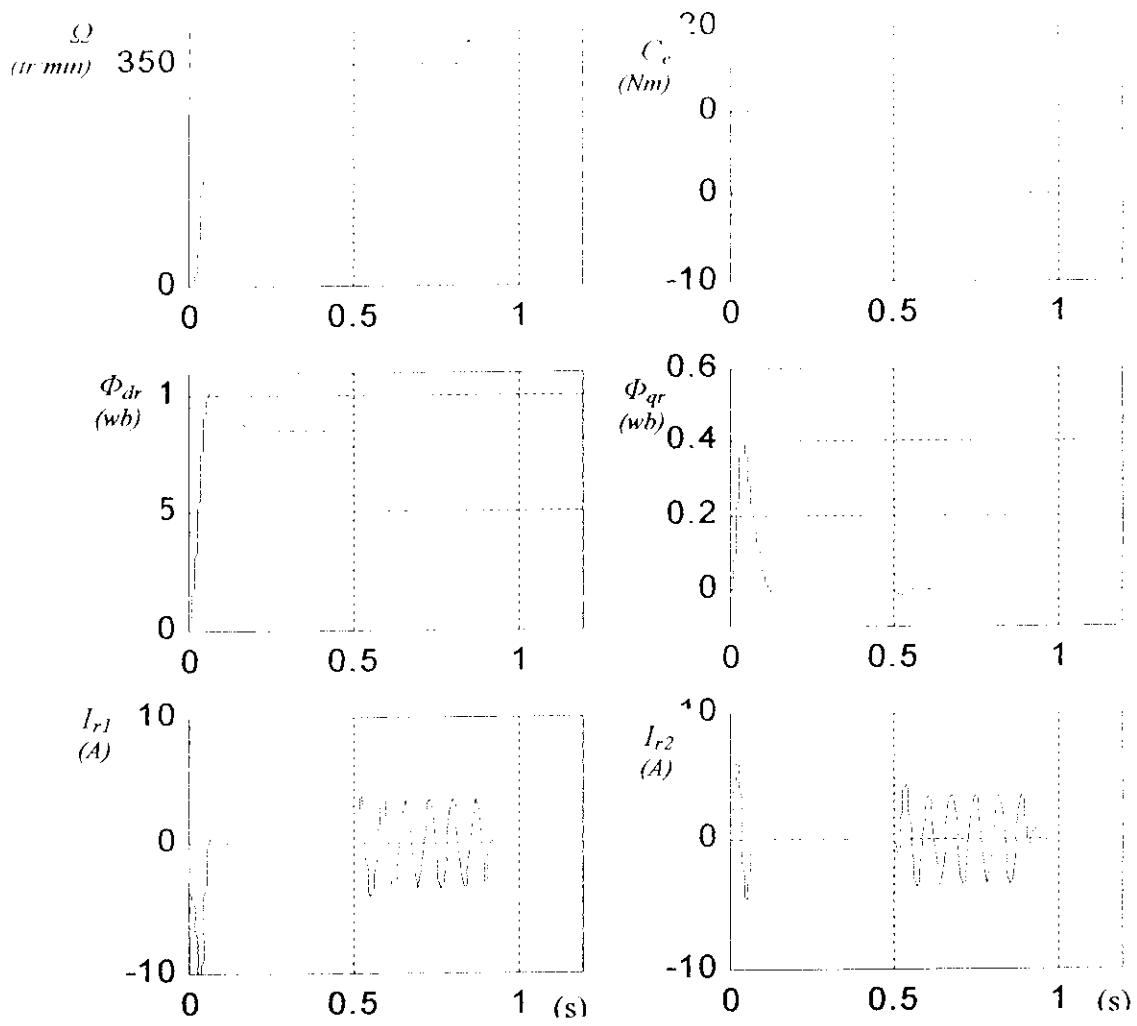
En charge (*figure III.20*), nous obtenons les mêmes résultats que l'ensemble MASM – Onduleur à hystérésis, sauf que les perturbations dues aux commutations de l'onduleur MLI sont largement plus amplifiées.



figure(III. 16) : Découplage par orientation du flux rotorique (commande en tension).



figure(III.17) : Illustration de la quadrature existant entre les deux tension ainsi que les deux courants statoriques.



figure(III.18) : Régulation de vitesse en négligeant l'effet de l'onduleur MLI.

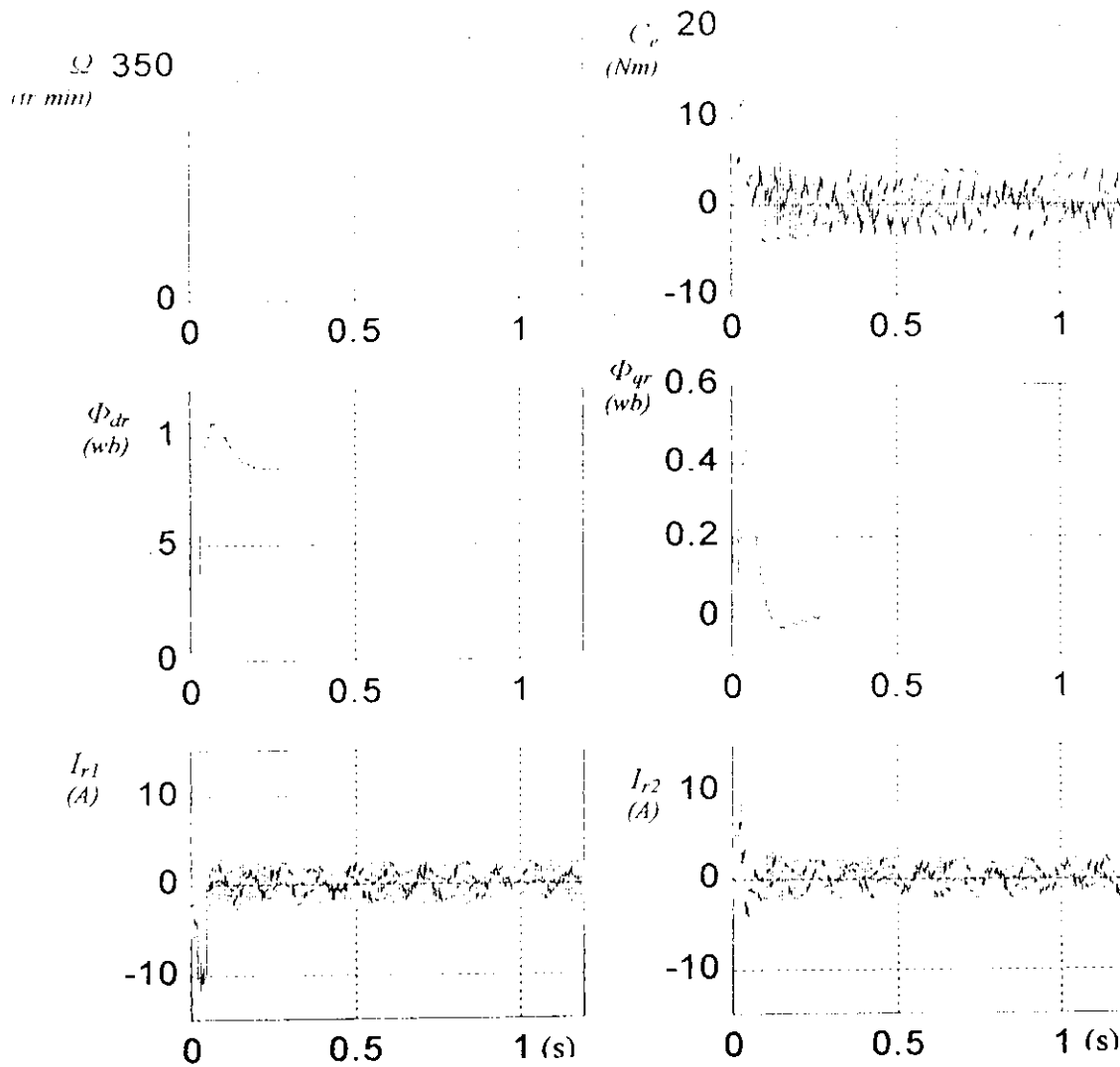


figure (III.19) : Régulation de la vitesse de la machine asynchrone via un onduleur M.L.I., comportement à vide.

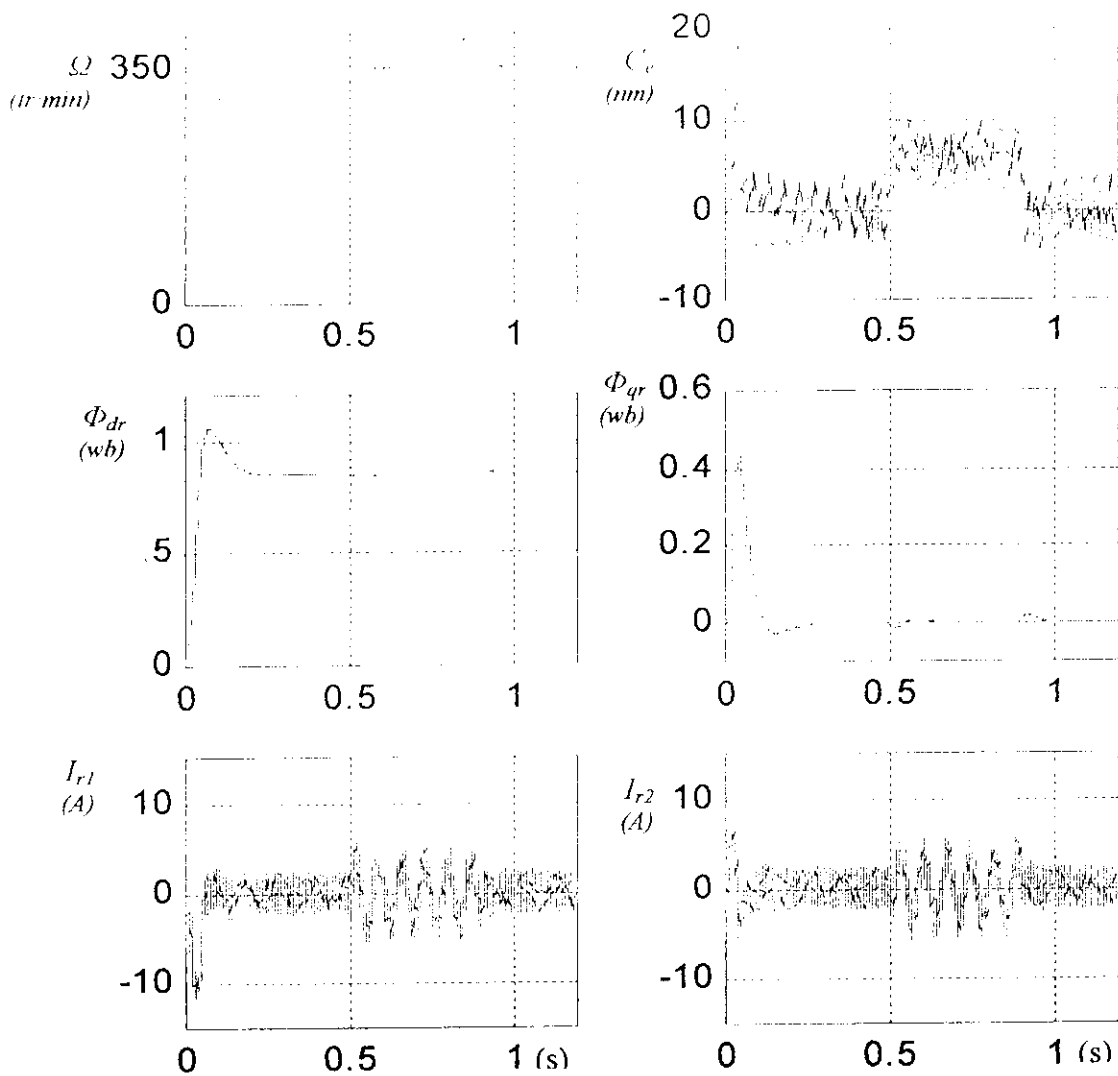


figure (III.20) : Régulation de la vitesse de la machine asynchrone via un onduleur M.L.I, comportement en charge,  $C_r = 6Nm$  à  $t= 0.5$  s jusqu'à  $t=0.9$  s.



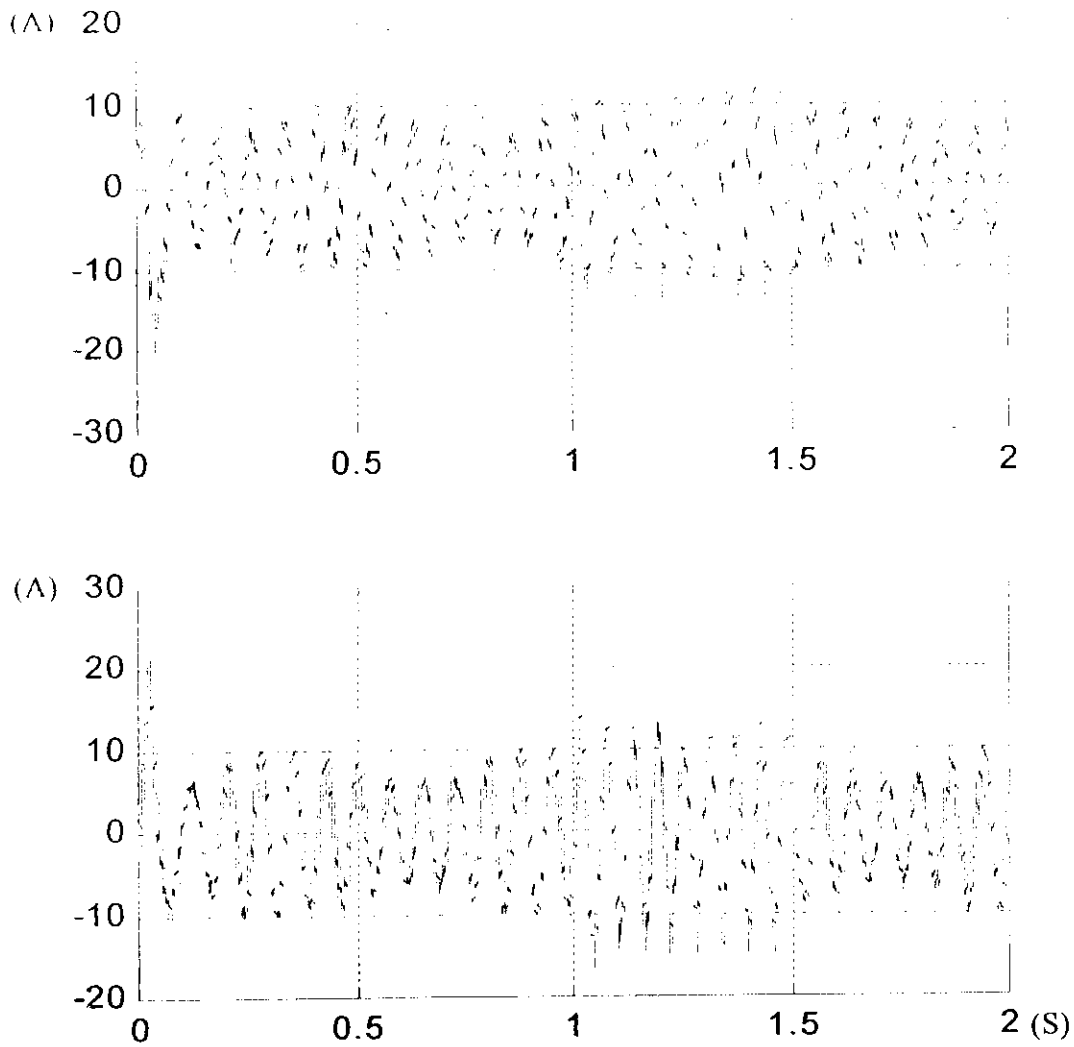


figure (III.21) : Représentation des courants statoriques de la machine alimentée via un onduleur M.L.I asservie en vitesse, comportement en charge.

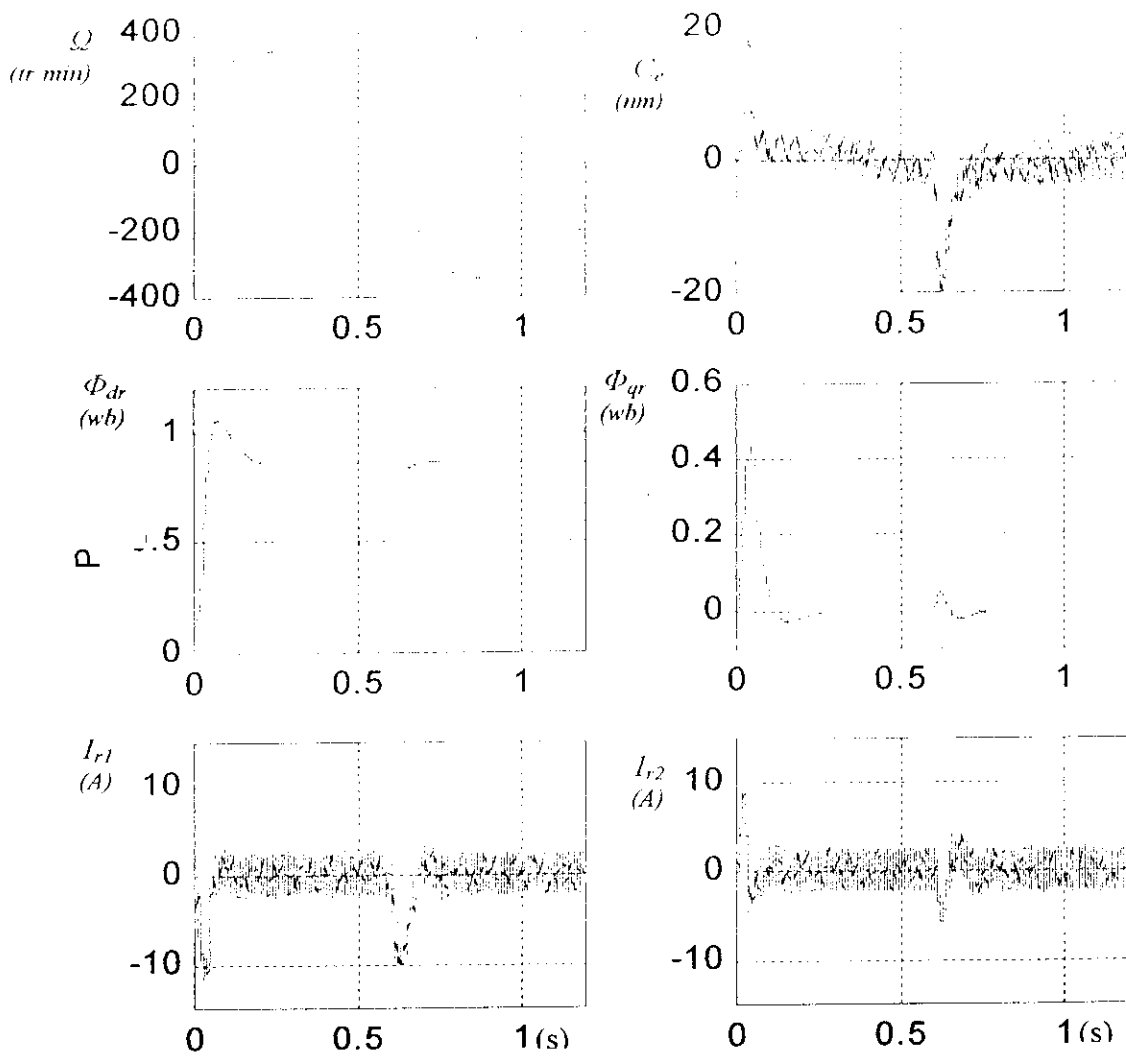


figure (III.22) : Régulation avec changement du sens de la vitesse de rotation de la machine alimentée via un onduleur M.L.I.

