

N° d'ordre :



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
Université Mohamed Boudiaf - M'sila
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكترونيك
Département d'Electronique



MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : DJAIDJA ABDELBASET

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : Contrôle industriel

Thème

**Commande adaptative floue basée sur la
minimisation d'erreur d'état**

Soutenue le : 08-06-2015 devant le jury composé de :

BENHACENE Madani

M.C.B - Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Président

FODIL Malika

M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Encadreur

DJERIOU Mohamed

M.A.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Examineur

Promotion : Juin 2015

Remerciements

Je remercie tout d'abord dieu qui m'a donné la force pour réaliser ce mémoire.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre encadreur M.fodil , qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs encouragements et surtout sa gentillesse.

Je remercie vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Je présente mes chaleureux remerciements aux enseignants du département de génie électrique pour leurs aides et leurs orientations durant les années de formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À ma très très chère mère source de tendresse

À mon très cher père, qui m'encourage

Dans les instants délicats

À mes chers frères

À tous mes amis

À tous mes amis d'études

À toute ma grande famille djaidja.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre : I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1 INTRODUCTION	3
I.2 CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE	3
I.2.1 Les organes mécaniques	4
I.2.2 Le stator	4
I.2.3 L'entrefer	4
I.2.4 Le rotor	5
I.3 UTILISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	5
I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE	6
I.5 GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONE TRIPHASEES	6
I.5.1 définition	6
I.6 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	7
I.6.1 Hypothèses simplificatrices	7
I.6.2 Mise en équations	8
I.6.2.1 Equations électriques	8
I.6.2.2 Equations magnétiques	8
I.6.2.3 Equations mécaniques	10
I.7 TRANSFORMATION DE PARK	11
I.8 EQUATION ELECTRIQUES ET MAGNETIQUE DANS LE REPERE DIPHAASE.....	15
I.9 DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS	15
I.9.1 Référence (α, β)	16
I.9.2 Référence (x,y)	17
I.9.3 Référence (d,q)	17
I.9.4 MISE EN EQUATION D'ETAT	18
I.10 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	19
I.11 ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE	20
I.11.1 Modélisation de l'onduleur de tension	21
I.11.2 PRINCIPE DES STRATEGIES DE COMMANDE	22
I.11.2.1 Commande en tension MLI	22
I.11.2.2 Commande des courants par hystérésis	23
I.12 Simulation de l'ensemble onduleur machine	23
I.13. Interprétation des résultats de simulation	26
I.14. Conclusion	27

Chapitre : II

Commande par la logique floue

II.1	Introduction	28
II.2	La logique floue	28
II.2.1	Définition	28
II.2.2	Quelques avantages de la logique floue	29
II.2.3	Les inconvénients	29
II.2.4	Application de la logique floue	29
II.3	La Commande Floue	30
II.3.1	But de la Commande Floue	30
II.3.2	Les Bases de la Commande Floue	30
II.3.2.1	Variables linguistiques et ensembles flous	30
II.3.2.2	Fonctions d'appartenances	30
II.3.3	Opérateurs	31
II.4	La structure d'une Commande Floue	32
II.4.1.	Base de règles	32
II.4.2.	Moteur d'inférence	33
II.4.3.	Interface de fuzzification	33
II.4.4.	Interface de défuzzification	34
II.5	Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS	35
II.5.1.	REGULATEUR DE TYPE MAMDANI	35
II.5.1.1	Synthèse du régulateur	35
II.5.2	REGULATEUR DE LA VITESSE	37
II.5.2.2	Régulateur à trois ensembles flous	40
II.5.2.3	Résultats de simulation	41
II.5.3	REGULATEUR DE TYPE SUGENO	45
II.5.3.1	Conception d'un régulateur flou	47
II.5.3.2	Algorithme d'apprentissage	49
II.5.3.3	Résultats de simulation	53
II.5.4.	Robustesse	56
II.6.	CONCLUSION	57

Chapitre : III

Commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur d'état

III.1	Introduction	58
III.2	Commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur d'état	59
III.2.1	identification du système à régler par les systèmes flous	59
III.2.2.	Preuve de la bornitude de l'erreur d'identification	62
III.2.3	calcul de la commande	63
III.2.4	Application à la MAS	63
III.2.4.1	réglage de la vitesse	64
III.2.5	Simulation numérique	65
III.2.5.1	comportement dynamique avec variation de charge	66
III.2.5.2	comportement dynamique avec inversion de vitesse	67
III.2.5.3	comportement dynamique avec variation paramétrique	68
III.2.6	Interprétation des résultats	69
III.2.7	Conclusion	69

CONCLUSION GENERALE	70
BIBLIOGRAPHIE	72
ANNEXES.....	75

Liste des figures

Figure (I.1) : Machine asynchrone.....	6
Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	7
Figure (I.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.....	16
Figure (I.4): Démarrage en pleine tension suivi par l'application d'un couple résistant.....	20
Figure (I.5) : Schéma de principe de l'onduleur de tension.....	21
Figure (I.6) : Principe de réglage par hystérésis.....	23
Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r=10 \text{ N.m}$) après un démarrage à vid.....	24
Figure (I.8) :Résultats de Simulation de la MAS alimenté en tension et en inversons le sens de rotation	25
Figure (II.1): Schéma synoptique d'un régulateur flou.....	32
Figure (II.2) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.....	36
Figure (II.3) : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS.....	38
Figure (II.4) : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.....	40
Figure (II.5.a): Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge.....	43
Figure (II.5.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.....	44
Figure (II.6) : Réseau de neurone basé sur le modèle flou de Sugeno.....	48
Figure (II.7) : Représentation d'un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre 1.....	51
Figure (II.8.a) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge.....	54
Figure (II.8.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la Marche.....	55
Figure (II.8.c) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variations	

Paramétriques.....	56
Figure (III-1) : schéma représente les différentes techniques de la commande floue	
Adaptative.....	59
Figure(III-2) : schéma d'identification basée sur la minimisation de l'erreur d'état.....	60
Figure(III-3) : structure de réglage de vitesse/position par la méthode de commande floue	
adaptative indirecte basée sur la minimisation de l'erreur d'état.....	64
Figure (III-4) :comportement dynamique avec variation de charge.....	66
Figure (III-5):comportement dynamique avec inversion de vitesse.....	67
Figure(III-6) : comportement dynamique avec variation paramétrique.....	68

Liste des tableaux

Tableau (II.1) : Base de règles	41
Tableau (II.2) : Règles d'inférence floue.	50
Tableau(III-1) : coefficients de réglage de la vitesse	65

Notations et Symboles

MAS	:Machine asynchrone
FLC	:Fuzzy logic control
FNN	:Fuzzy neural network
A.A.P	:Algorithme d'adaptation paramétrique
s, r	:Indice correspondants au stator et au rotor
a, b, c	:Indice correspondants aux trois phases a, b, c
d, q	:Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
L_s, L_r	:Inductance cyclique statorique et rotorique par phase
M	:Inductance mutuelle cyclique
R_s, R_r	:Résistances d'enroulements statorique, et rotorique par phase
$T_r = L_r / R_r$	:Constante du temps rotorique
f	:Coefficient de frottement
P	:Nombre de paires de pôles
C_{em}	:Couple électromagnétique
J	:Moment d'inertie du moteur
θ_s, θ_r	:Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	:Pulsations électriques statorique et rotorique
Ω	:Vitesse mécanique du rotor
ϕ_s, ϕ_r	:Flux statorique et rotorique
V	:Tension
I	:Courant
C_r	:Couple de charge
μ	:Fonction d'appartenance
e	Erreur
Δe	:Variation de l'erreur
u	:La commande
Δu	:Variation de la commande
$G_u, G_{\Delta u}$	:Gain de normalisation de la commande et sa Variation

R_k	:Règle floue
x	:Variable d'état
$y_d^{(n)}$	:Signal de référence
$\hat{u}$	:La commande approximé par in système flou de Sugeno
$p(t)$	:Gain de l'algorithme d'estimation
Γ	:Matrice des gains d'adaptation
u_{gl}	:Terme du mode de glissement
S	:Erreur filtrée
V	:Fonction de Lyapunov
θ_f, θ_g	:Paramètres des prémisses et des conséquences
$\tilde{\theta}$	:Erreur paramétrique
$W(\cdot)$	:Matrice de fonctions floues de base
$\varepsilon_f, \varepsilon_g$	:Erreurs de reconstruction
$\bar{\varepsilon}_f, \bar{\varepsilon}_g$	:Bornes des erreurs de reconstruction
K	:Gain du terme du mode de glissement
η, λ	:Gains d'adaptations constants



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les développements sans cesse des techniques de réglage et de la micro-informatique ont conduit à l'apparition des procédés industriels à base de variateurs de vitesse de plus en plus performants. Les caractéristiques de ces variateurs influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte les industriels optent actuellement pour les ensembles convertisseur statique- moteur asynchrone à cage d'écureuil, en raison, d'une part, de leur robustesse et de leur faible coût et, d'autre part, de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutation très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implantation des stratégies de commande assez complexes.

De nos jours, un grand nombre de publication a été dédié au problème de commande des systèmes non linéaires. La commande vectorielle qui permet de ramener la commande de la machine asynchrone a une commande linéaire similaire a celle de la machine a courant continu présente une sensibilité en présence des variations paramétriques.

Pour faire face à ce problème, l'approche floue sera utilisée dans ce travail. Cette technique a une grande capacité d'apprentissage et de prise de décisions dans des environnements incertains[32]et exploite des descriptions linguistiques donnée par une condition de type (SI – ALORS) basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain qui est plus connue sous le vocable de la logique floue. Cette théorie est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi A. Zadeh en 1965 par la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui représentent et utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines.

La première application de la logique floue en commande des systèmes est du à E.H. Mamdani et A. Assilian en 1974 suivi par de nombreux publications étudiée par des chercheurs spécialisées en commande floue dans différents domaines d'applications.

La technique de commande floue est souvent présentée comme une technique robuste capable de compenser quasi naturellement les incertitudes et/ou le manque des connaissances précises quant au processus à commander. Si le besoin pour les systèmes dynamiques variant dans le temps nécessite l'ajustement des paramètres de la loi de commande ou si la base de règles est difficile à construire, les techniques de commande adaptatives s'imposent [31].

Dans ces techniques la propriété d'approximation universelle des systèmes flous est exploitée, La synthèse des lois de commande adaptatives, souvent basée sur la théorie de Lyapunov afin d'assurer la stabilité du système global.

Par conséquent la combinaison de l'adaptativité et de l'incertitude a permis de dériver les régulateurs adaptatifs flous. Nous proposons dans ce mémoire une commande adaptative à base de systèmes flous appelé la commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur d'état appliquée à la machine asynchrone.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. En utilisant La transformation de Park. L'association de la machine à un onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis est mise en évidence.

Dans la seconde, nous donnons les notions de base sur la logique floue juste nécessaires pour notre application, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines et imprécises. Dans un premier lieu, un régulateur flou à gains fixes est synthétisé en utilisant sept fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrée et de sortie. Afin d'améliorer les performances, un régulateur flou de type Sugeno est utilisé pour réduire le nombre de règles.

Le troisième chapitre présente le développement d'une commande floue adaptative stable indirecte basée sur les systèmes floue à savoir, la commande floue adaptative indirect basée sur la minimisation de l'erreur d'état. Cette technique utilise la théorie de Lyapunov pour établir une loi d'adaptation assurant la stabilité en boucle fermée ainsi la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro.

Enfin, une conclusion générale de cette étude et des perspectives de développement sont présentées.

L'annexe de ce mémoire contient les paramètres de la machine utilisés pour la simulation.

Chapitre I

***Modélisation et Simulation de
la Machine Asynchrone***

I. 1: INTRODUCTION

L'utilisation des machines électriques est l'objet d'une évolution très rapide, les moteurs à courant alternatif ont tendance à remplacer les moteurs à courant continu dans de nombreuses applications en raison de l'handicap du collecteur mécanique, de l'évolution de la conception des machines à courant alternative et de leur association à des commandes électroniques performantes. Le développement de l'entraînement électrique est étroitement lié à la modélisation de la machine électrique qui est la phase la plus primordiale. La modélisation donc permet de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale et de concevoir des systèmes de commande performante. Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies: choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité [1].

Mathématiquement, les machines asynchrones sont représentées sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme d'équation différentielle à coefficients fonctions périodiques du temps. La résolution de tel système nécessite souvent un calcul important et difficile, l'utilisation de la transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de contourner cette difficulté.

I. 2: CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage de stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales et un monobloc en fonte ou en acier. Sur chaque moteur est fixé côté opposé à l'accouplement un capot, en tôle d'acier ou alliage d'aluminium ou polyester thermodurcissable armé de fibre verre, à l'intérieur du quelle se trouve le ventilateur monté sur l'arbre. Les circuits magnétiques sont fabriqués avec de la tôle magnétique au silicium, à faible pertes et isolée double face, elle est découpée à la presse, encochée puis empilée.

Le bobinage statorique ou rotorique des moteurs à bagues est réalisé en fil de cuivre rond isolé à l'émail synthétique pour les moteurs à basse tension (jusque 660v) ou en fil méplat émailler ou nu isolé par ruban de mica dans le cas des moteurs à moyenne et haute tension (jusque 15kv) [5].

I. 2. 1: Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.....), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuge, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [8].

I. 2. 2: Le stator :

Cette partie fixe de la machine crée le champ tournant. Elle est organisée en un circuit magnétique circulaire et creux. Sur la périphérie interne des encoches sont aménagées pour recevoir les enroulements du bobinage.

Son alimentation peut être effectuée directement par le réseau industriel triphasé ou par le biais d'un convertisseur d'énergie adapté pour permettre une variation de vitesse.

I. 2. 3: L'entrefer

Cette partie amagnétique est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre). Cette caractéristique appelle plusieurs remarques :

- L'épaisseur réduite rend la taille de l'entrefer sensible aux variations dues aux encoches statorique.

Ceci crée des harmoniques dites d'encoches. Pour les réduire, les encoches sont fermées par des cales magnétiques qui maintiennent le bobinage.

- Sur les machines volumineuses, un si faible épaisseur impose peu de fléchissement de la partie centrale.

Il doit en être tenu compte dans le dimensionnement mécanique.

I. 2. 4: Le rotor

C'est par le rotor, la partie mobile, que la machine asynchrone se distingue de l'autre machine triphasée, la machine synchrone. De manière générale, le rotor est le siège de grandeurs électromagnétiques variables. Pour limiter les pertes, le circuit magnétique sera donc feuilleté.

I. 3:UTILISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

Avec les technologies récentes avancées faites sur les microprocesseurs, il est maintenant possible de développer des contrôleurs fiables, qui permettent de contrôler le moteur asynchrone avec la précision et la dynamique requise pour les applications de systèmes asservis. De plus, le moteur asynchrone est certainement le moteur le plus robuste et le mieux connu actuellement [5].

Le moteur asynchrone est considéré comme le moteur universel de l'industrie. Il est estimé comme étant utilisé dans 80% des applications industrielles, bien que la plus-part soit des applications à vitesse constante telles que les ventilateurs et les pompes. Les principaux avantages des moteurs asynchrones sont la robustesse de sa conception, sa facilité de maintenance et son faible cout de construction (absence de matériaux couteux) et d'opération. Comparé à un moteur à courant continu à aimants permanents équivalent, le moteur asynchrone peut atteindre potentiellement de plus grandes vitesses avec un poids et une inertie moindres. De plus, ils n'ont pas les problèmes de maintenances liés aux balais.

Dans un moteur asynchrone le rotor produit de la chaleur difficile à évacuer tout comme cela est le cas pour le moteur à courant continu avec balais. Le moteur à induction n'est pas non plus capable de rivaliser avec les densités de flux produites par les aimants permanents en matériaux terre-rare. Ainsi, le moteur à induction est plus volumineux et plus lourd que les moteurs équivalents à aimants permanents.

I. 4 : Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [6]:

Avantage	Inconvénient
- La robustesse - La simplicité de construction - Leurs bas couts - Un rendement excellent	- Non découplage naturel - Non linéarités

I.5 : Généralités sur les machines asynchrones triphasées

I. 5. 1: Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [7].

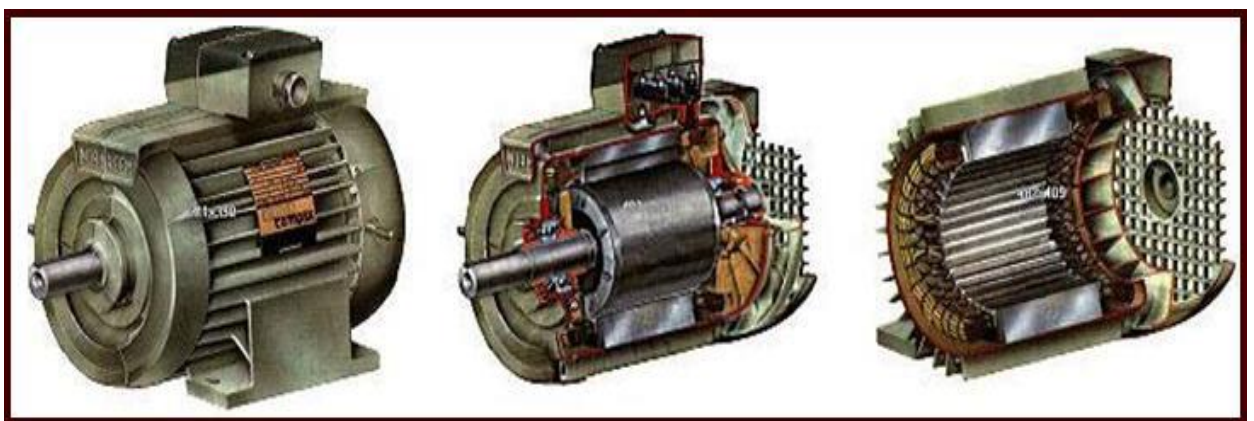


Figure (I.1) : Machine asynchrone.

I.6: modélisation de la machine asynchrone triphasée

I. 6. 1: Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [5] :

- Entrefer constant, effet d'encoche négligé.
- Pas de variations des résistances des enroulements rotoriques et statoriques en fonction de

la température

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau

sont négligeables.

- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.2), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $(2\pi/3)$, ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (r_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (s_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

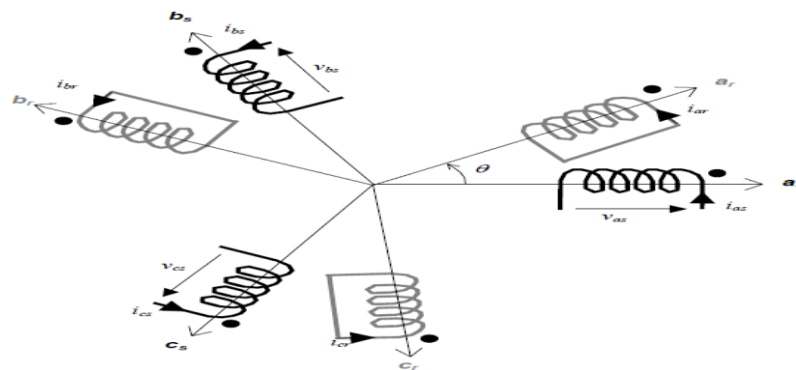


Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

I. 6. 2: Mise en équations

I. 6. 2. 1: Equations électriques

a. Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

En désignant par:

V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

Φ_{sa} , Φ_{sb} , Φ_{sc} : Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

r_r : Résistance d'une phase rotorique.

I. 6. 2. 2: Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & I_s & M_s & M_2 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & I_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & I_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & I_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

M_1, M_2, M_3 : Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.6)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_{rr}][i_{rabc}] \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

I. 6. 2. 3: Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I.9})$$

C_e : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple de charge

J : Moment d'inertie du moteur

Ω : Vitesse mécanique du rotor

f : Coefficient de frottement

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.7: TRANSFORMATION DE PARK

Le passage d'un système triphasé vers un système biphasé (α, β) fait appel à une matrice normée B qui est souvent utilisée pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Cette transformation appelée transformation de Clark, son application aux équations de la machine asynchrone est donnée comme suit :

$$B[V_{abcs}] = [V_{\alpha\beta s}] = B \left\{ R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \right\}$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\phi_{\alpha\beta s}] \quad (I.11)$$

Avec

$$B = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

On a réduit le système de trois équations à un système de deux équations, de même pour le rotor :

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{\alpha\beta r}] \quad (I.12)$$

Ainsi pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3×3 des inductances vont être réduites à des matrices 2×2 . On a alors l'apparition des inductances cycliques suivantes :

$$L_s = l_s - m_s$$

$$L_r = l_r - m_r$$

$$M = \frac{3}{2} m_{sr}$$

Ce qui conduit à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \\ \dots \\ \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \cdot & M.p(\theta) \\ 0 & L_s & \cdot & \\ \dots & \dots & \cdot & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & L_r & 0 \\ M.p(-\theta) & \cdot & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Où la matrice $p(\theta)$ est la matrice de rotation $p(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

On dispose a présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères séparés .Les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère (α, β) stator et les grandeurs rotoriques le sont dans le repère (α, β) rotor. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun.

On choisit alors de transformer les grandeurs statoriques et rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. C'est la transformation de Clark suivie d'une rotation qui constitue la transformation de Park. La transformation de Park c'est le passage d'un repère (α, β) qui est toujours fixe par rapport au repère (a b c) vers un repère (d q) qui est mobile. Il forme un angle par rapport au repère (α, β) appelé angle de transformation de Park ou angle de Park. Prenons l'angle de transformation statorique respectivement rotorique θ_s (resp θ_r). Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations de tensions. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les grandeurs statorique et rotorique sont transformées

$$[x_{\alpha\beta s}] = p(\theta_s)[x_{dqs}]$$

$$[x_{\alpha\beta r}] = p(\theta_r)[x_{dqr}]$$

Donc les équations aux tensions deviennent :

$$[V_{dqs}] = R_s [i_{dqs}] + \dot{\theta}_s p\left(\frac{\pi}{2}\right) [\phi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] \quad (\text{I.14})$$

$$[V_{dqr}] = R_r [i_{dqr}] + \dot{\theta}_r p\left(\frac{\pi}{2}\right) [\phi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqr}] \quad (\text{I.15})$$

Ou $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles de transformations de Park des grandeurs statorique et rotorique respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & . & M & 0 \\ 0 & L_s & . & 0 & M \\ \dots & \dots & . & \dots & \dots \\ M & 0 & . & L_r & 0 \\ 0 & M & . & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (angles entre stator et rotor). Les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Les équations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \dot{\theta}_s \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dot{\theta}_s \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} - \dot{\theta}_r \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \dot{\theta}_r \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

L'expression du couple électromagnétique et celle du mouvement pour une machine asynchrone multipolaire s'écrit comme suite :

$$\begin{aligned}
C_{em} &= p(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\
C_{em} &= p(\phi_{qr}i_{dr} - \phi_{dr}i_{qr}) \\
C_{em} &= pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\
C_{em} &= \frac{pM}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds})
\end{aligned} \tag{I.19}$$

La dernière équation est souvent utilisée dans la commande.

$$\begin{aligned}
J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f\Omega \\
\Omega &= \frac{\omega}{p} \quad d\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\omega}{dt}
\end{aligned} \tag{I.20}$$

Avec

C_{em} : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple de charge

J : Moment d'inertie du moteur

P : Nombre de paires de pôles

Ω : Vitesse mécanique du rotor

f : Coefficient de frottement

I.8: EQUATION ELECTRIQUES ET MAGNETIQUE DANS LE REPERE DIPHASE

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v). Après tout développement de calcul, les équations (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M_0 = 3/2 M$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I. 9 : DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [9]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux présentés dans la figure (I.3).

- ✓ Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (— — —)
- ✓ Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (- - -)
- ✓ Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_r)$ (· · ·)

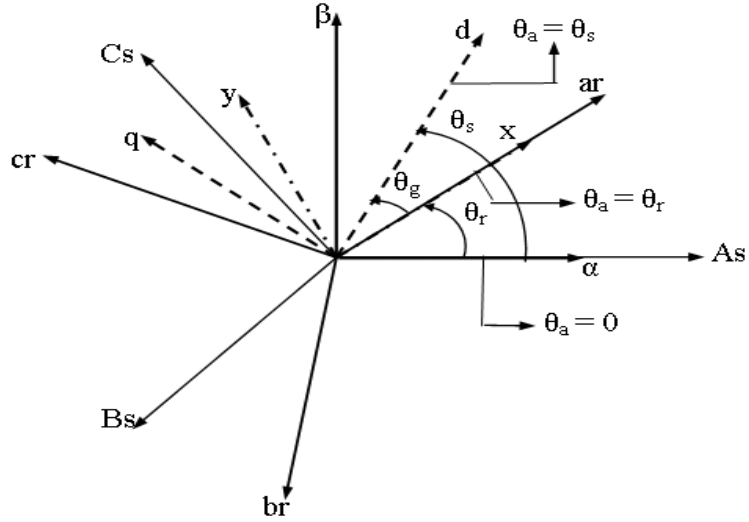


Figure (I.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

I. 9. 1: Référence (α, β)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \implies \begin{cases} U \rightarrow \beta \\ V \rightarrow \alpha \end{cases} \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

I. 9. 2:Référence (x,y)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

I .9.3. Référence (d,q) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \omega_s = \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a \quad \text{avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux [10].

I. 9. 4: MISE EN EQUATION D'ETAT

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U]$$

[U] : vecteur de commande,

[Y] : vecteur de sortie,

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système,

[B] : matrice d'application de la commande,

[C] : matrice de sortie (matrice d'observation),

[D] : matrice de transmission directe.

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[I_{sd} \quad I_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]$ comme vecteur d'état.

On utilisant les relations (I.25) et (I.26), et après arrangement le système prend la forme générale suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -R_t I_{sd} + \omega_a I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -R_t I_{sq} - \omega_a I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.31)$$

Donc la représentation d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_a & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ -\omega_a & -R_t & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec :

$$R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma T_r}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

I. 10:SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La figure (I.4) montre l'évolution de la vitesse (ω), du couple électromagnétique (C_{em}), du courant statorique d'une phase (i_{as}), (i_{qs}), ainsi que les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) lors d'un démarrage de la machine suivis d'une application du couple de charge.

Au démarrage nous remarquons que la vitesse oscille légèrement (régime transitoire) et cela est dû à l'inertie des masses tournantes ensuite la vitesse atteint son régime permanent après un temps de 0.25s.

La courbe du couple (C_{em}) présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes, ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation, après avoir atteint le régime permanent la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 10Nm durant un intervalle de temps de 0.5 s.

Nous remarquons que lors de l'application de perturbation de charge, le couple électromagnétique compense cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Alors que, la vitesse présente une décroissance qui se traduit par un glissement. On remarque également que les flux rotoriques subissent une croissance significative.

Au démarrage la machine asynchrone soumise à la pleine tension est analogue à un transformateur statique, aux premiers instants, le courant (i_{as}) présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement après quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et amplitude constante.

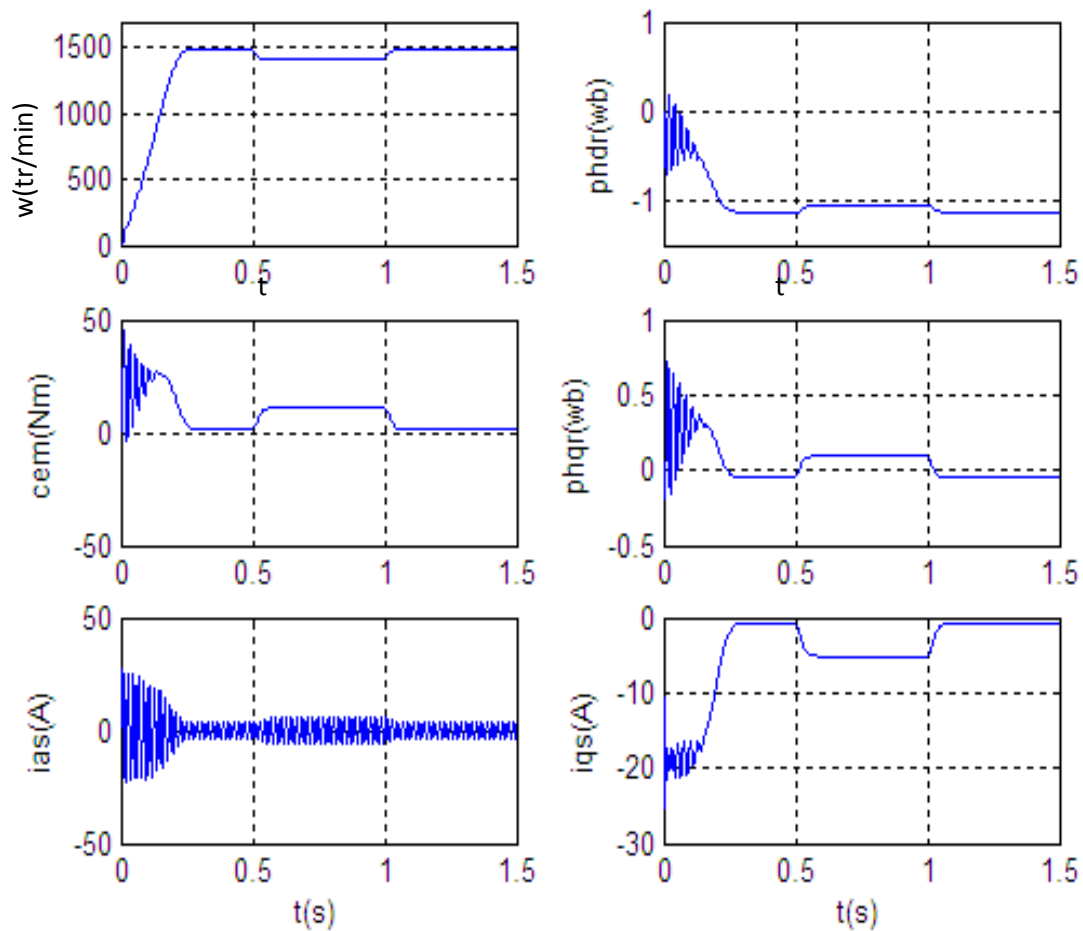


Figure (I.4) : Démarrage en pleine tension suivi par l'application d'un couple résistant

($C_r=10\text{Nm}$) à l'intervalle de temps $t= [0.5,1]$ s.

I. 11: ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE

Le réglage de la vitesse du rotor de la machine asynchrone se réalise par une tension d'amplitude et de fréquence réglable, pour cela, il faut alimenter la machine asynchrone par un onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

I. 11.1: Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques continus alternatifs permettant de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

La figure (I.5) représente le schéma principe de l'onduleur, il est composé d'un pont de trois phase avec six transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$). Les semi conducteurs sont considérés comme des interrupteurs idéaux (le temps de commutation, la chute de tension à l'état passant et le courant à l'état bloqué sont nuls).

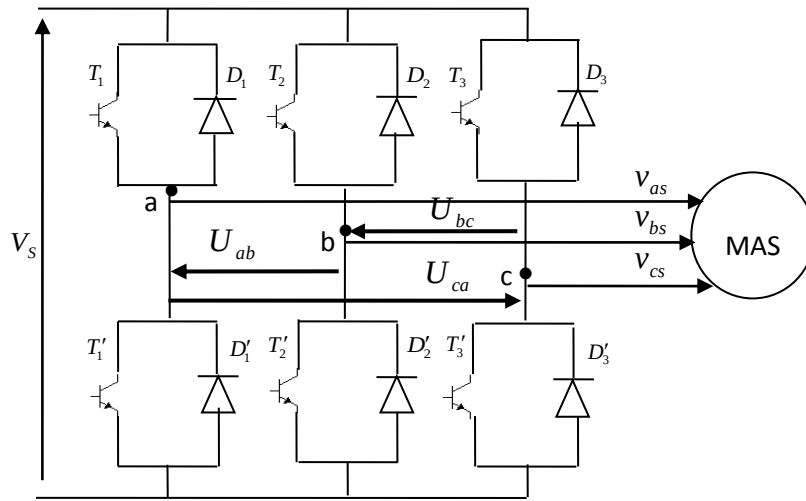


Figure (I.5) : Schéma de principe de l'onduleur de tension

Chaque bras est formé de deux interrupteurs de commandes complémentaires définis par une fonction de connexion donnée comme suit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1 \quad (I.33)$$

Avec : f_{c1} : Fonction de connexion de la phase a

Ce convertisseur se caractérise par un modèle ne possédant que deux tensions modulées (la troisième étant implicitement déterminée par connaissance de deux autres)

$$U_{ab} = (f_{11} + f_{12})V_s$$

$$U_{bc} = (f_{12} + f_{13})V_s \quad (\text{I.34})$$

Du fait que les enroulements du stator sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0$$

Suivant ces équations on obtient les tensions simples comme suit:

$$\begin{cases} v_{as} = V_s \left(\frac{2f_{11} - f_{12} - f_{13}}{3} \right) \\ v_{bs} = V_s \left(\frac{-f_{11} + 2f_{12} - f_{13}}{3} \right) \\ v_{cs} = V_s \left(\frac{-f_{11} - f_{12} + 2f_{13}}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Avec V_s la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques f_{11} , f_{12} , f_{13} , celles-ci dépendent de la stratégies de commande de l'onduleur.

I. 11. 2:PRINCIPE DES STRATEGIES DE COMMANDE

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est base sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoidale. Si n'est pas le cas, les commandes sont les courants, on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta) [2], [3], [12].

I. 11. 2. 1:Commande en tension MLI

Dans cette stratégie, les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'une onde porteuse avec une onde de référence. la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Celle-ci représente la tension sinusoïdale désirée de fréquence f .

I. 11. 2. 2 : Commande des courants par hystérésis

Dans cette stratégie, le contrôle des courants par hystérésis se fait par la commande des interrupteurs de l'onduleur de sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limité dans une bande d'hystérésis c'est à dire une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence figure (I.6)

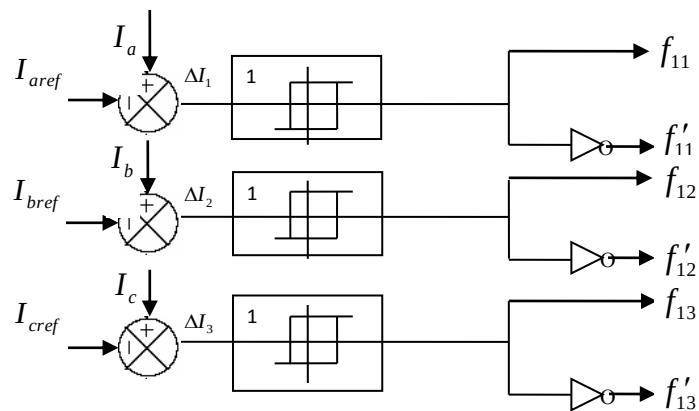
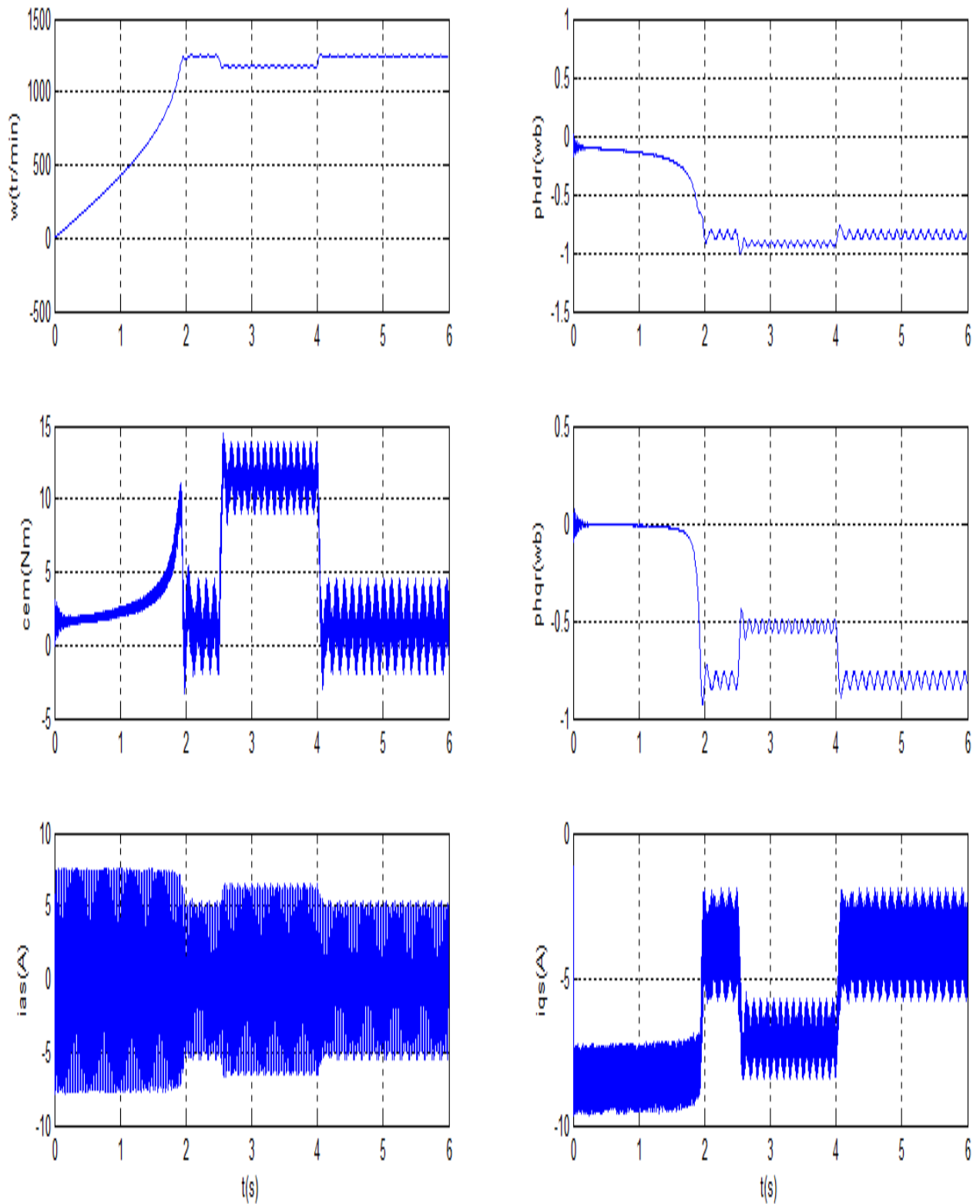


Figure (I.6) : Principe de réglage par hystérésis.

