

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 : DJOUKBALA Hicham

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : Contrôle industriel

Thème

**Commande adaptative floue basée sur la
minimisation d'erreur filtrée appliqué à la
« Machine asynchrone »**

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

BENACENE Madani
FODIL Malika
DJERIOUI Mohamed
MEZAACHE Hatem

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

Président
Encadreur
Examineur
Examineur

Promotion : Juin 2015

Remerciements

Louange à ALLAH, pour la volonté, la santé et la patience qu'Il m'a donné durant toutes ces longues années.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements :

*A ma promotrice M_{me}. **Malika FODIL***

pour sa contribution à l'élaboration de ce mémoire.

A l'ensemble des enseignants qui m'ont suivi durant mon cycle d'études.

A tous les professeurs du département d'Electronique.

Je tiens à exprimer ma gratitude à toutes les personnes m'ayant aidé à élaborer ce présent travail.

Mes respects aux membres du jury qui me feront l'honneur d'apprécier mon travail.



Hicham DJOUKBALA

Dédicace

À ma Mère « Nassira BENGHAÏANI », à qui je souhaite une longue vie.

À celle, dont le nom représente le premier mot que j'ai appris et qui reflète la plus grande joie de cette existence, à celle qui a vécu pour être à mes côtés, partageant avec moi le meilleur et le pire, que DIEU le tout-puissant me la garde, je dédie ce travail.

*À celui qui a été le soutien et la source de ma fierté et mon espoir, mon regretté Père qu'Allah ait son âme et l'accueille en son Paradis Inchaa
ALLAH.*

À ceux avec qui je partage les meilleurs et les pires moments, mon frère et ma sœur :

Omar et Chahrazed

Un grand merci pour :

Mr Cheikh ABDELATIF pour ses orientations et ses remarques.

Mr Saïd DJOUKBALA, mon cousin, qui m'a aidé à finir ce mémoire.

Mes chers amis

Hadjer NACERI, Sarah LEBSIRA, Atiq TALEB HACINE

Abdelmoumene KHAZZAR, Mohamed ABDERRAOUF, Mohamed HOVICH, Saad BELLA

L'ensemble de groupe du contrôle industriel : Amel, Asia, Fatima, Sanaa, Abdelbaset, Abdelbassit, Ali 'staifi', Ilyes, Noureddine, Raouf, Saad.



Table des matières

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Introduction	4
I.1. Généralités sur la machine asynchrone triphasée.....	5
I.1.1. Définition.....	5
I.1.2. Description de la machine.....	5
I.1.3. Hypothèses simplificatrices.....	5
I.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	6
I.2.1. Modèle de la MAS triphasée.....	6
I.2.1.1. Equations électriques.....	7
I.2.1.2. Equations magnétiques.....	7
I.2.1.3. Equations mécaniques.....	8
I.2.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park.....	9
I.2.2.1. Equations électriques.....	10
I.2.2.2. Equations magnétiques.....	10
I.2.2.3. Equations mécaniques	10
I.3. Différents repères.....	10
I.4. Représentation d'état du modèle de la MAS.....	11
I.5. Résultats de simulation de la machine asynchrone.....	13
I.6. Modélisation de l'alimentation.....	14
I.6.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	14
I.6.1.1. Fonction de commutation.....	15
I.6.1.2. Commande complémentaire des interrupteurs.....	16
I.6.1.3. Tension de sortie.....	16
I.6.1.4. Commande des onduleurs par régulateur à hystérésis.....	17
I.6.1.5. Stratégies des MLI (stratégies Triangulo-Sinusoidale).....	18
I.1.7. Simulation de l'ensemble onduleur machine.....	20
I.1.8. Interprétation des résultats de simulation.....	22
Conclusion.....	23

CHAPITRE 2 : Commande par Logique floue de la machine asynchrone

Introduction.....	25
II.1. Rappels des principes de la logique floue.....	26
II.1.1. Notions de base d'un ensemble flou.....	26
II.1.2. Caractéristiques d'un ensemble flou.....	26
II.1.3. Variable linguistiques	29
II.1.4. Règles floues.....	29
II.2. Commande par logique floue.....	31
II.2.1. Propriétés d'une commande par logique floue.....	33
II.2.2. Structure de base d'un régulateur flou.....	31
II.2.2.1. Fuzzification.....	32
II.2.2.2. Base de connaissances.....	33

II.2.2.3. Moteur d'inférence.....	34
II.2.2.4 Défuzzification.....	35
II.3. Application de la logique floue a la commande de la M.A.S.....	36
II.3.1. Régulateur de type MAMDANI.....	36
II.3.1.1. Synthèse du régulateur.....	36
II.3.2 Régulateur de la vitesse.....	38
II.3.2.1. Régulateur à sept ensembles flous.....	41
II.3.2.2. Résultats de simulation.....	42
II.3.3. Régulateur de type SUGENO.....	44
II.3.3.1. Conception d'un régulateur flou.....	45
II.3.3.2. Algorithme d'apprentissage.....	46
II.3.3.3. Résultats de simulation.....	49
II.3.4. Robustesse.....	51
Conclusion.....	52

CHAPITER 3 : Commande adaptative floue basée sur la minimisation d'erreur filtrée

Introduction.....	54
III.1. Commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur filtrée.....	54
III.1. Identification du système à régler par les systèmes flous	55
III.2. Preuve de la bornitude de l'erreur d'identification.....	55
III.3. Calcul de la commande.....	57
III.4. Réglage de vitesse.....	59
III.5. Simulation numérique.....	59
III.5.1. Comportement dynamique avec variation de charge.....	62
III.5.2. Comportement dynamique avec inversion de vitesse.....	62
III.5.3. Comportement dynamique avec variation paramétrique.....	63
III.6. Interprétation des résultats.....	64
Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	66
Bibliographie.....	68

La liste des figures et des tableaux

CHAPITRE I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Figure I.1.a Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	6
Figure I.1.b Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	6
Figure I.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	9
Figure I.3 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.....	11
Figure I.4 Résultats la de simulation de MAS à vide.....	13
Figure I.5 Résultats de la simulation de MAS avec une charge	14
Figure I.6 Représentation schématique d'un onduleur de tension.....	15
Figure I.7 illustration de la bande de courant à hystérésis.....	18
Figure I.8 la modulation Triangulo-Sinusoidal.....	19
Figure I.9 Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r=10$ N.m) après un démarrage à vide.....	20
Figure I.10 Résultats de Simulation de la MAS alimenté en tension et en inversons le sens de rotation.....	21

CHAPITRE 2 : Commande par Logique floue de la machine asynchrone

Figure II.1 Représentation de la fonction triangulaire.....	28
Figure II.2 Représentation de la fonction trapézoïdale.....	28
Figure II.3 Représentation de la fonction gaussienne.....	28
Figure II.4 configuration générale d'un contrôleur flou.....	32
Figure II.5 Représentation schématique représente la différence entre singleton.....	33
Figure II.6 schéma bloc de régulation par régulateur flou.....	37
Figure II.7 structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS.....	39
Figure II.8 fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques.....	41
Figure II.9.a : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge.....	43
Figure II.9.b : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.....	43
Figure II.10 : Représentation d'un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre 1.....	48
Figure II.11.a : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge.....	50
Figure II.11.b : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.....	50
Figure II.11.c : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variations paramétriques.....	51

CHAPITER 3 : Commande adaptative floue basée sur la minimisation d'erreur filtrée

Figure III.1 : schéma représentant les différentes techniques de la commande floue adaptative.....	55
Figure III.2 : modèle d'identification basée sur la minimisation de l'erreur filtrée.....	56
Figure III.3 le principe de la commande floue adaptative stable étendue lors du réglage de la machine asynchrone.....	60
Figure III.4 : comportement dynamique avec variation de charge.....	62
Figure III.5 : comportement dynamique avec inversion de vitesse.....	63
Figure III.6 : comportement dynamique avec variation paramétrique.....	64

La liste des tableaux

Tableau II.1 : Les t-normes et t-concormes.....	30
Tableau II.2 : Base de règles.....	42
Tableau II.3 : Règles d'inférence floue.....	47
Tableau III.1 : coefficients de réglage de la vitesse.....	62

Notation et symbole

A.A.P	Algorithme d'adaptation paramétrique
M.A.S	Machine asynchrone
a,b,c	Indice des phases rotoriques
(α,β)	Axes correspondant au référentiel lie au stator
(d,q)	Axes correspondant lie au champ tournant
[P]	Matrice de Park
V_{sabc}	Vecteur de tension statorique
V_{rabc}	Vecteur de tension rotorique
i_{sabc}	Vecteur de courant statorique
i_{rabc}	Vecteur de courant rotorique
Φ_{sabc}	Vecteur de flux statorique
Φ_{rabc}	Vecteur de flux rotorique
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques
$[L_{rr}]$	Matrice d'inducances rotoriques
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
ω	Pulsations électriques
Ω	Vitesse mécanique
P	Nombre de paires de pôles
V	Tension
R	Résistance
I	Courant
Φ	Flux
F	Fréquence
θ	Angle entre le stator et le rotor
J	Moment d'inertie de la masse tournante
C_{em}	Couple électromagnétique
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées statoriques aux bornes de la machine
V	Fonction de Lyapunov
X	Variable d'état
u_g	Terme du mode de glissement
$W(.)$	Matrice de fonctions floues de bases
θ_r	Position électrique du rotor
θ	Position mécanique du rotor
ρ	Coefficient de saillance du rotor
μ	Degré de confiance d'une règle floue
$\varepsilon_f, \varepsilon_g$	Erreur de reconstruction
$\tilde{\theta}$	Erreur paramétrique
Γ	Matrice des gains d'adaptation
Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.	



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable, impose des structures de contrôle spécifique performant. Ces systèmes d'entraînements intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande. Cette dernière est indispensable au fonctionnement de l'ensemble. Malgré tous ces avantages, la commande de la machine asynchrone reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone par l'utilisation de repères appropriés [1][2].

Contrairement à l'automatique linéaire, l'automatique non linéaire ne dispose pas de solutions universelles ni pour l'analyse des systèmes ni pour la conception de leurs contrôleurs. La plupart des approches de commande non linéaires exigent la connaissance d'un modèle mathématique du système. Les performances assurées seront directement liées à l'exactitude du modèle utilisé. En effet, l'obtention d'un modèle mathématique à la fois précis, pertinent et simple à exploiter, peut être parfois difficile et complexe. Pour résoudre ces problèmes, l'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative. Parmi ces approches, on trouve la commande par logique floue qui ne nécessite pas la connaissance du modèle mathématique du processus à commander ; ainsi elle exploite les informations linguistiques de l'expert humain. En plus, les systèmes flous ont la capacité d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire inconnue avec un degré de précision donné. Le plus souvent les régulateurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques. L'objectif est donc de conserver de bonnes performances du système global en adaptant le régulateur en fonction des variations du système [3].

La commande adaptative floue a été largement utilisée avec succès dans la littérature pour résoudre le problème de la commande des systèmes non linéaires. Ces systèmes sont caractérisés par des entrées de commande qui apparaissent linéairement dans l'équation d'état du système. Le cas mono-entrée mono-sortie (SISO) a été largement traité dans la littérature, alors que le cas multi-entrées multi-sorties (MIMO) l'a été moins. Conceptuellement il y a deux approches distinctes formulées pour la commande adaptative floue: l'approche directe et

l'approche indirecte. Dans l'approche directe, les systèmes flous sont utilisés pour approximer un contrôleur idéal inconnu. En revanche, l'approche indirecte exploite les systèmes flous pour estimer la dynamique inconnue du système non linéaire à commander afin de synthétiser des lois de commande basées sur ces estimations [3]

Objectif du mémoire :

L'objectif principal de ce travail est l'application d'une commande adaptative floue indirecte. Cette dernière est basée sur la minimisation d'erreur filtrée pour commander la vitesse d'une machine asynchrone

Structure du mémoire :

L'ensemble des travaux réalisés dans le cadre de ce mémoire est regroupé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la structure générale d'une machine asynchrone, la modélisation et la simulation de cette machine avec un onduleur.

Au deuxième chapitre, nous faisons un rappel général sur les systèmes flous et nous présentons la structure générale d'un contrôleur flou avec les différents types « régulateur de type MAMDANI et régulateur de type SUGENO ».

Dans le troisième chapitre, nous proposons une commande adaptative floue indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée pour une classe de systèmes non linéaires MIMO. Cette commande a pour but de résoudre le problème de réglage de vitesse, tout en assurant la stabilité et la robustesse.

Le bilan des travaux réalisés, dans le cadre de ce travail, et les perspectives envisagées sont donnés en conclusion.

Chapitre I



Modélisation et Simulation De la machine aysnchrone

CHAPITRE I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation inapproprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes complexes interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault,....

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voire même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ceci du moins, dans certaines conditions. Nous obtenons des équations simples, qui traduisent facilement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices ensuite nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions.

Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons, après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension [4].

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1. Généralités sur la machine asynchrone triphasée

I.1.1. 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 [5].

I.1.2. Description de la machine

Une MAS comporte une partie fixe, dite le stator, constituée par des empilages de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé et une partie mobile, dite rotor, qui n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et peut être de deux types:

- Bobinée à bague, munie d'un enroulement généralement triphasé, connectée à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- A cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre) [6]

I.1.3. 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 [6]

- 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 créé par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Modèle de la MAS triphasée

La MAS triphasée est représentée schématiquement par (Figure (I.1))

- Trois enroulements statoriques fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements rotoriques identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

θ est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique.

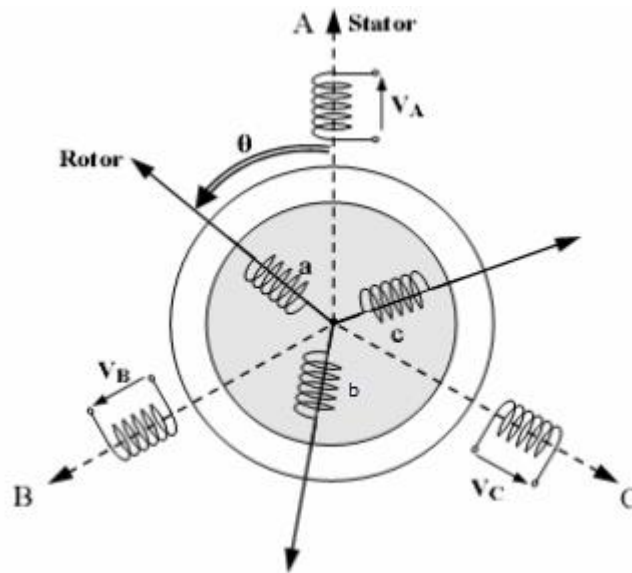


Figure I.1.a Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [3].

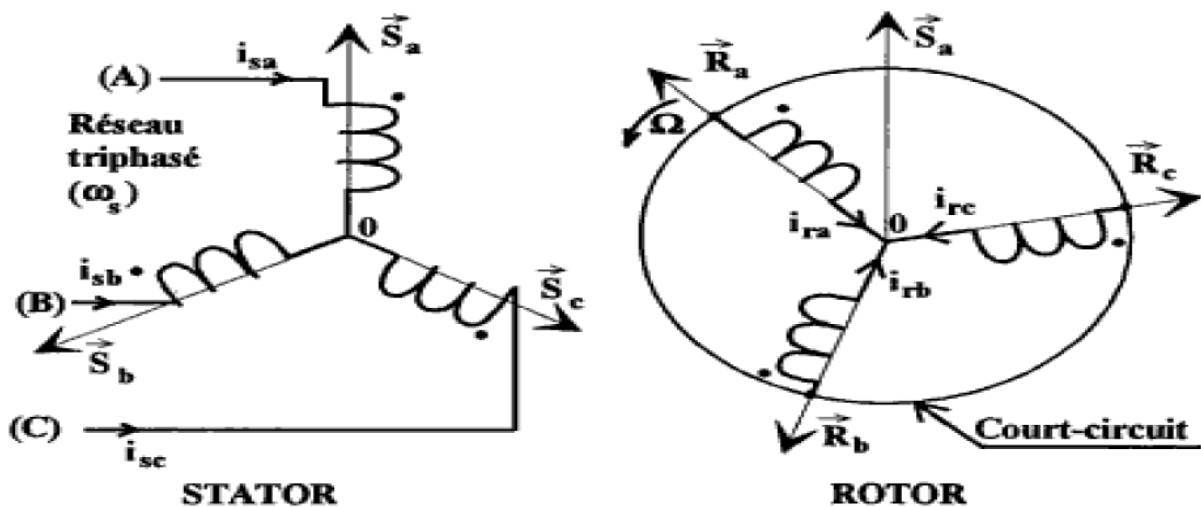


Figure I.1.b Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [7].