*« Bien que ce soit de la folie, voici qui ne  
manque pas de logique ».*

*William SHAKESPEARE.*

## REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE

---

### Introduction :

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plus tôt programmatique , permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs.[10]

En effet les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur L. A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley, a cette époque cette nouvelle théorie n'a pas été prise au sérieux, elle permet le traitement des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 0 et 1.

Cette nouvelle théories a été appliquée initialement dans des domaines non techniques, tel que le commerce ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts.

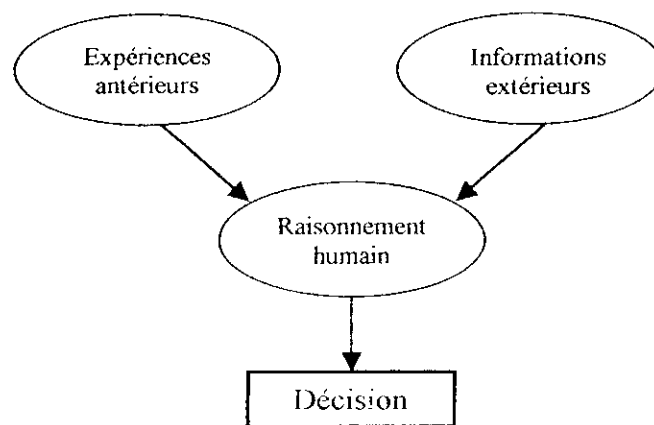
Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. ce sont les Japonais que commencent à l'utiliser dans des produits

---

industriels pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, et récemment en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'introduire ce principe de réglage.

#### IV.1. Principe fondamental de la logique floue :

Le mode de pensée d'un être humain est généralement fondé sur un raisonnement empirique, où l'analogie et l'intuition jouent un rôle très important. En fait, nos jugements ne nous permettent que d'évaluer certaines grandeurs que de manière imprécise. Le schéma de principe de ce raisonnement peut être représenté comme suit : [11]



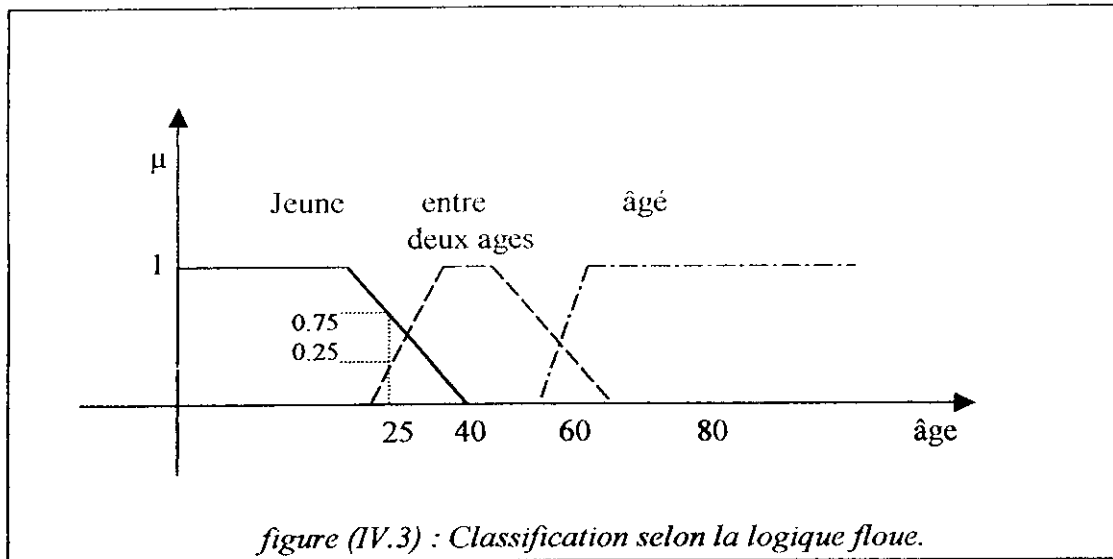
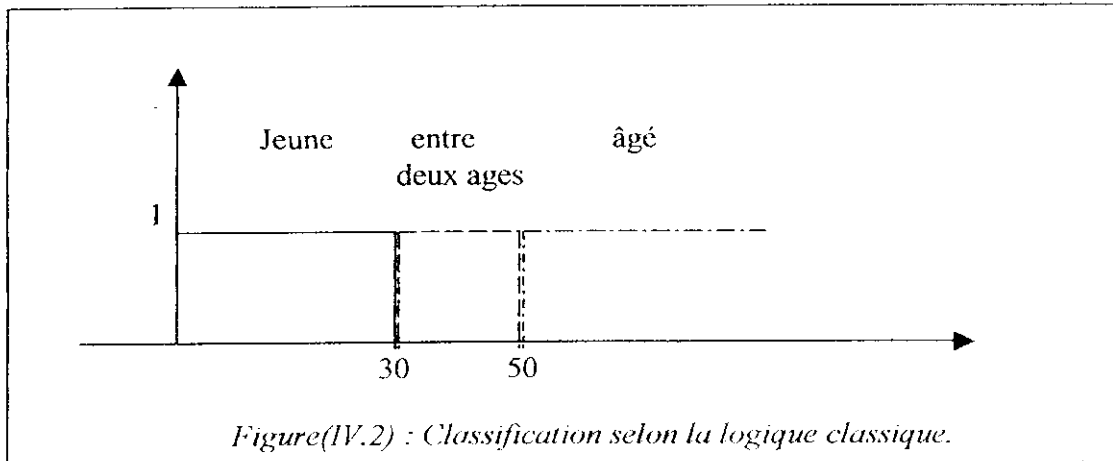
figure(IV.1) : Principe de ce raisonnement

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un exemple simple qui consiste à la classification des personnes en trois ensembles « jeunes », « entre deux âges », « âgé ». [10]

Selon la logique classique (Boole), qui n'admet pour variables que les valeurs 0 et 1, une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure (IV.2). toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à

l'ensemble « jeune » et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble « âgé ».

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance, la figure (IV.3) montre une classification possible pour l'exemple précédant :



## IV.2. Bases générales de la logique flous :

La description d'un phénomène contient en général des expressions floues comme :

*Chaud, froid, rapide, lent.*

*Grand, petit, moyen... etc.*

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

## IV. 2.1. Définition d'une variable linguistique par des fonctions d'appartenance :

### 2.1.1. Fonction d'appartenance :

Comme exemple pour les fonctions d'appartenance, on présente l'application de l'air ambiant d'un local à la température. Dans le cas le plus simple on peut distinguer deux valeurs : *froid* et *chaud* de la variable linguistique *température*. Elles forment deux ensembles flous : ainsi une température de  $16^\circ$ , par exemple, appartient avec un facteur d'appartenance  $\mu=0.7$  à l'ensemble *froid* et avec  $\mu=0.3$  à l'ensemble *chaud*. Explicitement on écrit : [10]

$$\mu_{\text{froid}}(\theta = 16^\circ) = 0.7 \quad \text{et} \quad \mu_{\text{chaud}}(\theta = 16^\circ) = 0.3$$

Souvent il s'avère nécessaire d'introduire une subdiviser plus fine, par exemple avec quatre valeurs *froid*, *tiède*, *chaud* et *très chaud*.

### 2.1.2. Différentes formes de fonctions d'appartenance :

Les plus souvent, on utilise des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples imposées par les morceaux de droites. [10]

Cependant, il existe d'autres formes, dont quelques unes sont représentées par la suite. On fait appel à des formes de cloche.

- Une première possibilité peut être exprimée par :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} ; \quad x \in \mathbb{R} \quad (IV.1)$$

$x_0$  détermine la position du sommet  $\mu = 1$ , tandis que le paramètre  $a$  impose la largeur du domaine. A noter que cette fonction d'appartenance s'annule seulement pour  $x$  tend vers l'infini.

- Une autre possibilité s'obtient à l'aide des fonctions trigonométriques, comme par exemple :

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{\pi(x-x_0)}{2a} \right] \quad ; x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a \quad (IV.2)$$

Dans ce cas aussi,  $x_0$  détermine la position du sommet  $\mu = 1$ , tandis que le paramètre  $a$  impose la largeur du domaine. La fonction d'appartenance est nul en dehors du domaine défini.

- Parfois, il s'avère nécessaire d'élargir le sommet  $\mu = 1$  selon la relation :

$$\begin{cases} \mu(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{\pi(x-x_1)}{2a_1} \right] & ; x_1 - 2a_1 \leq x \leq x_1 \\ \mu(x) = 1 & ; x_1 \leq x \leq x_2 \\ \mu(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{\pi(x-x_2)}{2a_2} \right] & ; x_2 \leq x \leq x_2 + 2a_2 \end{cases} \quad (IV.3)$$

## IV. 2.2. Opérateurs de la logique floue :

### 2.2.1. Opérateur NON :

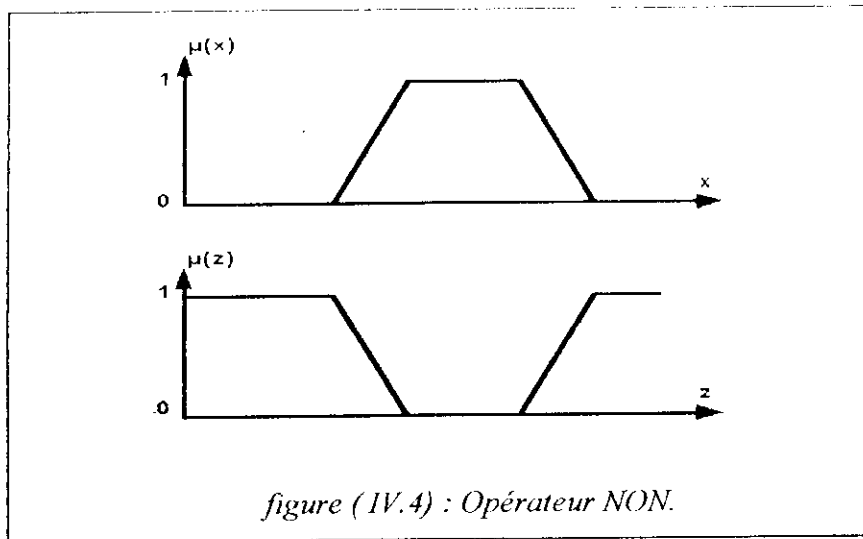
Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire

$$c = \bar{a} = \text{NON } (a)$$

Il est défini par les éléments  $x$  qui n'appartiennent pas à l'ensemble  $a$ , dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par : [10]

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) . \quad (IV.4)$$

La figure (IV.4) met en évidence cette relation.



**2.2.2. Opérateur ET :**

Il correspond à l'intersection de deux ensembles  $a$  et  $b$ , on écrit donc :

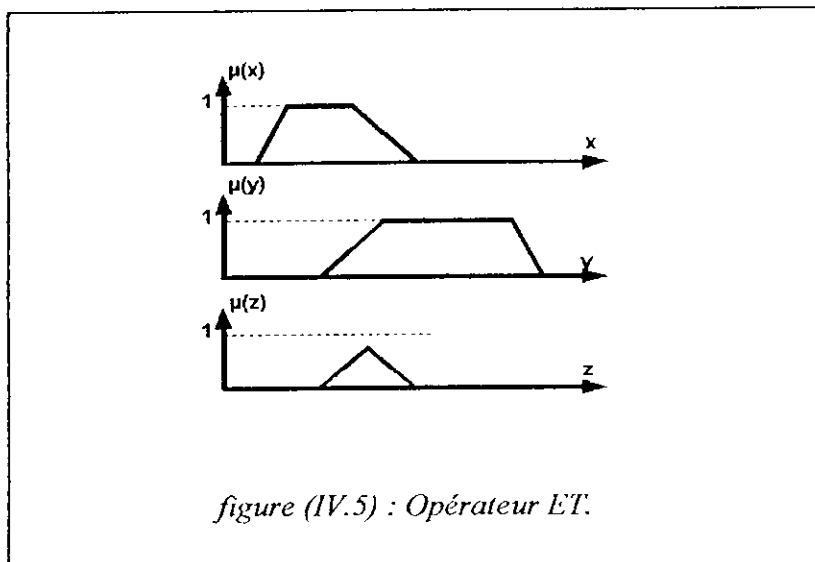
$$c = a \cap b = a . ET . b$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur est réalisé généralement par la fonction *minimum* :

$$\mu_c(x) = \min(\mu_a(x), \mu_b(x)) \tag{IV.5}$$

On remarque alors que la fonction résultante peut ne pas atteindre la valeur 1 et on peut facilement vérifier que l'opérateur minimum est commutatif, c'est à dire qu'il est possible d'invertir  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(y)$  sans que la résultat change..

Cet opérateur est donc représenté dans la figure (IV.5)





### 2.2.3. Opérateur OU :

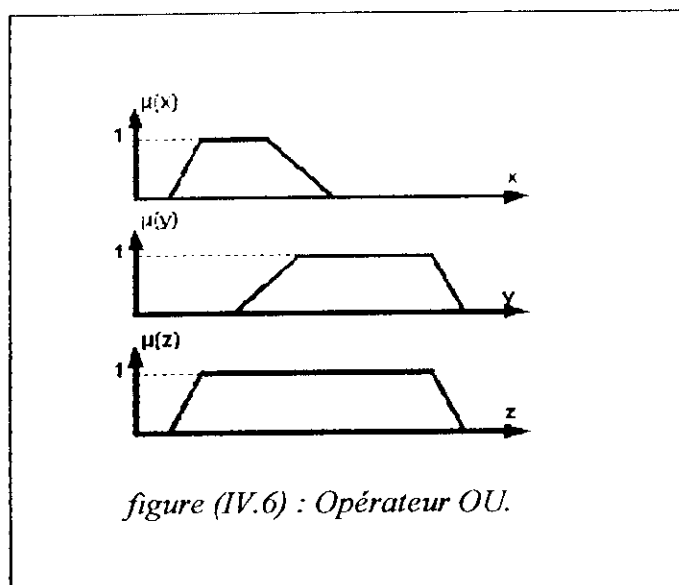
Il correspond à l'union de deux ensembles  $a$  et  $b$ , ainsi on aura donc :

$$c = a \cup b = a \text{ ou } b$$

La réalisation de l'opérateur ou au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(y)$  des deux ensembles A et B. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (IV.6)$$

on constate que la fonction d'appartenance résultante peut atteindre deux fois la valeur 1. cette opération est représentée par la figure (IV.6)



### 2.2.4. Réalisation arithmétique des opérateurs ET et OU :

L'opérateur ET est souvent réalisé par la formation du produit appliqué aux fonctions d'appartenance, selon la relation :

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \quad (IV.7)$$

La fonction d'appartenance résultante est toujours inférieur ou égale à 1.

Par analogie on peut réaliser l'opérateur OU par la formation de la somme des fonctions d'appartenance ou plus précisément par la valeur moyenne :

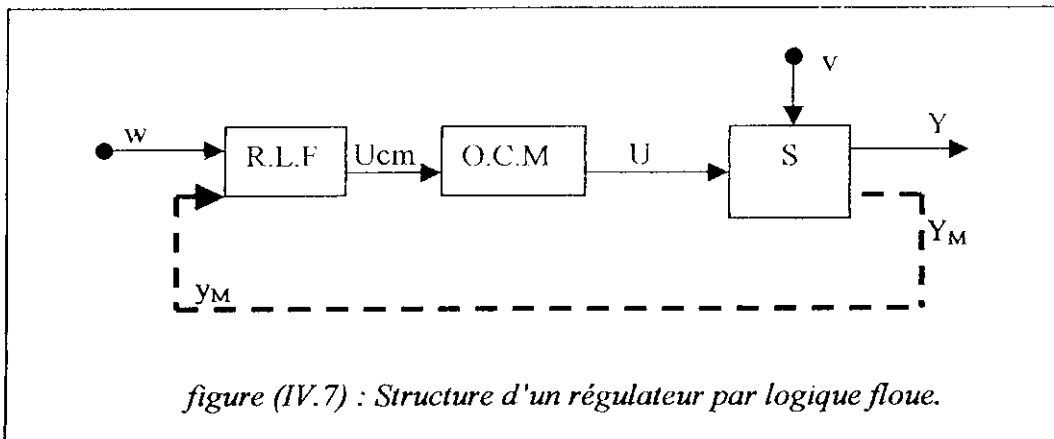
$$\mu_c(x) = \frac{1}{2} \cdot (\mu_a(x) + \mu_b(x)) \quad (IV.8)$$

La somme est divisée par deux car il est fort possible que qu'elle dépasse le domaine admissible

### IV.3. Réglage par logique floue :

#### IV. 3.1. structure d'un réglage par logique floue :

Un réglage par logique floue comporte : le système à régler, l'organe de commande ainsi que le régulateur par logique flous. Il est représenté par la figure suivante:[10]



- S : Système à régler
- OCM : Organe de commande
- RLF : Régulateur par logique floue
- w : Grandeur de consigne
- $u_{cm}$  : Signal de commande fourni par le RLF
- u : Grandeur de commande fournie par l'OCM
- v : Perturbation
- y : Grandeur à régler (ou sortie)
- $y_M$  : Vecteur contenant les grandeurs mesurées

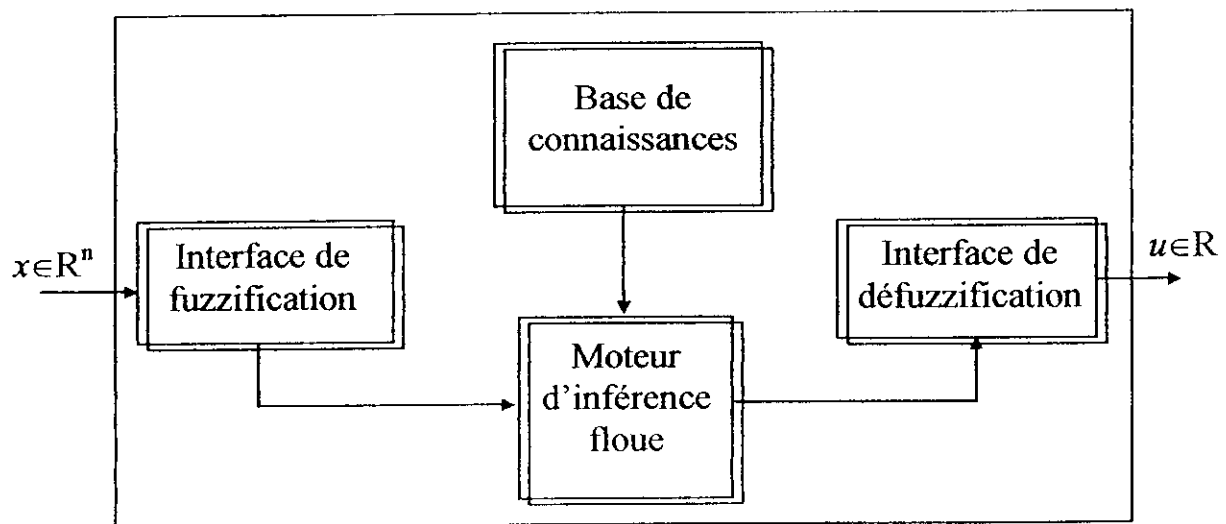
On constate une certaine affinité avec le réglage par contre réaction d'état, en général, le nombre de grandeurs réunies dans le vecteur  $Y_M$  est inférieur au nombre de grandeurs d'état.