I.12. Simulation de l'ensemble onduleur machine :

- Démarrage à vide avec application d'une charge à ($t > 2.5$ & $t < 4$) ($C_r = 10 \text{ N.m}$)

1



Figure(I.7) Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r = 10 \text{ N.m}$) après un démarrage à vide.

➤ Inversion de la vitesse

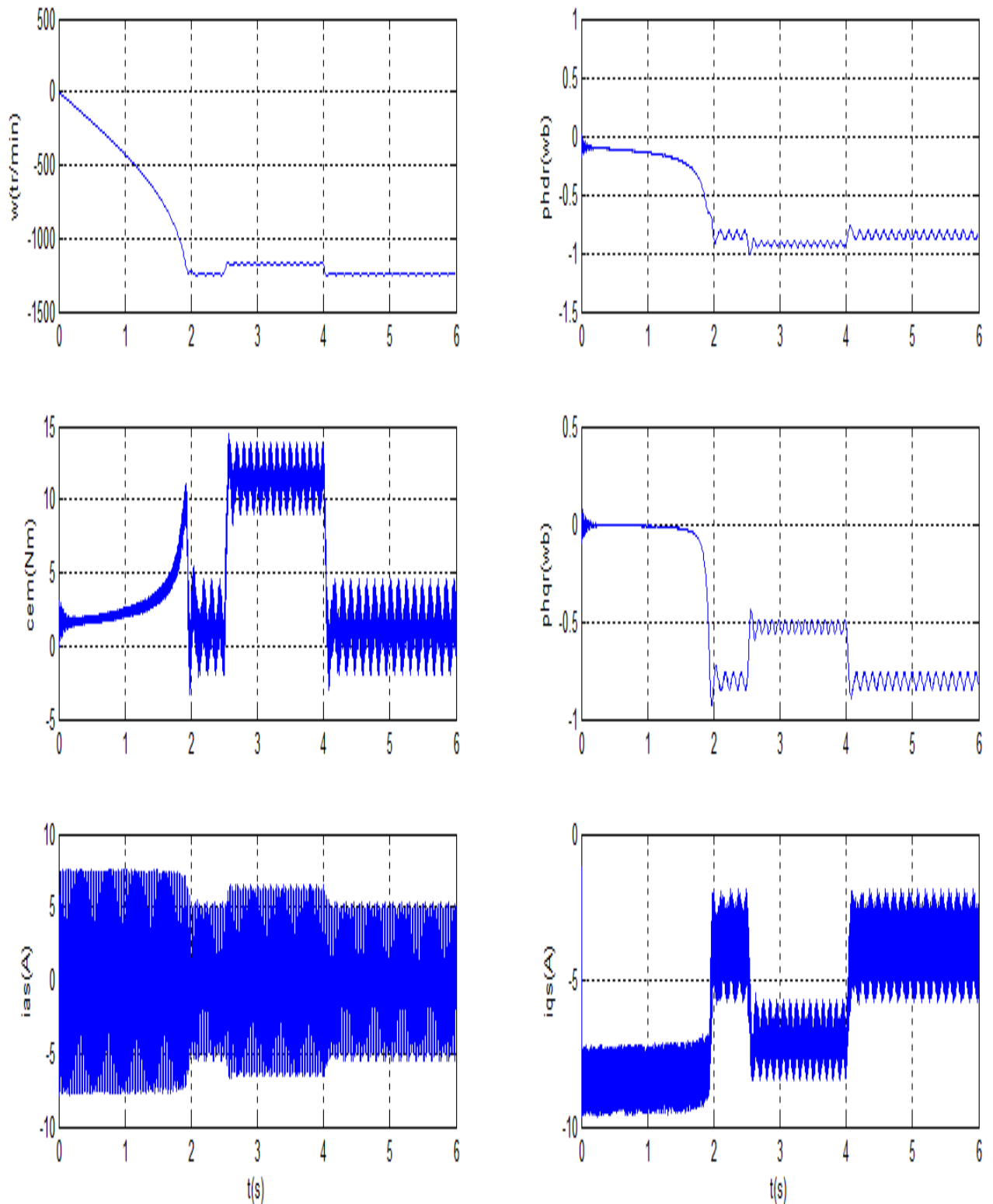


Figure I.8 Résultats de Simulation de la MAS alimenté en tension et en inversons le sens de rotation

I. 13:Interprétation des résultats de simulation :

En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes de la figure (I.4) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de **0.2s**), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.

L'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ "**0.25 S**", la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 10 \text{ N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à ($t > 2.5$ & $t < 4$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I-7):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

En troisième étape, maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à une vitesse de (-1300 tr/min), les résultats obtenus sont donnés par la Figure (I.8)

Le couple électromagnétique présente d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro, le courant prend des oscillations avec une amplitude plus importante puis garde la même forme sinusoïdale au début. Le flux est diminué puis garde la forme du début.

I. 14: Conclusion

Dans ce premier chapitre nous nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis.

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation a permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande par la logique floue.

Chapitre II
Commande par Logique floues

II.1: Introduction

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé, ses premières approches ont apparus avant les années 1940 par des chercheurs américains, mais, le concept de sous ensembles flous a été proposé la première fois par Lotfi ZADEH, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Il a contribué à la modélisation des phénomènes sous forme floue. La première fois où on a appliqué la commande floue dans la régulation d'un processus industriel était en 1974 par M. Mamdani sur une chaudière. Après ce travail, elle a connu un réel succès dans la modélisation des systèmes non linéaires et complexes ainsi que dans la commande des processus.

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande. Le but de ce chapitre est de présenter la logique floue et son application sur la commande de la machine asynchrone. Nous allons aborder une présentation intuitive et nous n'allons pas entrer dans les détails.

II.2: La logique floue

L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances approfondies sur cette théorie et son utilisation dans la commande, d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables. La logique floue est à l'image de logique binaire, clairement et logiquement étayée à l'aide de théorie mathématique [13]. Elle est apparue en 1965 avec la publication par LOTFI ZADEH d'un article intitulé « les ensembles flous » [14]. La logique floue permet de manipuler des symboles et d'inférer des actions en utilisant des règles logiques à partir des prémisses imprécises ou incertaines [15]. En 1975 Mamdani a développé à partir de quelques principes de la logique floue une stratégie de contrôle de procédé, par la suite ces travaux ont été repris, et les techniques utilisées dans les réalisations récentes sont issues [16].

II. 2. 1: Définition

Logique floue : « logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité » [17].

II. 2. 2 : Quelques avantages de la logique floue

- Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique. Cela évite des années

De travail sur des modèles.

- Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.
- Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple Simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des Microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroître le Rendement puisque cela réduit la programmation.
- L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique Floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au Tout.
- On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).

II. 2. 3: Les inconvénients

- réglage empirique.
- performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace)

II. 2 .4: Application de la logique floue

Les domaines d'applications de la logique floue concernant principalement les problèmes où les données ne peuvent être formulées de manière explicite, ainsi que des techniques de contrôle et de réglages, lorsque les moyens classiques atteignent leurs limites (Exemples systèmes non linéaires, etc.). La logique floue est bien connue par des automaticiens pour ses applications dans le contrôle et commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique [13], Son but est de traiter les problèmes de commande de processus avec une approche différente de l'automatique classique.

II. 3: La Commande Floue

Les applications industrielles basées sur cette technique ont commencé en Europe au Début des années 1980 avec le contrôle d'un four à ciment [13], pour déboucher sur le célèbre boom de la logique floue au Japon au début des années 1990 dans les secteurs industriels (L'énergie –les transports – l'aérospatial – la robotique.....etc.) [14].

II. 3. 1: But de la Commande Floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du Procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

II. 3. 3: Les Bases de la Commande Floue

II. 3. 3. 1: Variables linguistiques et ensembles flous :

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

II. 3. 3. 2: Fonctions d'appartenances:

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, Est appelé «support de A». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [14]:

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

$$\mu_x = \max(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0) \quad (\text{II.1})$$

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

$$\mu_x = \max(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}\right), 0) \quad (\text{II.2})$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres {σ, m} :

$$\mu_x = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II.3})$$

Fonction sigmoïdale : Elle est définie par deux paramètres {a, c} :

$$\mu_x = \frac{1}{\exp(-a(x-c))} \quad (\text{II.4})$$

II. 3. 4: Opérateurs :

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. Comme pour la logique classique, on peut définir des opérateurs ET, OU, négation.

Choix des opérateurs : Il existe de nombreuses variantes dans ces opérateurs. Cependant, les plus répandus sont ceux dits « de Zadeh » décrits ci-dessous. Dans ce qui suit, le degré de vérité d'une proposition A sera noté $\mu(A)$,

Intersection : L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET.

Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de A et de B

$$\mu(A \text{ ET } B) = \min(\mu(A), \mu(B))$$

Union : L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition « A OU B » est le maximum des degrés de vérité de A et de B :

$$\mu(A \text{ OU } B) = \max(\mu(A), \mu(B))$$

Complément : L'opérateur logique correspondant au complément d'un ensemble est la négation.

$$\mu(NON A) = 1 - \mu(A)$$

II. 4:La structure d'une Commande Floue :

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (II.1): [18], [19], [20], [28].

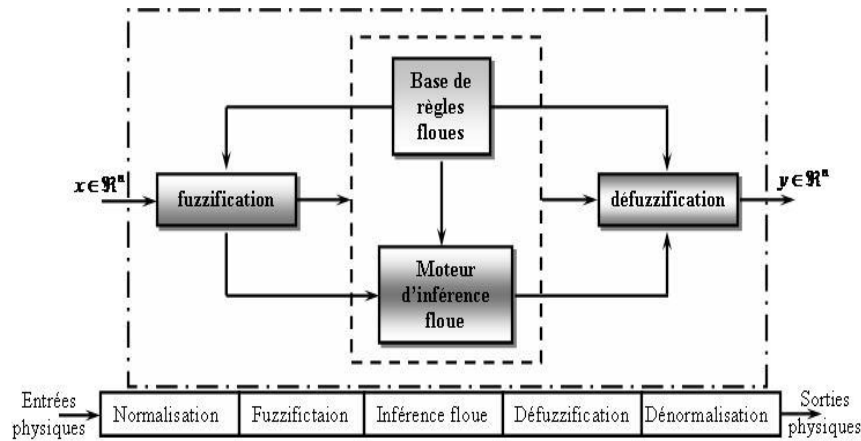


Figure (II.1) : Schéma synoptique d'un régulateur flou

II. 4. 1:Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final.

Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », à titre d'exemple :

$$R_l^k : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ ALORS } y \text{ est } B^k$$

Ou sous forme de Sugeno

$$R_l^k : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ ALORS } y_k = f_k(x)$$

Avec : $k=1,2,\dots, M$; A_i^k et B_k sont des ensembles flous dans $X_i \subset \mathfrak{R}$ et $y \subset \mathfrak{R}$ respectivement ; $x=[x_1,x_2,\dots,x_n] \in X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n$ et $y \in Y$

x et y sont des variables linguistiques

$$f_k(x) = a_{k,0} + a_{k,1}x_1 + a_{k,2}x_2 + \dots + a_{k,n}x_n \quad (\text{polynôme})$$

Avec $(a_{k,0}, a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,n})$ variables

II. 4. 2: Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue. En fait, le moteur d'inférence combine les règles floues, en utilisant le principe de la logique floue, pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum.

La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [18].

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [18], [19].

- **Méthode de Sugeno**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

II. 4. 3: Interface de fuzzification

La fuzzification transforme la grandeur physique d'entrée en une grandeur floue, utilisée pour activer les règles qui sont exprimées par des variables linguistiques associées à des ensembles flous. Il existe deux types de fuzzificateur généralement utilisés à savoir : La fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.

II. 4. 4: Interface de défuzzification

La sortie issue de l'inférence est une grandeur floue. Donc pour pouvoir définir la loi de commande, le régulateur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour l'état du processus.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [20] :

- méthode du maximum ;
- méthode de la moyenne des maximas ;
- méthode du centre de gravité ;
- méthode de hauteurs pondérées.
- **Méthode du maxima**

Dans ce cas le défuzzificateur représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode de la moyenne des maximas**

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

- **Méthode du centre de gravité**

Le défuzzificateur détermine le centre de gravité $\bar{y}$ et utilise cette valeur comme sortie du système flou. Ceci est donné par :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (\text{II.5})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Il est à noter que cette méthode est généralement difficile à calculer. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en termes de temps de calcul.

- **Méthode des hauteurs pondérées**

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^k(y)$ en $\bar{y}^k$ et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$y = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}) \bar{y}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y})} \quad (II.6)$$

Où : $\bar{y}^k$ dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^k

L'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre $\bar{y}^k$ du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large.

II. 5: Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS

Dans cette section, nous présentons deux types de régulateurs flous pour le réglage de la vitesse d'une MAS à savoir : Le régulateur de type Mamdani et le régulateur de type Sugeno.

II. 5. 1: REGULATEUR DE TYPE MAMDANI

En 1974, E.H. Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier régulateur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système.

II. 5. 1. 1: Synthèse du régulateur

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [34] pour les systèmes MIMO mono-entrée/ mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (II.2) suivante :

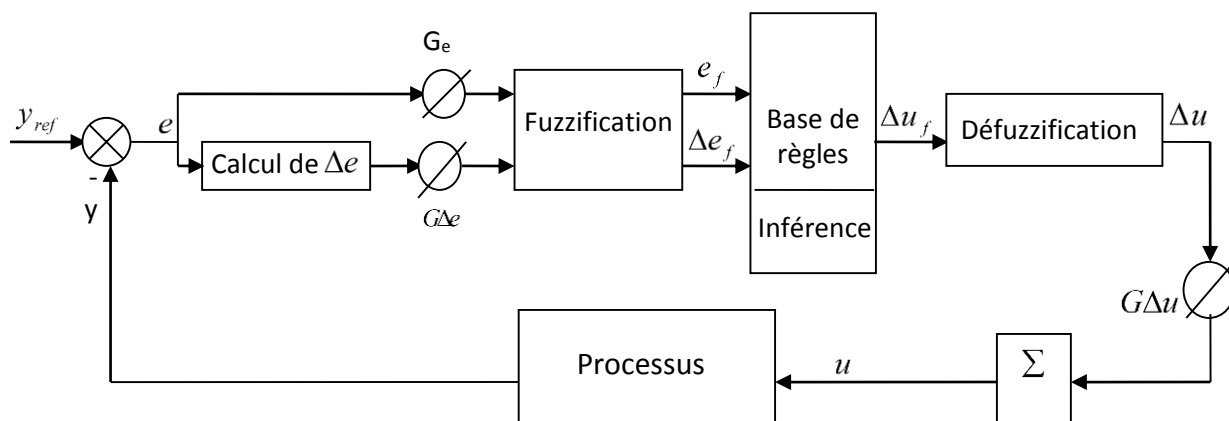


Figure (II.2) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.

D'après ce schéma le système est composé :

- d'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeur floues ;
- des règles du régulateur flou ;
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- d'un bloc intégrateur.

Les méthodes choisies pour le succès des algorithmes flous permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire l'amplitude de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décisions permettant de donner les valeurs de la sortie du régulateur correspondant aux situations d'intérêt.

Les facteurs d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé [21], [22], [23], [24].

La configuration d'un système flou multi-entrées multi-sorties de type Mamdani permet de représenter une relation non linéaire entre un ensemble d'entrée, noté, $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X \subseteq \mathfrak{R}^n$, et une sortie $y \in \mathfrak{R}$, avec $X = X_1 \times \dots \times X_n$ et $X_i \in \mathfrak{R}$.

Cette relation est décrite par un ensemble de règles floues de la forme suivante :

R_K : SI x_1 est F_1^K et et x_n est F_n^K ALORS y est B^K (K=1 M)

Où $F_i^K \in \{F_i^1, \dots, F_i^{m_i}\}$; avec F_i^j , $j=1, \dots, m_i$, $i=1, \dots, n$ sont des ensembles flous définis sur X_i , B^K des ensembles flous définis dans $\mathcal{R}$, et $M = \prod_{i=1}^n m_i$ est le nombre total des règles du système flou, i.e. la base de connaissance comporte toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des variables d'entrée.

Si on choisit la fuzzification singleton et on considère le connecteur « ET » comme le produit algébrique, le degré de vérité ou d'activation de chaque règle est donné par [26] :

$$\mu_K(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^K}(x_i) ; \mu_{F_i^K} \in \{ \mu_{F_i^1}, \dots, \mu_{F_i^{m_i}} \} \quad (\text{II.7})$$

Avec $\mu_{F_i^K}(x_i)$ la fonction d'appartenance associée à l'ensemble flou F_i^j .

En utilisant la méthode de défuzzification du centre de gravité, la sortie finale du système flou est donnée par [19], [26] :

$$y = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K y}{\sum_{K=1}^M \mu_K} \quad (\text{II.8})$$

Les avantages du système flou de Mamdani peuvent être résumés par les points suivants:

- 1- La simplicité dans la représentation des règles floues : Dans ce type de système les conséquences aussi bien que les prémisses des règles floues prennent la forme d'ensembles flous, ce qui les rend facile à interpréter.
- 2- La flexibilité dans l'implémentation : Ceci est dû à la liberté dans le choix des formes d'implication floues, du fuzzificateur et du défuzzificateur.

Le principal inconvénient de ce type de système est le nombre élevé de règles floues surtout lorsque le système est non linéaire et complexe.