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

En prenant en compte les hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations que décrit le fonctionnement de la machine sont [6]

I.2.1.1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{I-1}$$

Ou de manière plus raccourcie.

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + d/dt [\Phi_{sabc}] \quad \text{I-2}$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + d/dt [\Phi_{rabc}] \quad \text{I-3}$$

Avec :

R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.
Et :

$$\begin{aligned} [v_{sabc}] &= [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^t & : \text{vecteur de tension statorique.} \\ [v_{rabc}] &= [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^t & : \text{vecteur de tension rotorique.} \\ [i_{sabc}] &= [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^t & : \text{vecteur de courant statorique.} \\ [i_{rabc}] &= [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^t & : \text{vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{sabc}] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t & : \text{vecteur de flux statorique.} \\ [\Phi_{rabc}] &= [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t & : \text{vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

I.2.1.2 Equations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{I-4}$$

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Ou de manière plus raccourcie :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad \text{I-5}$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{rs}] \cdot [I_{sabc}] \quad \text{I-6}$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Ou :

[L_{ss}] : Matrice d'inductances statoriques.

[L_{rr}] : Matrice d'inductances rotoriques.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

[M_{sr}] : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator- rotor.

M₀ : Maximum de l'inductance mutuelle entre la phase du stator et la phase correspondante du rotor.

1.2.1.3. Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [I_{sabc}]^t d/dt [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad \text{I-7}$$

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J.d\Omega/dt = C_{em} - C_r - f.\Omega$$

I-8

I.2.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques (a,b,c) en enroulements orthogonaux équivalents (d,q) tournant avec le Rotor. Elle rend les équations de la MAS plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [6].

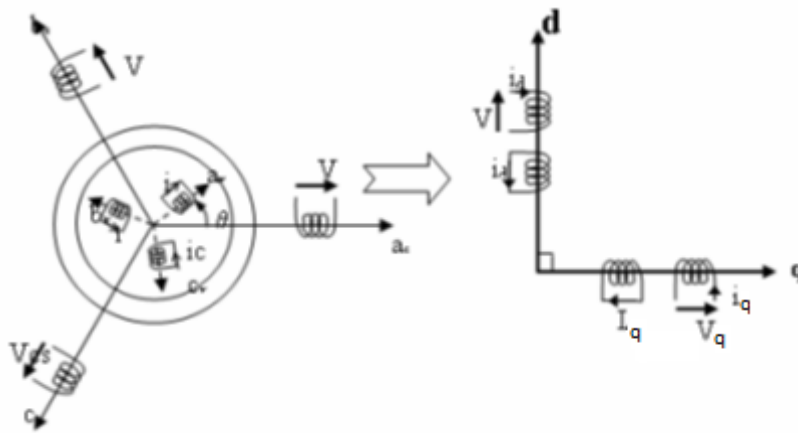


Figure I.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park. [6].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux. Les matrices de Park, directe et inverse, sont données par les expressions suivantes :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{I-9}$$

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$ est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{I-10}$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, et magnétiques permet d'obtenir les équations suivantes:

I.2.2.1 Equations électriques

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + d\Phi_{sd}/dt - \omega_{obc} \cdot \Phi_{sq} \quad \text{I-11}$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + d\Phi_{sq}/dt + \omega_{obc} \cdot \Phi_{sd} \quad \text{I-12}$$

$$V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + d\Phi_{rd}/dt - (\omega_{obc} - \omega) \cdot \Phi_{rq} \quad \text{I-13}$$

$$V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + d\Phi_{rq}/dt + (\omega_{obc} - \omega) \cdot \Phi_{rd} \quad \text{I-14}$$

I.2.2.2 Equations magnétiques

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \quad \text{I-15}$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \quad \text{I-16}$$

$$\Phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \quad \text{I-17}$$

$$\Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \quad \text{I-18}$$

$L_s = l_s - M$ et $L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor.

$M = (3/2) M_0$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.2.2.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad \text{I-19}$$

I.3. Différents repères

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels Orthogonaux présentés dans la figure suivante [8] :

- 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 $(\theta_a = \theta_r)$ (- · - ·)

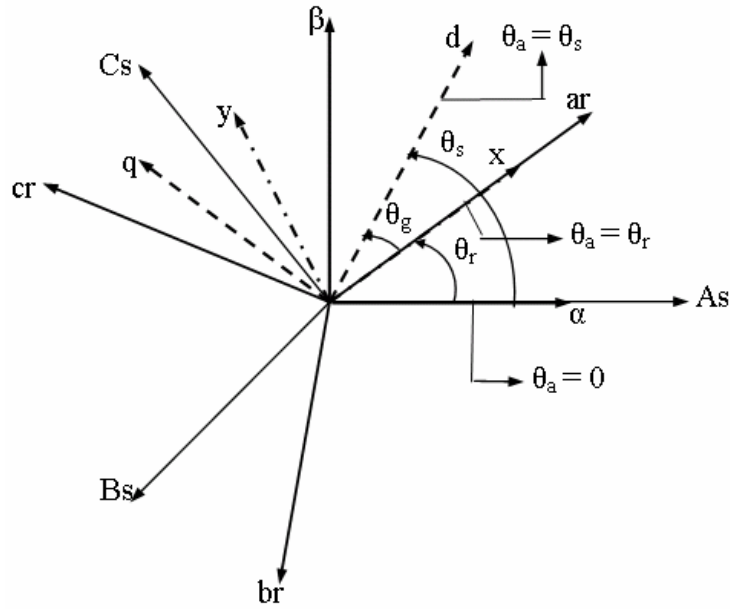


Figure I.3 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: 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.4.Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante [5] :

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

Avec:

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd,\alpha} \ i_{sd,\beta} \ \phi_{sd,\alpha} \ \phi_{sd,\beta}] \\ [U] = [v_{sd,\alpha} \ v_{sd,\beta}] \end{cases}$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d – q), on a:

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_t}{\sigma L_s} & \omega S & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ \frac{-R_t}{\sigma L_s} & \frac{-R_t}{\sigma L_s} & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega S - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega S - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{I-20}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I-21}$$

Et pour le référentiel lié au stator (α - β), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ \frac{-R_t}{\sigma L_s} & \frac{-R_t}{\sigma L_s} & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\frac{1}{T_r} & \omega \end{bmatrix} \quad \text{I-22}$$

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

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

$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$: Résistance totale ramenée au stator.

[A] : Matrice d'état qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée

La simulation sera faite dans les deux référentiels (d - q) et (α - β). Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suit:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I-23}$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

I.5. Résultats de simulation de la machine asynchrone

➤ Démarrage à vide ($C_r=0\text{N.m}$)

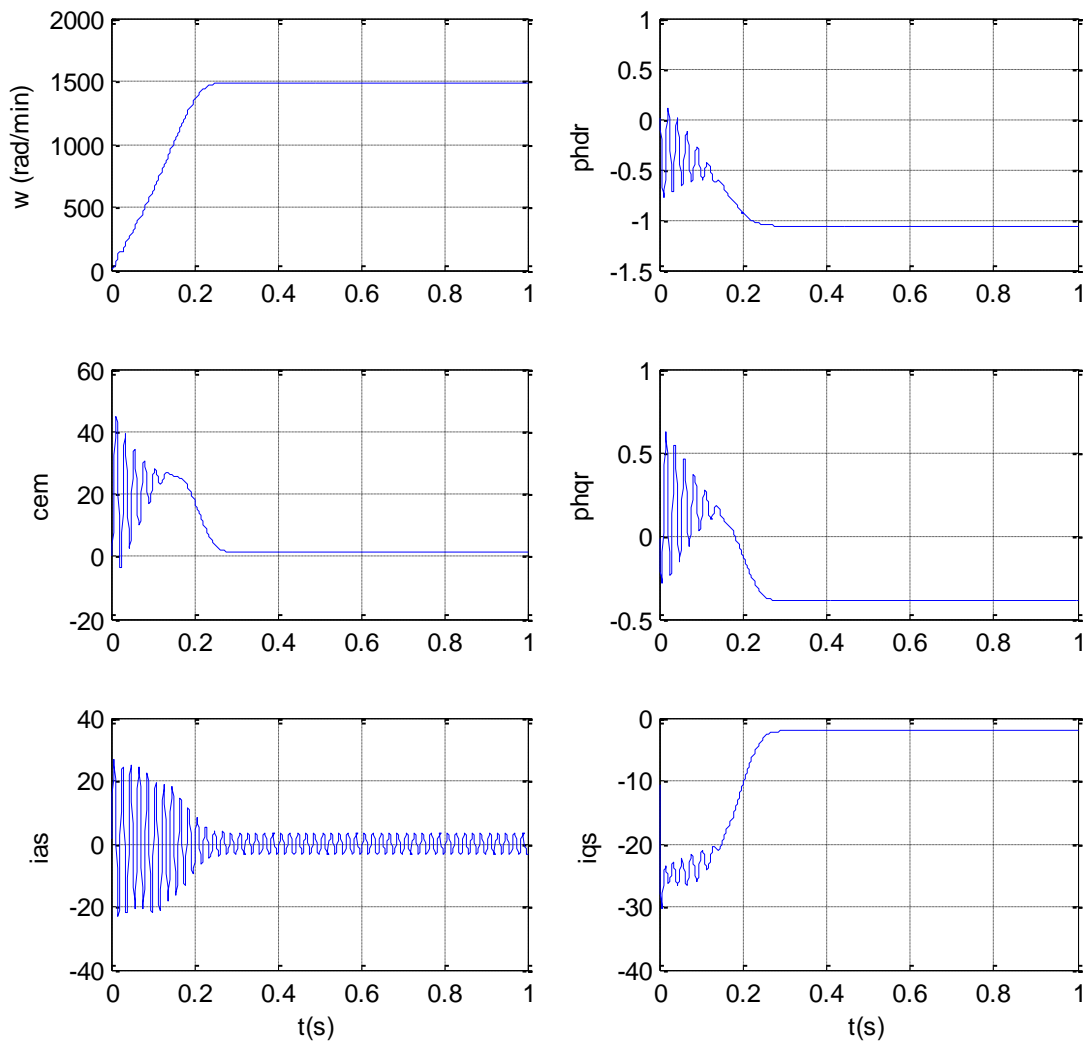


Figure I.4 Résultats la de simulation de MAS à vide.

➤ Simulation avec une charge à $t=0.5s$ ($C_r=10N.m$)

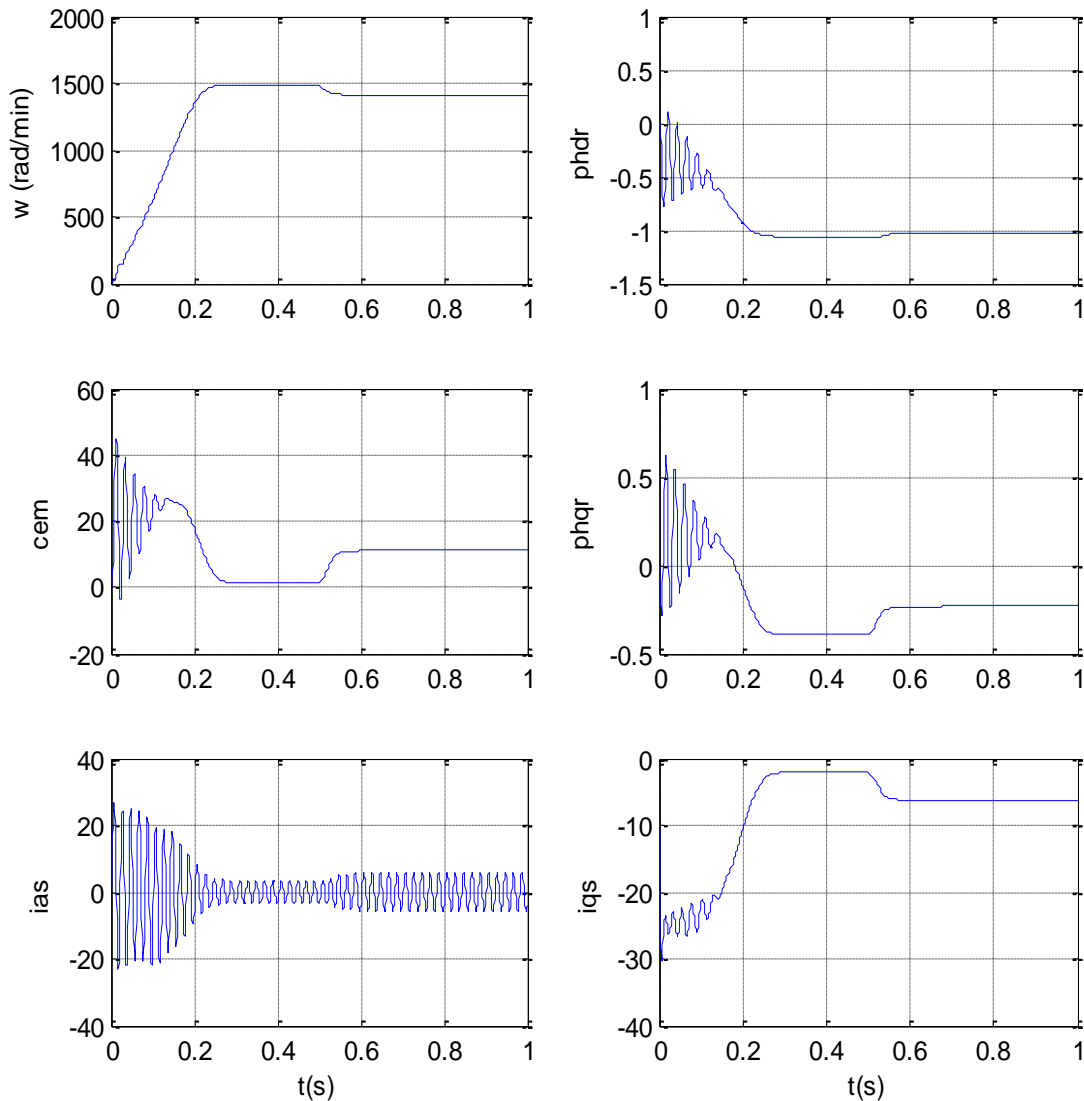


Figure I.5 Résultats de la simulation de MAS avec une charge.

I.6. Modélisation de l'alimentation

I.6.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles avec courant dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblé en parallèle forme un interrupteur (demi bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture). Chaque demi bras possède son complémentaire Figure (I.6) [9].

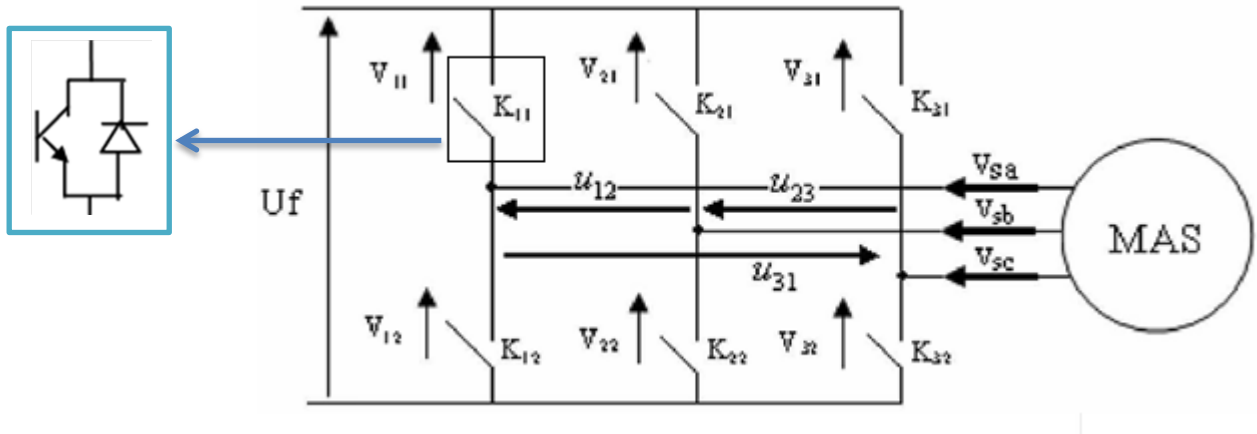


Figure I.6 Représentation schématique d'un onduleur de tension [9].

1.6.1.1 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , telle que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 & \text{si } K_{xi} \text{ est fermé} \\ S_{xi} = 0 & \text{si } K_{xi} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{I-24}$$

Avec $x=a,b,c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

I.6.1.2 Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} , ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad \text{I-25}$$

I.6.1.3 Tension de sortie

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{U_f}{2}$ ou $\frac{-U_f}{2}$ suivant la fonction de connexion S_{x1} comme illustré dans l'équation (I.26).

$$v_{xo} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 1 (S_{x2} = 0) \\ -\frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 0 (S_{x2} = 1) \end{cases} \quad \text{I-26}$$

Avec : v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o .