### IV. 3.2. Structure et configuration interne d'un régulateur par logique floue :

Par opposition avec un régulateur standard ou un régulateur par contre réaction 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.

Le régulateur par logique floue comprend les quatre modules suivants :

- l'interface de fuzzification,
- la base de connaissances,
- le moteur d'inférence floue,
- l'interface de défuzzification.



figure(IV.8) : Structure de base d'un RLF

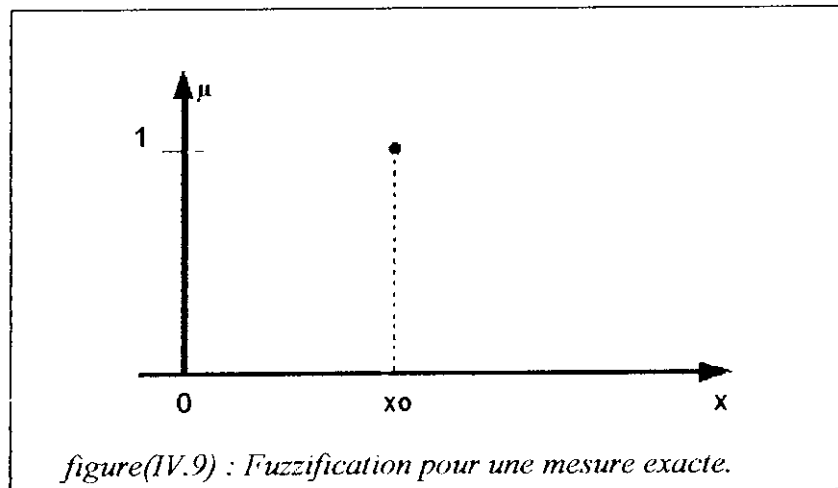
### 3.2.1. Interface de fuzzification :

Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure  $x_0$  est exacte, le sous ensemble flou  $X_0$  doit être représentée par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite de singleton. [11]

La fonction d'appartenance de  $A'$  est telle que :

$$\mu_{A'}(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x = x_0 \\ 0 & \text{pour } x \neq x_0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

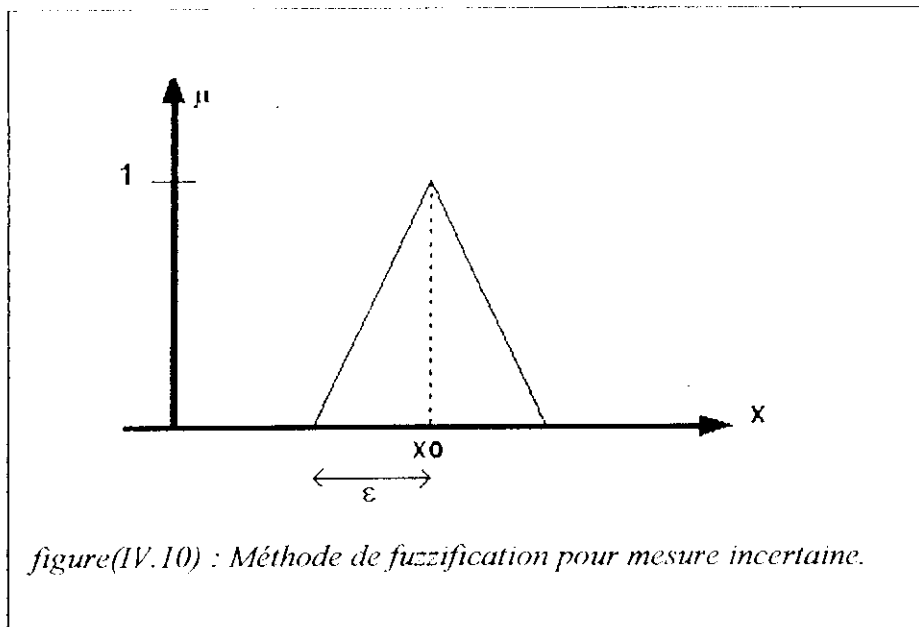
L'aspect de cette fonction d'appartenance est illustré dans la figure (IV.9)



Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause de bruit, le sous ensemble flou  $X_0$  doit être représentée par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée  $x_0$  une fonction d'appartenance telle que, par exemple:

$$\mu_{x_0}(x) = \max \left\{ 0, 1 - \frac{|x - x_0|}{\varepsilon} \right\} \quad (IV.10)$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la figure (IV.10)



### 3.2.2. Base de connaissances :

Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

#### 3.2.2.1. La base de données :

Elle Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et de sortie.

#### 3.2.2.2. La base des règles :

Le comportement dynamique d'un système est caractérisé par un ensemble de règles linguistiques basé sur la connaissance d'un expert. Les connaissances d'expert sont habituellement de la forme :

*Si (un ensemble de conditions est satisfait)*

**alors**

*(un ensemble de conséquences peut être induit)*

La collection des règles floues de commande, qui sont exprimées sous la forme de règles floues « *si - alors* », constituent la base des règles ou l'ensemble des règles du *RLF*.

Principalement, les règles de commande floue constituent un moyen approprié pour exprimer la stratégie de commande et les connaissances dans le domaine en question.

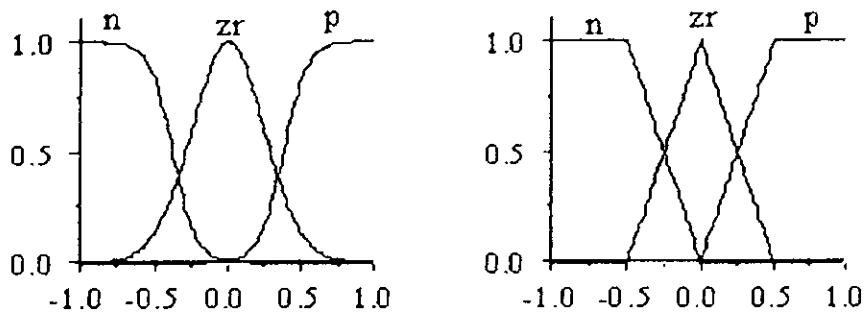
De plus, plusieurs variables peuvent intervenir dans les antécédents et les conséquences de ces règles. Dans ce cas, le système est du type multivariable flou (MIMO). Par exemple, dans le cas d'un système flou à deux entrées avec une sortie, les  $m$  règles floues de commande ont la forme :

- $R_1$  : si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$  alors  $u$  est  $C_1$
- $R_2$  : si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$  alors  $u$  est  $C_2$
- .....
- .....
- $R_m$  : si  $x$  est  $A_m$  et  $y$  est  $B_m$  alors  $u$  est  $C_m$

Les variables linguistiques pour un *RLF* sont la variable d'état, l'erreur de la variable d'état ( $e$ ), la variation de erreur ( $de$ ), l'intégration de cette erreur etc.

Les règles sont regroupées sous forme de table donnant la valeur de la commande sous la forme linguistique en fonction des deux entrées ( $e, de$ )

- Si Les deux variables d'entrée et la sortie sont décrites par trois ensembles flous



<i>e</i> / <i>de</i>	N	ZR	P
NB	N	N	ZR
ZR	N	ZR	P
PB	ZR	P	P

### IV. 3.3. Le moteur d'inférence :

Le *moteur d'inférence floue* permet, à partir d'une entrée floue et en exploitant les informations inscrites dans la base de règles, de déduire une conséquence floue en appliquant une procédure d'inférence floue.

#### 3.3.1. Structure générale de l'inférence :

« SI l'entrée *x* appartient au sous-ensemble **A** ET que l'entrée *y* appartient au sous-ensemble **B** ALORS la sortie appartient au sous-ensemble **C**. »

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, dont les principales sont:

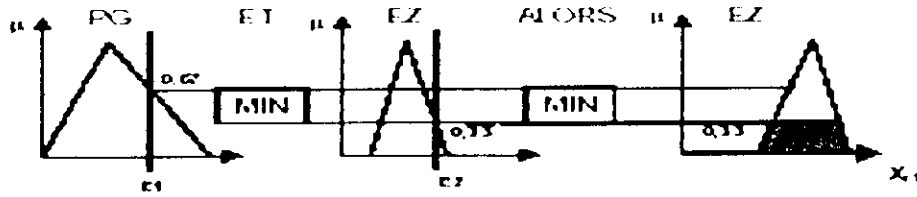
- Méthode d'inférence *MIN / MAX*
- Méthode d'inférence *MAX / PROD*
- Méthode d'inférence *SOMME / PROD*

#### 3.3.2. Méthodes d'inférence *MIN/MAX* :

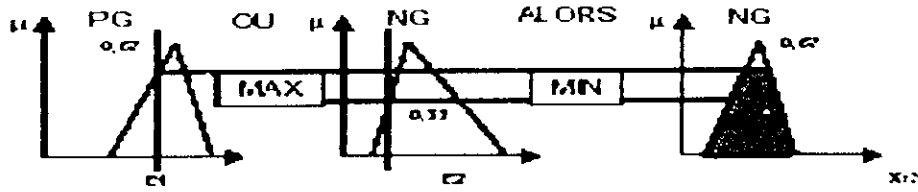
C'est la méthode la plus universelle mais qui n'est guère applicable en raison du temps de calcul très long.

Cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation maximum et l'opérateur **ET** par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie *xr* par l'opérateur **ET**, réalisé dans le cas présent par la formation du minimum.

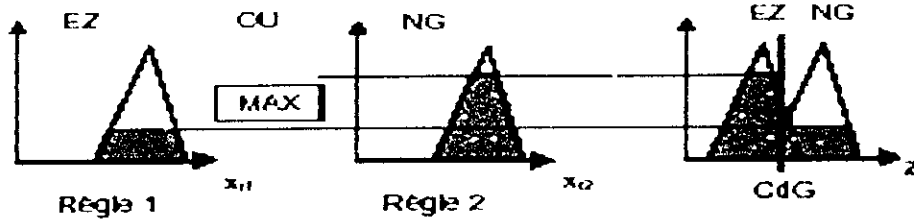
Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum. Cette méthode est explicitée dans la figure ci-dessous :



**Règle 1:** Si  $E1$  PG ET  $E2$  EZ ALORS  $x_1$  EZ



**Règle 2:** Si  $E1$  PG OU  $E2$  NG ALORS  $x_2$  NG



$$\mu_{\text{CdG}}(z) = \text{MAX} [\mu_{x1}(z) + \mu_{x2}(z)]$$

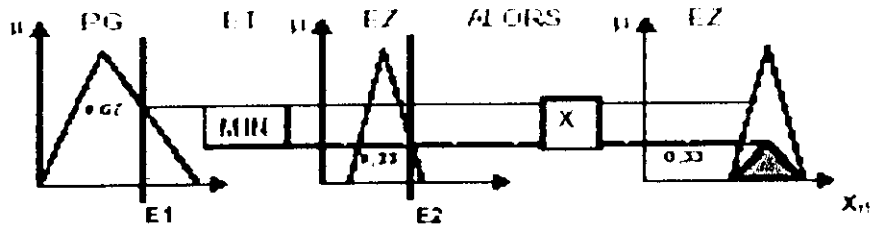
*Méthode d'inférence Min /Max*

### 3.3.3. Méthode d'inférence MAX/PROD :

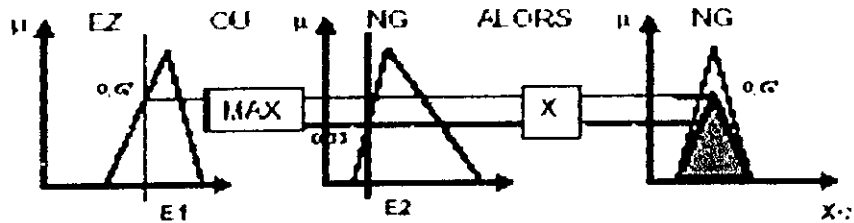
Cette méthode réalise, en général, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation maximum et l'opérateur **ET** par la formation du minimum. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par **ALORS**, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie  $x_r$  par l'opérateur **ET**, est réalisé cette fois-ci par la formation du produit.



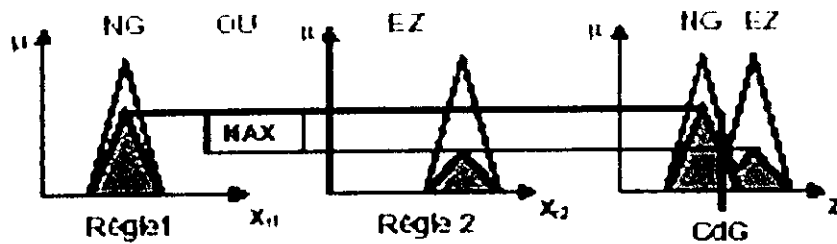
Enfin l'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.



Règle 1: Si E1PG ET E2EZ ALORS X1EZ



Règle 2: Si E1EZ ET E2NG ALORS X2NG



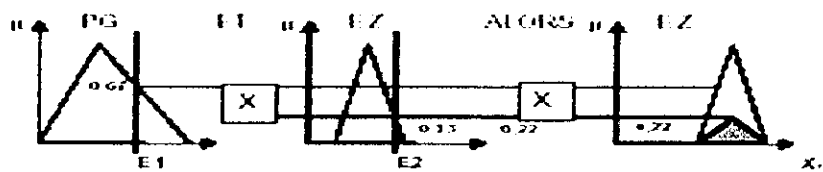
$$\mu_{\text{Out}}(Z) = \text{MAX}[\mu_{11}(X_1) + \mu_{12}(X_2)]$$

Méthode d'inférence Max /Prod

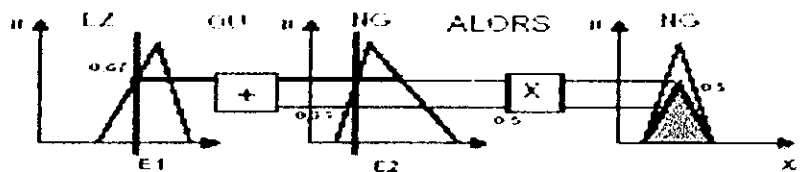
3.3.4. Méthode SOMME/PROD :

Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court. Par opposition aux méthodes d'inférences précédentes, cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur **ET** est réalisé par la formation du produit.

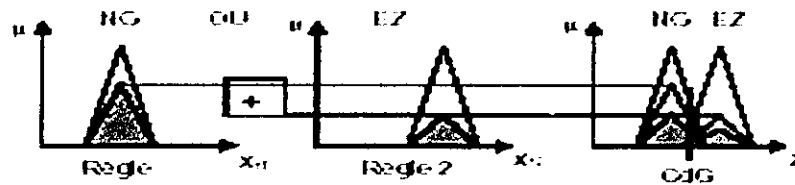
La conclusion de chaque règle, introduite par **ALORS**, liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie **xr** par l'opérateur **ET**, est réalisé par la formation du produit. Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne.