II. 5. 2: REGULATEUR DE LA VITESSE

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, on utilise une structure à deux régulateurs de même type (régulateur de type Mamdani), ces régulateurs sont le régulateur flou de vitesse et le régulateur flou de flux.

Les sorties des deux régulateurs sont les courants statoriques de référence suivant l'axe q et d (i_{qsref}, i_{dsref}), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux courants réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (II.3).

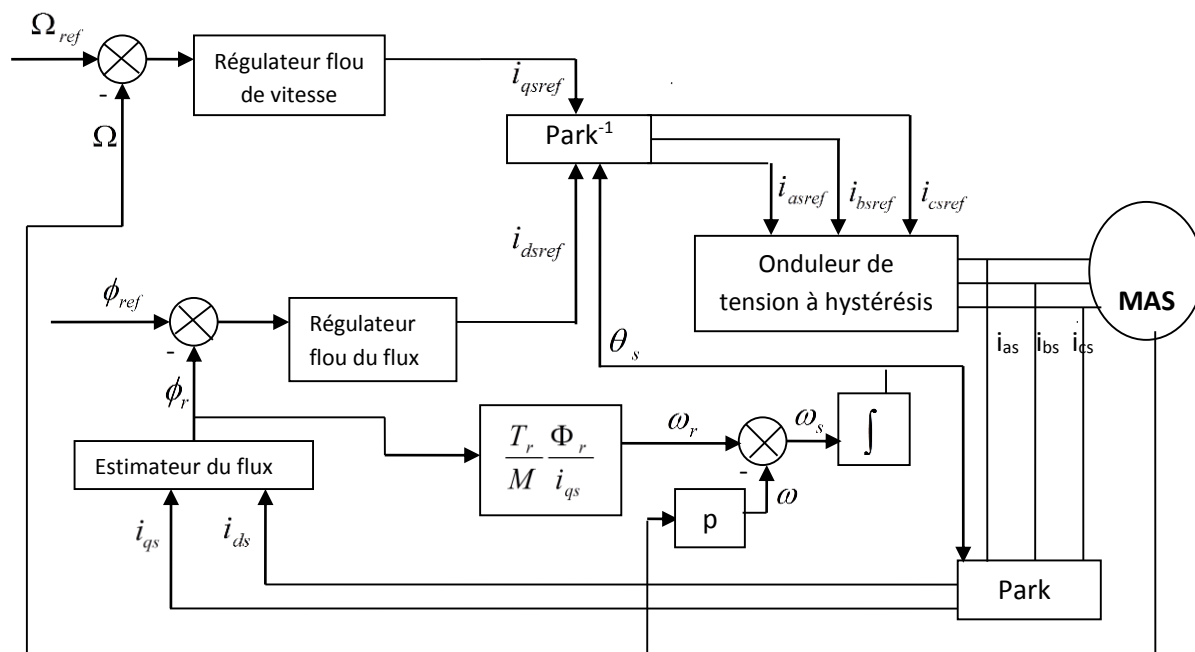


Figure (II.3) : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS

Les deux régulateurs possèdent des fonctions d'appartenance identiques, la différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelle).

Le calcul de la commande pour les deux régulateurs est le même. Il se déroule comme suit:

- 1- échantillonner la sortie
- 2- calculer l'erreur notée par e_i :

$$e_i = \text{consigne} - \text{sortie} \quad (\text{II.9})$$

- 3- calculer la variation de cette erreur notée par Δe_i :

$$\Delta e_i = e_i - e_{i-1} \quad (\text{II.10})$$

Où : e_{i-1} est l'erreur à l'instant précédent.

- 4- calculer les valeurs de normalisation de e_i et Δe_i par :

$$\begin{aligned} X_{e_i} &= G_e e_i \\ X_{\Delta e_i} &= G_{\Delta e} \Delta e_i \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Où : G_e et $G_{\Delta e}$ représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on trouve un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ces derniers ont un grand effet sur les performances de la commande.

5- calculer la variation de la commande Δu_i

Pour cela on parcourt les étapes suivantes :

5.1-fuzzification :

Calculer les degrés d'appartenance de e_i et Δe_i pour les différentes classes à l'aide de leurs fonctions d'appartenance.

5.2-inférence floue :

Calculer les fonctions d'appartenance résultante de la variable linguistique Δu_i à Chacune de ces classes.

5.3défuzzification:

Par cette étape se fait retour aux grandeurs de sorties réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées, parmi eux la méthode du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur est:

$$\Delta u_k = \frac{\sum_{k=1}^3 u_k r_k}{\sum_{k=1}^3 \mu_k} \quad (\text{II.12})$$

avec: μ_k : degré d'activation de la k^{eme} règle

r_k : L'abscisse du centre de gravité de la k^{eme} classe

5- calculer la sortie physique de la commande par:

$$u_k = u_{k-1} + G_{\Delta u} \Delta u_k \quad (\text{II.13})$$

Où

$G_{\Delta u}$: Gain associé à la commande u_k

Δu_k : Variation de la commande

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone. Comme mentionné précédemment dans la théorie de la logique floue, le nombre de combinaison et de variantes est quasiment infini. Devant ce large éventail, notre choix sera d'abord imposé par la simplicité de mise en œuvre.

Nous recherchons un régulateur flou que l'on peut implanter au sein de ce type de commande.

Une des contraintes est la limitation du temps de calcul tout en conservant les propriétés du régulateur flou.

Compte tenu de ce qui vient d'être dit, nous avons retenu pour le régulateur:

- un nombre limité de trois ensembles flous pour chaque variable;
- des variables d'entrée dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont de formes triangulaires;
- des singletons pour les fonctions d'appartenance de la variable de sortie;
- des gains variables à l'entrée et à la sortie du régulateur permettant d'ajuster son fonctionnement et de varier sa plage de sensibilité.

II. 5. 2. 3: Régulateur à trois ensembles flous

Le régulateur admet pour les variables d'entrée et la variable de sortie trois ensembles flous NG (Négatif grand) EZ (Environ zero) et PG (Positif grand) comme c'est montré à la figure (II.4):

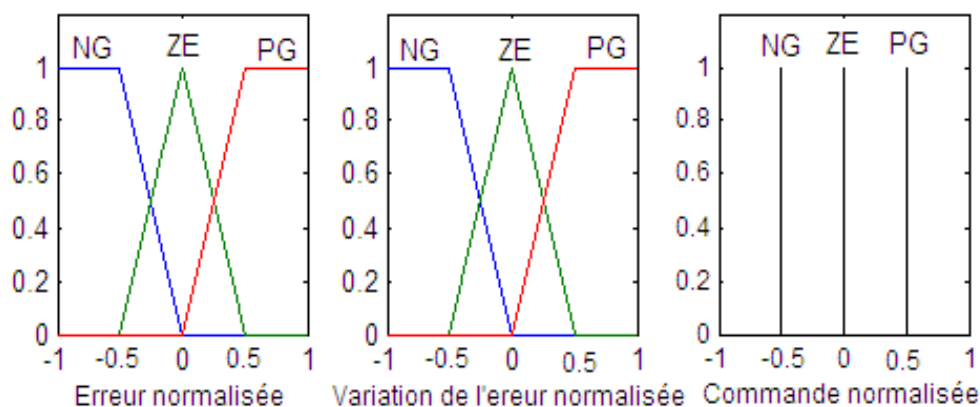


Figure (II.4) : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques

Les règles floues relient le signal de sortie avec les signaux d'entrées par des conditions linguistiques, et l'établissement de ces règles sont généralement basés sur l'expérience de l'opérateur et / ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle. L'évaluation des règles floues étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de mettre sous forme de tableau (II.1) ce régulateur.

$e \backslash \Delta e$	NG	ZE	PG
NG	NG	NG	ZE
ZE	NG	ZE	PG
PG	ZE	PG	PG

Tableau (II.1) : Base de règle

Les valeurs contenues dans ces cellules ont été déterminées de façon logique en étudiant toutes les combinaisons possibles des variables d'entrée.

Par exemple, il est clair que, si l'erreur est fortement négative et sa variation aussi, le signal de commande doit être également. Au contraire, si l'erreur est environ zéro et sa variation aussi, il en sera de même de la commande. Si l'erreur est environ zéro et sa variation est fortement négative ou si l'erreur est fortement négative et sa variation est environ zéro, le signal de commande doit être fortement négatif.

II. 5. 2. 4: Résultats de simulation :

Afin de valider la méthode de commande floue avec trois fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasé soumis à une perturbation de couple de 10N/m puis une inversion du sens de marche de -1000tr/min à 1000tr/min. les figures (II.5.a) et (II.5.b) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d q), pour une durée de perturbation de 0.5s.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes ; un rejet total de la perturbation et un démarrage sans dépassement au bout de 0.25s.

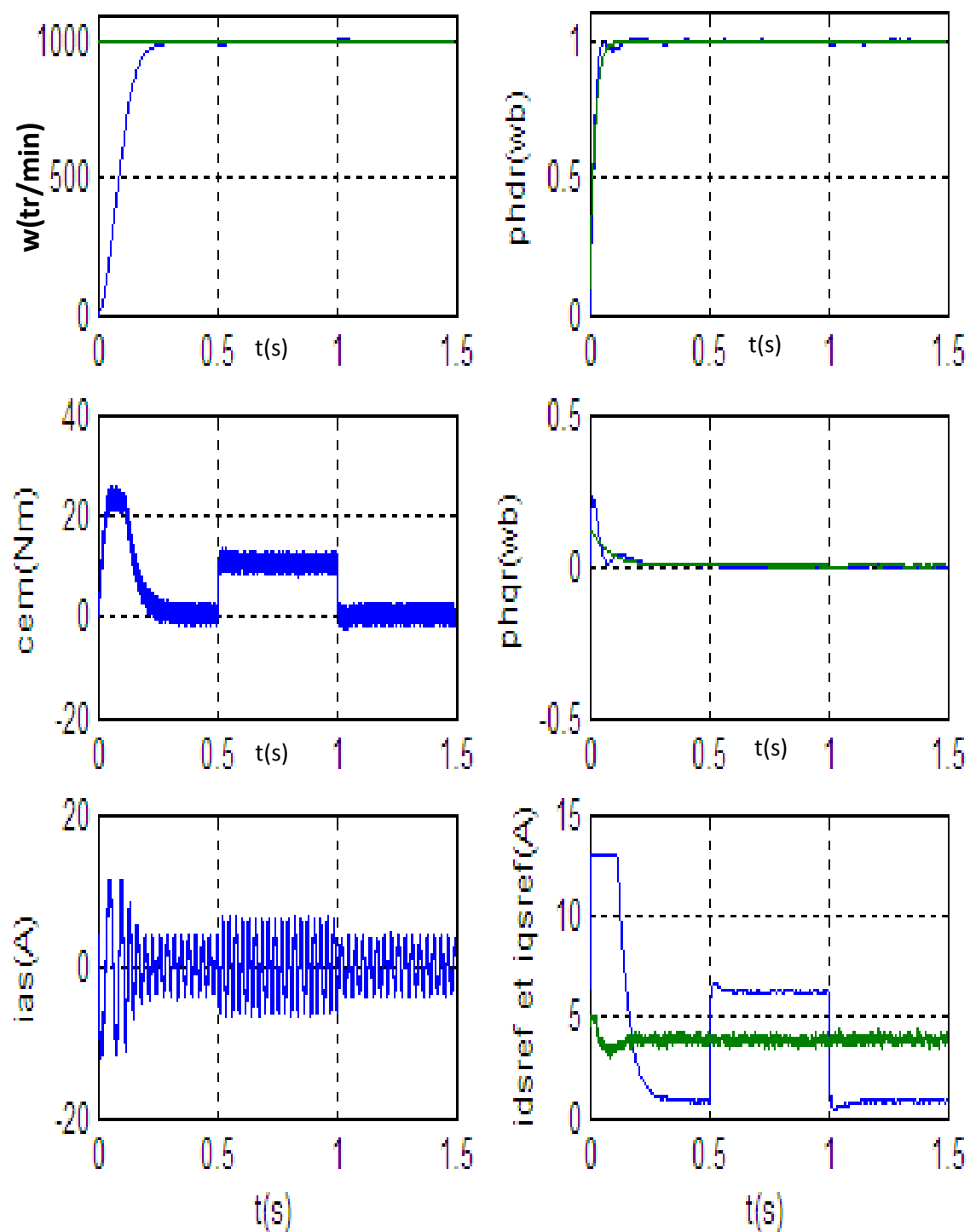


Figure (II.5.a) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge

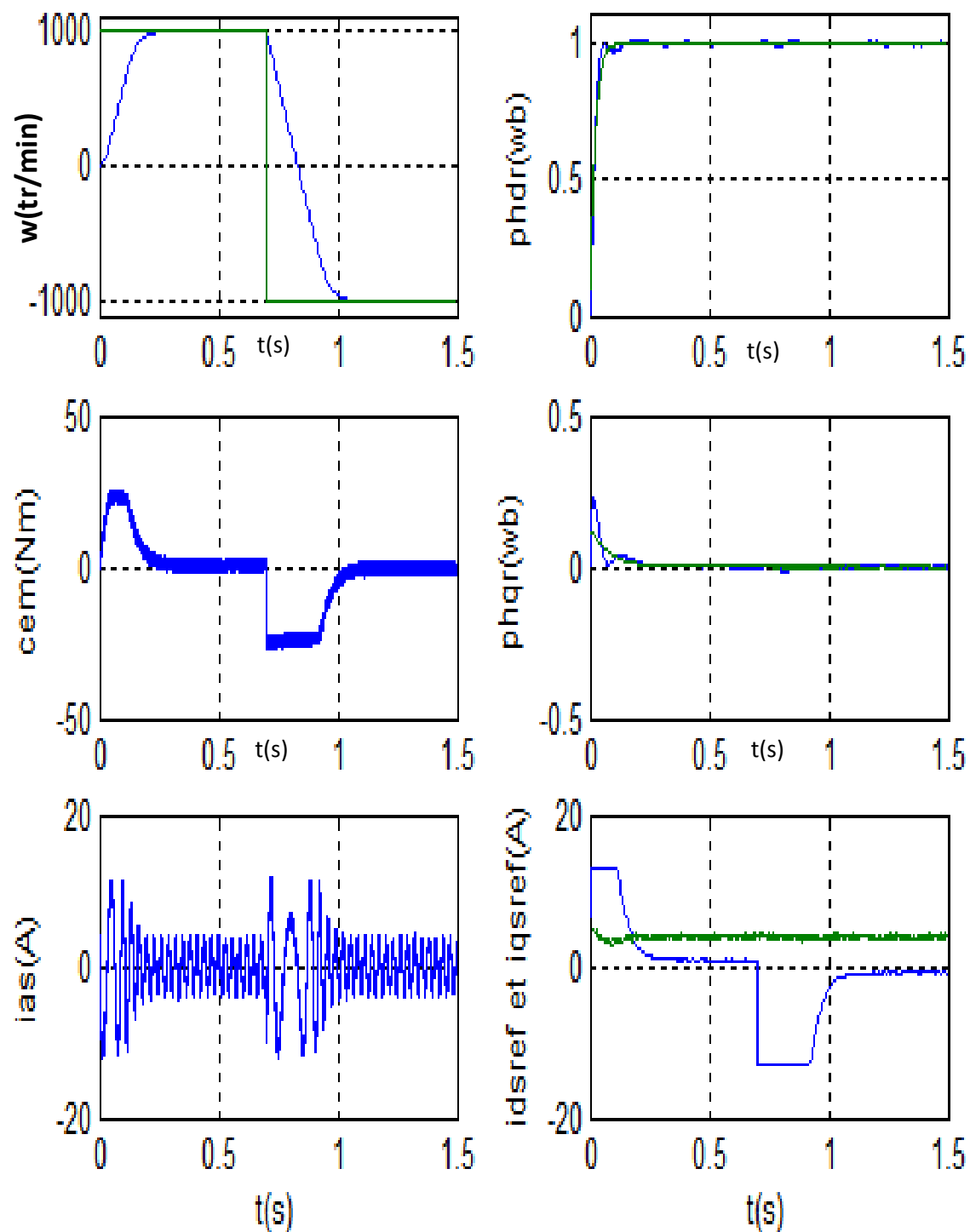


Figure (II.5.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.

II. 5. 3:REGULATEUR DE TYPE SUGENO

Dans la section précédente, nous avons présenté les régulateurs flous à conclusions symboliques appelés régulateur de type Mamdani, ces régulateurs utilisent en effet des conclusions symboliques de même nature que les prémisses et l'obtention de meilleures performances pour ce type de régulateur dû à l'augmentation de nombres de classes. Cependant l'augmentation du nombre de règles rend difficiles l'obtention de ces règles et augmente aussi le temps de traitement. Donc, pour diminuer le temps de calcul, il faut réduire la taille du régulateur en minimisant le nombre de règles constituant la base de connaissance. Pour résoudre ce problème, Sugeno et ses collaborateurs ont proposé des systèmes flous à conclusion fonctionnelle ou système flou de Takagi-Sugeno (TS). Ces régulateurs cherchaient à développer une méthode systématique de génération des règles floues à partir d'un ensemble de données entrée-sortie.

Notons par $x = [x_1, \dots, x_n]^T$ les entrées du système flou, et par y sa sortie. Pour chaque x_i est associée m_i ensembles flous F_i^j dans X_i , tel que pour $x_i \in X_i$, il existe au moins un degré d'appartenance $\mu_{F_i^j}(x_i) \neq 0$, ou $i=1,2,\dots,n$ et $j=1,2,\dots,m_i$. La base de règles du système flou comporte $M = \prod_{i=1}^n m_i$ règles floues de la forme [20]:

$$R_K: \text{SI } x_1 \text{ est } F_1^K \text{ et } \dots \text{et } x_n \text{ est } F_n^K \text{ ALORS } y = f_K(x) \quad (\text{II.14})$$

Où $F_i^K \in \{F_i^1, \dots, F_i^{m_i}\}$ et $f_K(x)$ est une fonction numérique

Dans l'espace de sortie. En général $f_K(x)$ est une fonction polynomiale en fonction des variables d'entrées.

Si $f_K(x)$ est une fonction linéaire de la forme :

$$f_K(x) = a_0^K + \sum_{i=1}^n a_i^K x_i \quad (\text{II.15})$$

Alors nous avons un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre 1 (TS1).

Si par contre, $f_K(x)$ est un polynôme d'ordre zéro, i.e.

$$f_K(x) = a^K \quad (\text{II.16})$$

On a donc un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre zéro (TS0).

Etant donnée que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie totale du système flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, et de cette manière, le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité. En fait, la sortie du système flou est donnée par la relation suivante [24] [25] [26] [27] :

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) f_K(x)}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad (\text{II.17})$$

$$\mu_K(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^K}(x), \quad F_i^K \in \{F_i^1, \dots, F_i^{m_i}\}$$

qui représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_K .