L'équation (I.26) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1) \quad \text{I-27}$$

Les trois tensions phases-point milieu v_{ao} , v_{bo} et v_{co} sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \quad \text{I-28}$$

Les tensions composées entre phases v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} deviennent donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \quad \text{I-29}$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a , v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad \text{I-30}$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} & -v_{ca} \\ v_{bc} & -v_{ab} \\ v_{ca} & -v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad \text{I-31}$$

Et en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad \text{I-32}$$

avec:

v_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques $S_{a1}, S_{b1}, et S_{c1}$, il existe plusieurs techniques de commande telles que la stratégie MLI et régulateur à hystérésis.

1.6.1.4 Commande des onduleurs par commande à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ; ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur où le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que DI soit égale à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour en tant que $DI < h$.

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustrée par la (figure .7).

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques S_i et correspondent de la façon suivante [10]:

$$s_i = -1 \text{ si } i_i \geq i_{ref} + \Delta i$$

$$s_i = 1 \text{ si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i$$

$$s_i = S_{i-1} \text{ si } i_i = i_{ref}$$

i_i ($i=1, 2, 3$): représentent les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{ref} ($i=1, 2, 3$): représentent les courants de référence des trois bras de l'onduleur

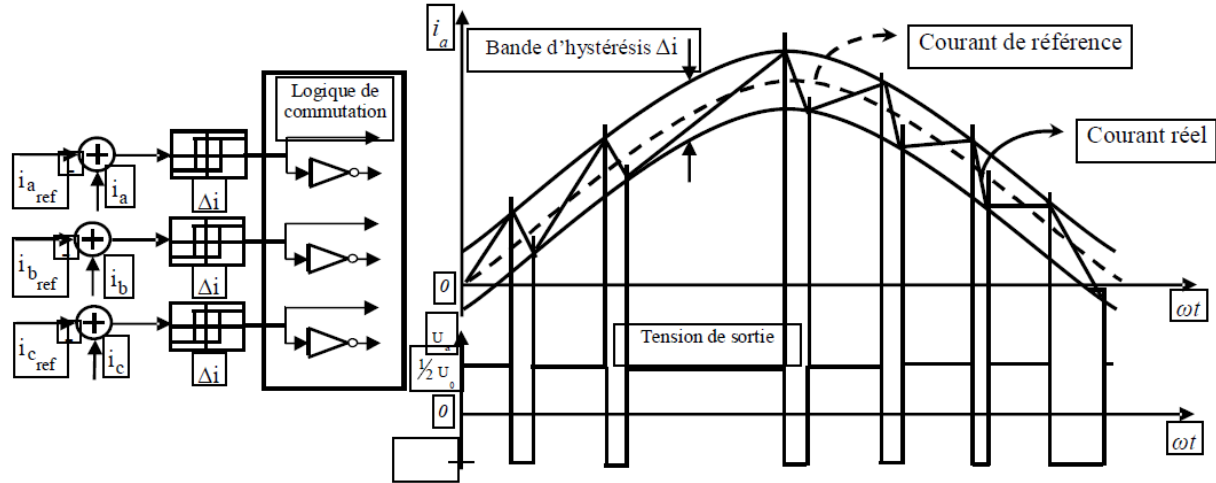


Figure I.7 illustration de la bande de courant à hystérésis [10]

1.6.1.5 Stratégies des MLI (stratégies Triangulo-Sinusoidale)

La commande MLI permet d'avoir une tension ou du courant de sortie de plusieurs créneaux rectangulaires de largeurs convenables. Le but est d'améliorer la qualité des signaux de sortie en minimisant l'effet harmonique. Pour déterminer les instants d'amorçage nécessaires, on génère dans les circuits de commande une onde sinusoïdale de référence, à la fréquence désirée (basse fréquence) et on la compare à l'onde triangulaire, Tri (haute fréquence)[11].

Trois catégories de M. L. I. ont été développées.

- ✓ Les modulations sinus-triangulaires effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général triangulaire. Comme le montre la Figure (I.8)
- ✓ Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne afin d'annuler certaines composantes du spectre fréquentiel.
- ✓ Les modulations post-calculées encore appelées M. L. I. régulières symétriques ou M. L. I. vectorielles dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

➤ **Indice de modulation m** : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence de la référence f ($m = \frac{f_p}{f}$).

➤ **Taux de modulation r** : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence $V_{ref\ m}$ à la valeur crête $U_{p\ m}$ de la porteuse ($r = \frac{V_{ref\ m}}{U_{p\ m}}$). En fonctionnement normal $0 < r \leq 1$.

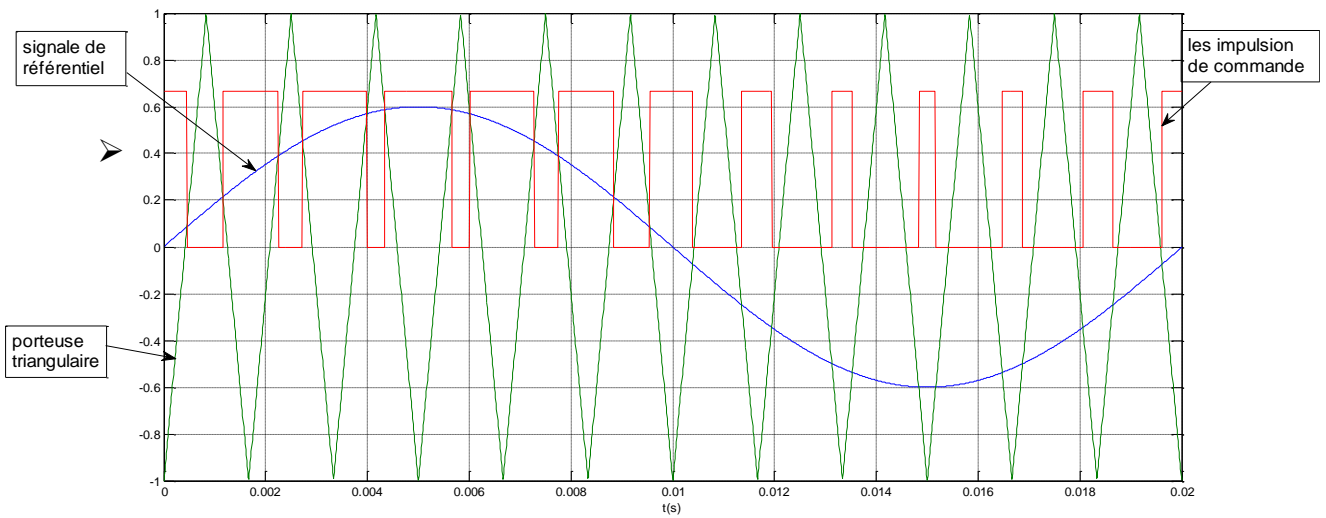


Figure I.8 la modulation Triangulo-Sinusoidale

I.1.7. Simulation de l'ensemble onduleur machine

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

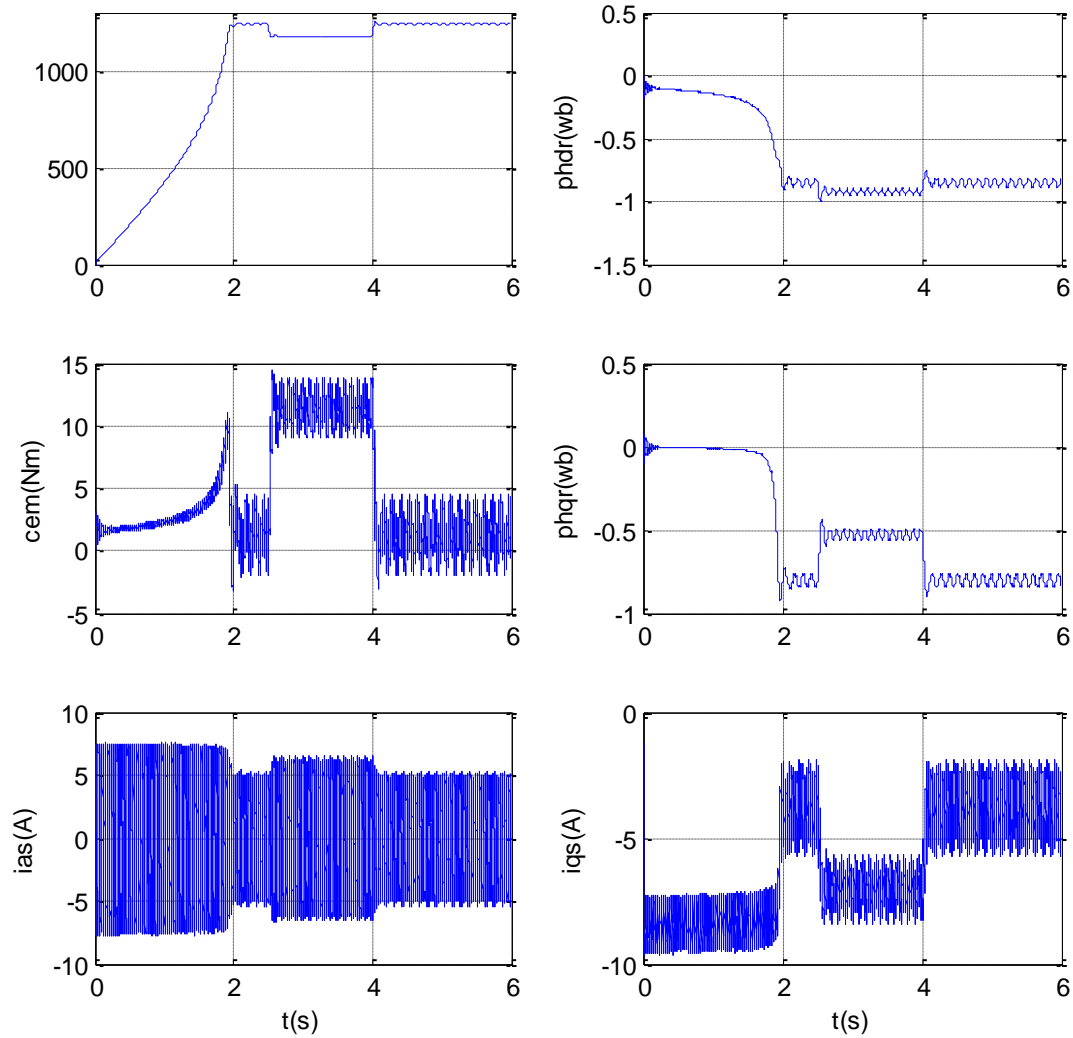


Figure I.9 Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r = 10 \text{ N.m}$) après un démarrage à vide.

➤ Inversion de la vitesse

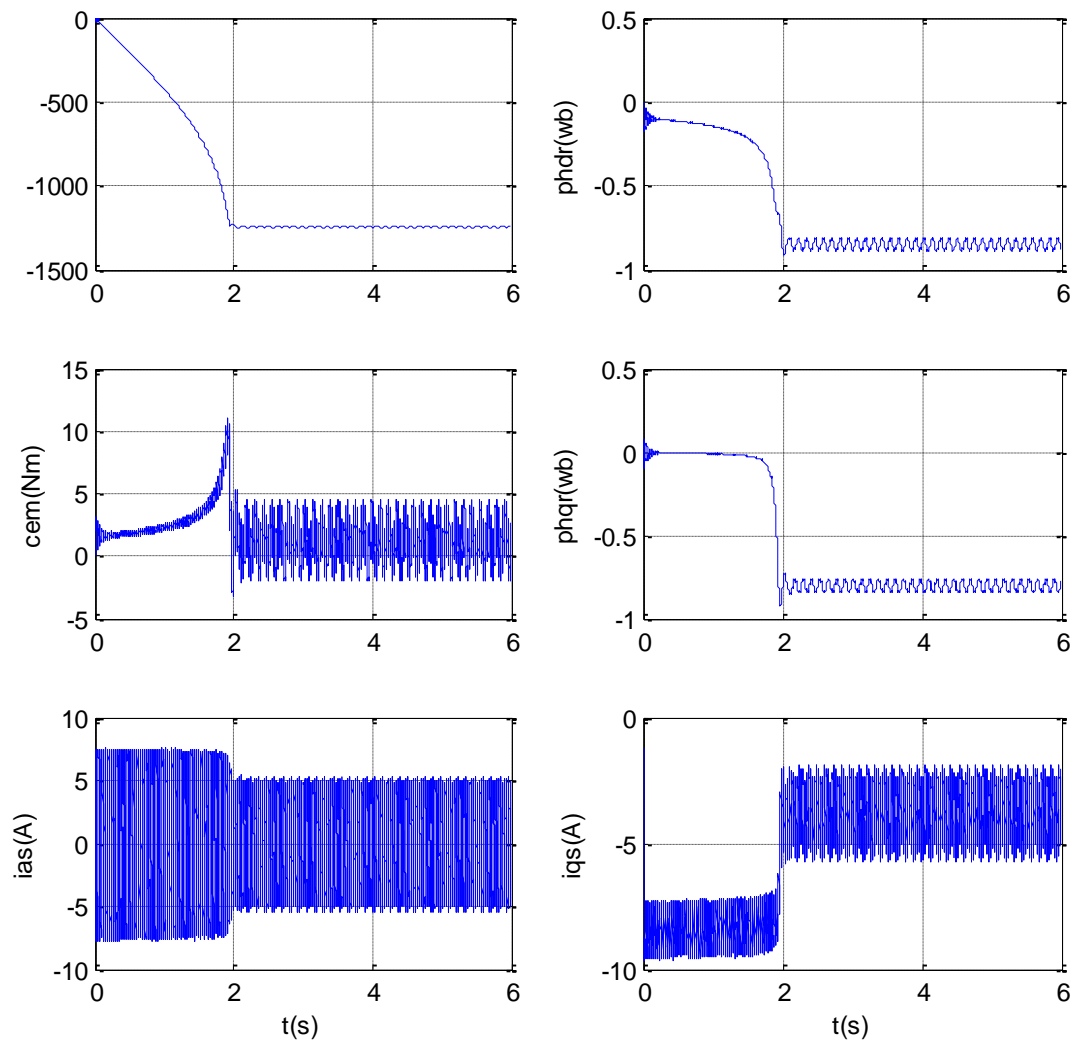


Figure I.10 Résultats de Simulation de la MAS alimentée en tension et en inversant le sens de rotation

I.1.8. Interprétation des résultats de simulation

Dans la première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$) et avec l'application de perturbation ($C_r=10$) à $t=0.5$.

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 suivis d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Dans la 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-9):

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 un glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Dans la troisième étape, la simulation est effectuée pour un changement de rotation à une vitesse de (-1300 tr/min), et les résultats obtenus sont donnés par la Figure (I.10)

Le couple électromagnétique présente 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 du début. Le flux est diminué puis garde la même forme du début.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

La simulation de la machine asynchrone, effectuée par le logiciel MATLAB donne des résultats en boucles ouvertes sans aucun contrôle, cependant l'augmentation de la charge entraîne une diminution de la vitesse.

Ensuite nous avons présenté la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé commandé par régulateur à hystérésis.

Chapitre II



Commande par logique floue de la machine asynchrone

CHAPITRE II

Commande par Logique floue de la machine asynchrone

Introduction

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article "*fuzzy set*". A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible, ainsi que pour tous domaines où un flou persiste. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Dans ce chapitre on donne un aperçu général sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée.

II.1. Rappels des principes de la logique floue

Les systèmes réels sont généralement non linéaires. Leurs modèles sont exprimés sous forme d'un produit de fonctions non linéaires connus à l'aide de paramètres (constants et/ou lentement variables) inconnus. Malheureusement, il est souvent difficile, voire impossible de décrire tous les phénomènes mis en jeu dans un système à partir de fonctions non linéaires connues, notamment pour un système physique complexe. Une solution à ce problème peut être envisagée à partir d'une représentation de la dynamique du système non linéaire par un système flou ou les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues de type « SI-ALORS »[3]

II.1.1 Notions de base d'un ensemble flou

La notion d'ensembles flous permet de traiter les situations intermédiaires entre le tout et le rien, et d'utiliser les valeurs approximatives (« environ 40 ans ») et les catégories aux limites mal définies (comme « vieux » ou « jeunes »), qui sont très souvent rencontrées dans le monde physique, c'est-à-dire, qui ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis.