Règle1: Si E1 PG ET E2 EZ ALORS X, EZ



Règle2: Si E1 EZ OU E2 NG ALORS X, NG



$$\mu_{\text{Règle}}(Z) = [\mu_{\text{Règle1}}(X_1) + \mu_{\text{Règle2}}(X_2)] : m \quad \text{avec } m = 2$$

Méthode d'inférence Somme /Prod

**IV. 3.4. Différents modèles de Raisonnement flou**

**3.4.1. Modèle flou de Mamdani :**

Dans le cas du modèle flou de Mamdani la T-norme est traduite par le minimum et l'union  $\cup$  par le maximum (figure IV.11) d'où : [12]

$$w_i = \min(\mu_{A_i}(x_0), (\mu_{B_i}(y_0))) \tag{IV.11}$$

$$\mu_{C_i}(u) = \min(w_i, \mu_{C_i}(u)) \text{ et } i=1...m \tag{IV.12}$$

et

$$\mu_{C^*}(u) = \max(\mu_{C_1}(u), \mu_{C_2}(u), \dots, \mu_{C_m}(u)) \tag{IV.13}$$

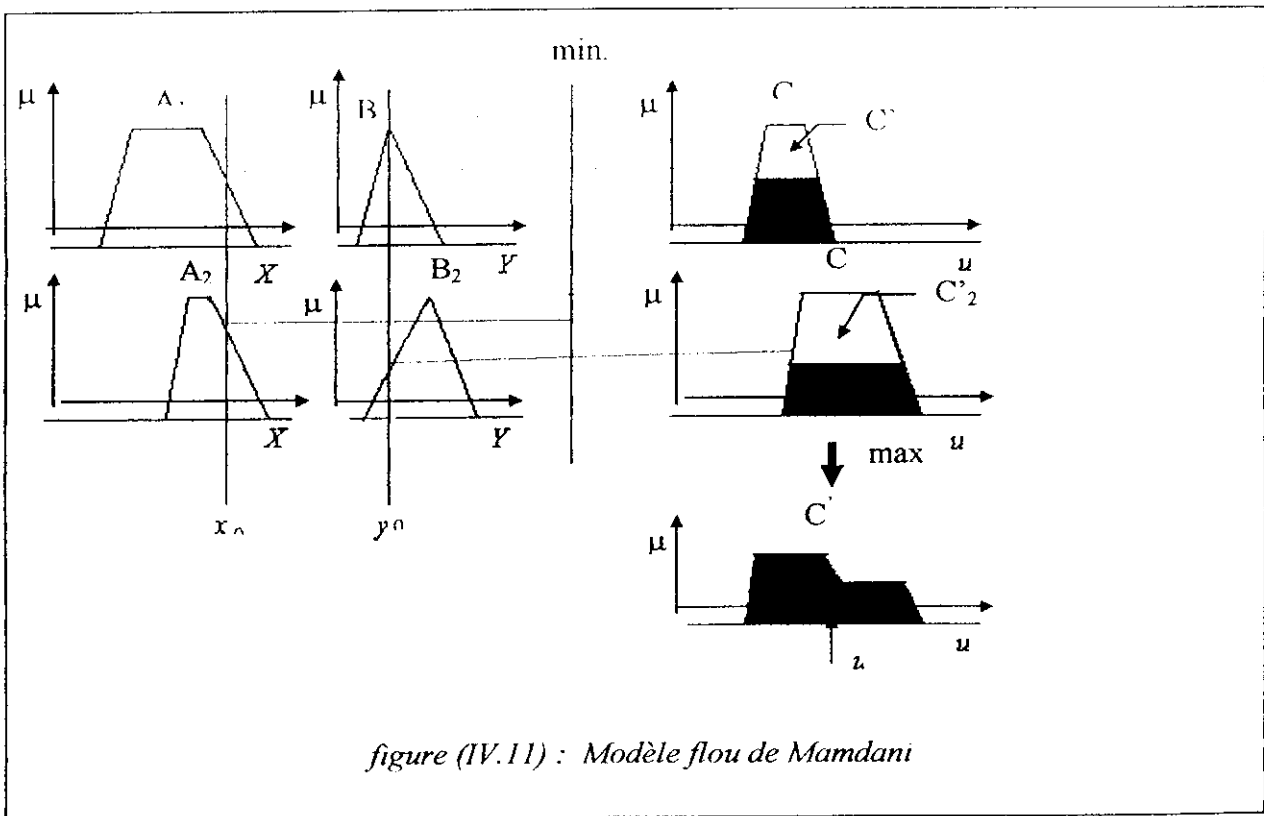


figure (IV.11) : Modèle flou de Mamdani

### 3.4.2. Modèle flou de Larsen

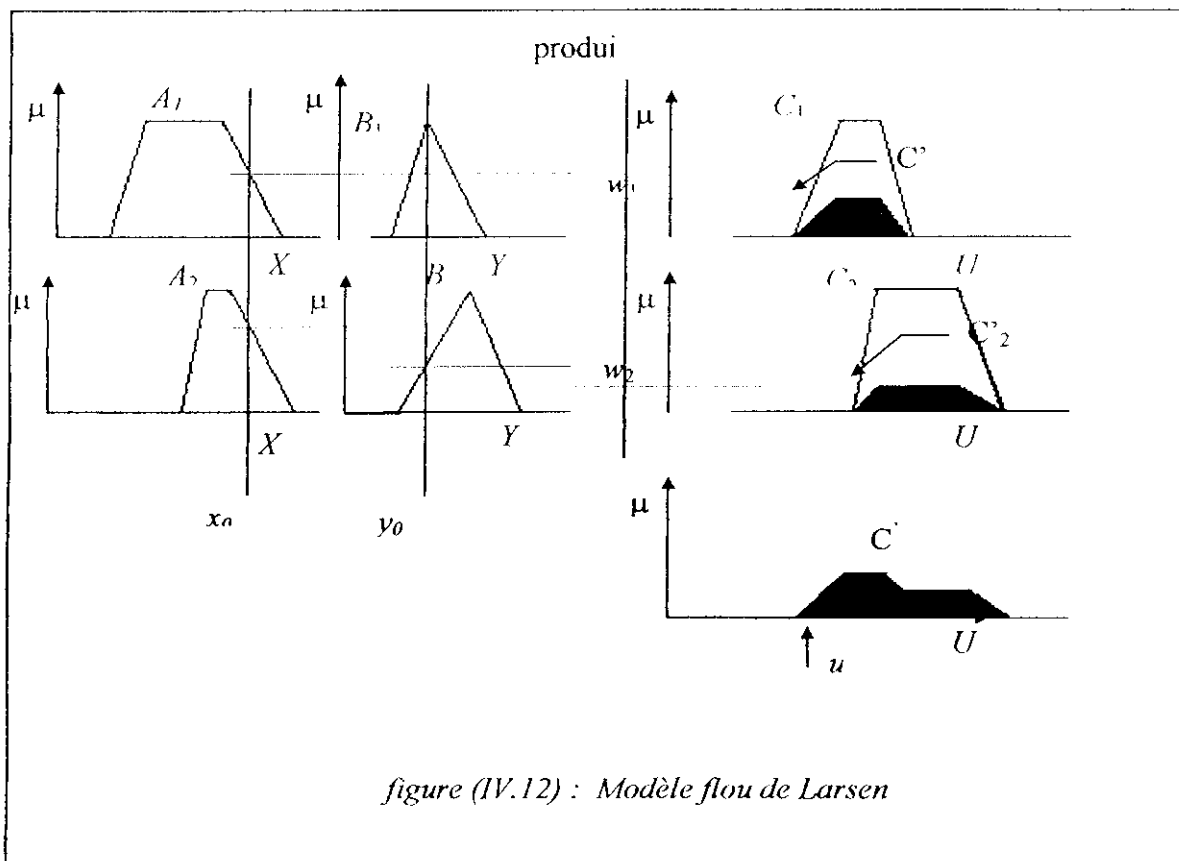
Une autre variante du modèle flou de Mamdani est celui dit de Larsen ou l'intersection ( $\wedge$ ) est interprétée par le produit et l'union  $\cup$  par le maximum (figure IV.12) d'où : [12]

$$w_i = \mu_{A_i}(x_0) \times \mu_{B_i}(y_0) \tag{IV.14}$$

$$\mu_{C'_i}(u) = w_i \times \mu_{C_i}(u) \text{ et } i = 1 \dots m \tag{IV.15}$$

et

$$\mu_{C'}(u) = \max(\mu_{C'_1}(u), \mu_{C'_2}(u), \dots, \mu_{C'_m}(u)) \tag{IV.16}$$



### 3.4.3. Modèle flou de Sugeno

Une règle typique du système flou de Sugeno admet la forme : [12]

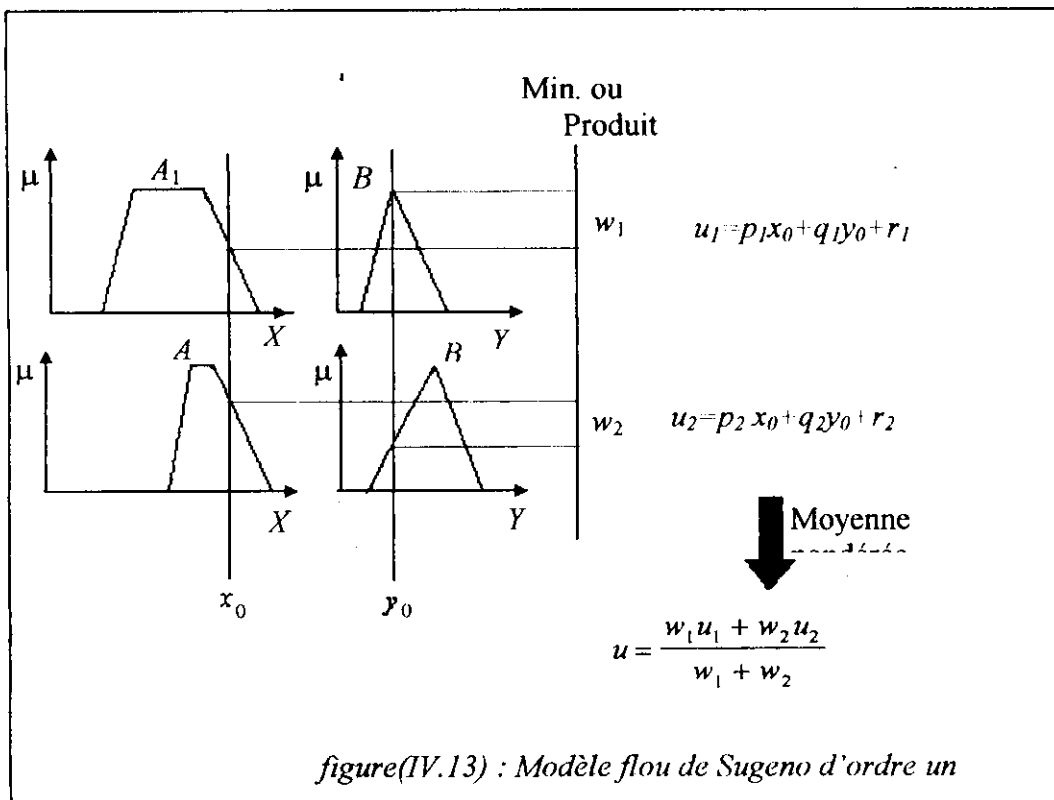
Si ( $x$  est  $A$ ) et ( $y$  est  $B$ ) alors  $u=f(x,y)$

Où  $A$  et  $B$  sont des ensembles flous de l'antécédent et  $u=f(x,y)$  est une fonction numérique de la conclusion.

Habituellement, la fonction  $f(x,y)$  est un polynôme des variables  $x$  et  $y$ , mais elle peut être toute fonction susceptible de décrire le comportement de la sortie dans le domaine spécifié par l'antécédent de la règle.

Dans le cas où la fonction  $f(x,y)$  est un polynôme du premier ordre, le système d'inférence flou résultant est dit le système flou de Sugeno d'ordre un et dans le cas où  $f(x,y)$  est une constante alors on obtient un système flou de Sugeno d'ordre zéro.

Puisque chaque règle admet une sortie numérique, la sortie globale est obtenue en effectuant une moyenne pondérée de toutes les sorties et de ce fait le temps consommé par la défuzzification est évité.

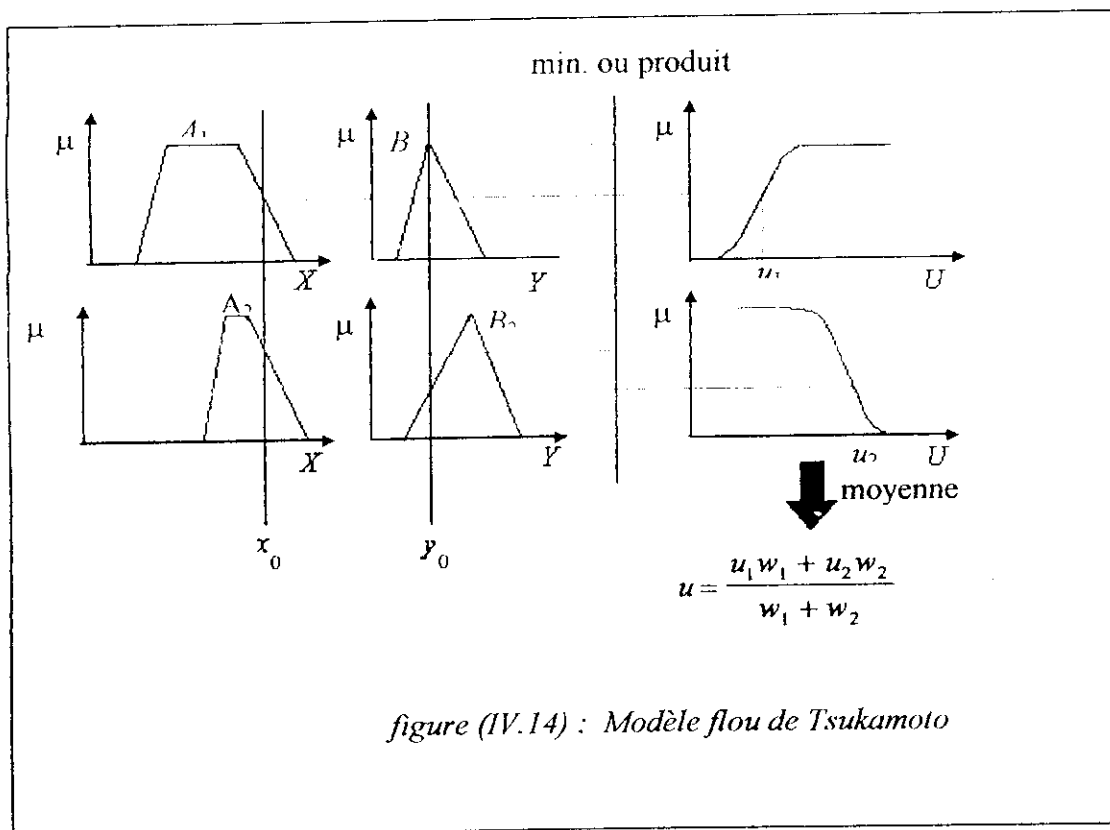


### 3.4.4. Modèle flou de Tsukamoto

Pour le modèle flou de *Tsukamoto*, la fonction d'appartenance représentant la conséquence de chaque règle « si-alors » est une fonction monotone de la variable de sortie (fig.(IV.14)).

Il en résulte, que la sortie inférée par chaque règle est définie comme la valeur induite par le degré d'activation de chaque règle. La sortie globale est prise comme une moyenne pondérée des sorties des règles.

Puisque chaque règle induit une sortie numérique, Le modèle flou de *Tsukamoto* effectue une agrégation des sorties des règles par la méthode de la moyenne pondéré et aussi élimine le temps nécessaire à la défuzzification. [12]



### IV. 3.5. La défuzzification :

La défuzzification est l'opération qui consiste à extraire d'un ensemble flou une valeur numérique considérée comme valeur significative. Dans le domaine de la commande en temps réel, un critère de choix de la méthode de défuzzification est la simplicité de calcul. [10]

### 3.5.1. Méthode du Maximum

La méthode du maximum fournit en sortie comme valeur significative  $u$ , celle correspondant au maximum de la fonction d'appartenance  $\mu_C(u)$ . Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles  $\mu_C(u)$  est maximale.

### 3.5.2. Méthode de la Moyenne des Maxima

La défuzzification détermine les valeurs de  $u$  pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite calcule la moyenne entre elles comme résultat de la défuzzification.

### 3.5.3. Méthode du Centre de Gravité

La plus fréquente est le centre de gravité de la surface de l'ensemble flou  $\mu_C(u)$  qui est défini par :

$$u = \frac{\int_U \mu_C(u) \cdot u \, du}{\int_U \mu_C(u) \, du} \quad (IV.17)$$

Où  $\mu_C(u)$  est la fonction d'appartenance de l'ensemble flou  $C'$  représentant la sortie globale du système flou. Souvent on utilise une version discrète de l'intégrale :

$$u = \frac{\sum_i u_i \cdot \mu_C(u_i)}{\sum_i \mu_C(u_i)} \quad (IV.18)$$

Il est à noter que le centre de gravité est généralement difficile à calculer. Aussi, cette méthode exige un temps de calcul important.

### 3.5.4. Méthode des Hauteurs Pondérées

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

$$u = \frac{\sum_{i=1}^m w_i c_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad (IV.19)$$

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

Cette méthode est très simple à implémenter, du fait que le centre de gravité de la fonction d'appartenance de la conséquence de chaque règle est connu à priori.

### 3.5.5. Méthode des Hauteurs Pondérées Modifiée

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

$$u = \frac{\sum_{i=1}^m w_i c_i / \delta_i^2}{\sum_{i=1}^m w_i / \delta_i^2} \quad (IV.20)$$

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



## CHAPITRE

## 5

*« Le but n'est pas toujours placé pour  
êtres atteint, mais pour servir de point  
de mire ».*

*Joseph JOUBERT.*

## APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA COMMANDE DE LA MASM

---

### Introduction :

Le soucis d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine a poussé les chercheurs au développement des algorithmes flous, en raison de leur simplicité d'implémentation, de mise au point et de la non nécessité de modélisation mathématique du processus à commander, ils sont devenus de plus en plus appliqués dans plusieurs domaines tel que le domaine industriel, médical et des transports et ce quelle que soient les complexité des systèmes.

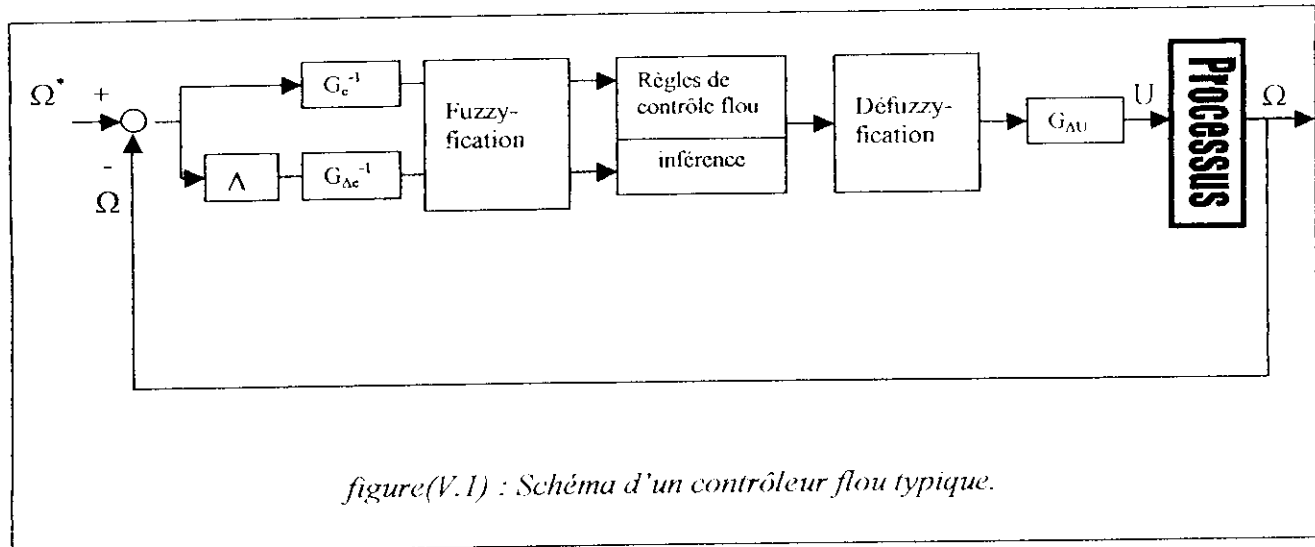
En commande floue, la plupart des algorithmes utilisés sont basés sur le schéma proposé par Mamdani. La majorité de ses algorithmes ont été appliqués surtout sur des processus industriels plus au moins lents tels que la régulation de température d'une chaudière.