Dans le cas d'un système flou TS1, la sortie est donnée par:

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) [a_0^K + a_1^K x_1 + \dots + a_n^K x_n]}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad (\text{II.18})$$

Et dans le cas d'un système flou TS0, la sortie se simplifie à

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) a^K}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad (\text{II.19})$$

II .5 .3 .1: Conception d'un régulateur flou

La conception d'un régulateur flou revient à déterminer sa structure et le choix de ces paramètres (phase d'acquisition). La conception d'un régulateur flou nécessite le choix des paramètres suivants [30]:

- définition des variables d'E/S du système ;
- choix de la partition floue, c'est-à-dire, l'association d'un ensemble de termes linguistiques caractérisés par des fonctions d'appartenance définies sur des univers de discours appropriés pour chaque variable d'E/S ;
- la forme des fonctions d'appartenance de l'espace d'E/S (triangulaire, gaussienne,.....etc) ;
- la base de règles ;
- le choix de la méthode d'inférence et de la stratégie de défuzzification.

Les systèmes flous utilisés pour la commande des procédés industriels sont caractérisés approximativement et qualitativement par la pensée humaine. Cependant leurs performances sont liées à deux facteurs importants:

- 1- la disponibilité de l'expertise (le savoir-faire) ;
- 2- La validité des techniques d'acquisition de connaissances et la justesse des données acquises.

L'inconvénient majeur de l'approche traditionnelle pour la conception des régulateurs flous réside au niveau de l'obtention des connaissances auprès d'un expert humain. Pour palier ce problème, la recherche c'est orientée vers l'élaboration des techniques optimales et systématiques pour la conception de ces régulateurs. La solution apportée est l'introduction de la notion d'extraction automatique des connaissances sans besoin relatif de l'expert [30].

Les méthodes d'extraction automatique des connaissances sont basées sur l'apprentissage pour déduire l'information suffisante pour traiter un problème quelconque.

Dans notre travail on applique l'approche connexionniste, cette approche consiste à combiner la théorie des réseaux de neurones avec celle de la logique floue afin de concevoir ce qu'on appelle un réseau neuronal flou (FNN, fuzzy neural network).

Dans cette approche, l'architecture du réseau dépend du type de règles et des méthodes d'inférence, d'agrégation et de défuzzification choisies [30].

Dans ce cas nous nous intéressons à la structure ANFIS (adaptive neural fuzzy based inference system). Cette architecture exploite complètement le modèle flou de Sugeno connu sous le nom TSK (TSK fuzzy model), proposé par Takagi, Sugeno et Kang.

Pour simplifier, nous considérons un système flou ayant deux entrées et une sortie, un régulateur flou du premier ordre ayant deux règles peuvent représentés comme suit:

$$R^1 : \text{SI } (x_1 \text{ est } A_1) \text{ ET } (x_2 \text{ est } B_1) \text{ ALORS } (F_1 = a_0^1 + a_1^1 x_1 + a_2^1 x_2)$$

$$R^2 : \text{SI } (x_1 \text{ est } A_2) \text{ ET } (x_2 \text{ est } B_2) \text{ ALORS } (F_2 = a_0^2 + a_1^2 x_1 + a_2^2 x_2) \quad (\text{II.20})$$

L'architecture du réseau de neurone correspondant est montrée par la figure (II.6) [28],[29],[30]

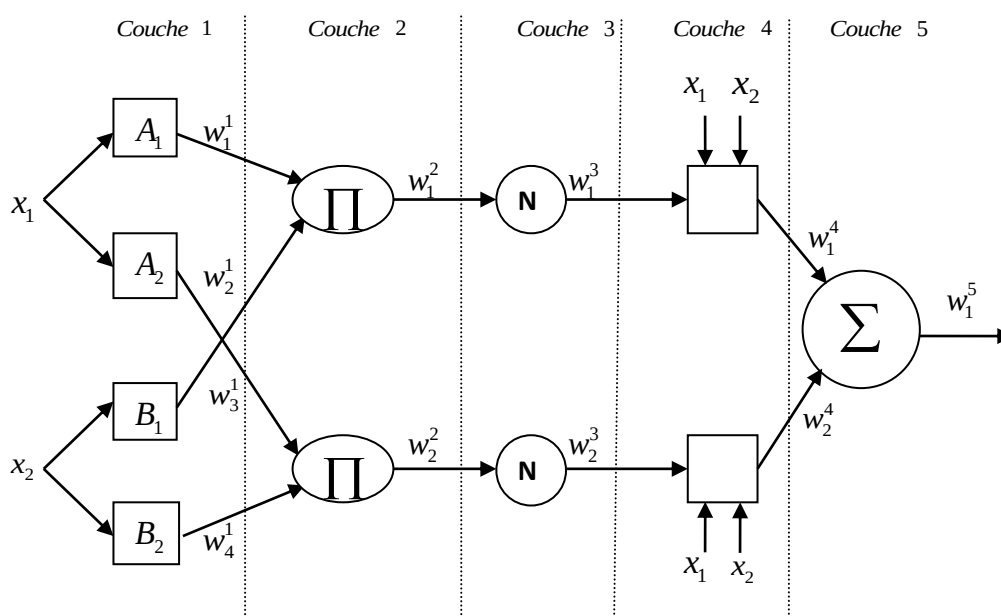


Figure (II.6) : Réseau de neurone basé sur le modèle flou de Sugeno.

Couche 1: chaque neurone de cette couche réalise l'opération de fuzzification donnée par:

$$W_i^1 = \mu_{A_i}(x_1) \quad \text{Pour } i=1,2 \quad (\text{II.21})$$

$$W_i^1 = \mu_{B_{i-2}}(x_2) \quad \text{Pour } i=3,4 \quad (\text{II.22})$$

Où x_1, x_2 sont les entrées du nœud i et A_i et B_{i-2} sont les ensembles flous.

$\mu_{A_i}(x_1)$ et $\mu_{B_{i-2}}(x_2)$ sont les fonctions d'appartenance de la prémisse qui peuvent être choisies comme des paramètres ajustables.

Couche 2: couche d'inférence : chaque nœud calcule le degré d'activation ou de vérité de chaque règle, appliquant une conjonction Min ou Prod.

$$W_i^2 = \mu_{A_i}(x_1)\mu_{B_i}(x_2) ; \quad i=1,2 \quad (\text{II.23})$$

couche 3: couche de normalisation, la sortie de chaque neurone est donnée par:

$$W_i^3 = \frac{W_i^2}{W_1^2 + W_2^2} \quad i=1,2 \quad (\text{II.24})$$

couche 4: un neurone de cette couche est appelé un neurone adaptatif, sa sortie est:

$$W_i^4 = W_i^3(a_0^i + a_1^i x_1 + a_2^i x_2); \quad i=1,2 \quad (\text{II.25})$$

Où (a_0^i, a_1^i, a_2^i) sont des paramètres des conséquences.

Couche 5: un seul neurone dans cette dernière couche réalise l'opération de défuzzification. Le nœud de cette couche réalise une fonction fixe qui effectue la somme des signaux entrants. La sortie de ce nœud est donnée par la relation suivante:

$$W_i^5 = \sum_{i=1}^2 W_i^4 = \frac{\sum_{i=1}^2 W_i^3(a_0^i + a_1^i x_1 + a_2^i x_2)}{\sum_{i=1}^2 W_i^3} \quad (\text{II.26})$$

II. 5. 3. 2:Algorithme d'apprentissage :

La détermination des paramètres d'un régulateur flou de Sugeno constitue la phase la plus délicate dans sa conception, compte tenu du nombre important des paramètres à déterminer (paramètres des prémisses et des conséquences).

Pour estimer les paramètres des réseaux neuronaux, on applique un algorithme d'apprentissage basé sur le filtre de Kalman étendu.

Soit un régulateur flou de Sugeno caractérisé par un ensemble de données entrée-sortie $(x(k), d(k))$ et un vecteur de paramètres θ regroupant tous les paramètres des prémisses ainsi des conséquences. Ces paramètres sont ajustables afin d'approcher la sortie du régulateur flou

le mieux que possible à la sortie désirée $d(k)$. L'application du filtre de Kalman étendu consiste à linéariser à tout instant la sortie du régulateur autour du vecteur $\hat{\theta}$ estimé. Ceci revient à écrire [32]:

$$d(k) = \Delta u(x(k); \hat{\theta}(k-1)) + \psi^T(k)(\theta - \hat{\theta}(k-1))$$

$$\psi(k) = \frac{\partial \Delta u(x(k); \theta)}{\partial \theta} / \hat{\theta}(k-1) \quad (\text{II.27})$$

La forme de la solution est :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + p(k)\psi(k)e(k) \\ e(k) &= d(k) - \Delta u(x(k); \hat{\theta}(k-1)) \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Où} \quad p(k) = \frac{\alpha_1 I}{\alpha_2 + \psi^T(k)\psi(k)} \quad \alpha_1 > 0, \alpha_2 > 0 \quad (\text{II.29})$$

$$\psi = \frac{\partial u}{\partial \theta} \quad \text{Avec } \theta \text{ est le vecteur des paramètres de prémisse et de conséquence}$$

Pour notre cas, les entrées du réseau sont l'erreur et sa variation, celles-ci sont caractérisées par trois ensembles flous de type gaussienne : NG, ZE et PG, définis par l'expression suivantes:

$$\mu(x) = \exp\left\{-0.5(v_i(x - c_i))^2\right\} \quad \text{Où } x_i \in \{e, \Delta e\} \quad (\text{II.30})$$

Où c_i sont la moyenne et v_i l'inverse de la variance.

Les règles floues combinant l'erreur et sa variation nous donne la sortie du régulateur, sont groupées dans le tableau (II.5):

$\begin{matrix} \text{e} \\ \Delta e \end{matrix}$	NG	ZE	PG
NG	f_1	f_4	f_7
ZE	f_2	f_5	f_8
PG	f_3	f_6	f_9

Tableau (II.5) : Règles d'inférence floue.

Pour la partie conséquence, les entrées sont les mêmes que celle de la partie prémisse. Le régulateur flou de Sugeno du premier ordre ayant neuf règles qui prennent la forme suivante :

$$\text{Si } (e \text{ est } F_1^i) \text{ et } (\Delta e \text{ est } F_2^i) \text{ alors } f_i = a_0^i + a_1^i e + a_2^i \Delta e \quad \text{avec } i=1 : 9$$

La sortie du régulateur flou de Sugeno est donnée par la relation suivante :

$$Y = \sum_{K=1}^9 \mu_K y_K / \sum_{K=1}^9 \mu_K \quad \text{avec } \mu_l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_l^i}(x_i) ; 1 \leq l \leq m_i$$

Où les paramètres $\theta = (c, v, a_0^i, a_1^i, a_2^i)$ sont des paramètres ajustables.

La figure (II.7) montre une représentation schématique, sous forme d'un réseau, d'un système flou TS1 à deux entrées et deux ensembles flous pour chaque variable .

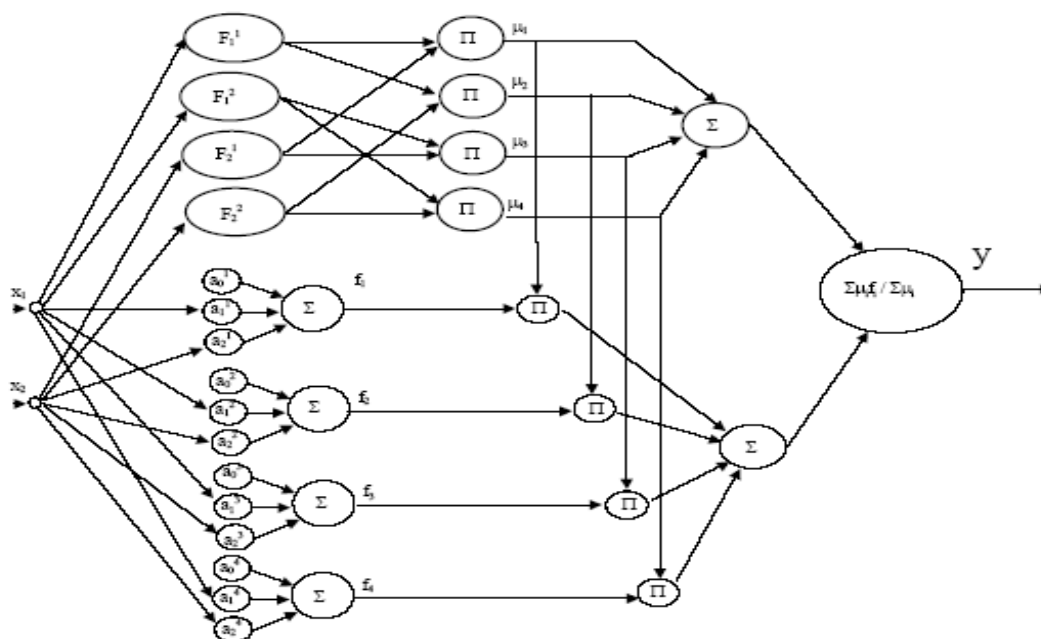


Figure (II.7) : Représentation d'un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre 1.

Dans notre travail, l'erreur est la différence entre la sortie du régulateur flou de Mamdani qui est caractérisé par sept ensembles flous de type triangulaire pour chacune des variables linguistiques d'entrée et de sortie, et la sortie du régulateur flou de Sugeno avec trois ensembles flous de type gaussienne pour les variables linguistiques de l'erreur et de sa variation.

Pour l'apprentissage, la méthode appliquée est le calcul du gradient $\psi = \frac{\partial \Delta u}{\partial \theta}$

Avec $\theta = [c \quad v \quad a_0 \quad a_1 \quad a_2]$ est le vecteur des paramètres des prémisses et des conséquences. Par conséquent nous avons [29] :

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial \theta} = \left[\frac{\partial \Delta u}{\partial c} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial v} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_0} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_1} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_2} \right] \quad (\text{II.31})$$

Où

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial c_i} = \frac{v_i^2 (x_i - c_i) \sum_{k \in J} \mu_k (f_k - \Delta u)}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (\text{II.32})$$

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial v_i} = - \frac{v_i (x_i - c_i)^2 \sum_{k \in J} \mu_k (f_k - \Delta u)}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial a_0} = \frac{\mu_i}{\sum_{l=1}^M \mu_l} ; \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_1} = \frac{\mu_i e}{\sum_{l=1}^M \mu_l} ; \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_2} = \frac{\mu_i \Delta e}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (\text{II.34})$$

Les paramètres initiaux des prémisses et des conséquences pour les courants statoriques suivants les axes d et q

II.5. 3.3 : Résultats de simulation :

Afin de réduire la taille du régulateur, nous avons proposé un régulateur de type Sugeno construit uniquement de trois fonctions d'appartenance et un ensemble de neuf règles servant à la commande avec l'élimination de l'étape de défuzzification. Ce régulateur est appliqué au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone.

Les figures (II.8.a) et (II.8.b) donnent le comportement dynamique de la machine lors du démarrage avec variation de la charge ainsi lors d'une inversion du sens de rotation.

Les résultats obtenus montrent une bonne performance du réglage. En effet, la vitesse suit sa référence au bout de 0.2s, le courant statorique est bien limité durant le régime transitoire. Le flux rotorique est maintenu, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

La comparaison, entre ces résultats et ceux obtenus par l'utilisation des régulateurs flous de type Mamdani, relève que les réponses dynamiques de la machine sont identiques ce qui montre l'efficacité de l'algorithme d'apprentissage utilisé.