Mathématiquement, un ensemble flou A sur un univers de discours X peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées ou $\mu_A(x)$ est une fonction d'appartenance définie comme suit [3] :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 \leq b \leq 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad \text{II-1}$$

II.1.2 Caractéristiques d'un ensemble flou

Un ensemble flou A dans l'univers X possède les caractéristiques suivantes [3] :

- Support : est un sous-ensemble ordinaire de X dont chacun de ses éléments a un degré d'appartenance non nul par rapport à A.

$$\text{supp}(A) = \{x \in X; \mu_A(x) \neq 0\} \quad \text{II-2}$$

- Noyau : est un sous-ensemble ordinaire de X dont chacun de ses éléments a un degré d'appartenance égal à 1.

$$\text{ker}(A) = \{x \in X; \mu_A(x) = 1\} \quad \text{II-3}$$

Si le noyau n'est pas vide ($\text{ker}(A) \neq \emptyset$), on dit que l'ensemble flou A est normalisé.

- Hauteur : est le plus grand degré d'appartenance de A

$$H(A) = \max\{\mu_A(x); x \in X\} \quad \text{II-4}$$

- **Cardinal** : le cardinal d'un ensemble flou A de support fini est égal à la somme de degrés d'appartenance des éléments de ce support.

$$\text{Card}(A) = \sum_{x \in \text{supp}(A)} \mu_A(x) \quad \text{II-5}$$

Dans le cas d'un support infini, le cardinal de A est donné comme suit :

$$\text{Card}(A) = \int_x \mu_A(x) dm(x) \text{ avec } \int_x dm(x) = 1 \quad \text{II-6}$$

II.1.3 Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables non numériques et servent à modéliser les connaissances imprécises d'une variable dont sa valeur précise peut être inconnue.

Elles décrivent les états (ou les situations) des phénomènes (ou des procédés) par des mots, des phrases ou des expressions dans un langage naturel ou artificiel, par exemple :

Quelque, peu, beaucoup, froid, chaud, tiède,.....

Une variable linguistique appelée aussi attribut linguistique peut être définie à partir du triplet (x, U, T_x) où x représente une variable classique (âge, température,...) définie sur l'univers de discours et U et T_x est un ensemble composé de sous-ensembles flous de U caractérisant x . Ces sous ensembles flous de T_x sont souvent associés par une valeur ou un terme linguistique (étiquette).

II.1.4 Fonctions d'appartenance

La variable linguistique x varie dans un domaine appelé univers de discours qui est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il a une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions appelées fonctions d'appartenance et permettent un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions flous sur ordinateur. Dans ce contexte, on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance comprise dans l'intervalle $[0,1]$.

En général, la forme des fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- **Fonction triangulaire** : elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II-7}$$

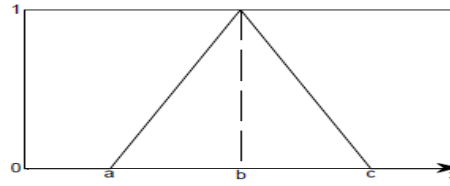


Figure II.1 Représentation de la fonction triangulaire

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

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

II-8

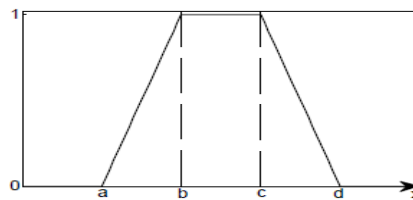


Figure II.2 Représentation de la fonction trapézoïdale

- Fonction **gaussienne** : elle est définie par deux paramètres {m,s}

$$\mu(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2s}\right)^2\right)$$

où m : Centre de la gaussienne

et s : Sa largeur

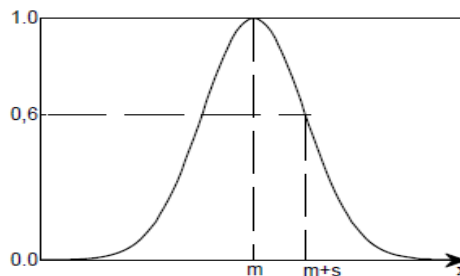


Figure II.3 Représentation de la fonction gaussienne

II.1.4 Règles floues

Les variables linguistiques définies par des fonctions d'appartenance sont liées entre elles par des règles permettant de tirer des conclusions, on parle alors de déductions floues ou inférences. Ces règles floues sont élaborées à partir de la connaissance du système issue très souvent de l'observation expérimentale. Elles permettent de décrire l'évolution du système.

Les règles floues, qui sont des objets linguistiques, doivent être mises sous forme de relations floues qui sont des objets mathématiques.

- **Définition :** une règle floue est une relation entre deux proportions floues ayant chacune un rôle particulier, par exemple

$$R: Si x est A alors y est B$$

Où la première proposition ($x est A$) est appelée prémisse de la règle alors que la seconde proposition ($y est B$) est la conclusion.

- **Activation d'une règle floue :** une règle ne peut être activée (c'est-à-dire, intervenir dans le processus d'inférence) que lorsque la valeur de vérité de la proposition floue constituant sa prémisse est non nulle.
- **Implication floue : la relation R** entre la prémisse et la conclusion de la règle « *Si x est A alors y est B* » est déterminée par une implication floue dont le degré de vérité est défini par une fonction d'appartenance μ_R qui dépend de degrés de vérité μ_A et μ_B de chacune des deux propositions élémentaires comme suit :

$$\mu_R(x, y) = imp(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- **Agrégation de propositions floues :** une proposition floue élémentaire est souvent insuffisante pour représenter l'ensemble des informations à manipuler. Plusieurs propositions floues peuvent alors être combinées pour enrichir et détailler la représentation. Ainsi, on considère un ensemble de proposition floue, du genre :

$$\left| \begin{array}{l} SI x est A_1 et y est B_1 Alors z est C_1 P_1 \\ SI x est A_2 et y est B_2 Alors z est C_2 P_2 \\ \dots\dots\dots \\ SI x est A_n et y est B_n Alors z est C_n P_n \end{array} \right|$$

Pour déterminer le sous ensemble flou, solution de la conjonction des n propositions, il faut utiliser un opérateur d'agrégation Λ (généralement, l'opérateur Λ est réalisé par l'opérateur (OU) permettant de faire la synthèse des solutions de chaque $P_i, i = 1, \dots, n$

Le sous ensemble résultant est défini comme suit :

$$\mu_p = \Lambda(\mu_{p_1}, \mu_{p_2}, \dots, \mu_{p_n})$$

$$\text{Où } \mu_{p_i} = imp(\{\mu_{A_i}(x) et \mu_{B_i}(y)\}, \mu_{C_i}), i = 1, \dots, n$$

Chapitre II

Commande par Logique floue de la machine asynchrone

Les opérateurs de calcul « et » et « imp » sont réalisés par les normes triangulaires (t-normes), et l'opérateur « \wedge » par les conormes triangulaires (t-conormes) comme le montre le tableau suivant

Tableau II-1 : Les t-normes et t-conormes.

	t-normes	t-conormes
Zadeh (1973)	$\min(x, y)$	$\max(x, y)$
Bandler (1980)	$x \cdot y$	$x + y - x \cdot y$
Giles (1976)	$\max(x + y - 1, 0)$	$\min(x + y, 1)$
Weber (1983)	$\begin{cases} x, si\ y = 1 \\ y, si\ x = 1 \\ 0, sinon \end{cases}$	$\begin{cases} x, si\ y = 0 \\ y, si\ x = 0 \\ 1, sinon \end{cases}$
Hamacher (1978) $\gamma > 0$	$\frac{x \cdot y}{\gamma + (1 - \gamma)(x + y - x \cdot y)}$	$\frac{x + y - (2 - \gamma)x \cdot y}{1 - (1 - \gamma)x \cdot y}$
Dubois et Prade (1986), $\alpha \in [0, 1]$	$\frac{x \cdot y}{\max(x, y, \alpha)}$	$\frac{x + y - x \cdot y - \min(x, y, 1 - \alpha)}{\max(1 - x, 1 - y, \alpha)}$
Mamdani	$\min(x, y)$	$\max(x, y)$
Larsen	$x \cdot y$	$\max(x, y)$

II.2. Commande par logique floue

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste (commande, classification, aide à la décision, base de données imprécises,...). Nous nous intéressons ici qu'à son utilisation dans le cadre de la commande, c'est-à-dire, traiter les problèmes de commande du processus avec une approche différente de l'automatique classique, le plus souvent à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus.

II.2.1. Propriétés d'une commande par logique floue

Les propriétés essentielles d'une commande par logique floue peuvent être résumées dans les points suivants

- Aptitude à commander convenablement les systèmes avec un comportement dynamique compliqué ou difficile à modéliser ou inconnu.
- La clarté des règles qui sont facilement compréhensibles par les personnes expérimentés.
- La commande est simple à réaliser.
- Dans la plupart du temps un petit nombre de règles suffit à décrire le système.
- Cet outil permet de concevoir des commandes non linéaires qui sont réputées robustes.

II.2.2. Structure de base d'un régulateur flou

Un régulateur flou peut être vu comme un système expert simple fonctionnant à partir d'une représentation des connaissances basées sur les ensembles flous. Il est décrit dans la figure II-4

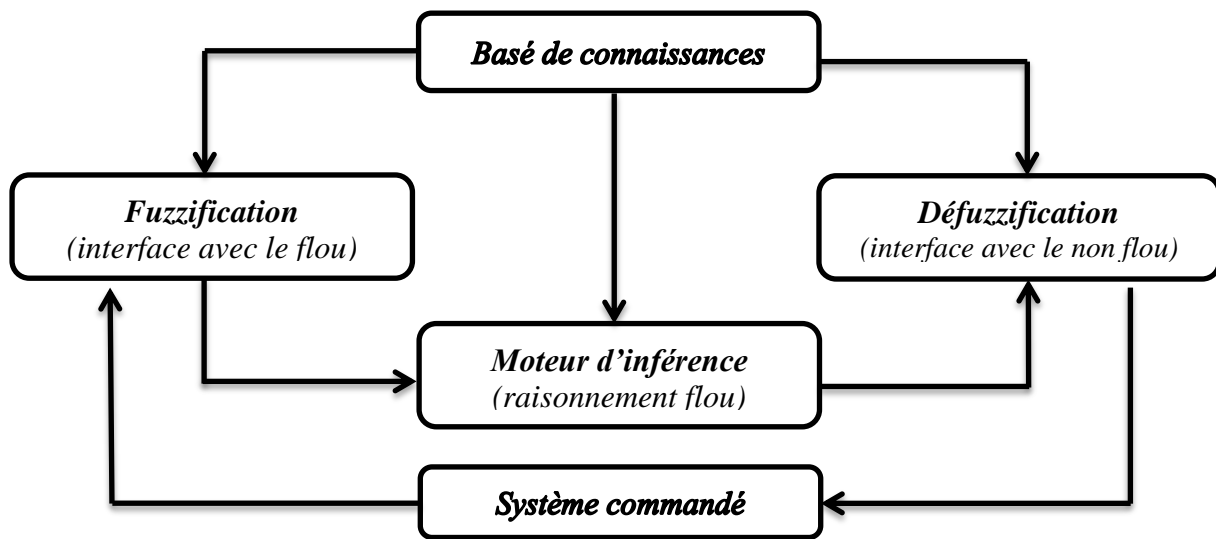


Figure II.4 configuration générale d'un contrôleur flou [12]

II.2.2.1 Fuzzification

La fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre floues (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la fuzzification des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la fuzzification (Flaus, 1994). Les étapes de la fuzzification consistent à :

1. Etablir les variables linguistiques;
2. Etablir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques);
3. Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou: fonction d'appartenance [13].

Il existe deux types de fuzzification généralement utilisés à savoir : La fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton [3].

- **Fuzzification par singleton**

Cette démarche est utilisée lorsque la valeur fournie par le capteur est supposée précise

- **Fuzzification non singleton**

Dans cette démarche, on considère que le capteur peut engendrer une erreur de la mesure

ou être exposé à un bruit.

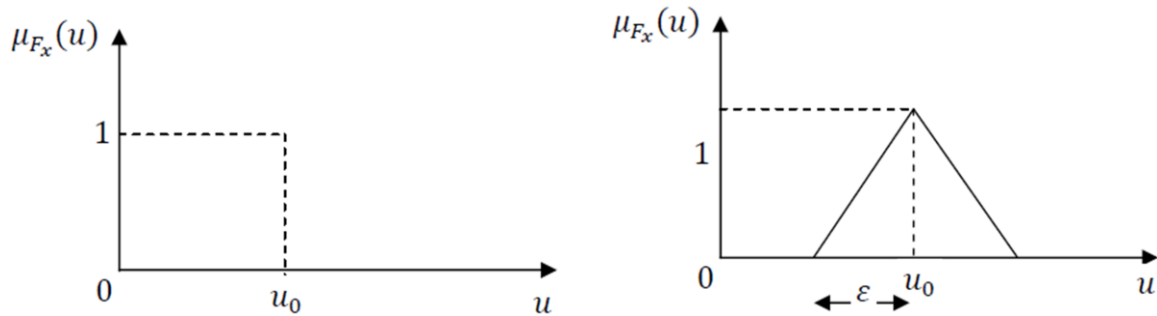


Figure II.5 Représentation schématisée de la différence entre singleton.

II.2.2.2 Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase de la conception des systèmes flous. Elle comprend la base de données et la base des règles floues

- La base de données

La base de données consiste à définir les ensembles flous des variables d'entrées et de sorties, la partition de l'espace flou d'entrées et de sorties, et le choix des fonctions d'appartenance qui décrivent les ensembles flous des variables d'entrées et de sorties. Bien qu'il n'existe pas de règles précises pour la définition de la forme des fonctions d'appartenance, quelques directives générales seront données, afin de faciliter un premier choix:

- Le nombre de partitions de l'univers de discours dépend de l'application et de la qualité du réglage désirée.
- Ces fonctions d'appartenance peuvent être symétriques par rapport à l'axe des ordonnées, et distribuées de manière équidistante, c'est-à-dire, les maximums des différents ensembles sont écartés d'une manière équidistante.
- Pour les variables d'entrée, il faut éviter les lacunes (l'intersection entre deux prédicats « consécutifs » est non nulle) ou un chevauchement insuffisant « excessif » entre les fonctions d'appartenance. Cela provoque des zones de non intervention des régulateurs.

- La base des règles floues

La description de la commande dans le cas d'un contrôle de procédé, se fait par l'intermédiaire de règles floues. Comme nous l'avons vu précédemment, ces règles floues permettent de coder la connaissance d'un expert sur la commande du processus en termes linguistiques sous la forme générale suivante « si prémisse alors conclusion », où les prémisses portent sur les entrées du contrôleur flou et les conclusions sur les sorties. Le nombre des règles

flous dépendent, notamment, de la partition des univers de discours des variables d'entrées et de sorties. Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers du discours et d'éviter les indécisions ou les confusions entre les règles, on doit respecter certaines conditions pour assurer le bon fonctionnement de ce dernier:

- **La complétude** : une base de règles d'un système flou est dite complète, s'il existe au moins une règle floue activée pour chaque vecteur d'entrée. Afin d'assurer cette propriété, les fonctions d'appartenance doivent couvrir toutes les plages possibles des variables d'entrées.
- **La consistance** : une base de règles d'un système flou est dite inconsistante, s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes. La propriété de consistance permet d'éviter les contradictions dans une base de règles.

II.2.2.3 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 afin de définir l'ensemble flou caractérisant la commande. En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie. Il existe plusieurs méthodes d'inférence utilisées dans la littérature, parmi elles, on cite :

- Méthode d'inférence MAX-MIN ;
- Méthode d'inférence MAX-PROD ;
- Méthode d'inférence SOMME-PROD.

- Méthode d'inférence MAX-MIN (Mamdani)

La méthode d'inférence max-min est réalisée au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- Méthode d'inférence MAX-PROD (Larsen)

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La conclusion 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.

- Méthode d'inférence SOMME-PROD (Sugeno)

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

II.2.2.4 Défuzzification

La dernière étape, mais non la moindre, est la défuzzification. Le système d'inférence fournit une sortie floue par l'évaluation des règles à la suite d'une ou plusieurs entrées réelles. Se pose alors le problème de lui donner une représentation floue approximative ou une valeur précise, c'est la défuzzification. La défuzzification est généralement l'une des tâches les plus gourmandes en temps d'opération du traitement flou.

Il existe de nombreuses méthodes de *défuzzification*, mais seulement quatre sont pratiquées. Les méthodes les plus couramment utilisées sont [14]:

- 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 de 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 :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad \text{II-9}$$

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 terme de temps de calcul.