Y.F. LI et C.C. LAU ont, à leur tour, appliqué l'un de ces algorithmes pour la régulation numériques des servomoteurs, ils ont montrés les performances du contrôleur flou par rapport aux contrôleurs conventionnels, surtout au niveau du temps de montée.

## V.1. Réglage de vitesse d'une MASM avec un contrôleur flou

### V.1.1. Description du contrôleur flou :

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée / mono-sortie. Ce schéma est représenté comme suit :



D'après le schéma, le contrôleur est composé :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ).
- Des facteurs d'échelle (normalisation) associés à l'erreur, sa variation et le gain associé à la variation de la commande ( $G_{AU}$ ).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Des règles de contrôle flou. Ainsi qu'un bloc d'évaluation des règles du contrôle flou (inférence).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

### V.1.2. Loi de commande :

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que  $U = f(e, \Delta e)$ . par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne. [3], [13]

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{K+1} = U_K + G_{\Delta U} \cdot \Delta U_{K+1} \quad (V.1)$$

Où :

- $G_{\Delta U}$  : gain associé à la commande  $U_{K+1}$  en général choisi pour assurer la stabilité du système.
- $\Delta U_{K+1}$  : variation de la commande.

L'erreur ( $e$ ) et la variation de l'erreur ( $\Delta e$ ) sont normalisées comme suit :

$$X_e = \frac{e}{G_e} \quad (V.2)$$

$$X_{\Delta} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \quad (V.3)$$

Où :

$G_e$ ,  $G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta u}$  représentent les gains d'adaptation et de normalisation, il jouent un rôle extrêmement important. En effet, se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

**V.1.3. Réglage de la vitesse de la MASM par un régulateur flou à 9 règles**

**règles :**

Dans ce cas, l'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en trois (3) classes, par contre celui de la sortie est subdivisé en cinq (5) classes, comme c'est montré à la figure (V.2) :

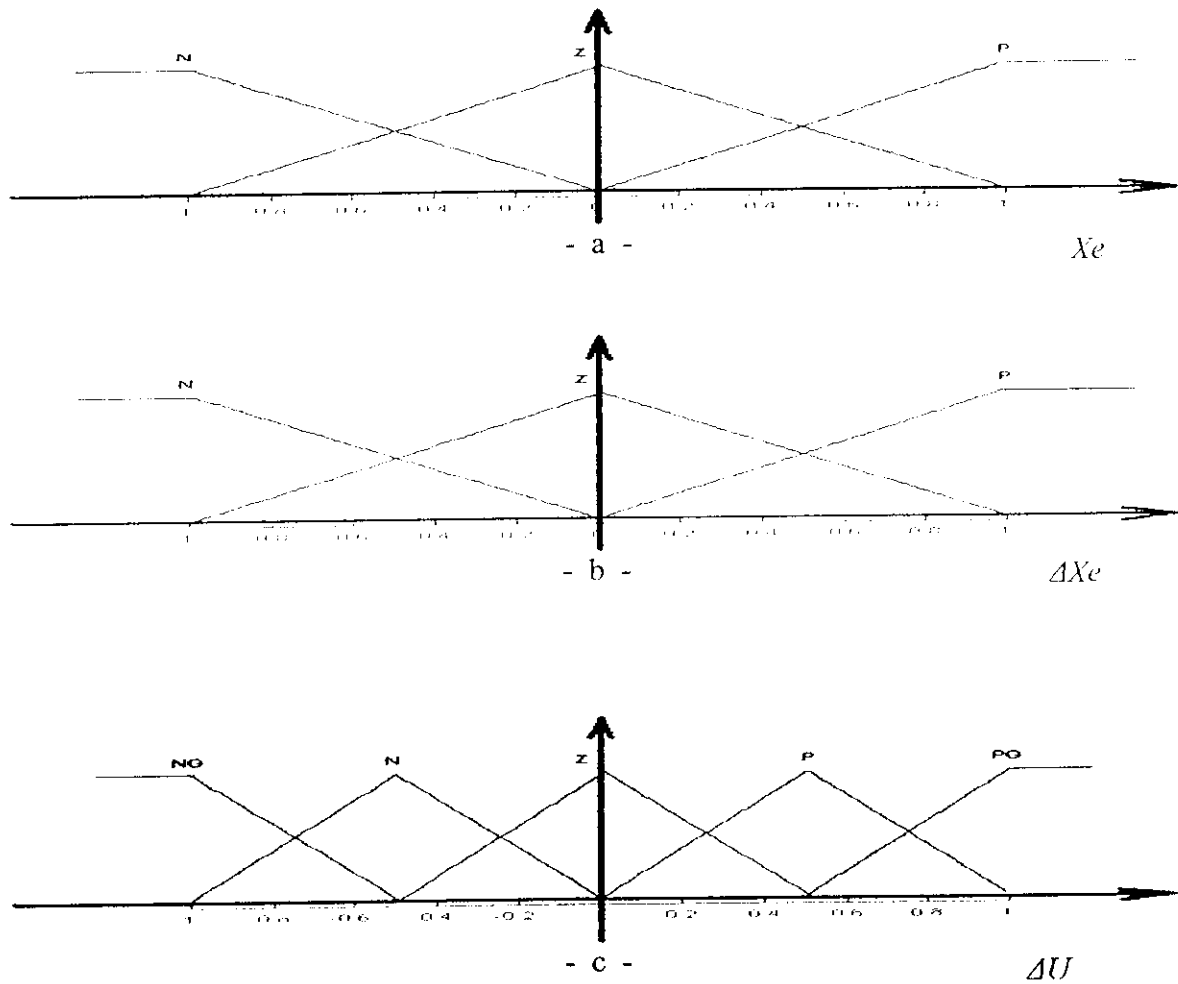


figure (V.2) : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques(9 règles) :

- a) Pour l'erreur.
- b) Pour la variation de l'erreur.
- c) Pour la variation de la commande.



V.1.4. Réglage de la vitesse de la MASM par un régulateur flou à 49 règles

règles :

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept (7) classes, par contre celui de la sortie est subdivisé en onze (11) classes, comme c'est montré à la figure (V.3) :

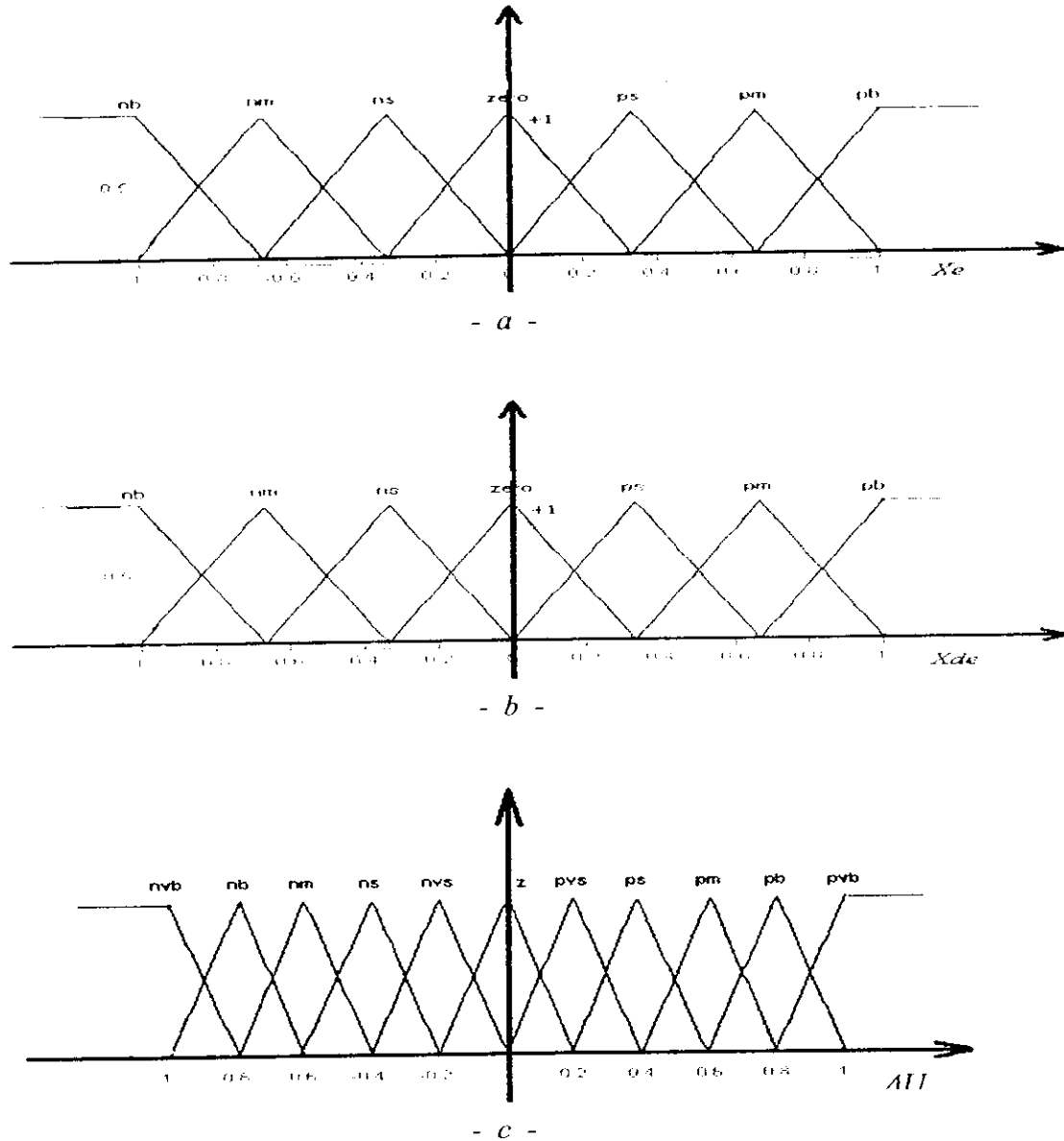


figure (V.3) : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques(49 règles) :  
 a) Pour l'erreur.  
 b) Pour la variation de l'erreur.  
 c) Pour la variation de la commande.

A partir de la table de Mac Vicar et avec onze (11) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

$e$ $\Delta e$	<b>NB</b>	<b>NM</b>	<b>NS</b>	<b>Z</b>	<b>PS</b>	<b>PM</b>	<b>PB</b>
<b>NB</b>	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z
<b>NM</b>	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS
<b>NS</b>	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS
<b>Z</b>	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM
<b>PS</b>	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB
<b>PM</b>	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB
<b>PB</b>	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Table (V.2) : Tableau des règles (49) de décision floue (inférences)

Les classes sont notées comme suite :

(NVB) : *Negative Very Big*

(PVB) : *Positive Very Big*

(NB) : *Negative Big*

(PB) : *Positive Big*

(NM) : *Négative Médium*

(PM) : *Positive Médium*

(NS) : *Négative Small*

(PS) : *Positive Small*

(NVS) : *Négative Very Small*

(PVS) : *Positive Very Small*

(Z) : *Zero*

Les règles de commandes s'écrivent comme suit :

Si ( $e$  est NB) et ( $Ae$  est NB) alors  $\Delta u$  est NVB

Ou

•  
•

Si ( $e$  est Z) et ( $Ae$  est Z) alors  $\Delta u$  est Z

Ou

•  
•

Si ( $e$  est NB) et ( $Ae$  est PB) alors  $\Delta u$  est PVB

Pour l'implication, on a utilisé la méthode de *Mamdani*. La défuzzification se fait par relation dite *du centre de gravité*.

## V.2. Implémentation :

En résumé, la valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue suivant les étapes suivantes :

- calcul de l'erreur présente et de sa variation
- conversion des valeurs obtenues en variables floues (fuzzification)
- calcul de la variation de la commande à partir de la table de décision
- calcul de l'entrée déterministe pour réguler le processus.

## V.3. Application de l'association Onduleur - MASM :

Nous avons appliqué le réglage de vitesse avec contrôleur flou typique, à l'association Onduleur - MASM, commandé par la méthode indirecte, dont le schéma global donné par la figure (V.4) représente le processus à commander, où la commande ( $U$ ) est le couple électromagnétique de référence ( $Ce$ )



Dans ce cas, nous avons effectué les essais en utilisant un régulateur flou 9 règles puis en utilisant un régulateur 49 règles. Nous avons aussi supprimé l'effet du filtre de consigne vu les performances du réglage par logique flous par rapport au temps de montée ainsi qu'à l'élimination des dépassements, ce qui est un des nombreux avantages de la logique flous.

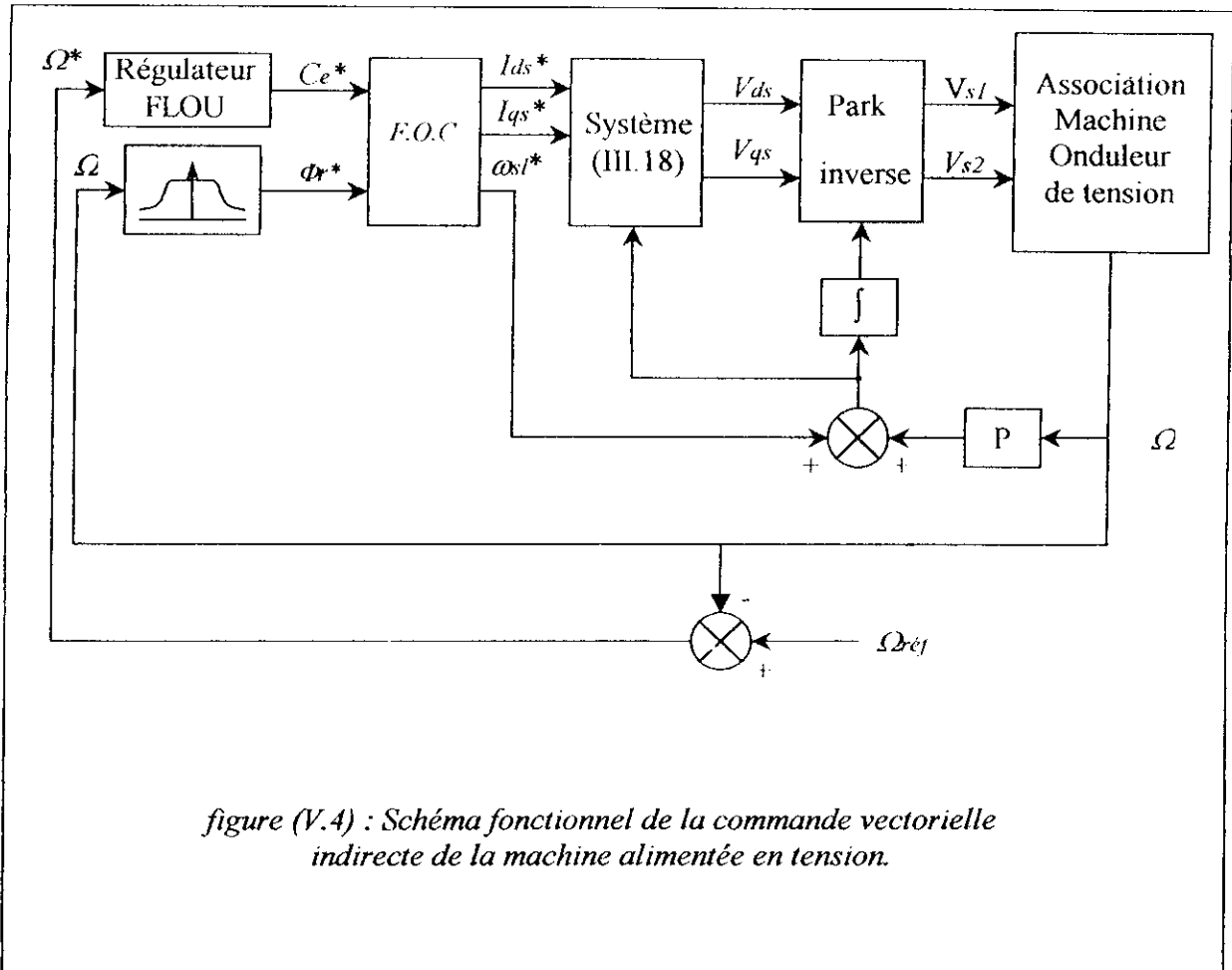


figure (V.4) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine alimentée en tension.

## V.4. Simulation et résultats obtenus :

Nous avons appliqué le réglage de vitesse de la machine asynchrone monophasée avec un contrôleur floue en utilisant la commande vectorielle indirecte, où la commande est le couple électromagnétique.

### V.4.1. Analyse des performances :

On remarque que la dynamique de la vitesse marque une amélioration en temps de réponse (*figure V.5*), elle atteint la valeur de consigne en moins de 0.1 s, en comparant au temps de réponse du système lors du réglage classique, comme on constate que le RLF rejète parfaitement les perturbations (*figure V.6*) d'où l'amélioration des performances du réglage de vitesse vis à vis les perturbations par rapport au réglage classique.

Par rapport au réglage classique, les pics apparents au transitoire sont considérablement réduits, nous constatons aussi que le RLF 9 règles possède les mêmes performances que le RLF 49 règles ; c'est pourquoi, le RLF 9 règles est mieux adapté à ce type de réglage par rapport au RLF 49 règles vu sa rapidité d'implémentation.

Les résultats obtenus montrent clairement les performances du contrôleur flou dans cette structure de commande, et affirment le bon découplage entre la commande de vitesse et celle du flux.