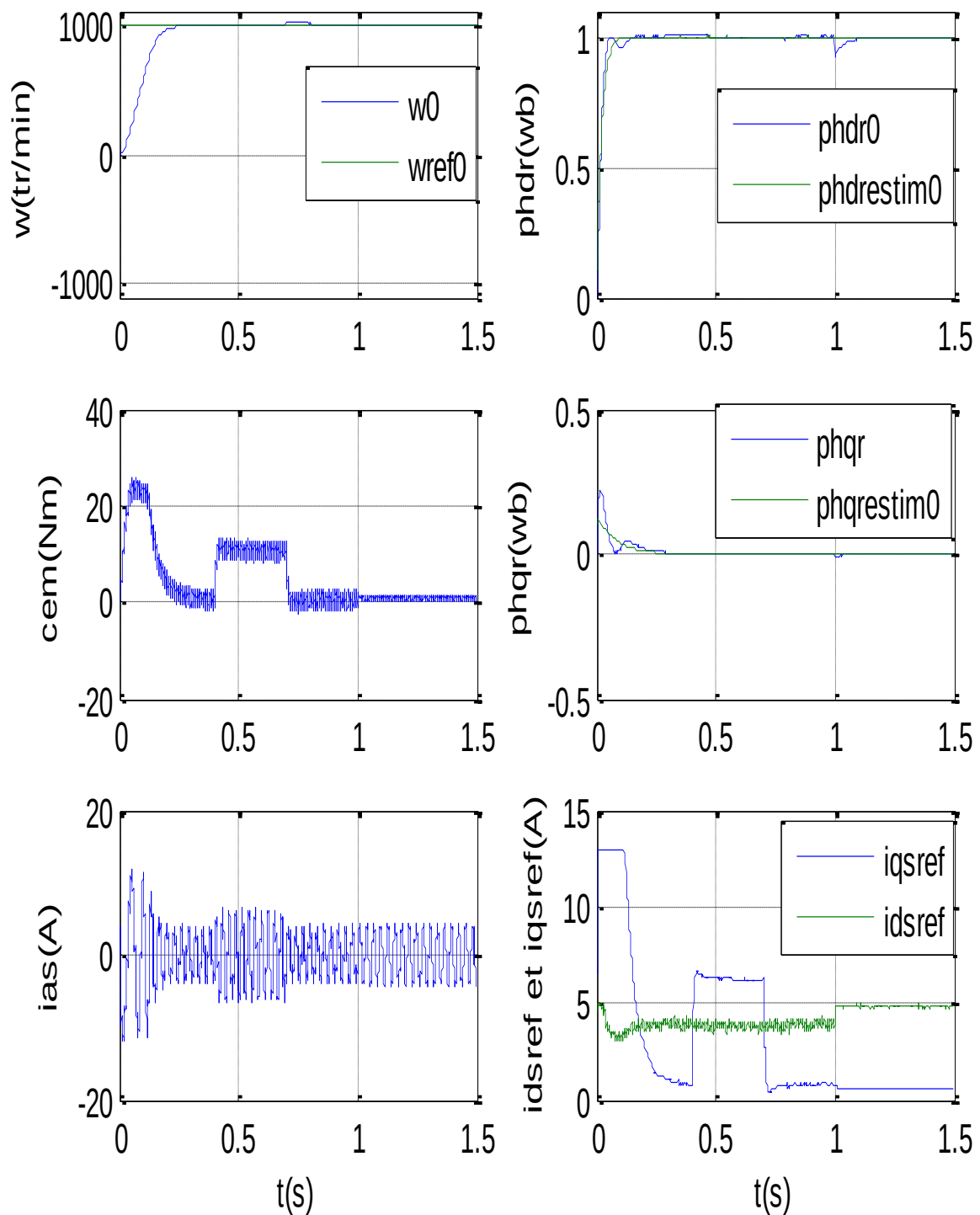


Figure (II.8.a) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge

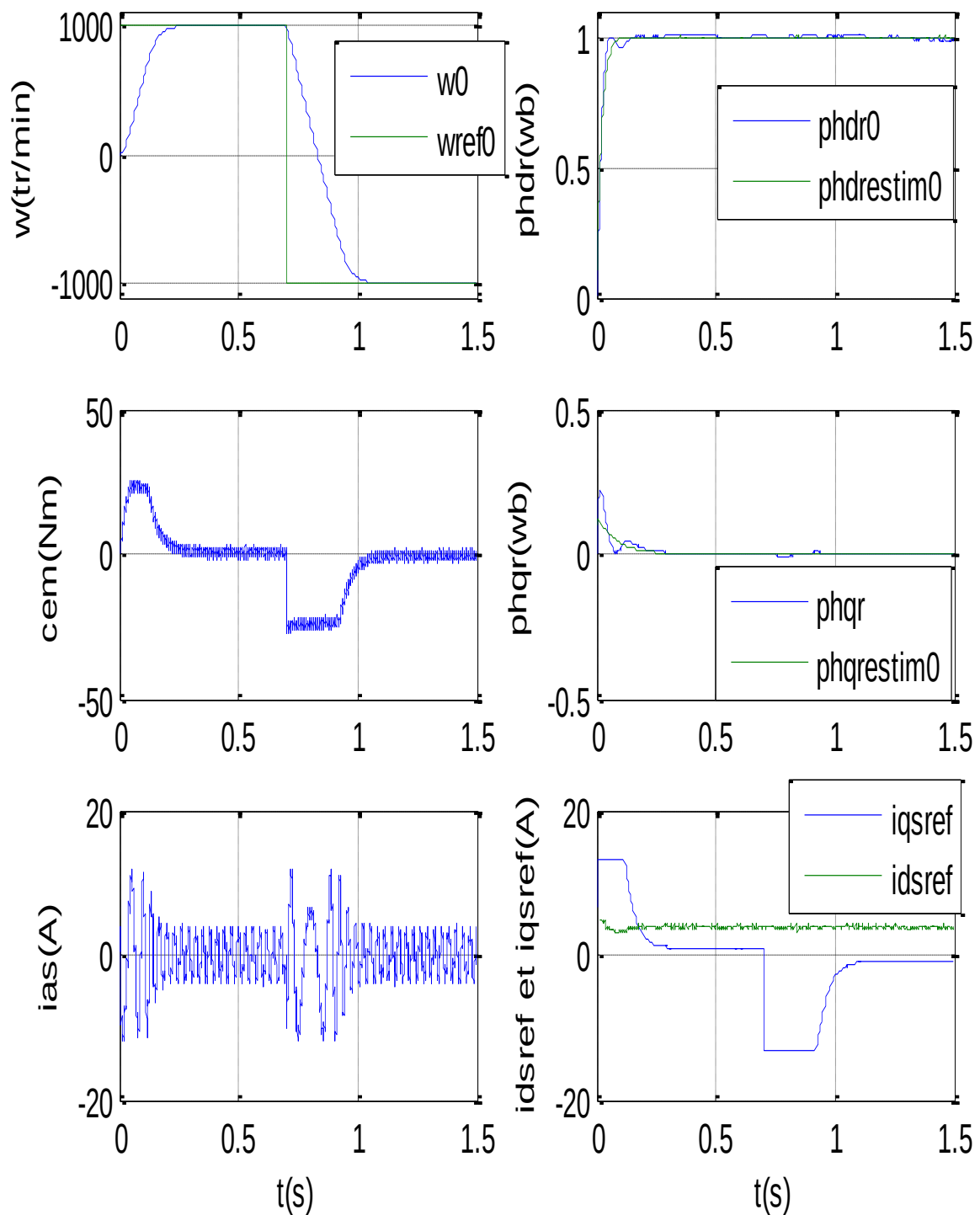


Figure (II.8.b) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.

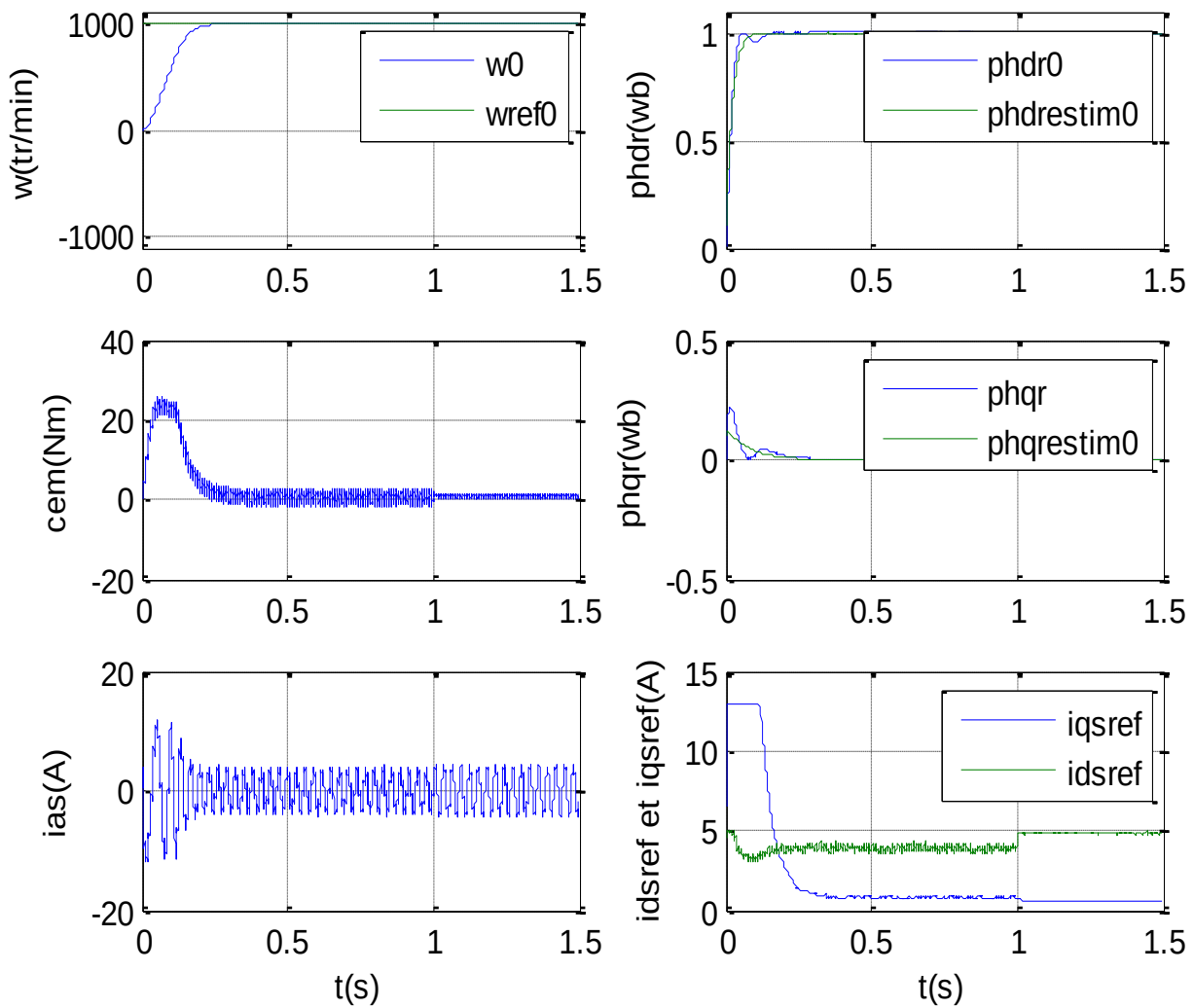


Figure (II.8.c) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variations paramétriques

II.5.4. Robustesse

Pour tester la robustesse de la commande par logique floue, nous avons fait un changement paramétrique sur la résistance rotorique, sur les inductances rotoriques et statorique ainsi que sur l'inductance mutuelle, la résistance rotorique est augmentée de 50%, les inductances sont diminuées de 20%.

La figure (II.8.c) donne le comportement du système lors de démarrage dans le cas du réglage de vitesse appliqué sur un régulateur flou de type Sugeno.

Les résultats obtenus montrent une forte robustesse en présence des variations paramétriques et la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation paramétrique introduite sur le système.

II. 6:CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé des méthodes variées de la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone dont le but d'obtenir de bonnes performances tout en réduisant la taille des régulateurs flous utilisés.

Le choix de la commande par logique floue présente plusieurs avantages : raisonnement proche du celui de l'homme c'est-à-dire traite l'imprécis, l'incertain et le vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaire, obtention de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est présentée sous forme de règles floues afin de commander le système. Dans ce sens, deux types de régulateurs ont été utilisés dans ce chapitre, le premier est un régulateur flou basé sur le mode de raisonnement de Mamdani, le deuxième régulateur est basé sur le raisonnement de Sugeno ou ses sorties dépendent, comme un polynôme d'ordre un de ses entrées.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone par l'utilisation des deux types de régulateurs nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation que lors d'une inversion du sens de rotation.

Chapitre III

**Commande floue adaptative
basée sur la minimisation de
l'erreur d'état**

III.1.Introduction

L'application des régulateurs à base de connaissances linguistique, constitue un outil puissant pour la commande des processus complexes, la synthèse de la majorité de ces régulateurs est basée principalement sur l'expérience de l'opérateur ou de l'ingénieur du processus dont dépendent fortement les performances du régulateur.

La grande partie des travaux dévolue aux régulateurs à base des connaissances linguistiques a été consacrée au développement de régulateurs particuliers destinés à des applications spécifiques.

Ces travaux n'offrent pas une méthodologie de synthèse permettant une analyse générale des performances des schémas de commande, en particulier leur stabilité.

Des études effectuées sur les systèmes flous, ont montré que certaines classes possèdent la qualité d'être des approximateurs universelles de fonctions, cette importante propriété a ouvert une nouvelle voie à l'utilisation des systèmes flous dans le domaine de la commande. A cet effet plusieurs travaux sont orientés vers la combinaison des systèmes flous avec des techniques de commande telles que la commande adaptative. Dans ces schémas de commande, le système flou intervient pour l'approximation de fonctions non linéaires.

Au cours des dernières années des contributions fondamentales en commande adaptative aussi bien théoriques que pratique ont apporté des éléments nécessaires à une meilleure compréhension des systèmes adaptatifs. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse des lois d'adaptation, pour ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus ou mal connus et/ou susceptibles de varier dans le temps.

Dans ce chapitre nous nous intéressons au schéma de commande adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur d'état cette dernière utilise la théorie de Lyapunov pour l'obtention des lois d'adaptation.

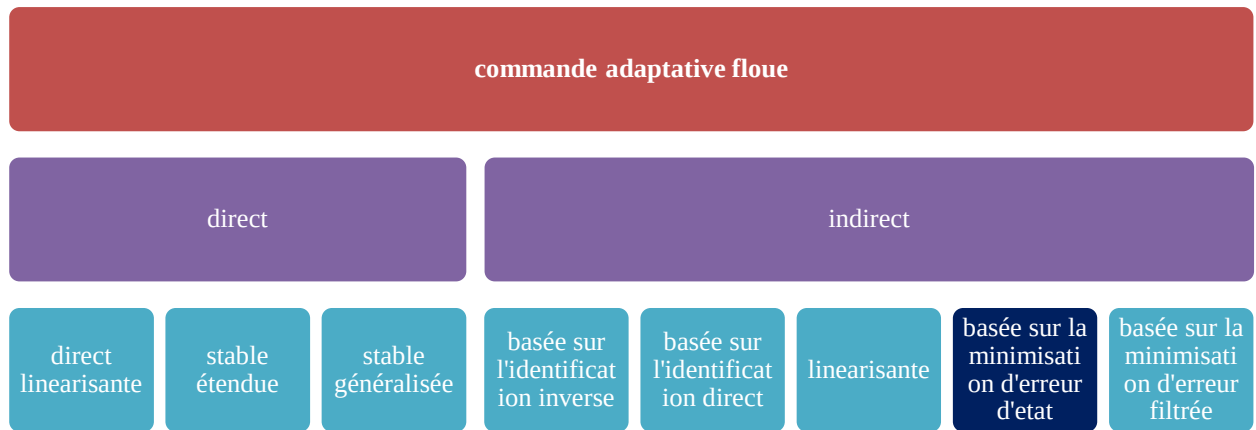


Figure (III-1) : schéma représente les différentes techniques de la commande floue adaptative

III. 2: Commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur d'état

Dans des approches étudiées, ils ont développé des lois de commande floue Adaptative, où l'ajustement des paramètres internes des systèmes flous nécessite la mesure de la dérivée de la vitesse de la machine. Or les machines électriques sont équipées de capteurs de vitesse de plus, le calcul numérique de la dérivée de la vitesse peut être néfaste en présence des bruits de mesure. Dans notre travail, nous présentons une nouvelle approche de la commande floue adaptative indirecte basée sur la combinaison des systèmes Flous et la méthode de commande dite du couple calculé et qui ne nécessite pas la mesure de la dérivée de la vitesse. Les paramètres internes des systèmes flous sont ajustés par des lois d'adaptation basées sur la minimisation de l'erreur d'état.

III. 2. 1: identification du système à régler par les systèmes flous :

Soit un système non linéaire MIMO dont le modèle dynamique est décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x}_i = f_i(x) + g_i(x)u_i ; \quad i=1, \dots, m \quad (\text{III-1})$$

Où $f_i(x) \in \mathbb{R}$ et $g_i(x) \in \mathbb{R}$ sont des fonctions inconnues alors que $x = [x_1 \dots x_m]^T$ et

$u = [u_1, \dots, u_m]^T$ sont supposés des bornes mesurables.

Notre but est développer un modèle d'identification et une loi d'adaptation où les fonctions sont remplacées par des systèmes flous de sugeno d'ordre 1.

Afin d'arriver à cet objectif, nous écrivons sous la forme suivante :

$$\dot{x}_i = \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i}) + \hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i})u_i + \varepsilon_i \quad (\text{III-2})$$

Avec ε_i est l'erreur de reconstruction, elle est donnée par :

$$\varepsilon_i = [f_i(x) - \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i})] + [g_i(x) - \hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i})]u_i \quad (\text{III-3})$$

Tel que :

$$\|\varepsilon_i\| \leq \bar{\varepsilon}_i$$

Nous utilisons le modèle d'identification série –parallèle suivant :

$$\dot{\hat{x}}_i = -\alpha_i \hat{x}_i + \alpha_i x + \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i}) + \hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i})u_i \quad (\text{III-4})$$

Où α_i est une constante positive.

Le schéma d'identification est montré par la figure III-2

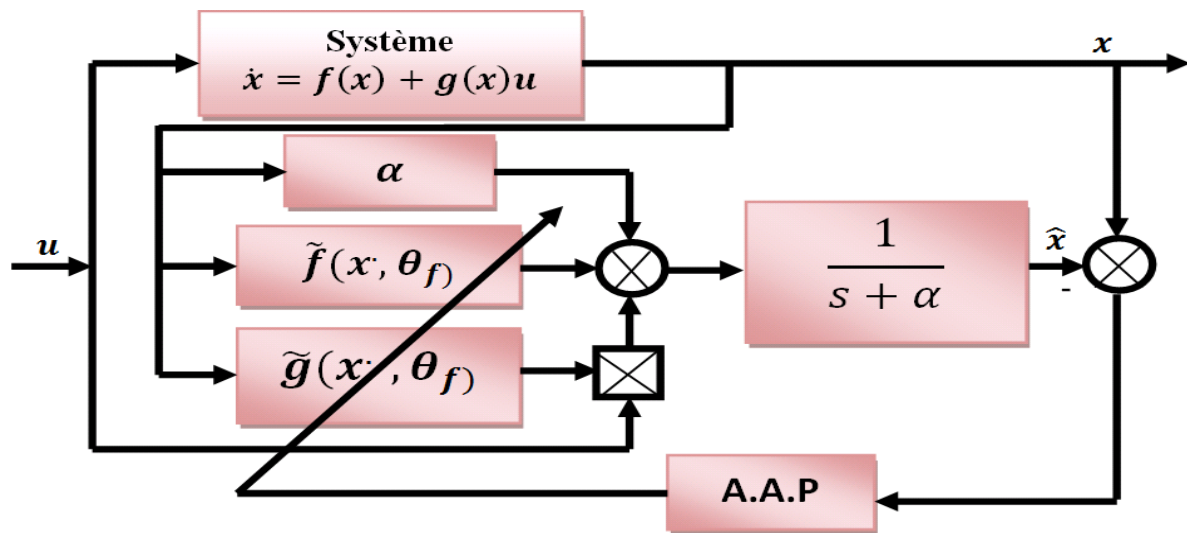


Figure (III-2): schéma d'identification basée sur la minimisation de l'erreur d'état

Les systèmes flous $f_i(\cdot)$ et $g_i(\cdot)$ sont constitués de deux ensembles de règles floues de la forme suivante :

- Pour le système flou $f_i(\cdot)$

R_k^{fi} : si x_1 est $F_{l_1}^{fi}$... et x_m est $F_{l_m}^{fi}$ Alors $S_{fi}(k) = a_0^{fi}(k) + a_1^{fi}(k)x_1 + \dots + a_m^{fi}(k)x_m$

➤ Pour le système flou $g_i(.)$

R_k^{gi} : si x_1 est $F_{l_1}^{gi}$... et x_m est $F_{l_m}^{gi}$ Alors $S_{gi}(k) = a_0^{gi}(k) + a_1^{gi}(k)x_1 + \dots + a_m^{gi}(k)x_m$

Les sorties des deux systèmes flous sont données par :

$$\hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{fi}) = \frac{\sum_{k=1}^{M_{fi}} \mu_k^{fi} s_{fi}(k)}{\sum_{k=1}^{M_{fi}} \mu_k^{fi}} \quad (III.5)$$

$$\hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{gi}) = \frac{\sum_{k=1}^{M_{gi}} \mu_k^{gi} s_{gi}(k)}{\sum_{k=1}^{M_{gi}} \mu_k^{gi}} \quad (III.6)$$

Ou' μ_k^{fi} et μ_k^{gi} représentent les degrés d'activations des règles R_k^{fi} et R_k^{gi} , elles sont données par :

$$\mu_k^{fi} = \prod_{i=1}^m \mu_{Fi}^{fi}$$

$$\mu_k^{gi} = \prod_{i=1}^m \mu_{Fi}^{gi}$$

Dans le cas ou les paramètres des prémisses seraient fixes à priori et les seuls paramètres ajustables seront ceux de la conclusion, les sorties des deux systèmes flous peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{fi}) = W_{fi}(x) \hat{\theta}_f \quad (III.7)$$

$$\hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{gi}) = W_{gi}(x) \hat{\theta}_g \quad (III.8)$$

Ou' $\hat{\theta}_{fi}$ et $\hat{\theta}_{gi}$ sont deux vecteurs regroupant les paramètres des conséquences. Tandis que $w_{fi}(.)$ et $w_{gi}(.)$ sont des fonctions floues de base [33].