• **Méthode des hauteurs pondérées**

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

$$y = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}) \bar{y}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y})} \quad \text{II-10}$$

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. Y

II.3. Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone

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.3.1. Régulateur 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.3.1.1. Synthèse du régulateur

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO multi-entrées/multi-sorties. Ce schéma est représenté par la figure (II.6) suivante :

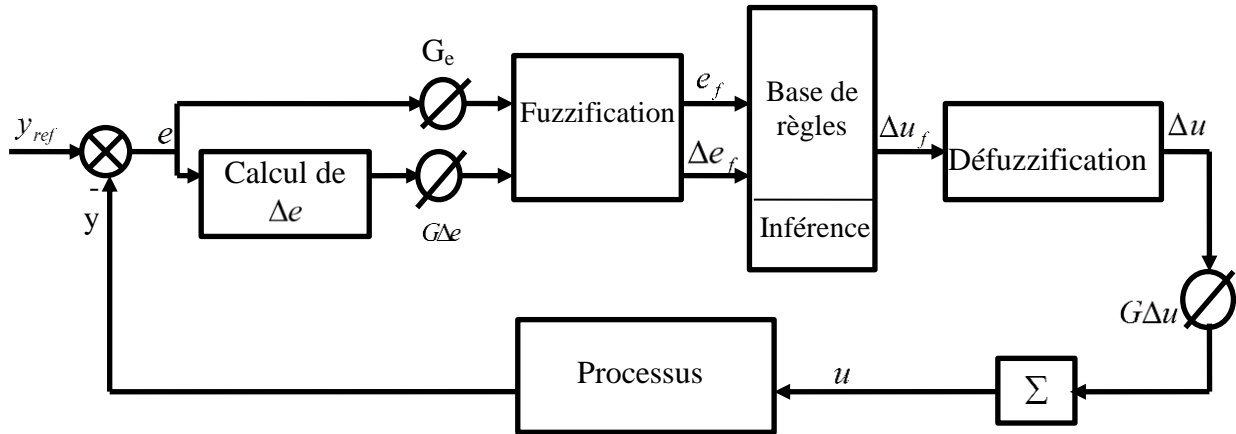


Figure II.6 schéma bloc de régulation par régulateur flou[14].

D'après ce schéma le système est composé :

- D'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeurs 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.

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

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 ($K=1, \dots, M$)

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'entrées.

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

$$\mu_K(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^K}(x_i) ; \mu_{F_i^K} \in \{ \mu_{F_i^1}, \dots, \mu_{F_i^{m_i}} \} \quad \text{II-11}$$

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

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

$$y = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K y}{\sum_{K=1}^M \mu_K} \quad \text{II-12}$$

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 fuzzification 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.3.2. Régulateur 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.7).

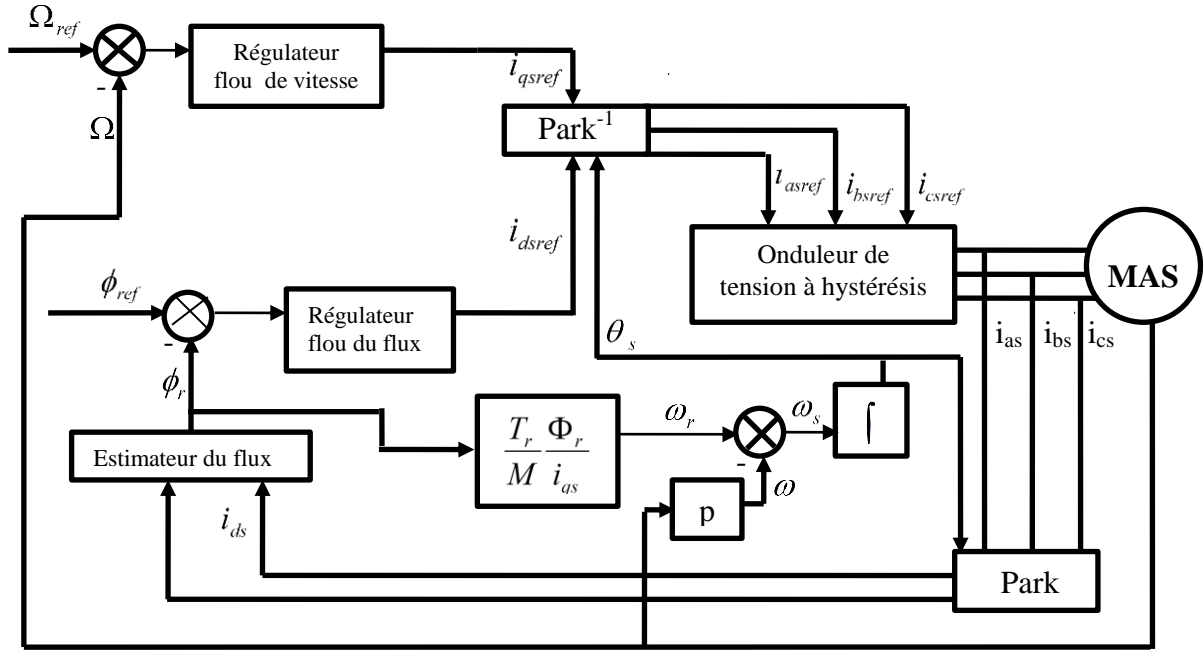


Figure II.7 structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS [14].

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- Echantillonner la sortie

2- Calculer l'erreur notée par e_i :

$$e_i = \text{consigne} - \text{sortie} \quad \text{II-13}$$

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

$$\Delta e_i = e_i - e_{i-1} \quad \text{II-14}$$

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

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

$$\begin{aligned} X_{e_i} &= G_e e_i \\ X_{\Delta e_i} &= G_{\Delta e} \Delta e_i \end{aligned} \quad \text{II-15}$$

Où : G_e et $G_{\Delta e}$ représentent les facteurs d'échelle (normalisation). On fait varier ces facteurs jusqu'à ce que l'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.

5.3- Défuzzification:

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

$$\Delta u_k = \frac{\sum_{k=1}^3 u_k r_k}{\sum_{k=1}^3 \mu_k} \quad \text{II-16}$$

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

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

6-Calculer la sortie physique de la commande par:

$$u_k = u_{k-1} + G_{\Delta u} \Delta u_k \quad \text{II-17}$$

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 combinaisons 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 à trois ou sept 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 [14].

II.3.2.1 Régulateur à sept ensembles flous

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle et à la sortie du régulateur. Par contre, si on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, sept par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance. insiste bien sur le fait que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours. On peut en effet obtenir des caractéristiques non linéaires très prononcées. Cependant l'optimisation pour une application donnée peut être longue et fastidieuse. Il convient de ne faire varier que la forme ou la distribution des fonctions d'appartenance, soit des variables d'entrée, soit de la sortie, sinon on peut aboutir à une certaine compensation des régulateurs envisagés.

Nous avons utilisé dans cette partie une répartition uniforme des fonctions d'appartenance sur l'univers du discours des entrées et des sorties. Les fonctions sont symétriques par rapport à zéro comme montré à la figure (II.8) [14]:

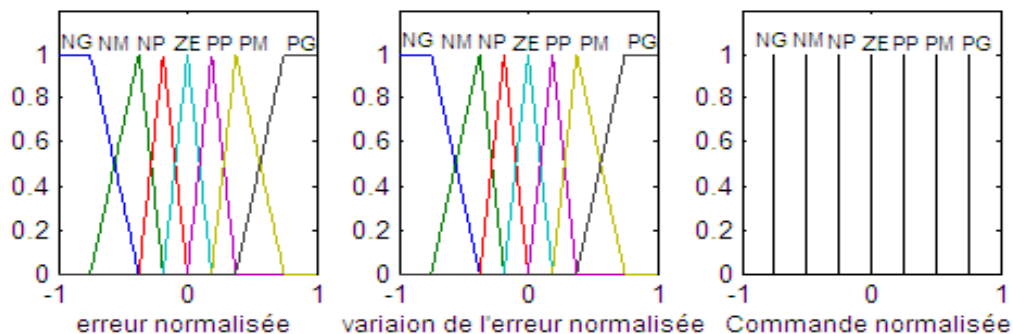


Figure II.8 : Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques

En utilisant les directives de synthèse de règles données dans la section précédente. La matrice d'inférence obtenue sera décrite par le tableau (II.3) suivant:

Δe \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau II.2 : Base de règles

Les ensembles flous sont notés comme suit:

- NG : Négatif grand
- NM : Négatif moyen
- NP : Négatif petit
- ZE : Environ zéro
- PP : Positif petit
- PM : Positif moyen
- PG : Positif grand

II.3.2.2 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone lors d'un démarrage pour une consigne de 1000 tr/min avec variation de charge et puis lors d'une inversion du sens de marche de 1000 tr/min à -1000 tr/min avec le régulateur flou de type Mamdani à sept ensembles flous de formes triangulaires appliqués aux variables d'entrées et des singletons pour la variable de sortie. Il apparaît, suite aux différents résultats présentés aux figures (II.11.a) et (II.11.b), que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes et le rejet de la perturbation est très rapide.

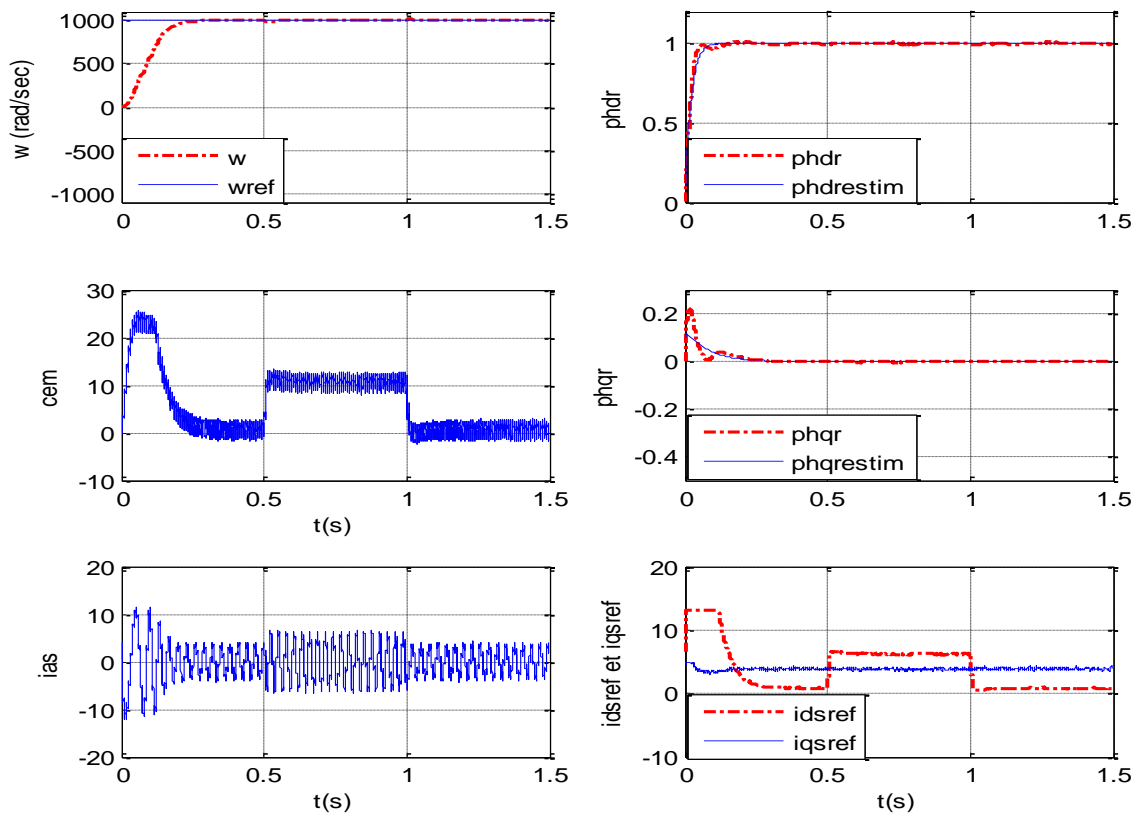


Figure II.9.a : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge

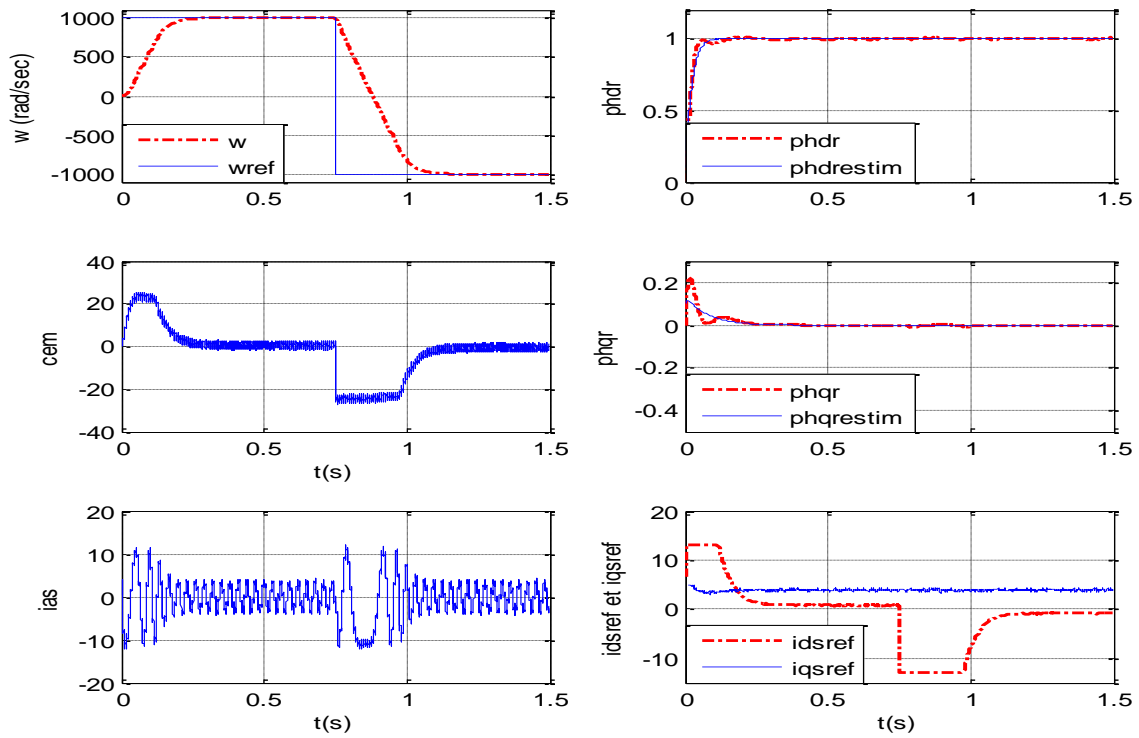


Figure II.9.b : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.

II.3.3. Régulateur de type SUGENO

Dans la section précédente, nous avons présenté les régulateurs flous à conclusion symbolique, appelés régulateurs 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 difficile 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 [14]. La méthode de Sugeno en diffère au niveau de la définition de la variable de sortie et, par conséquent, des méthodes de défuzzification [15].

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:

$$R_K : \text{SI } x_1 \text{ est } F_1^K \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^K \text{ ALORS } y = f_K(x) \quad \text{II-18}$$

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 :

$$f_K(x) = a_0^K + \sum_{i=1}^n a_i^K x_i \quad \text{II-19}$$

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.

$$f_K(x) = a^K \quad \text{II-20}$$

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

Etant donné 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:

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) f_K(x)}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad \mu_K(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^K}(x) , \quad F_i^K \in \{F_i^1, \dots, F_i^{m_i}\} \quad \text{II-21}$$

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:

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) [a_0^K + a_1^K x_1 + \dots + a_n^K x_n]}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad \text{II-22}$$

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

$$y(x) = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K(x) a^K}{\sum_{K=1}^M \mu_K(x)} \quad \text{II-23}$$

II.3.3.1 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 [14]:

- 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 à 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.

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

II.3.3.2 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 du mieux 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:

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

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

La forme de la solution est :

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + p(k)\psi(k)e(k) \\ e(k) &= d(k) - \Delta u(x(k); \hat{\theta}(k-1))\end{aligned}\quad \text{II-25}$$

$$\text{Où} \quad p(k) = \frac{\alpha_1 I}{\alpha_2 + \psi^T(k)\psi(k)} \quad \alpha_1 > 0, \alpha_2 > 0 \quad \text{II-26}$$

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

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

$$\mu(x) = \exp\{-0.5(v_i(x - c_i))^2\} \quad \text{Où } x_i \in \{e, \Delta e\} \quad \text{II-27}$$

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

Les règles floues, combinant l'erreur et sa variation données à la sortie du régulateur, sont groupées dans le tableau (II.3):

e Δ e	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.3 : Règles d'inférence floue.

Pour la partie conséquence, les entrées sont les mêmes que celles 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 :

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

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial a_0} = \frac{\mu_i}{\sum_{l=1}^M \mu_l} ; \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_1} = \frac{\mu_i e}{\sum_{l=1}^M \mu_l} ; \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial a_2} = \frac{\mu_i \Delta e}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad \text{II-31}$$

II.3.3.3 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.11.a) et (II.11.b) donnent le comportement dynamique de la machine lors du démarrage avec variation de la charge ainsi que 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.