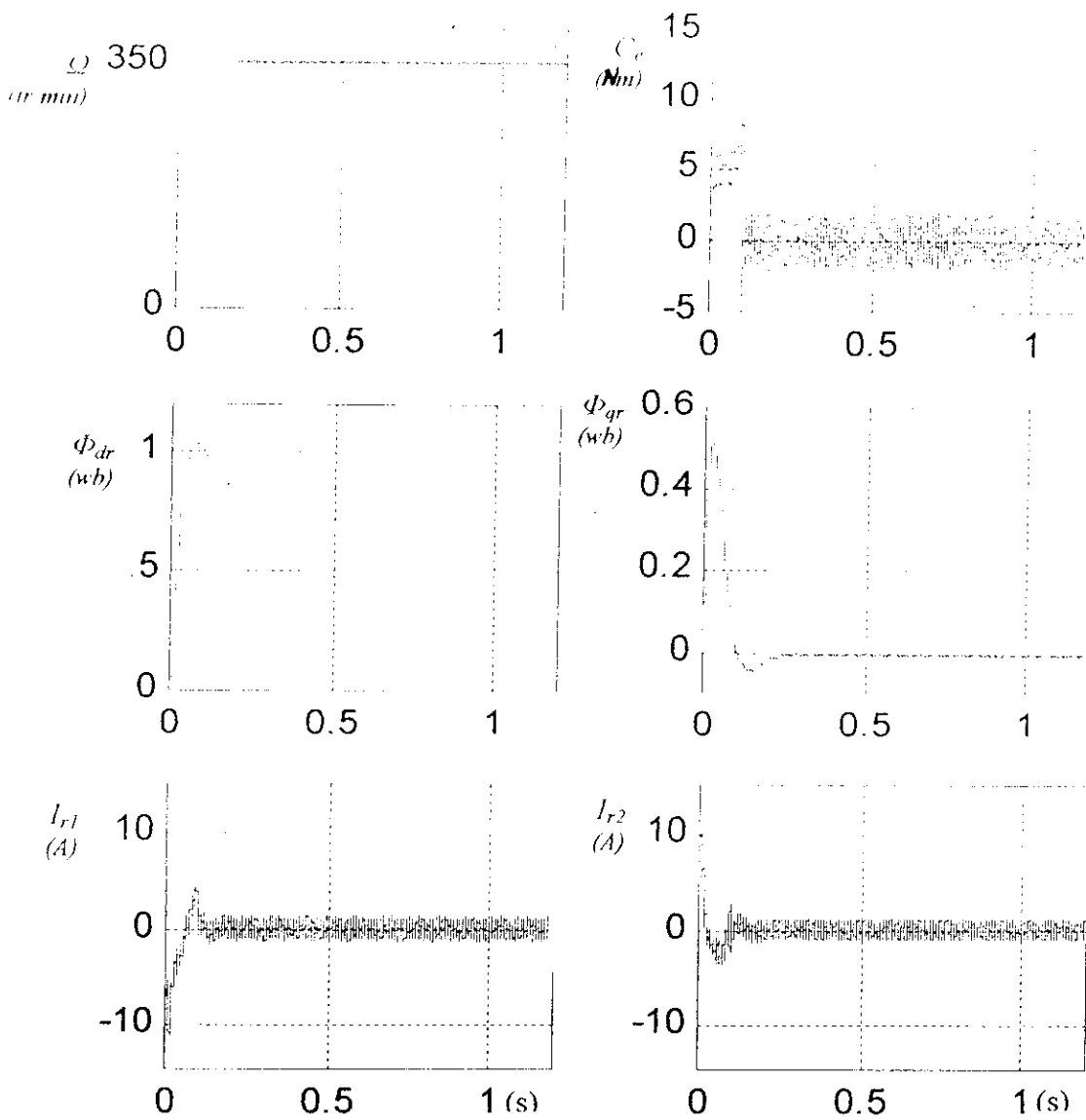


figure (V.5) :Régulation de vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou (9 règles)

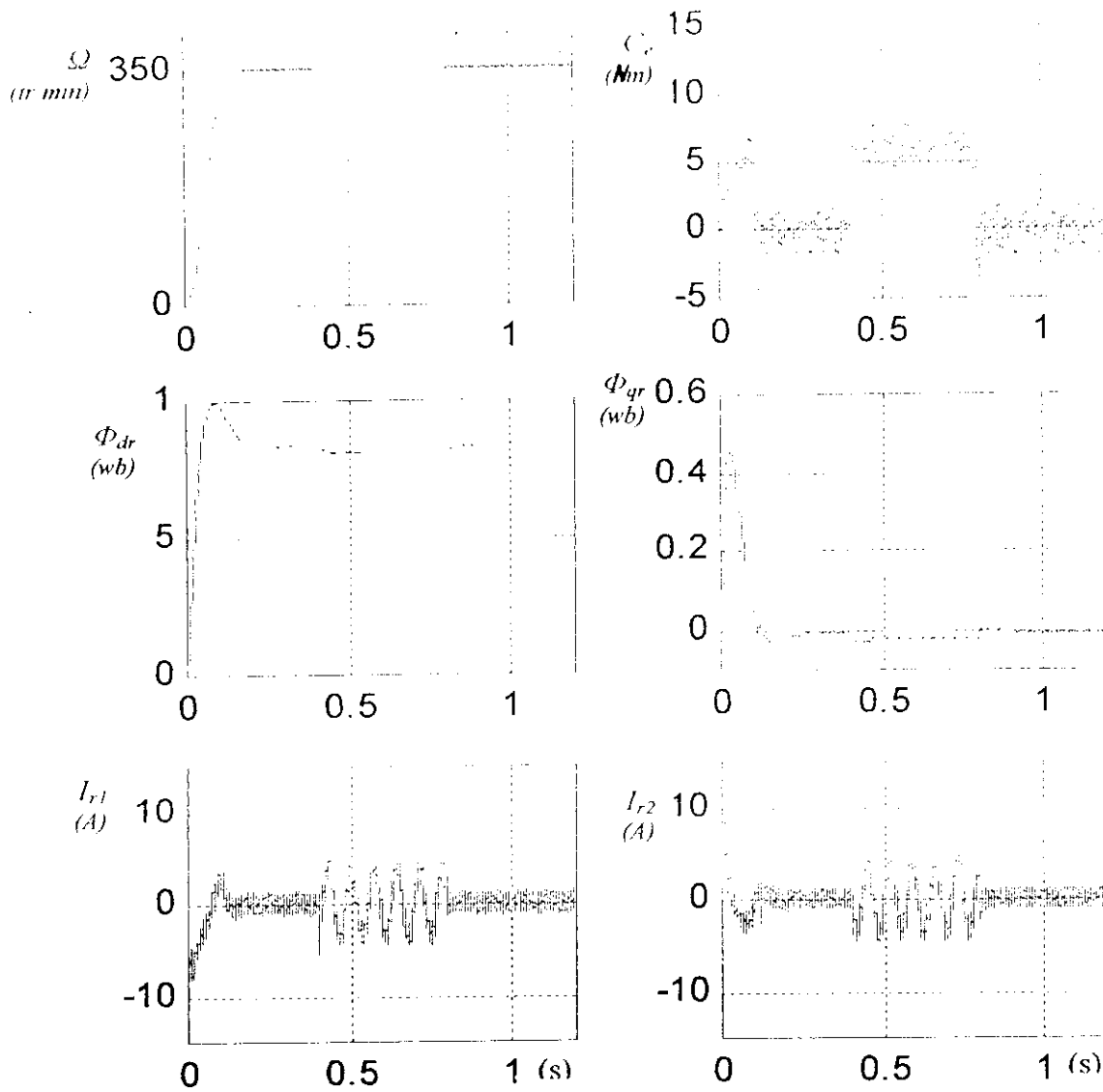


figure (V.6) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4$  jusqu'à  $t=0.8$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou du type Mamdani (9 règles)

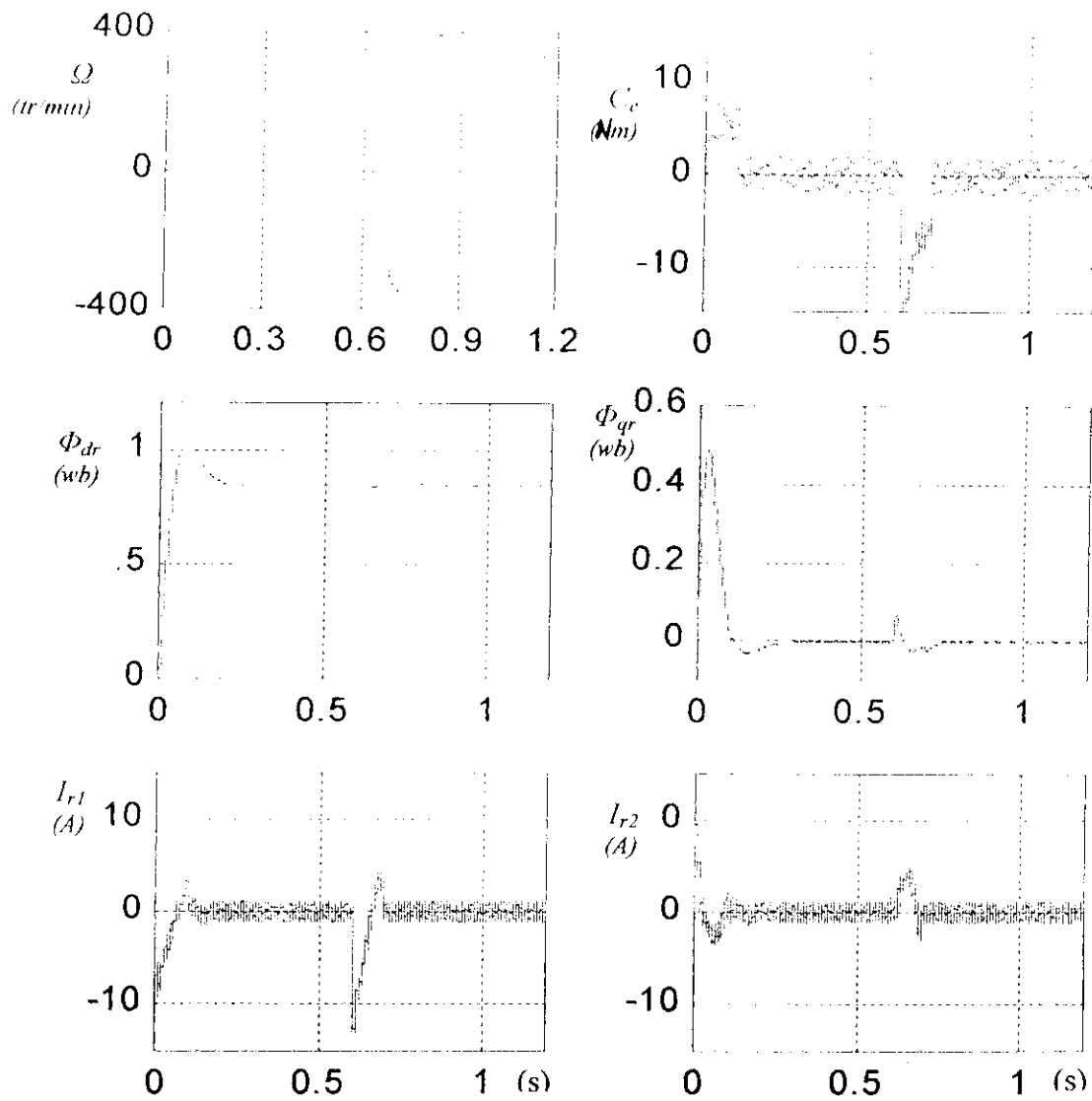


figure (V.7) : Régulation de la vitesse avec changement du sens de rotation de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou du type Mamdani (9 règles)

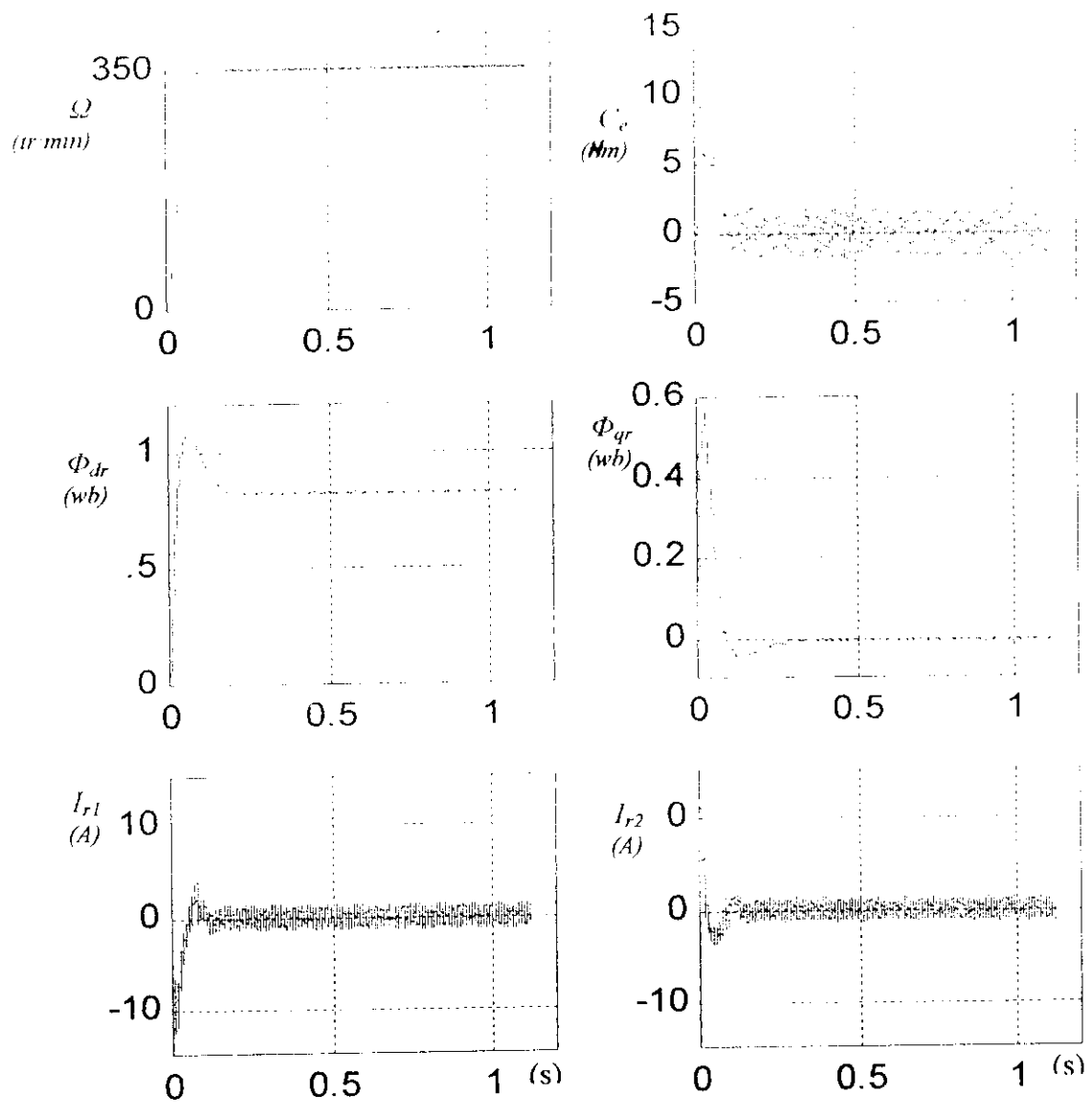


figure (V.8) : Régulation de vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou (49 règles)

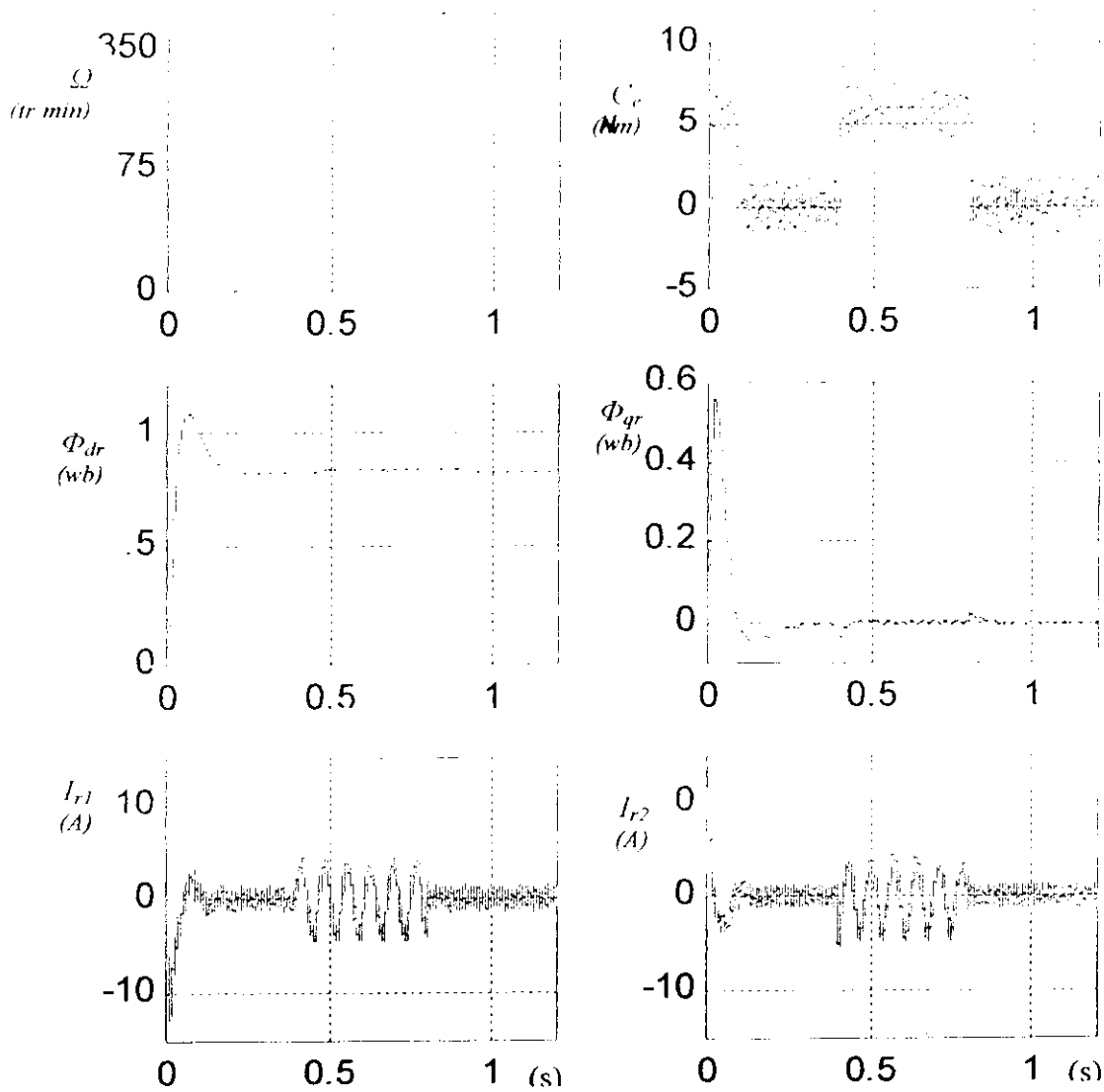


figure (V.9) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou du type Mamdani (49 règles)