Pour que le modèle d'indentification converge vers le système réel (pour avoir $e_i = x_i - \hat{x}_i \rightarrow 0$),

Les paramètres des deux systèmes flous sont ajustés par les lois d'adaptation suivantes [31] :

$$\dot{\hat{\theta}}_{fi} = \eta_{fi} W_{fi}^T(x) e_{i_i} - k_i \|e_i\| \hat{\theta}_{fi} \quad (III.9)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_{g_i} = \eta_{g_i} W_{g_i}^T(x) e_i u_i - k_i \|e_i\| \hat{\theta}_{g_i} \quad (\text{III.10})$$

Où η_{f_i} , η_{g_i} et k_i sont des constantes positives.

III. 2. 2: Preuve de la bornitude de l'erreur d'identification

En utilisant l'équation III-1 et le modèle d'identification III-5, la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_i = -\alpha_i e_i + W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + \varepsilon_i \quad (\text{III-11})$$

Où $\tilde{\theta}_{f_i}$ et $\tilde{\theta}_{g_i}$ sont les erreurs paramétriques, elles sont données par :

$$\tilde{\theta}_{f_i} = \theta_{f_i} - \hat{\theta}_{f_i} \text{ et } \tilde{\theta}_{g_i} = \theta_{g_i} - \hat{\theta}_{g_i}$$

Afin de démontrer la bornitude de l'erreur d'identification, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e_i^2 + \frac{1}{2} (\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \tilde{\theta}_{f_i}) + \frac{1}{2} (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \tilde{\theta}_{g_i}) \quad (\text{III. 12})$$

La dérivée temporelle de la fonction V est donnée par :

$$\dot{V} = e_i \dot{e}_i - \tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} - \tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \quad (\text{III. 13})$$

En utilisant l'expression de $\dot{e}_i$ donnée par l'équation (III.11), nous obtenons :

$$\dot{V} = -\alpha_i e_i^2 + e_i W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + e_i W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + e_i \varepsilon_i - \tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} - \tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \quad (\text{III.14})$$

Nous remplaçons $\dot{\tilde{\theta}}_{f_i}$ et $\dot{\tilde{\theta}}_{g_i}$ par ses expressions (III.9) et (III.10), nous trouvons :

$$\dot{V} \leq -\alpha_i e_i^2 + k_i |e_i| \{ (\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \hat{\theta}_{f_i}) + (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \hat{\theta}_{g_i}) \} + \overline{\varepsilon_i} |e_i| \quad (\text{III.15})$$

Sachant que :

$$\tilde{\theta}^T \hat{\theta} = \frac{1}{2} \theta^T \theta - \frac{1}{2} \hat{\theta}^T \hat{\theta} - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (\text{III.16})$$

Donc, il vient :

$$\dot{V} \leq -\alpha_i e_i^2 + \frac{1}{2} k_i |e_i| \{ (\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \hat{\theta}_{f_i}) + (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \hat{\theta}_{g_i}) \} - \{ (\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \theta_{f_i}) + (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \theta_{g_i}) + \frac{2\varepsilon_i}{k_i} \} \quad (\text{III.17})$$

Si la condition suivante est vérifiée :

$$(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \hat{\theta}_{f_i}) + (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \hat{\theta}_{g_i}) \geq (\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \theta_{f_i}) + (\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \theta_{g_i}) + \frac{\overline{2\varepsilon_l}}{k_i}$$

Nous aurons :

$$\dot{V} \leq 0$$

Ce qui assure la bornitude de l'erreur d'indentification ainsi que tous les signaux du système [34].

III. 2. 3: Calcul de la commande :

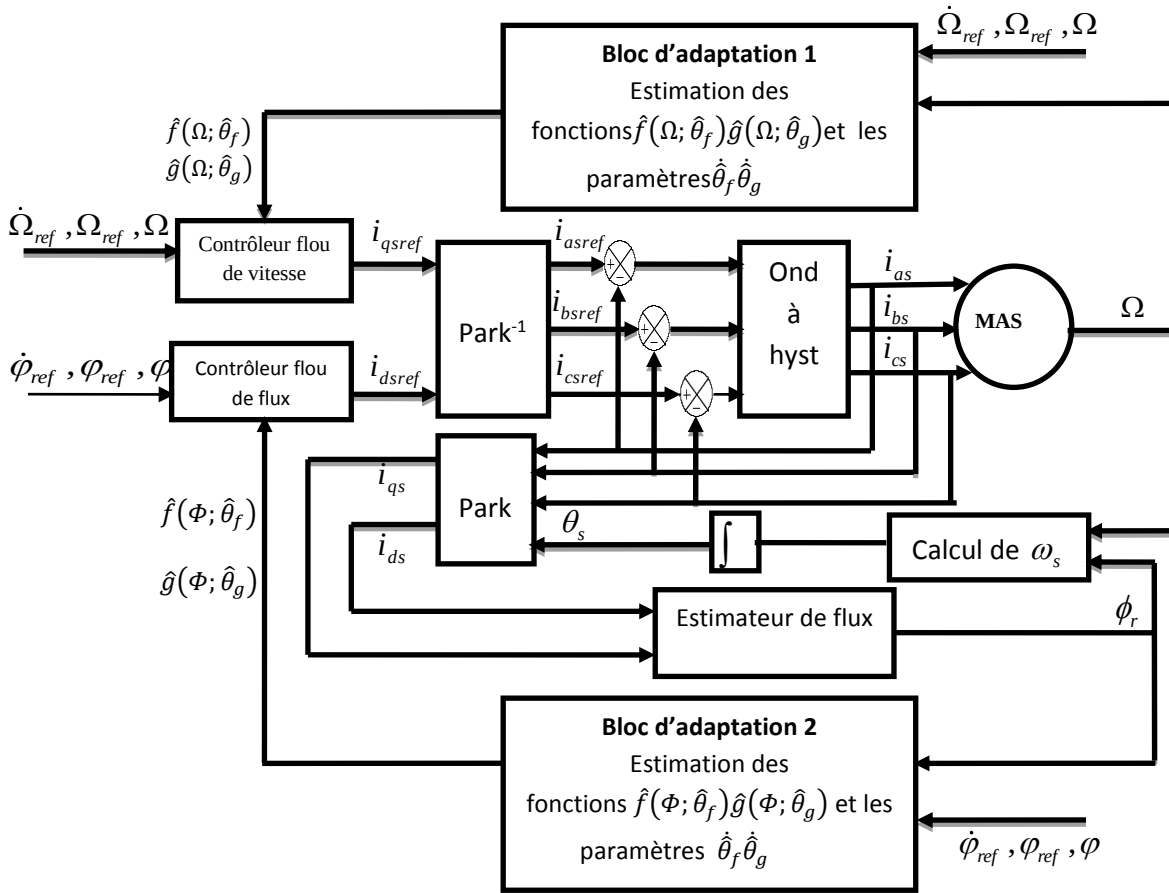
La commande μ est calculée suivant la méthode du couple calculé, par la relation suivante :

$$u_i = \frac{v_i - \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i})}{\hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i})} \quad (\text{III.18})$$

Avec $v_i = \dot{x}_{id} + \lambda_i(x_{id} - x_i)$ et λ_i est une constante positive.

III.2.4.Application a la MAS

Le schéma de principe de cette commande est représenté à la figure (III-3) le modèle d'identification évalue les fonctions $\hat{f}(\cdot)$ et $\hat{g}(\cdot)$ en se basant sur la minimisation de l'erreur d'état. Le contrôleur utilise ces valeurs ($\hat{f}(\cdot)$ et $\hat{g}(\cdot)$) Pour fournir le courant i_{qref} et i_{dref} désirés.



Figure(III-3) : structure de réglage de vitesse par la méthode de commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation de l'erreur d'état.

III. 2. 4. 1: réglage de la vitesse

En tenant compte de l'équation(III.1), le modèle d'identification à la forme suivante :

$$\hat{\Omega} = -\alpha\hat{\Omega} + \alpha\Omega + \hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f) + \hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g)i_q \quad (\text{III.19})$$

Ou $\hat{f}(\cdot)$ et $\hat{g}(\cdot)$ sont des systèmes flous avec paramètres inconnus. Trois fonctions d'appartenance sont attribuées à l'entrée Ω pour les deux systèmes flous. Dans ce cas, nous fixerons les paramètres des prémisses et les seuls paramètres ajustables seront ceux de la conclusion. Par conséquent, les sorties des deux systèmes flous peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f) = W_f(\Omega)\hat{\theta}_f \quad \hat{f}(\Phi; \hat{\theta}_f) = W_f(\Phi)\hat{\theta}_f \quad (\text{III.20})$$

$$\hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g) = W_g(\Omega)\hat{\theta}_g \quad \hat{g}(\Phi; \hat{\theta}_g) = W_g(\Phi)\hat{\theta}_g$$

Ou $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ sont des vecteurs regroupant les paramètres des conséquences les systèmes flous, alors que $W_f(\cdot)$ et $W_g(\cdot)$ sont des fonctions floues de base.

Les conséquences des règles floues des systèmes flous ont les formes suivantes :

$$\begin{aligned} s_f(k) &= a_f(0,k) + a_f(1,k)\Omega & s_f(k) &= a_f(0,k) + a_f(1,k)\Phi \\ s_g(k) &= a_g(0,k) + a_g(1,k)\Omega & s_g(k) &= a_g(0,k) + a_g(1,k)\Phi \end{aligned} \quad (III.21)$$

L'erreur d'identification est définie par :

$$e(t) = \Omega - \hat{\Omega} \quad e(t) = \Phi - \hat{\Phi}$$

Les paramètres internes des systèmes flous sont ajustés par les lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_f &= \eta_{f\Omega} W_f(\Omega)e - k_\Omega \|e\| \hat{\theta}_f & \dot{\hat{\theta}}_f &= \eta_{f\Phi} W_f(\Phi)e - k_\Phi \|e\| \hat{\theta}_f \\ \dot{\hat{\theta}}_g &= \eta_{g\Omega} W_g(\Omega)e i_{qref} - k_\Omega \|e\| \hat{\theta}_g & \dot{\hat{\theta}}_g &= \eta_{g\Phi} W_g(\Phi)e i_{qref} - k_\Phi \|e\| \hat{\theta}_g \end{aligned} \quad (III.22)$$

Avec $\eta_{f\Omega}$, $\eta_{g\Omega}$ et k_Ω sont des constantes positives :

La sortie du contrôleur est donnée par :

$$i_{qsref} = \frac{v_\Omega - \hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f)}{\hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g)} \quad i_{dref} = \frac{v_\Phi - \hat{f}(\Phi; \hat{\theta}_f)}{\hat{g}(\Phi; \hat{\theta}_g)} \quad (III.23)$$

Avec :

$$v = \dot{\Omega}_{ref} + \lambda(\Omega_{ref} - \Omega) \quad v = \dot{\Phi}_{ref} + \lambda(\Phi_{ref} - \Phi) \quad (III.24)$$

III. 2. 5: Simulation numérique :

Les performances de réglage de vitesse sont évaluées par le biais d'une simulation numérique dans les conditions des essais précédents. les coefficients de la commande, qui ont donné satisfaction sont regroupés dans le tableau III-1.

$\eta_{f\Omega}$	$\eta_{g\Omega}$	k_Ω	α	λ
50	50	0.5	5	10.85

Tableau III-1 : coefficients de réglage de la vitesse

III. 2. 5. 1: Comportement dynamique avec variation de charge

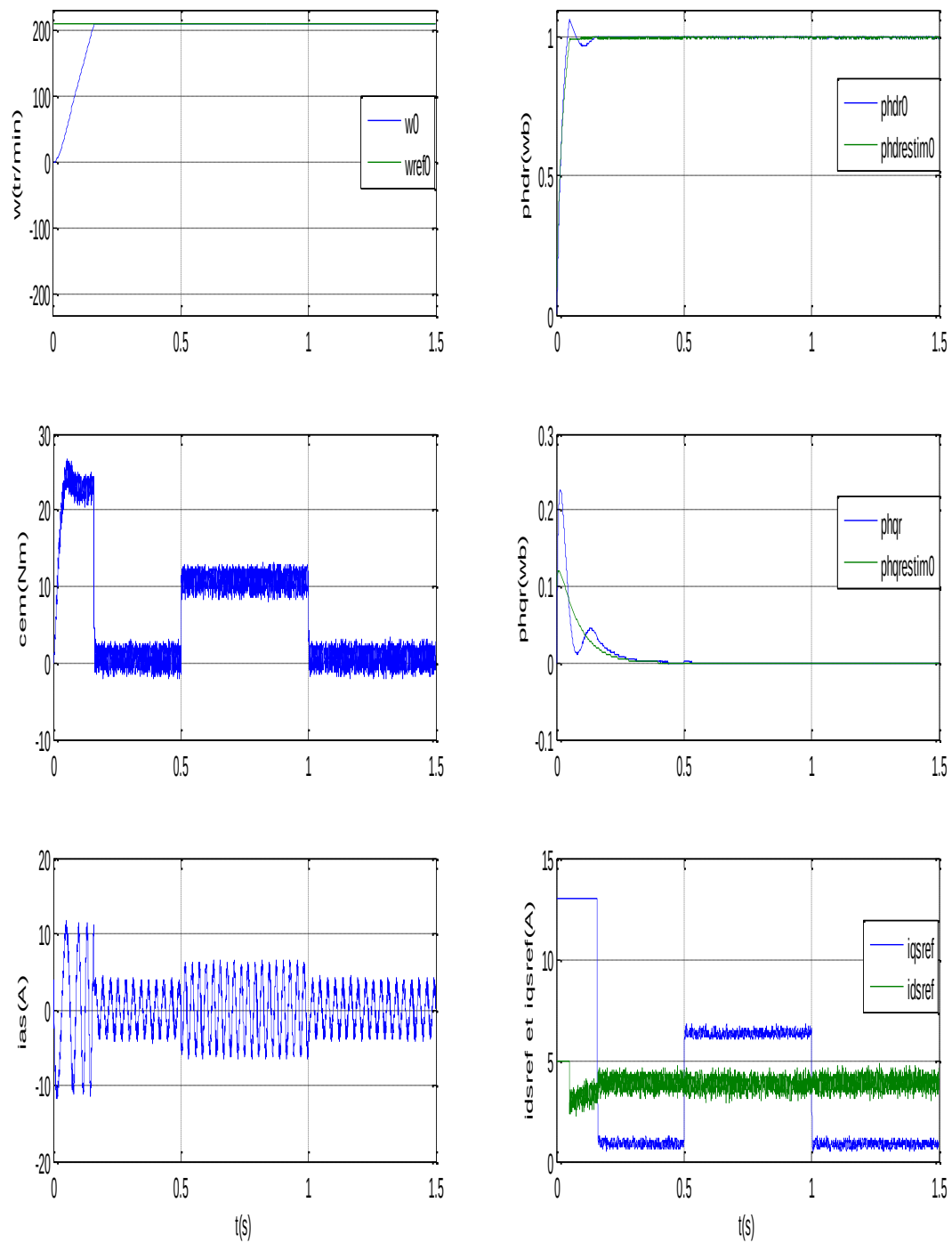
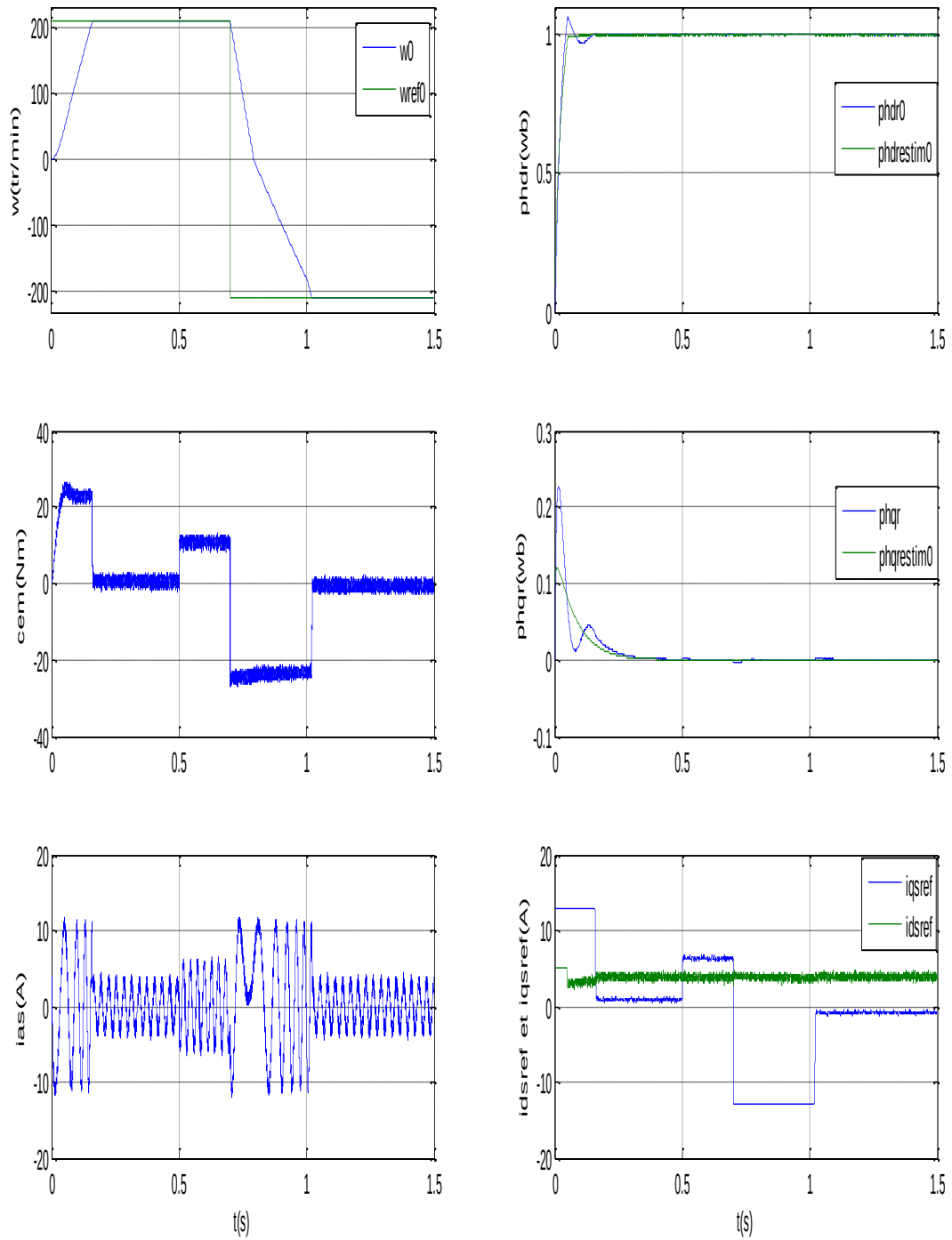