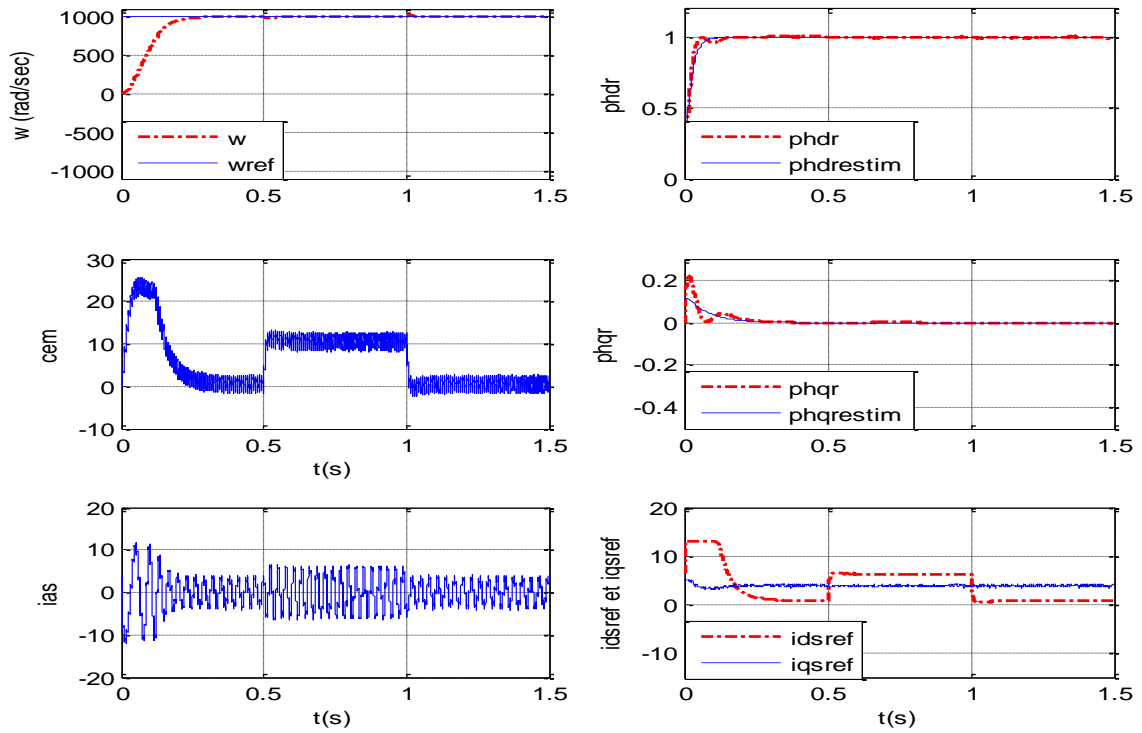


Figure II.11.a : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variation de la charge

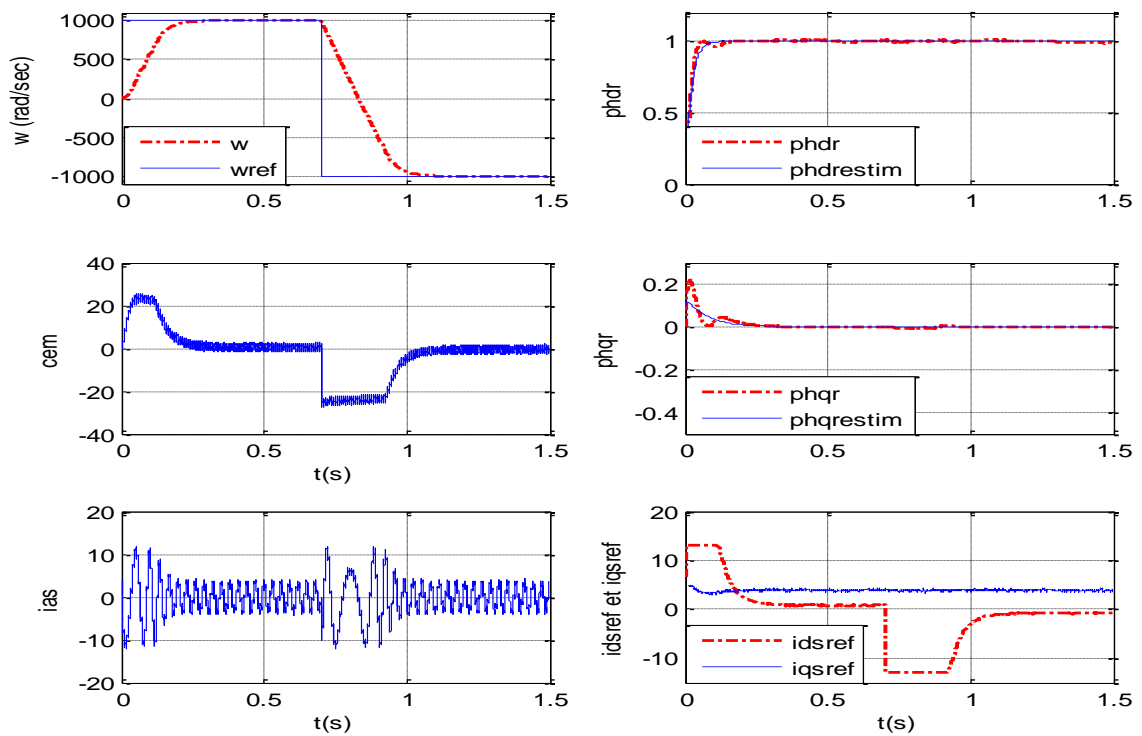


Figure II.11.b : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la marche.

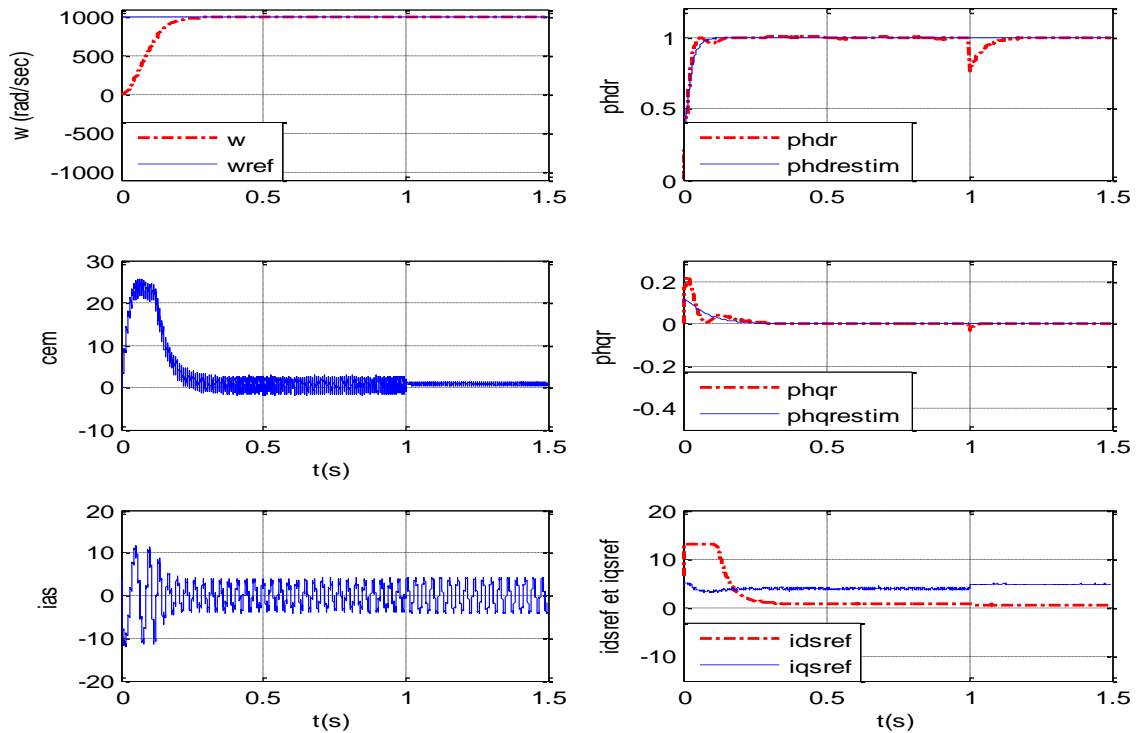


Figure II.11.c : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage avec variations paramétriques

II.3.4. 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.11.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.

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 linéaires, 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 représentée 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 où ses sorties dépendent, comme un polynôme d'ordre 1, 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 perturbations ainsi que lors d'une inversion du sens de rotation.

Chapitre III



Commande adaptative floue basée sur la minimisation d'erreur filtrée

CHAPITER III

Commande adaptative floue basée sur la minimisation d'erreur filtrée

Introduction

L'application des régulateurs à base de connaissances linguistiques, 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.

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.

Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances.

Dans ce chapitre nous nous intéressons aux schémas de commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée. Cette technique est une approche parmi les commandes floues adaptatives indirectes « figure III-1 ». La stabilité globale a été étudiée à l'aide de la théorie de Lyapunov [16]. Cette dernière pour l'obtention des lois d'adaptation.

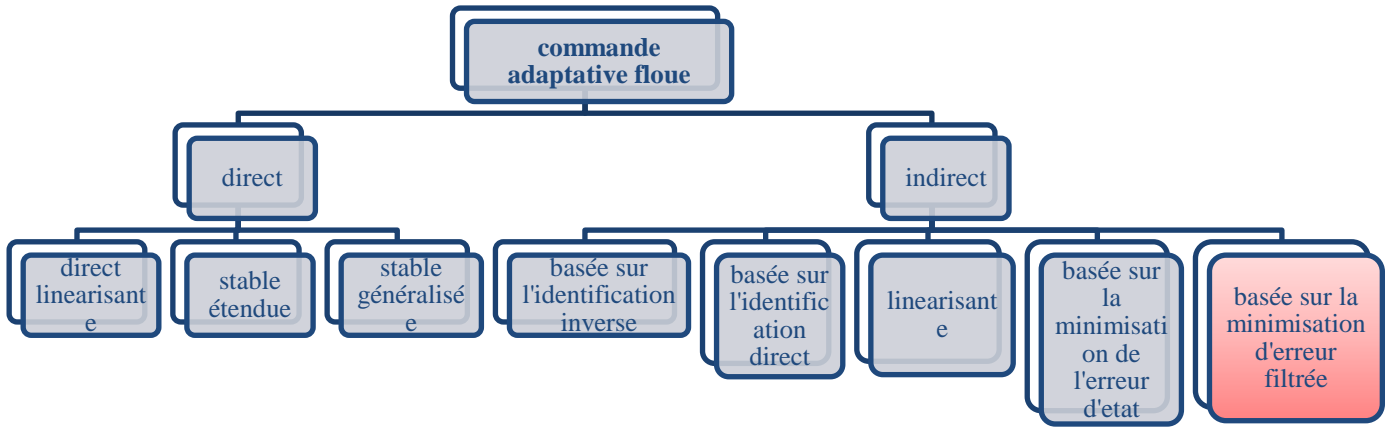


Figure III.1 : schéma représentant les différentes techniques de la commande floue adaptative

III.1. Commande floue adaptative basée sur la minimisation de l'erreur filtrée

Dans cette section nous avons proposé une approche de commande floue adaptative où l'ajustement des paramètres s'effectue par la minimisation de l'erreur filtrée

III.1 Identification du système à régler par les systèmes flous

Considérons un système non linéaire MIMO dont l'équation dynamique est donnée par [17]:

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

Avec $x = [x_1 \dots x_m]^T$ et $u = [u_1, \dots, u_m]^T$ sont supposée bornés et mesurables.

Pour élaborer le modèle d'identification, les fonctions $f_i(x)$ et $g_i(x)$ sont remplacées par des systèmes flous tels que :

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

Où ε_i est l'erreur de reconstruction.

Dans le cas où les paramètres prémisses seraient fixés à priori, les deux systèmes flous peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$\hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i}) = W_{f_i}(x)\hat{\theta}_{f_i} \quad \text{III-3}$$

$$\hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i}) = W_{g_i}(x)\hat{\theta}_{g_i} \quad \text{III-4}$$

Le modèle d'identification utilisé est donné par :

$$\dot{\hat{x}}_i = -\alpha_i \hat{x}_i + \alpha_i x_i - \beta_i \hat{x}_i + \beta_i x_i + \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i}) + \hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i}) u_i \quad \text{III-5}$$

Les paramètres des systèmes flous sont ajustés par la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}}_{f_i} = \eta_{f_i} W_{f_i}^T(x) e_{f_i} - k_i \|e_{f_i}\| \hat{\theta}_{f_i} \quad \text{III-6}$$

$$\dot{\hat{\theta}}_{g_i} = \eta_{g_i} W_{g_i}^T(x) e_{g_i} u_i - k_i \|e_{f_i}\| \hat{\theta}_{g_i} \quad \text{III-7}$$

Où η_{f_i} , η_{g_i} et k_i sont des constantes positives alors que e_{f_i} est l'erreur filtrée, elle est donnée par :

$$e_{f_i}(t) = e_i(t) + \sigma_i e_i(t) \quad \text{III-8}$$

Avec :

$$e_i(t) = x_i(t) - \hat{x}_i(t) \quad \text{III-9}$$

Et σ_i est une constante positive.

Le schéma d'identification est donné par la figure III-1

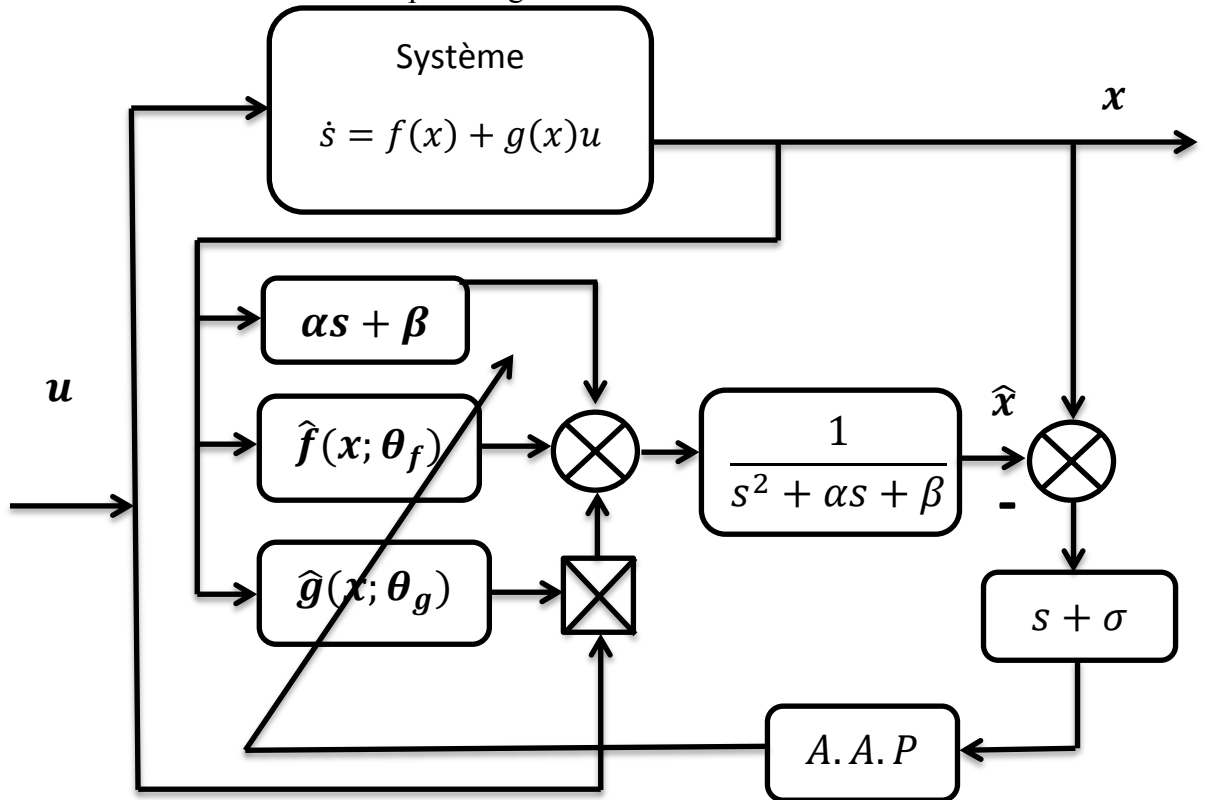


Figure III.2 : modèle d'identification basée sur la minimisation de l'erreur filtrée [17].