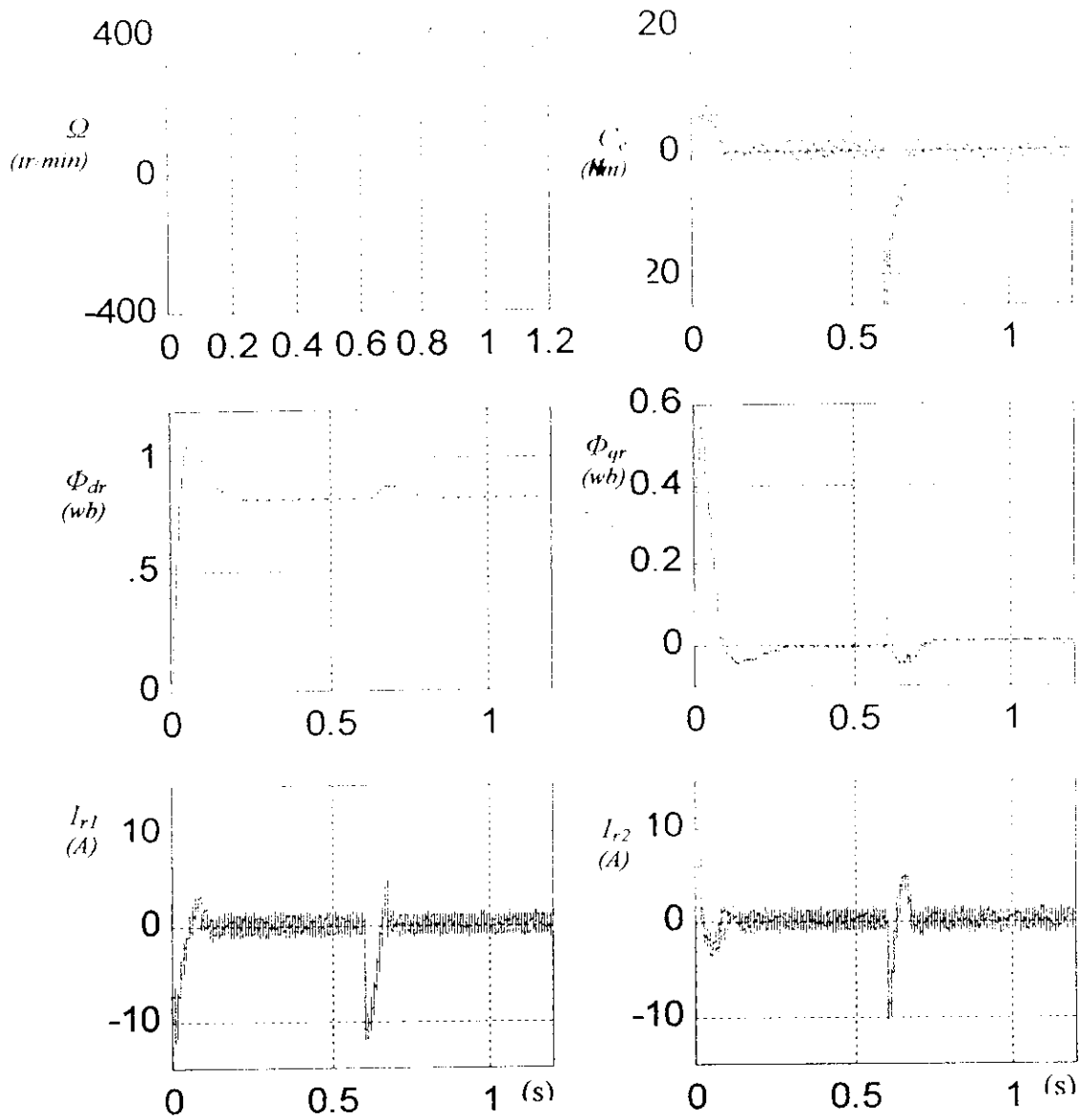


figure (V.10) : Régulation de la vitesse avec changement du sens de rotation de la MASM alimentée via un onduleur M.I.I par un contrôleur flou du type Mamdani (49 règles)



#### V.4.2. Test de robustesse :

Nous comparons au cours de cette partie du chapitre les performances du système classique par rapport à celle du système réglé par logique floue.

Nous soumettons les deux système à une variation de 50% de la résistance rotorique puis nous comparons les résultats du régulateur flou par rapport au réglage classique (*figure V.12 et figure V.15*), nous ne remarquons alors aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal, ce qui montre la robustesse de ces structures de commande par rapport à la variation de ce paramètre.

La variation du moment d'inertie montre une nette amélioration dans le temps de réponse du système réglé par logique floue en comparant avec le réglage classique. De même pour la résistance rotorique nous avons soumis les deux systèmes à une variation de 50 % du moment d'inertie et on ne signale aucune dégradation des performances du système réglé par logique floue (*figure V.16*), Ce système est donc robuste par rapport à la variation de ce paramètre, par contre le réglage classique est nettement sensible à la variation de ce paramètre(*figure V.13*), du fait que nous remarquons clairement les pics qui s'amplifient ce qui affirme l'existence d'un couple et un courant importants au démarrage et la réponse du système est légèrement plus lente.

Au cours de notre travail, nous avons montré, donc les performances du réglage par logique floue dans ce type de systèmes ; à savoir le temps de réponse qui est très court (moins de 0.1 s pour atteindre le régime permanent), le rejet parfait des perturbations ainsi que la robustesse par rapport a la variation des paramètres rotoriques.

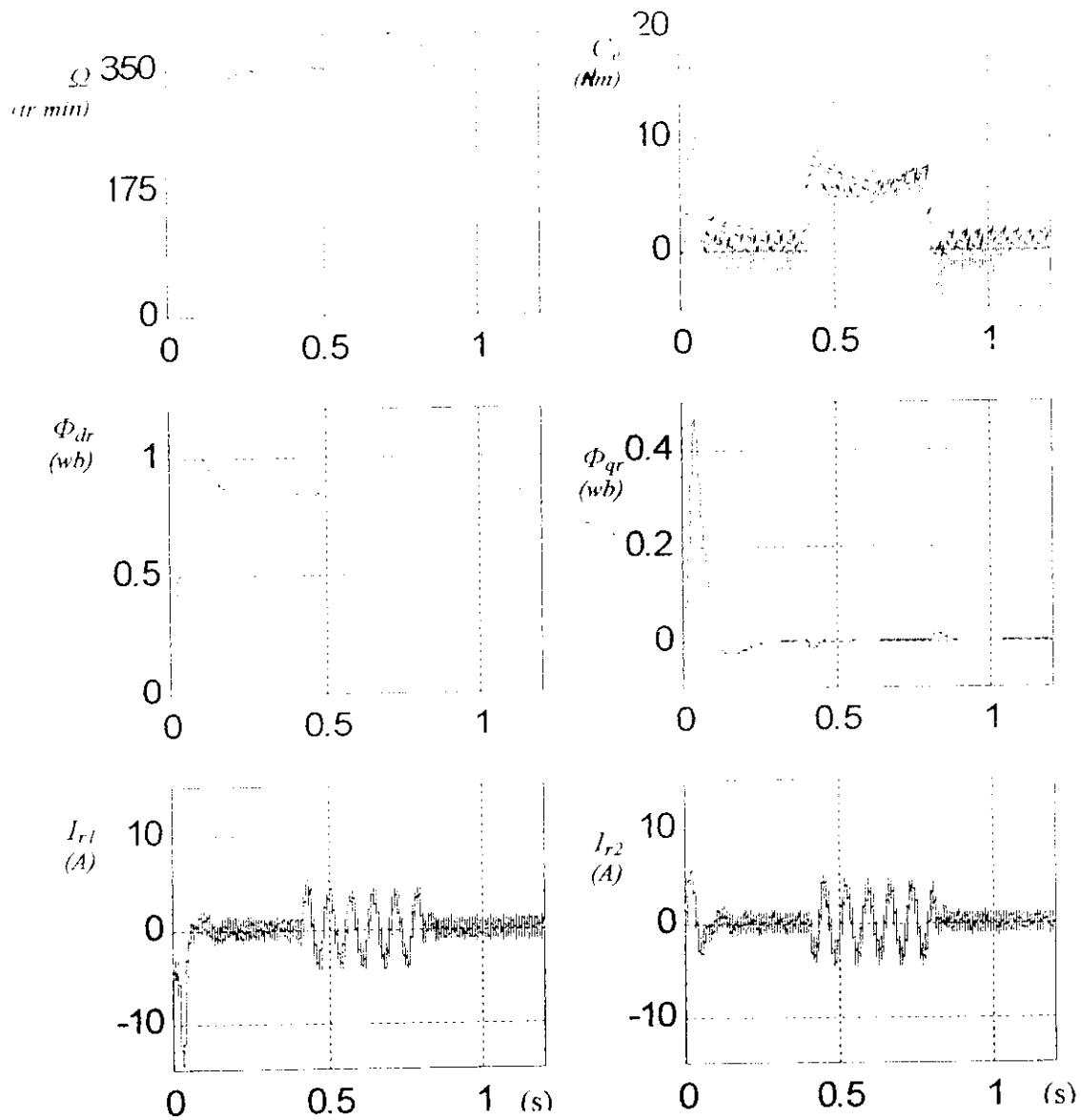


figure (V.11) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur PI classique.

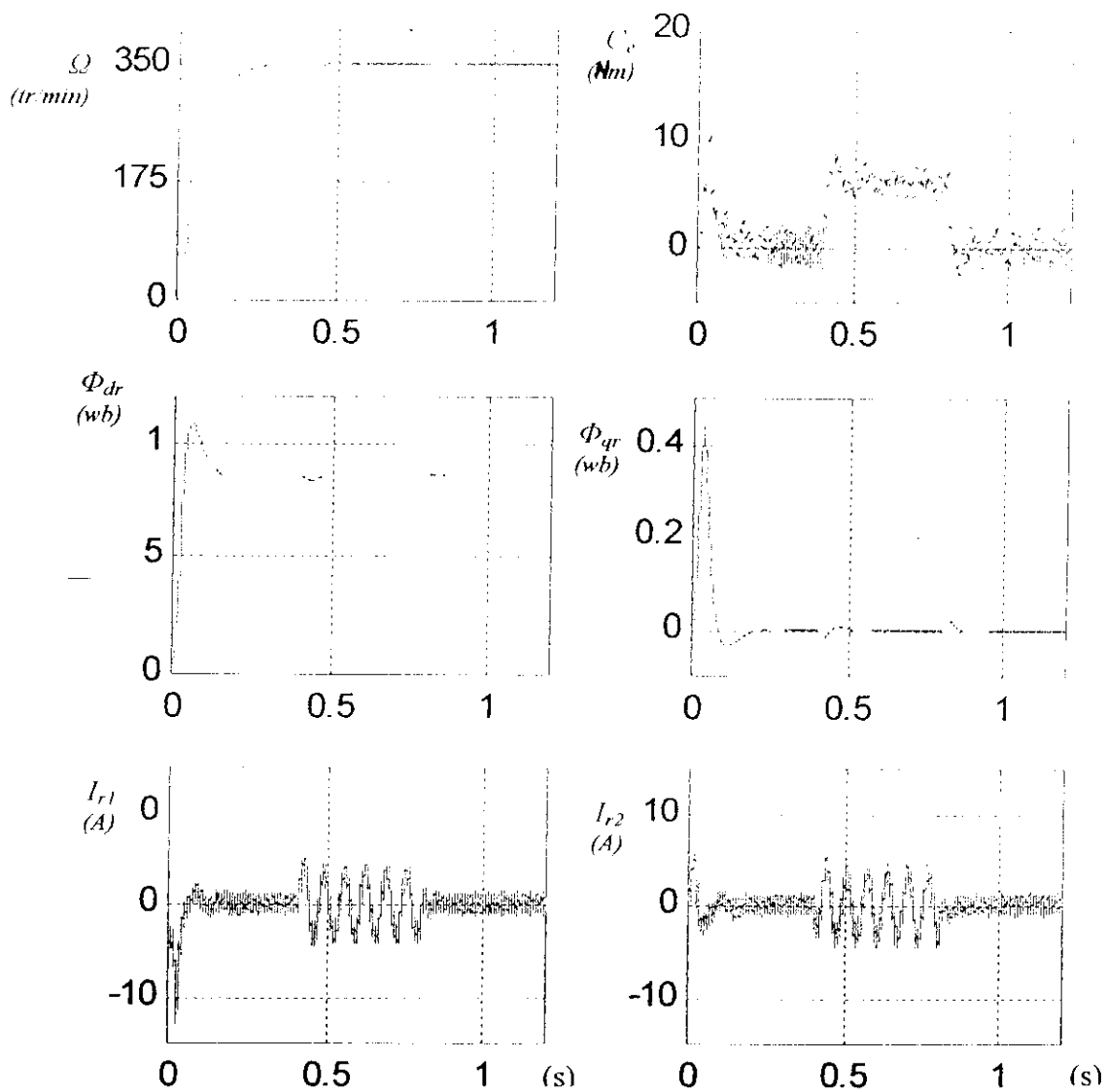


figure (V.12) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur PI classique avec une perturbation de la résistance rotorique de 50%.

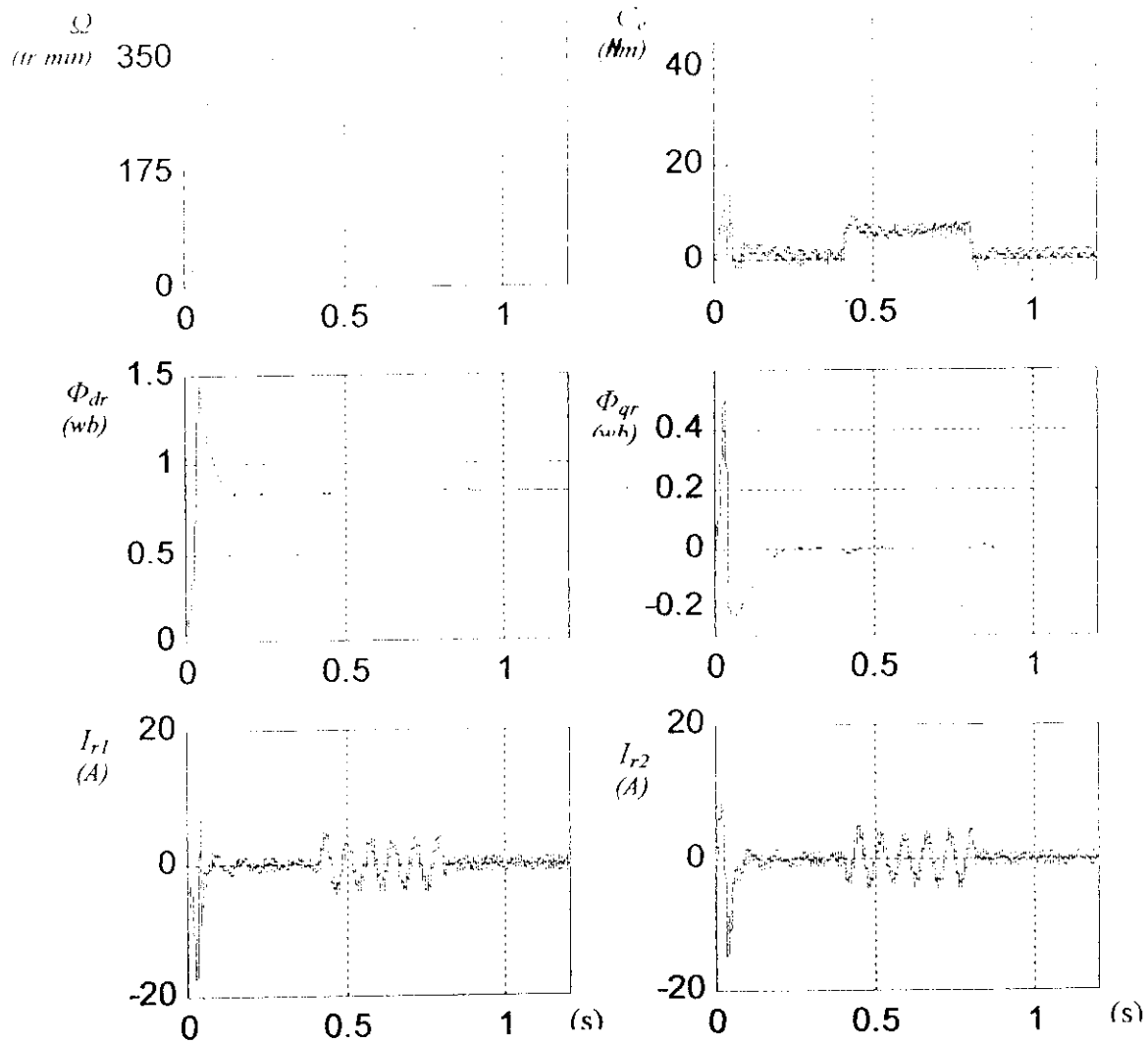


figure (V.13) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur PI classique avec une perturbation du moment d'inertie de 50%.