Figure (III-4) :comportement dynamique avec variation de charge

III.2.5.2: Comportement dynamique avec inversion de vitesse :**Figure(III-5):**comportement dynamique avec inversion de vitesse

III. 1. 5. 3: Comportement dynamique avec variation paramétrique

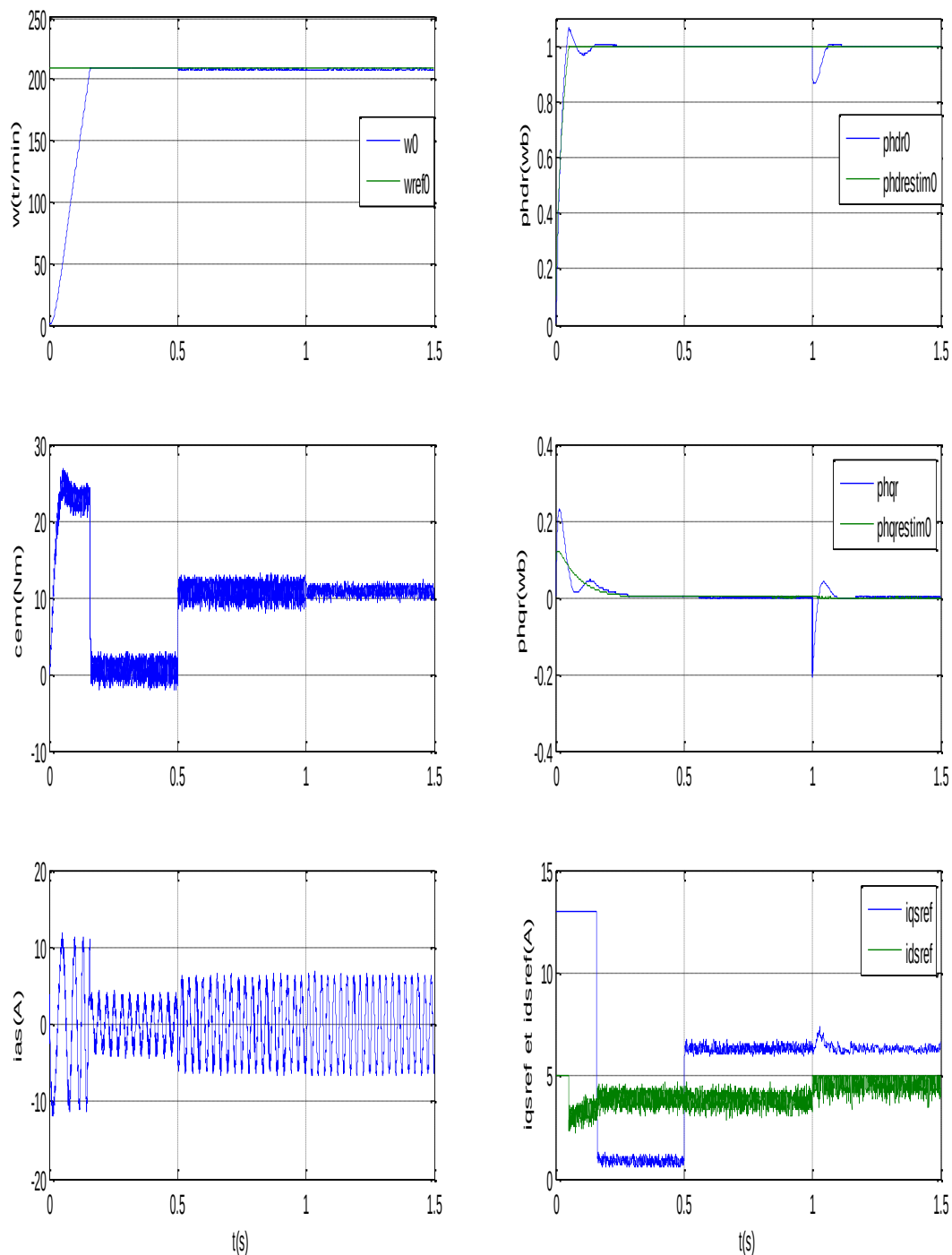


Figure (III-6) : comportement dynamique avec variation paramétrique

III. 2. 6:Interprétation des résultats

Les figures (III.4 et III.5) donnant la dynamique du réglage de la vitesse lors du démarrage de machine asynchrone pour une consigne de vitesse 209rad/s avec variation de la charge ,ainsi que lors l'inversion du sens de marche Les performances du réglage de la vitesse et très satisfaisantes, le rejet de perturbation est rapide et le découplage n'est pas affecté par la variation de la charge.

pour tester les performances de la méthode de commande proposée vis-à-vis des variations paramétriques nous avons appliqué , les mêmes variations paramétriques que pour les essais précédents les réponses obtenues sont présentées sur la figures(III.6) lors de réglage de vitesse.ces réponses montrent que cette perturbation paramétrique n'a pas affecte les performances de réglage

III.2.7.Conclusion

Dans ce chapitre nous sommes intéressés à la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur d'état appliquée à machine asynchrone ont étudiée, ou le système flou en utilisant la théorie de lyapunov pour l'obtention des lois d'adaptation assurant la bornitude de l'erreur d'identification et les paramètres de systèmes flous

Les résultats obtenus ainsi que les différents tests ont montré que cette technique présente de bonnes en présence des perturbations de charge et inversion du sens de marche. La vitesse suit sa référence, le flux rotorique suit sa valeur de référence suivant l'axe d avec une composante nulle suivant l'axe q, l'augmentation du couple électromagnétique en présence du couple résistant ce qui a conduit à une bonne accélération du moteur.

La technique de commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur d'état est aussi testée pour les variations paramétriques du système. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette technique présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques.

Ce technique présente de bonnes performances malgré que les systèmes flous n'utilisent que un nombre minimal de règle.



Conclusion générale

Conclusion générale

La caractéristique non linéaire et la variation des paramètres de la machine asynchrone durant son fonctionnement posent un problème de commande. L'utilisation des méthodes de contrôle modernes permettant d'avoir une réponse rapide ainsi que des performances élevées.

Dans ce travail, pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis, nous nous sommes intéressés à la commande par les systèmes flous qui sont capable de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Dans La première partie de ce travail on s'intéresse à la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur et pour réduire la complexité de la résolution des équations différentielles du système, on applique la transformation de PARK, qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Dans la deuxième partie, Nous avons donnée un aperçu général sur la logique floue avec la formulation mathématique des systèmes flous utilisant le modèle de Mamdani et celui de Sugeno. Le premier modèle est mieux adapté à représenter une description linguistique du comportement que doit réaliser le régulateur. Tandis que le modèle de Sugeno est souhaitable pour l'approximation des fonctions inconnues et/ou variables, ce qui est intéressant dès qu'on savait que la sortie due à ce type de modèle possède une expression linéaire en terme des paramètres des conséquences des règles floues. En effet, cela permet de faciliter l'exploitation de la propriété d'approximateur universel dont son dotés certaines classes de ces systèmes.

Les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone par l'application des régulateurs flous de Mamdani à trois classes ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées, mais présente l'inconvénient de nécessiter l'action sur les facteurs d'échelle. L'utilisation des régulateurs flous de Sugeno à trois classes a permis de surmonter ce problème. Les conséquences des règles floues de Sugeno sont considérées comme un polynôme d'ordre un des entrées, lesquelles sont définies par trois ensembles flous. Les paramètres des prémisses et des conclusions des règles floues de Sugeno sont déterminés en se basant sur les données entrée-sortie fournies par les régulateurs flous, synthétisées en utilisant le mode de raisonnement de Mamdani. L'avantage essentiel présenté par le régulateur flou de Sugeno réside dans le fait qu'il est construit uniquement autour de trois fonctions d'appartenance et l'ensemble des règles servant à induire la commande est neuf de

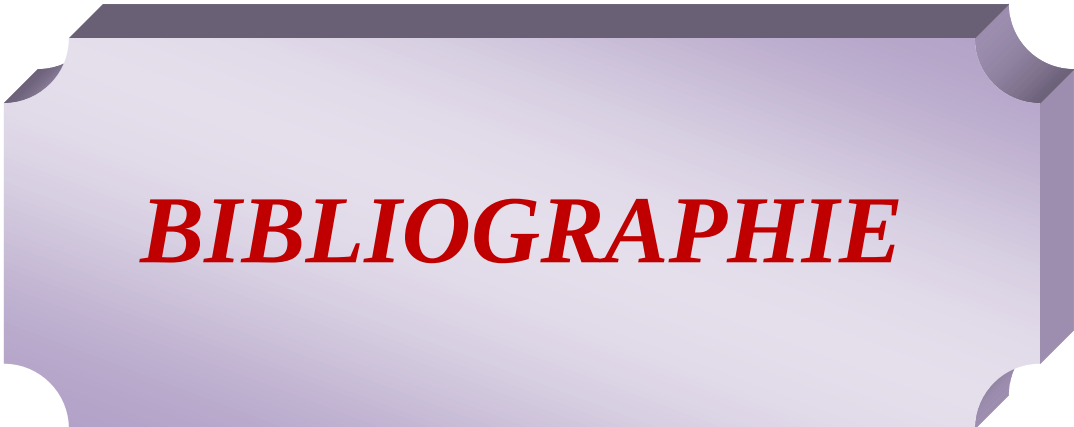
plus, l'étape de défuzzification est éliminée. Tout ceci conduit à un algorithme très réduit, pour le calcul de la commande, par rapport à celui de Mamdani.

Dans la troisième partie, nous avons étudiée la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation de l'erreur d'état. Dans cette approche, les systèmes flous sont utilisés pour estimer la dynamique du système et la loi de commande est obtenue à partir de ces estimées. La théorie de l'approximation et celle de lyapunov sont interviennent pour établir une loi d'adaptation paramétrique assurant la stabilité et la bornitude de l'erreur de poursuite et les paramètres des systèmes flous.

A partir des résultats obtenus, la commande adaptative a base des systèmes floue basée sur la minimisation de l'erreur d'état présente de bonne performance en présence des variations de charge et lors d'une inversion du sens de marche pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. La commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation de l'erreur d'état est testé de même par les variations paramétriques du système, et les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette technique présente une forte robustesse en présence de ces variations.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous donnons quelques Perspectives à savoir:

- Commande par mode glissant floue appliquée à la machine asynchrone.
- Commande adaptative floue type2 appliquée à la machine asynchrone.



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, " Modélisation des machines électrique," press, univ, batna,1997.
- [2] G. Grellet, G. Clerc, " Actionneur electriques," Edition eyrolles, 1997.
- [3] B.K. Bose, " Ahigh performance inverter_ fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," IEEE.Trans. ind.appl, vol, N0.6, 1987
- [4] G. Segulier, F. Notelet, " Electrotechnique industrielle," TEC et DOC, 1994.
- [5] Marc Budinger, Jonathan Liscouet, Stéphane Orioux, Jean-Charles Maré « Etat de l'art sur la conception des systèmes d'actionnement électromécaniques »2007.
- [6] Zahir ait ouali « application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone » mémoire de magister, université de Tize-ouzou, 2009.
- [7] A.ACHOUR et A. AICHOUICHE, «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone», mémoire d'ingénieur en – Université de M'sila – 2005.
- [8] F.MORAND, « Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat – Automatique de Lyon – 2005.
- [9] Jean-Pierre Caron & Jean-Paul Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone, » Edition Technip, Paris, 1995.
- [10] Abdelali Boughaba, « Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction analyse d'algorithme de la commande vectorielle, » Thèse de Magister, Université de BATNA, Mai 1998.
- [11] J.P.Caron, J.P. Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone," Edition technique paris, 1995.
- [12] H. Bounoua, A. Bounoua, " The utilisation of the PMW inverter feeding in the asynchronous motor command," electronic journal, 2004.
- [13] J.Lvern, « La logique floue : Concepts et définitions », Electronique radio plan541, pp11-18,1992.

- [14] H.Buhler, « Réglage par logique floue », Presses polytechniques romandes, 1994.
- [15] D.Driankov, H.Hellendoorn et M.Reinfrank « An introduction : fuzzy control», SpringerVerlag, 1996.
- [16] M.Jamshidi, N.Vadiee et T.J.Ross, « Fuzzy logic and control» , Prentice-Hall, 1993.
- [17] G.Huguenin, « logique floue», CH-2610 Saint-Imier,2004.
- [18] B. Meunier, Bernadette, "La logique floue et ces application,"addison-wesley France, 1995.
- [19] K.M. Passino, S. Yurkovich, " Fuzzy control," Addison-wesley, longman Inc, 1998.
- [20] H. Buhler, "Le réglage par logique floue," presses polytechniques romandes, 1994.
- [21] H.A.F. Mohamed, W.P.Hew, " A fuzzy logic vector of induction motor," IEEE.Trans. fuzzy systems, vol. 3, pp. 324-328, 2000.
- [22] M. Cao, J.L. Silwaneto, H. Huy, " Fuzzy logic based controller for induction motor drives," IEEE. Trans. Fuzzy systems, pp. 631-634, 2000.
- [23] G. Nagib, W.Ghrieb, Z.Binder, " Application of fuzzy control to non-linear thermal process," proc.31st conf. Dec.contr,pp. 1154-1159, 1992.
- [24] S. Yen, C.Juo, " New hybrid fuzzy controller for direct torque control induction motor drives," IEEE.Trans. pow.elect, vol.18, N0.5, pp. 1211-1219, 2003.
- [25] H. Ying, " An analytical on structure, stability and design of general nonlinear Takagi-Sugeno fuzzy control systems," automatica, vol. 34. N0.12, pp. 1617-1623, 1998.
- [26] L.X. Wang, " Adaptive fuzzy systems and control," design and analysis. Prentice-hall, englewood clifs, Nj, 1994.
- [27] A. Alwadie, H. Ying, H. Shah, "A pratical two-input.two-output takagi-sugeno fuzzy controller," int. Journal of fuzzy syst. Vol. 5, N0.2, 2003.
- [28] J.R. Jang, C.T. Sun, " Neuro-fuzzy modeling and control," proc of IEEE, vol.83, N0.3, pp. 387-406, 1995.

- [29] A. Tlemcani, " Sur la commande floue adaptative par les systèmes flous : Application à la machine synchrone à aimants permanents, " thèse de magister, ENP d'Alger, 1999.
- [30] A. Soukkou, " Conception d'un contrôleur neuronal flou par les algorithmes génétiques," thèse de magister, univ de Sétif, 1999.
- [31] S. Labiod, " Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires," thèse de doctorat, ENP d'Alger, 2004.
- [32] S. Labiod, "commande adaptative par le systèmes flous ;application aux robot manipulateurs," thèse de magister, ENP,1998
- [33] J.M.MENDEL, fuzzy Systems for engineering : A tutorial,"Proc. IEEE, vol.83, NO.3, pp.347-377, March., 1995
- [34] M.M.POLYCARPOU,stable adaptative neural control schème for non linear système, IEEE TRANS. On Auto. Control, vol.41, NO.3, pp.447-351, March., 1996

ANNEXE

PARAMETRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1- Paramètres électriques:

Tension d'alimentation	(v)	220/380/50(Hz)
Résistance de stator	(R_s)	4.85 Ω
Résistance de rotor	(R_r)	3.805 Ω
Inductance de rotor	(L_r)	0.274 H
Inductance de stator	(L_s)	0.274 H
Inductance Mutuelle	(M)	0.258 H

2 – Paramètres mécaniques:

Moment d'inertie	(J)	0.02 Kg.m²
Coefficient de frottement	(F)	0.008 SI

3- Paramètres électromagnétique :

Couple nominal	(Cr)	10N.m
Nombre de paire de pôles.	(P)	2
Vitesse nominale	(ω_n)	209 rad/s

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN ELECTRONIQUE
SPECIALITE : CONTROLE INDUSTRIEL**

Proposé et dirigé par : MALIKA FODIL

Présenté par : DJAIDJA ABDELBASET

Thème

**Commande floue adaptative basée sur la minimisation De l'erreur
d'état**

Résumé : Le travail présenté dans ce mémoire concerne les techniques de commande utilisant les systèmes flous appliquées à la machine asynchrone, alimentée par un convertisseur statique. La première partie est consacrée à la modélisation qui permet l'obtention d'un modèle dynamique simplifié utilisant la transformation de park. Dans la deuxième partie, nous avons abordé des notions fondamentales de la logique floue liées aux problèmes de commande, par la suite nous avons appliqué cette commande pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Deux méthodes de commande ont été abordées, à savoir la méthode de Mamdani, ainsi que la méthode de Sugeno. Dans la troisième partie, nous avons étudié et développé des stratégies de commande adaptatives utilisant les systèmes flous. Ainsi, nous nous sommes intéressés à la commande adaptative floue basée sur la minimisation de l'erreur d'état.

Les résultats de simulation obtenus ont prouvés une grande efficacité et une forte robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbations.

Mots-clés: Machine asynchrone. Systèmes flous, Commande par logique floue, Commande floue adaptative.

Abstract : The work presented in this thesis concerns the control techniques using fuzzy systems applied to the asynchronous machine fed by a static converter. The first part is devoted to modeling which allows obtaining a simplified dynamic model using the park transformation. In the second part, we discussed the basic concepts of fuzzy logic control problems linked to later we applied this control to adjust the speed of the asynchronous machine. Two control methods were discussed, namely the method of Mamdani and Sugeno method. In the third part, we have studied and developed adaptive control strategies using fuzzy systems. Thus, we take knowledge of fuzzy adaptive control based on the minimization of state error

The obtained simulation results have proven high efficiency and high robustness in the presence of parametric variations and disturbances.

Keywords: Asynchronous machine. Fuzzy systems, fuzzy control, adaptive fuzzy control.