III.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 [17] :

$$\dot{e}_i + \alpha_i e_i + \beta_i e_i = W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + \varepsilon_i \quad \text{III-10}$$

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

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

Les coefficients α , β et σ sont choisis de telle sorte que la fonction de transfert suivante soit strictement réelle positive

$$F_i(s) = \frac{s+\sigma}{s^2+\alpha_i+\beta_i} \quad \text{III-11}$$

Avec cette positivité réelle stricte de $F_i(s)$, nous assurons l'existence des matrices symétriques définies positives P_i et des matrices définies positives Q_i tel que

$$\begin{aligned} A_i^T P_i + P_i A_i &= -Q_i \\ P_i B_i &= C_i^T; \quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad \text{III-12}$$

Où les matrices A_i, B_i et C_i sont les matrices de la réalisation dans l'espace d'état de l'équation d'erreur filtrée III-10 avec :

$$Y_i^T = [e_i \quad \dot{e}_i] \quad \text{III-13}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\beta & -\alpha \end{bmatrix}$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_i = [\sigma \quad 1] \quad \text{III-14}$$

L'écriture matricielle de l'équation III-10 sous forme d'état est :

$$\dot{Y}_i = A_i Y_i + B_i \{W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + \varepsilon_i\} \quad \text{III-15}$$

$$e_{f_i} = C_i Y_i \quad \text{III-16}$$

Pour utiliser la théorie de la stabilité de Lyapunov, est introduite la fonction de Lyapunov suivante [16] [17] :

$$V = Y_i^T P_i Y_i + \tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \tilde{\theta}_{f_i} + \tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \tilde{\theta}_{g_i} \quad \text{III-16}$$

En différentiant la fonction V par rapport au temps, il vient :

$$\dot{V} = Y_i^T P_i \dot{Y}_i + \dot{Y}_i^T P_i Y_i - 2 \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} \right) - 2 \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \right) \quad \text{III-17}$$

En utilisant les équations III-15 nous obtenons :

$$\dot{V} = Y_i^T (P_i A_i + A_i^T P_i) + 2 Y_i^T P_i B_i \{ W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + \varepsilon_i \} - 2 \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} \right) - 2 \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \right) \quad \text{III-18}$$

A partir des équations III-16 III-12 l'expression de la dérivée de V devient :

$$\dot{V} = -Y_i^T Q_i Y_i + 2 e_{f_i}^T \{ W_{f_i}(x) \tilde{\theta}_{f_i} + W_{g_i}(x) \tilde{\theta}_{g_i} u_i + \varepsilon_i \} - 2 \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} \right) - 2 \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \right) \quad \text{III-20}$$

Nous remplaçons $\dot{\tilde{\theta}}_{f_i}$ et $\dot{\tilde{\theta}}_{g_i}$ par ses expressions, il vient :

$$\dot{V} = -Y_i^T Q_i Y_i + 2 k_i \|e_{f_i}\| \left\{ \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} \right) + \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \right) \right\} + 2 \|e_{f_i}\| \bar{\varepsilon}_i \quad \text{III-21}$$

D'où :

$$\dot{V} = -Y_i^T Q_i Y_i + 2 k_i \|C_i\| \|Y_i\| \left\{ \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{f_i} \right) + \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{g_i} \right) + \frac{\bar{\varepsilon}_i}{k_i} \right\} \quad \text{III-22}$$

Sachant que :

$$\tilde{\theta}^T \hat{\theta} = \frac{1}{2} \theta^T \theta - \frac{1}{2} \hat{\theta}^T \hat{\theta} - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad \text{III-23}$$

Donc il vient :

$$\dot{V} = -Y_i^T Q_i Y_i + 2 k_i \|C_i\| \|Y_i\| \left[\left\{ \left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \tilde{\theta}_{f_i} \right) + \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \tilde{\theta}_{g_i} \right) \right\} - \left\{ \left(\theta_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\theta}_{f_i} \right) + \left(\theta_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\theta}_{g_i} \right) + \frac{2 \bar{\varepsilon}_i}{k_i} \right\} \right] \quad \text{III-24}$$

Si la condition suivante est vérifiée :

$$\left(\tilde{\theta}_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \tilde{\theta}_{f_i} \right) + \left(\tilde{\theta}_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \tilde{\theta}_{g_i} \right) \geq \left(\theta_{f_i}^T \eta_{f_i}^{-1} \dot{\theta}_{f_i} \right) + \left(\theta_{g_i}^T \eta_{g_i}^{-1} \dot{\theta}_{g_i} \right) + \frac{2 \bar{\varepsilon}_i}{k_i} \quad \text{III-25}$$

Nous aurons :

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

Ce qui constitue une garantie de la bornitude de l'erreur d'identification du schéma proposé.

III.3 Calcul de la commande

Pour assurer un amortissement critique de la dynamique de l'erreur de poursuite, la loi de commande est donnée par :

$$u_i = \hat{g}_i(x; \hat{\theta}_{g_i})^{-1} \{v_i - \hat{f}_i(x; \hat{\theta}_{f_i})\} \quad \text{III-26}$$

Avec :

$$v_i = \dot{x}_{id} + \lambda_i(x_{id} - x_i) \text{ et } \lambda_i \text{ est une constant positive}$$

III.4 Réglage de vitesse

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, on utilise une structure à deux régulateurs de même type. 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.

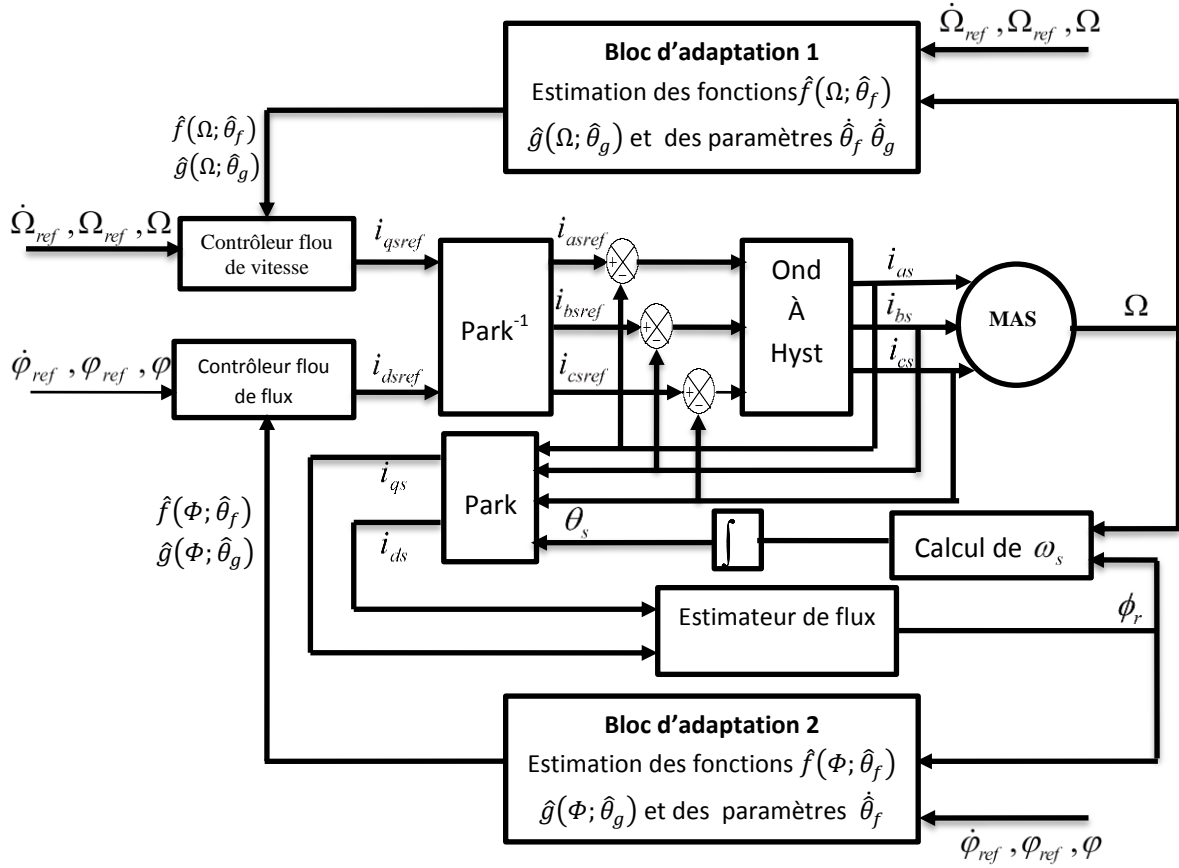


Figure III.3 le principe de la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée lors du réglage de la machine asynchrone

Le modèle d'identification choisi est de la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\Omega}} &= -\alpha\hat{\Omega} + \alpha\Omega - \beta\hat{\Omega} + \beta\Omega + \hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f) + \hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g)i_q \\ \dot{\hat{\Phi}} &= -\alpha\hat{\Phi} + \alpha\Phi - \beta\hat{\Phi} + \beta\Phi + \hat{f}(\Phi; \hat{\theta}_f) + \hat{g}(\Phi; \hat{\theta}_g)i_q\end{aligned}\quad \text{III-27}$$

Les deux systèmes flous $f(\cdot)$ et $g(\cdot)$ sont caractérisés par une seule entrée.

Trois fonctions d'appartenance sont attribuées à cette entrée.

Pour établir une loi d'adaptation des paramètres internes des systèmes flous, nous fixons les paramètres des prémisses, et les seules paramètres ajustables sont ceux des conséquences, donc les systèmes flous $f(\cdot)$ et $g(\cdot)$ peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f) &= W_f(\Omega) \hat{\theta}_f & \hat{f}(\Phi; \hat{\theta}_f) &= W_f(\Phi) \hat{\theta}_f \\ \hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g) &= W_g(\Omega) \hat{\theta}_g & \hat{g}(\Phi; \hat{\theta}_g) &= W_g(\Phi) \hat{\theta}_g \end{aligned} \quad \text{III-28}$$

Les paramètres $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ sont ajustés par la loi d'adaptation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_f &= \eta_{f\Omega} W_f^T(\Omega) e_f - k_\Omega \|e_f\| \hat{\theta}_g \quad ; \quad \dot{\hat{\theta}}_f = \eta_{f\Phi} W_f^T(\Phi) e_f - k_\Phi \|e_f\| \hat{\theta}_g \\ \dot{\hat{\theta}}_g &= \eta_{g\Omega} W_g^T(\Omega) e_f i_{qsref} - k_\Omega \|e_f\| \hat{\theta}_g \quad ; \quad \dot{\hat{\theta}}_g = \eta_{g\Phi} W_g^T(\Phi) e_f i_{qsref} - k_\Phi \|e_f\| \hat{\theta}_g \end{aligned} \quad \text{III-30}$$

Où e_f est l'erreur filtrée, son expression est donnée par :

$$\begin{aligned} e_{f\Omega} &= (\Omega - \hat{\Omega}) + \sigma(\Omega - \hat{\Omega}) \\ e_{f\Phi} &= (\Phi - \hat{\Phi}) + \sigma(\Phi - \hat{\Phi}) \end{aligned}$$

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

Les contrôleurs flous adaptatifs fournissent les courants i_{qsref}, i_{dsref} désirés ; ces dernier à la forme suivante :

$$i_{qsref} = \frac{v_\Omega - \hat{f}(\Omega; \hat{\theta}_f)}{\hat{g}(\Omega; \hat{\theta}_g)} \quad i_{dsref} = \frac{v_\Phi - \hat{f}(\Phi; \hat{\theta}_f)}{\hat{g}(\Phi; \hat{\theta}_g)} \quad \text{III-31}$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_\Omega &= \dot{\Omega}_{ref} + \lambda(\Omega_{ref} - \Omega) \\ v_\Phi &= \dot{\Phi}_{ref} + \lambda(\Phi_{ref} - \Phi) \end{aligned}$$

III.5 Simulation numérique

Pour montrer les performances de l'algorithme de commande proposée, nous avons testé par simulation numérique les coefficients de réglage qui ont donné satisfaction et sont regroupés dans le tableau III-1

Tableau III-1 : coefficients de réglage de la vitesse

$\eta_{f\Omega}$ $\eta_{f\Phi}$	$\eta_{g\Omega}$ $\eta_{g\Phi}$	k_{Ω} k_{Φ}	α	β	σ	λ
65	65	0.5	5	0.000085	0.000085	10.85

III.5.1 Comportement dynamique avec variation de charge

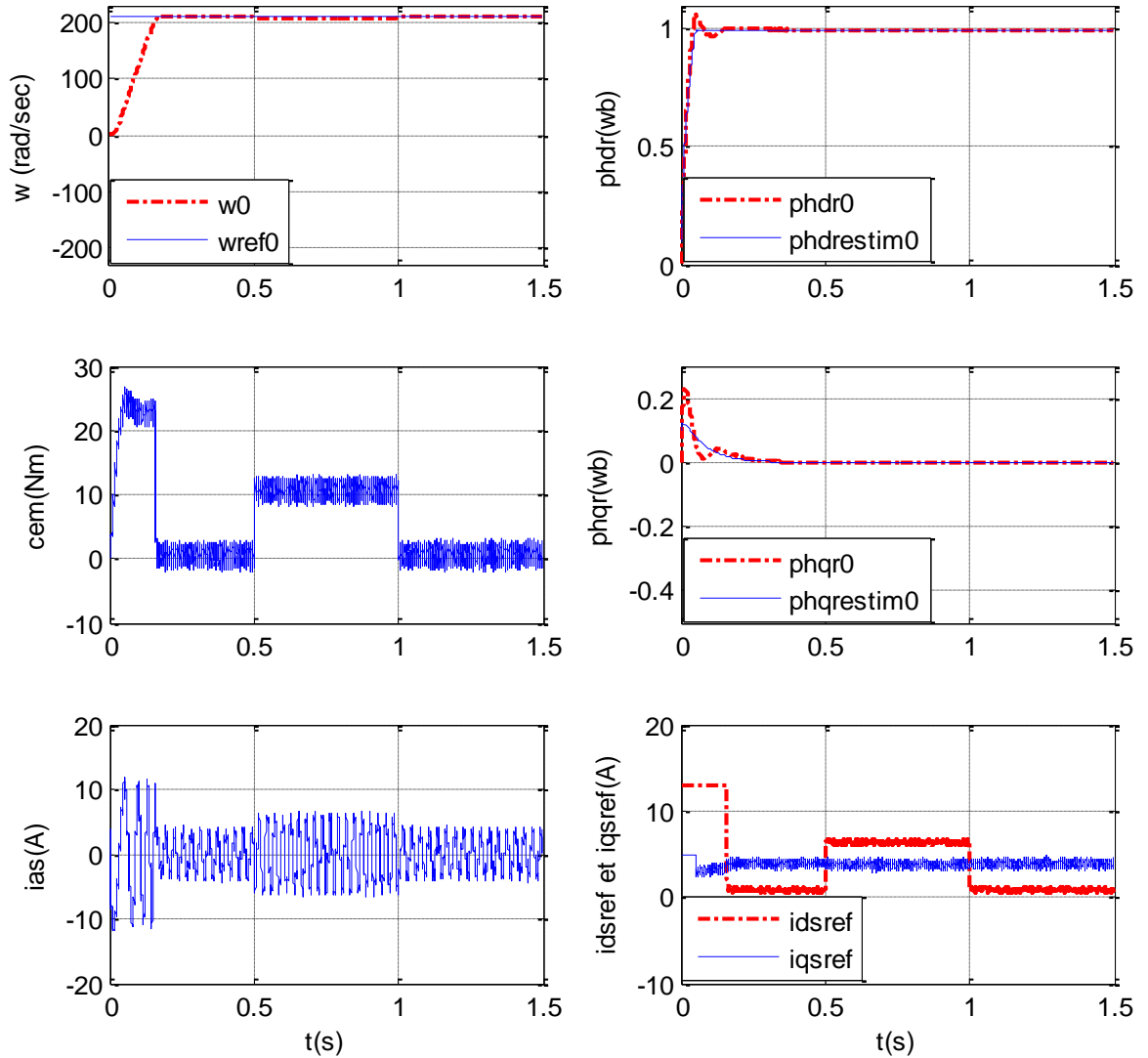


Figure III.4 : Comportement dynamique avec variation de charge.