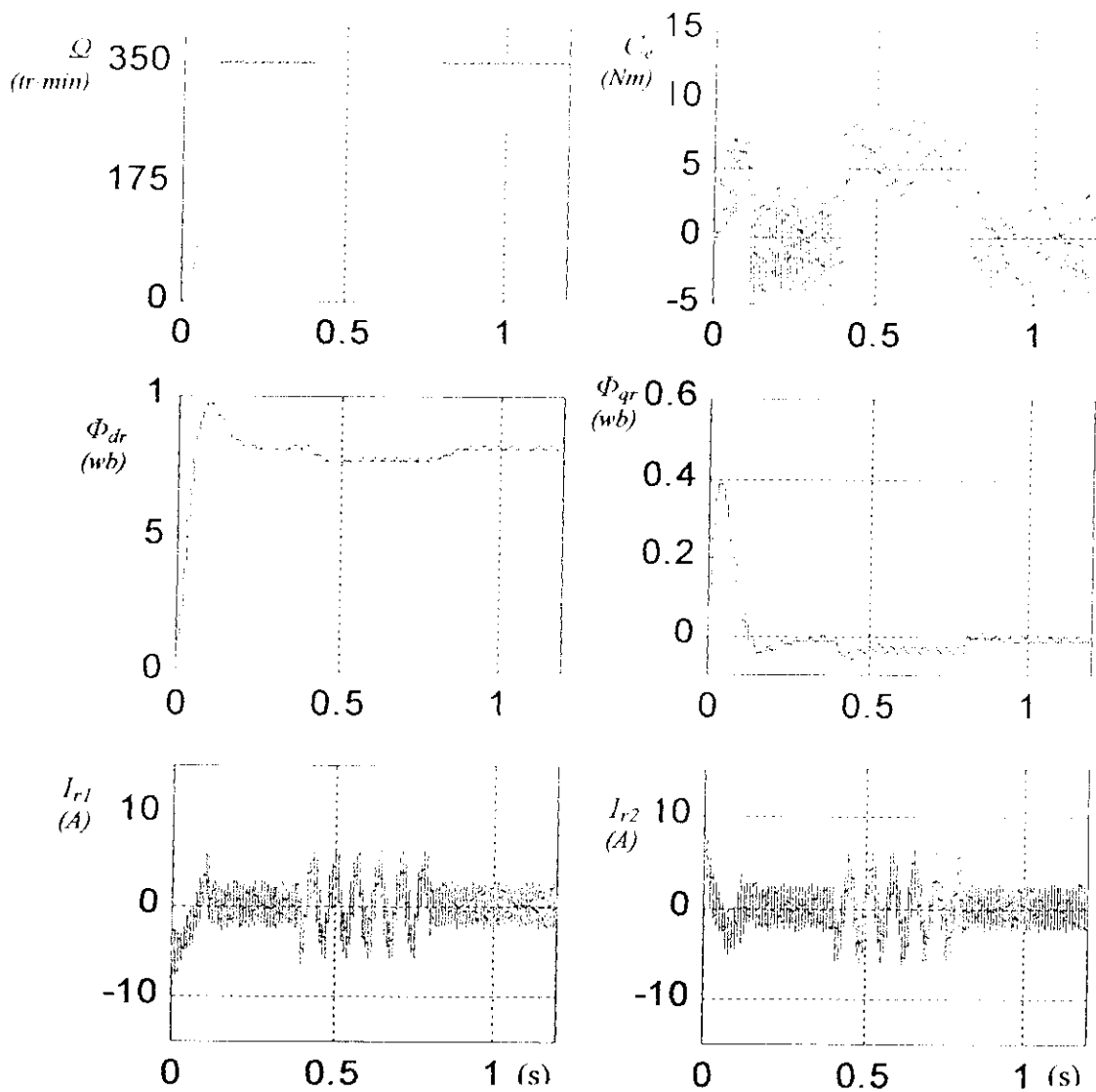


figure (V.14) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou du type Mamdani (9 règles)

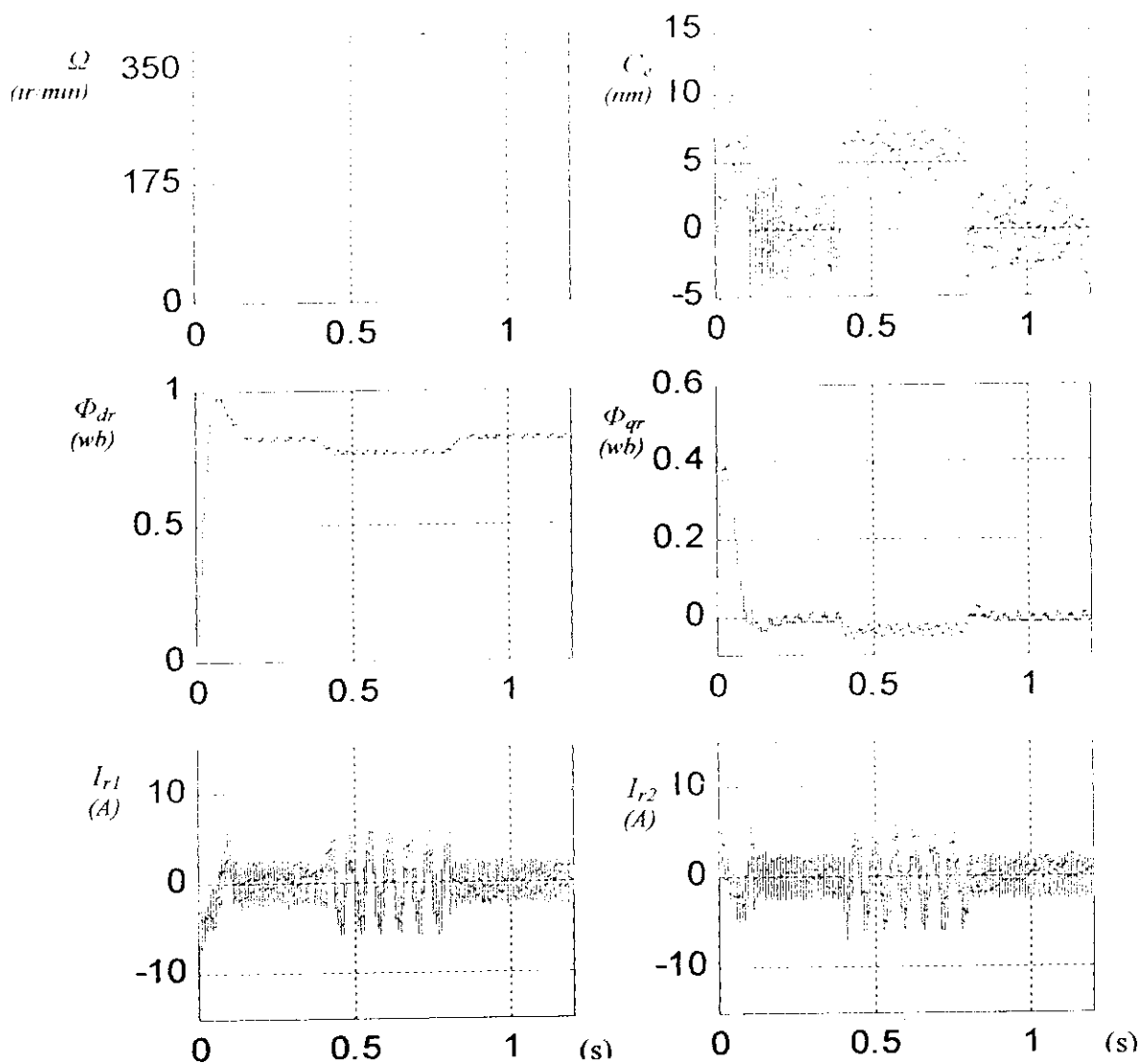


figure (V.15) : Régulation en charge ( $C_r = 6 \text{ Nm}$  à  $t=0.4 \text{ s}$  jusqu'à  $t=0.8 \text{ s}$ ) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou (9 règles) du type Mamdani avec une perturbation de la résistance rotorique de 50%.

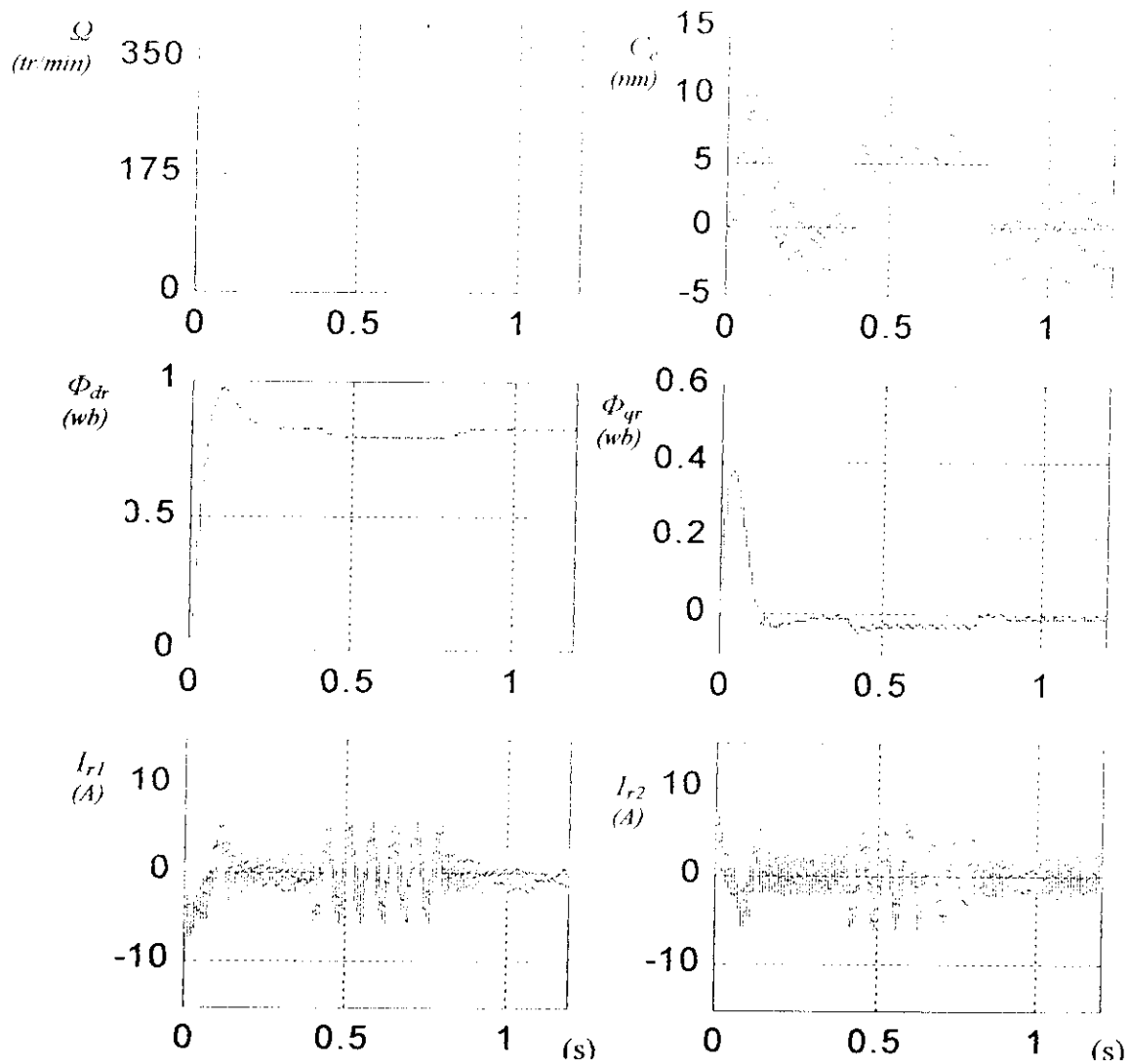


figure (V.16) : Régulation en charge ( $C_r = 6$  Nm à  $t=0.4$  s jusqu'à  $t=0.8$  s) de la vitesse de la MASM alimentée via un onduleur M.L.I par un contrôleur flou (9 règles) du type Mamdani avec une perturbation du moment d'inertie de 50%.

## *Conclusion générale*

Dans ce travail, nous avons appliqué la commande floue à une machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré en premier lieu un modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée en vue de sa commande, l'utilisation de la transformation de Park a permis de réduire le système d'état de la machine pour simplifier son étude, puis nous avons montré le comportement de la machine alimentée par deux tensions déphasées d'un angle de  $\pi/2$ .

Au second lieu nous avons montré différents type d'onduleurs pour l'alimentation de la machine asynchrone monophasée et nous avons consacré le reste de notre étude à la machine alimentée via un onduleur en pont complet, nous avons en effet montré l'effet de l'onduleur sur le comportement de la machine.

Ensuite, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle. Une orientation du flux rotorique par la méthode indirecte est effectuée. Le découpage entre le couple électromagnétique et le flux est maintenu. Puis nous avons effectué le réglage de vitesse en boucle fermée par un régulateur classique PI en utilisant un onduleur de tension commandé par hystérésis puis par MLI, les résultat obtenus montrent la dépendance très forte de ce type de régulateur aux paramètres de la machine et la nécessité d'une modélisation fiable de processus à commander.

En dernier lieu, nous avons présenté l'application de la commande par logique floue pour le réglage de vitesse dans une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone monophasée. Les résultats obtenus semblent prometteurs, étant donné qu'ils présentent des



performances supérieures à celles obtenues par les régulateurs classiques. En effet, la commande floue est plus robuste que la commande classique.

L'inconvénient majeur de la commande par logique floue est l'absence d'une méthode systématique qui permet d'établir les gains d'adaptation. En effet, il a fallu procéder par tâtonnement des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps pour adapter le régulateur flou au réglage de vitesse de la machine asynchrone monophasée.

Comme perspective, il serait intéressant de tester les performances des autres approches de la commande floue comme l'ajustement des paramètres du régulateur de *SUGENO* et des fonctions d'appartenance et de voir leurs apports dans la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux et multiniveaux.

**Annexe 1 :****Calcul du régulateur *PI* :**

Le régulateur *PI* permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne du régulateur soit plus rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique de la machine étant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega$$

soient :

$C_e$  couple électromagnétique de la machine.

$C_r$  couple résistant de la machine.

$\Omega$  vitesse angulaire de la machine.

$J$  moment d'inertie de la machine.

$f$  coefficient de frottement.

On néglige par la suite le couple résistant  $C_r$  et on aura :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega$$

après transformation de Laplace on obtient :

$$J \Omega s + f\Omega = C_e$$

$$\Rightarrow \frac{\Omega(s)}{C_e(s)} = \frac{1}{f + Js}$$

En associant à cette fonction de transfert un Régulateur *PI* et en appliquant un asservissement de vitesse de la machine, on aboutit au schéma suivant :

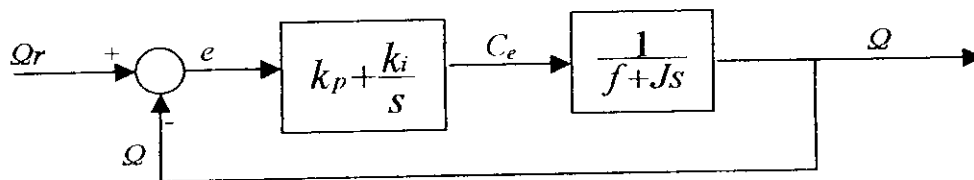


Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse de la MASM.

La fonction de transfert en boucle fermée est calculée à partir du schéma précédent comme suit :

$$\frac{\Omega}{\Omega_r} = \frac{k_p s + k_i}{s(f + Js) + k_p s + k_i}$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_r} = \frac{\frac{1}{J}(k_p s + k_i)}{s^2 + \frac{1}{J}(f + k_p)s + \frac{k_i}{J}}$$

Le polynôme caractéristique de cette fonction de transfert est :

$$p(s) = s^2 + \frac{1}{J}(f + k_p)s + \frac{k_i}{J}$$

En réalisant un placement de pôles dans l'espace complexe comme suit :

$$P_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$$

Ainsi on pourra finalement définir les paramètres du régulateur *PI* comme suit :

$$k_p = 2J\rho^2$$

$$k_i = 2J\rho - f$$

## Annexe II :

### Paramètres de la machine :

$$R_{s1} = 8.4;$$

$$R_{s2} = 8.4;$$

$$L_{s1} = 0.1;$$

$$L_{s2} = 0.1;$$

$$R_r = 3.56;$$

$$L_r = 0.15;$$

$$p=2;$$

$$J = 0.01356;$$

$$f = 0.00182;$$

$$M_{sr} = 0.11;$$

$$k_m = 1;$$

## Bibliographie

- [1] : **ZAIR** : *Commande adaptative par les ajustements flous de la machine asynchrone* (PFE), E.N.P, génie électrique 1999.
  - [2] : **BERKOUK** : *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par un convertisseur direct et indirect* (Doctorat), E.N.P 1995.
  - [3] : **BOULKHARACHEF** : *Méthodologie de la commande de la machine asynchrone incluant la logique floue* (PFE), E.N.P, génie électrique 1997.
  - [4] : **BOUBEKKI** : *Commande d'une machine asynchrone monophasée par réseaux de neurones* (PFE), E.N.P, génie électrique 2002.
  - [5] : **G. SEGUEIR** : *Electronique de puissance : les fonctions de base et leurs principales applications* (7<sup>e</sup> édition), DUNOD éditions.
  - [6] : **BENZINE** : *Réalisation d'une association onduleur machine asynchrone monophasée* (PFE), E.N.P, génie électrique 1993.
  - [7] : **RIZOUG** : *Commande par retour d'état appliquée à la machine asynchrone monophasée* (PFE), E.N.P, génie électrique 1998.
  - [8] : **DERKAOUI** : *Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux* (PFE), E.N.P, génie électrique 1997.
  - [9] : **MAHMOUDI** : *Commande de la machins asynchrone alimentée en tension* (Doctorat), E.N.P 1999.
  - [10] : **Hansruedi BUHLER** : *Réglage par logique floue* ( première édition), presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
  - [11] : **Pierre BORNE** : *Introduction à la commende floue*, éditions TECHNIP (Paris),1998.
  - [12] : **R. FULLER**: *Introduction to neurofuzzy systems*, Physics Verlag edition, 2000.
  - [13] : **BEN YAHIA** : *Commande floue et neurofloue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux* (PFE). E.N.P, génie électrique 1999.
-

## Ouvrages consultés

- [14] : **Michel POLOUDJADOFF** : *Machines asynchrones : régime quelconque*, D 3485, *Techniques de l'ingénieur*.
  - [15] : **Bernard DE FRONEL** : *Alimentation des machines asynchrones*, D 3620, *Techniques de l'ingénieur*.
  - [16] : **Henri FOCH** : *Onduleurs de tension ; structure, principe et application*, D 3176, *Techniques de l'ingénieur*.
  - [17] : **Arnold KAUFMANN** : *Introduction à la logique floue*, R 7032, *Techniques de l'ingénieur*.
  - [18] : **DJAHBAR** : *Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension* (PFE), E.N.P, génie électrique 1995.
  - [19] : **BIDA** : *Influence des modes d'inférence sur la commande floue de la machine asynchrone* (PFE), E.N.P, génie électrique 1998.
-