III.5.2 Comportement dynamique avec inversion de vitesse

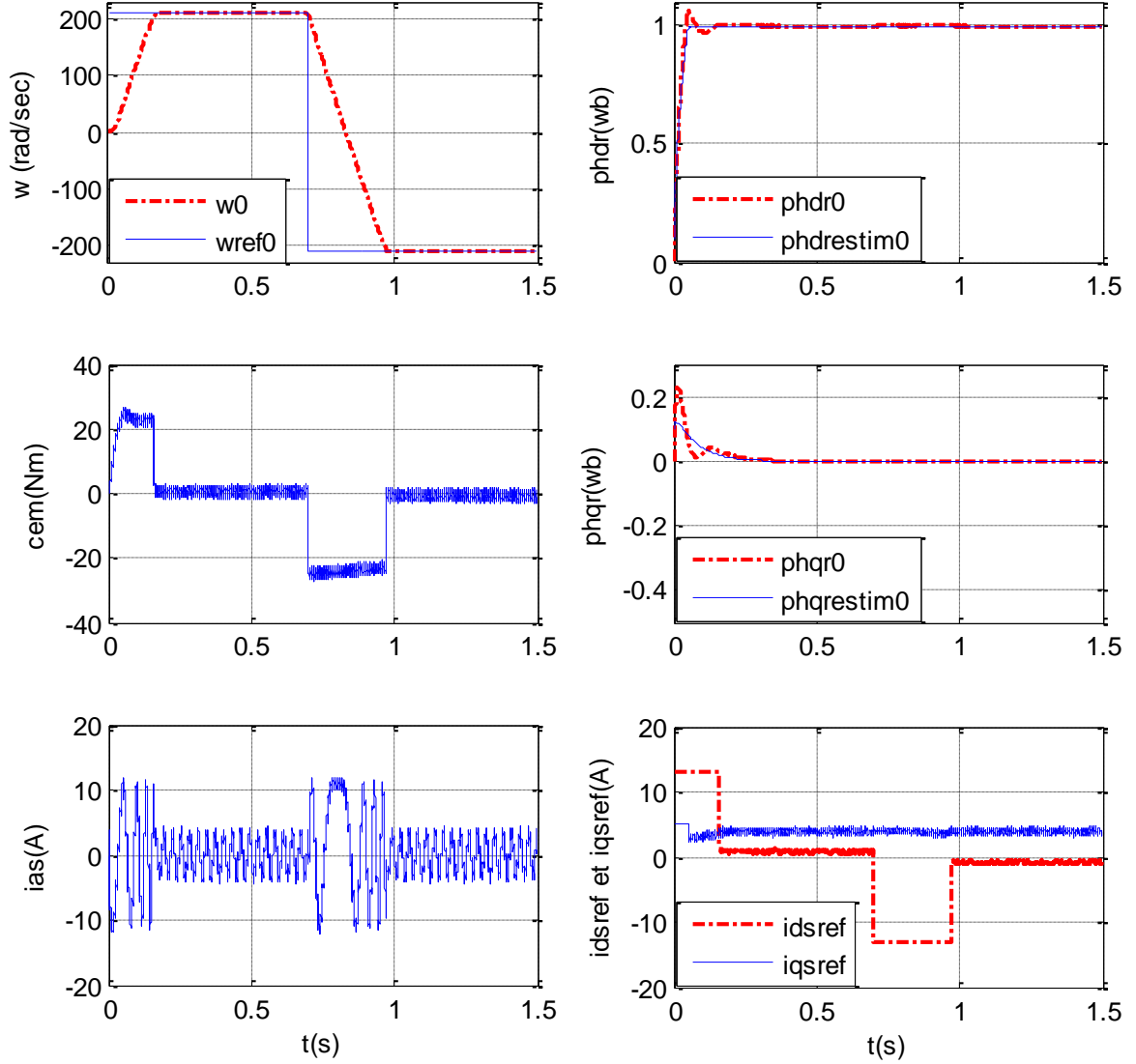


Figure III.5 : Comportement dynamique avec inversion de vitesse

III.5.3 Comportement dynamique avec variation paramétrique

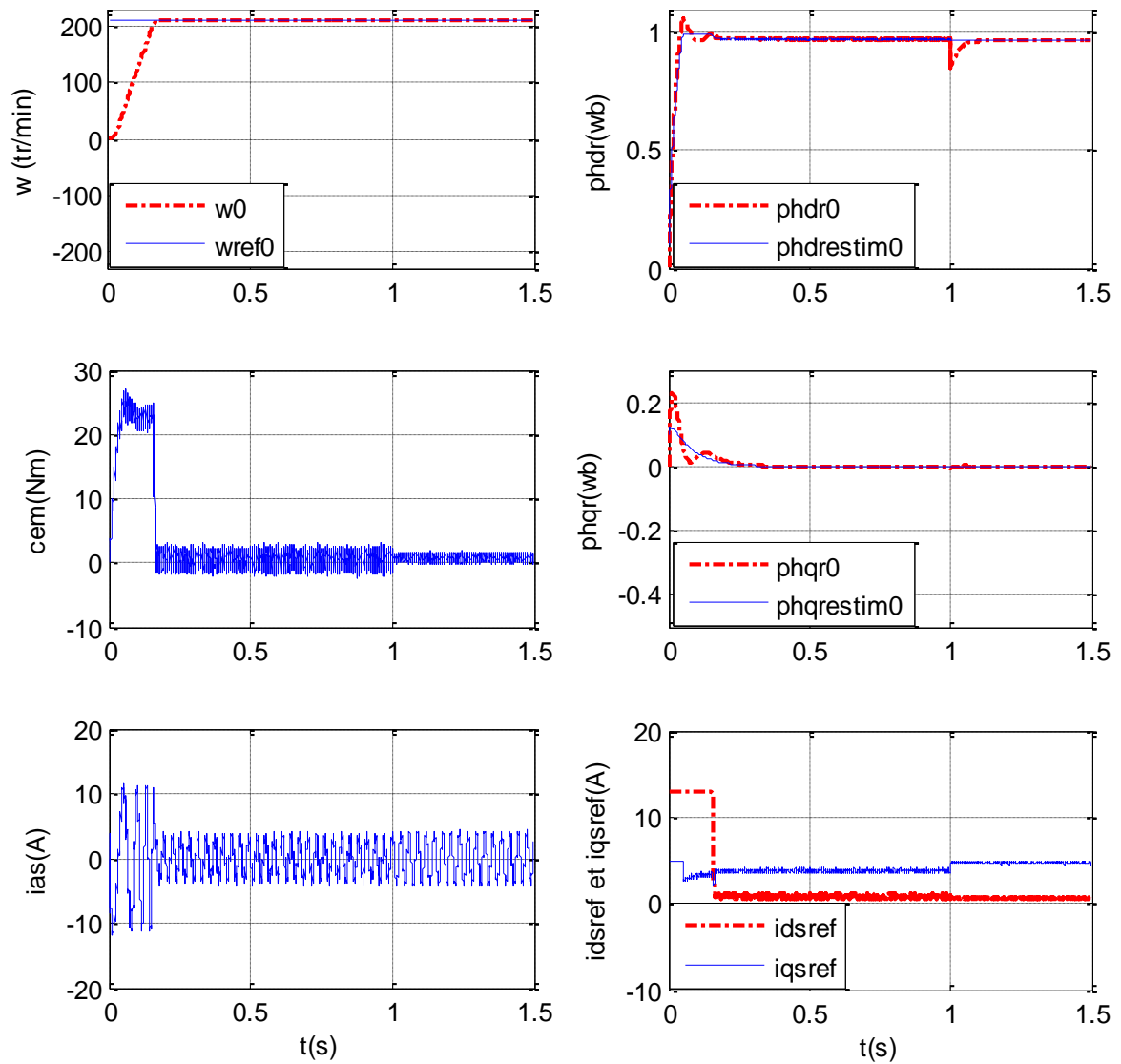


Figure III.6 : Comportement dynamique avec variation paramétrique

III.6. Interprétation des résultats

Les figures (III-4), (III-5) illustrent respectivement les réponses obtenues lors d'un démarrage de la machine asynchrone pour une consigne de vitesse 209rad/s avec variation de la charge et lors d'une inversion du sens de marche. Nous pouvons constater que la vitesse suit parfaitement sa référence, le rejet de la perturbation est rapide et le flux rotorique est aligné sur l'axe (d).

Pour tester la robustesse de ce schéma de commande en présence des variations paramétriques, nous avons imposé les mêmes variations que dans les essais précédents. Nous pouvons conclure, d'après les résultats illustrés sur la figure (III-6), que la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques. La dynamique de poursuite de la consigne ainsi que le découplage de la machine ne sont pas affectés par ces variations, ce qui prouve la capacité d'adaptation de la commande proposée.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée. Cette méthode ne nécessite aucune information structurelle ou paramétrique sur le modèle dynamique de la machine. Les systèmes flous sont utilisés pour approximer les fonctions non linéaires continues

Les résultats obtenus ainsi que les différents tests ont montré que cette technique présente de bonnes performances 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 filtrée 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.



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail apporte une solution à deux problèmes majeurs liés à la commande de la machine asynchrone. Ces deux problèmes concernent le comportement vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la MAS. Pour résoudre ces deux problèmes, le principe de la commande de la logique floue a été utilisé dans les algorithmes proposés, tout en sachant que l'on a aussi appliqué la Commande adaptative floue indirect basée sur la minimisation d'erreur filtrée pour résoudre les dits problèmes.

Dans la première partie nous nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associé 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 permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

La deuxième partie commencée par la formulation mathématique des systèmes flous utilise le modèle de Mamdani et celui de Sugeno. Le premier modèle est le mieux adapté à représenter une description linguistique du comportement que doit réaliser le régulateur tandis que le modèle de Sugeno est souhaitable pour une identification et une approximation des fonctions inconnues et/ou variables ce qui est intéressant dès qu'on sait que la sortie due à ce type de modèle possède une expression linéaire en terme de paramètres, de conséquences, de règles floues. En effet, cela permet de faciliter l'exploitation de la propriété d'approximateur universel dont sont dotées certaines classes de ces systèmes.

Les résultats obtenus, lors de l'application du régulateur flou de Mamdani à sept classes, ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées mais présentent l'inconvénient de nécessiter un temps de calcul relativement grand pour la détermination de la loi de commande. L'utilisation des régulateurs flous de Sugeno sont considérées comme un polynôme d'ordre 01. Les entrées sont seulement définies par trois ensembles flous. Les paramètres des prémisses et les conclusions des règles floues de Sugeno sont déterminés en se basant sur les données entrée-sortie fournies par les régulateurs flous.

Conclusion générale

Dans la troisième partie nous nous penchons sur la synthèse de la commande floue adaptative indirecte basée sur la minimisation d'erreur filtrée. Pour cette technique de commande la théorie de l'approximation et celle de Lyapunov sont exploitées pour établir une loi d'adaptation paramétrique assurant la bornitude de l'erreur de poursuite et des paramètres des systèmes flous.

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de cette technique montrent l'efficacité du système flou utilisé dans la commande et la robustesse de cette technique vis-à-vis des variations paramétriques du système.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite à cette étude, à savoir:

- L'utilisation des techniques hybride pour commander la machine asynchrone
- L'amélioration de la commande adaptative floue vers le type-2- pour commander la machine asynchrone

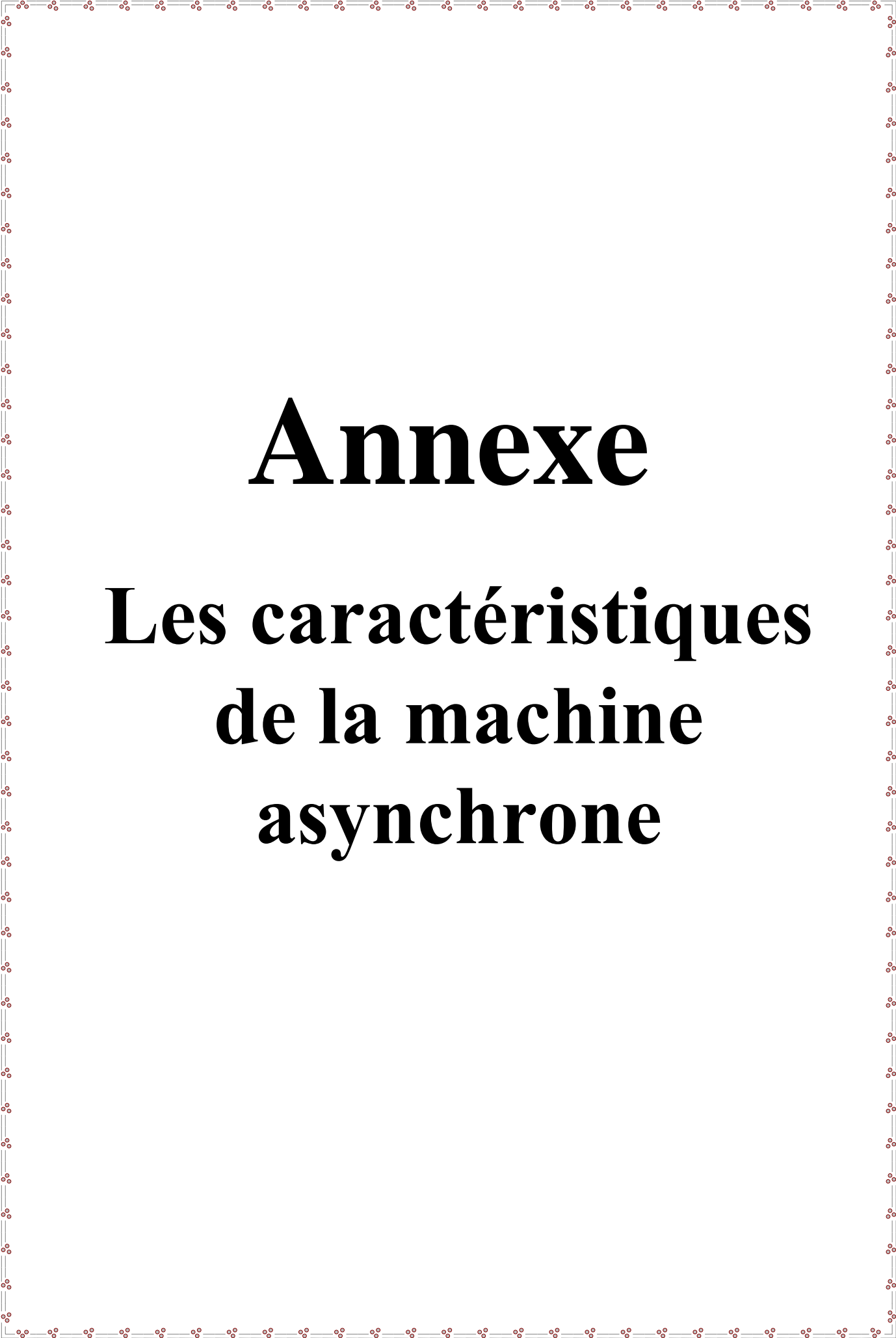


Bibliographie

Bibliographie

- [1] **Miloud BOUGLAM** « Synthèse des observateurs non linéaires appliqués à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Mémoire de Master, option automatique, université de M'sila, 2013.
- [2] **Guy SEGUIER** « électronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales application », Edition DUNOD, 1999.
- [3] **Doudou Soufiane** « contribution à la commande modernes des systèmes non linéaires multi variables non affines », thèse de doctorat, option automatique, université de Setif, 2013
- [4] **Dissa Abdennour** « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire», Mémoire de Magister, Option Commande, université de Batna, 2010.
- [5] **Benhamimid Radhwane** et **Brahimi Nadjib**. «Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones», Mémoire d'ingénieur, option Commande électrique, université de M'sila, 2006.
- [6] **Matchi Mohamed** «Commande prédictive généralisée application sur la MAS», Mémoire d'ingénieure d'état, option automatique, école nationale polytechnique, 2007.
- [7] **Jean –Pierre CARON** «modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions TECHNIP, 1995.
- [8] **Hamza Mekki** et **Samir Zeghlache**. «Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse», Mémoire d'ingénieure, option contrôle, université de M'sila, Juin 2006.
- [9] **Youcef ABDELHAFID** « Utilisation d'un observateur à grand gain dans une commande d'une machine asynchrone », Mémoire de Master, option automatique, université de M'sila, 2013.
- [10] **Abdesselem Chikhi** «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue», Mémoire de Magister, Option Maîtrise d'énergie, université de Batna, 2008.
- [11] Prof **Amar MEZACHE** «électronique de puissance », cours présenté aux étudiants LMD en électronique, université Mohamed BOUDIAF de M'sila.

- [12] **Gang Feng** « analysis and synthesis of fuzzy control systems », Edition CRC press, 2010.
- [13] **Claude THÉORÉ** «élaboration d'un logiciel d'enseignement et d'application de la logique floue dans un contexte d'automate programmable», mémoire de maitrise en génie de la production automatisée, université du QUÉBEC 2009.
- [14] **Malika FODIL** «commande adaptative floue appliquée à la machine asynchrone », thèse de magister, université du M'sila, 2008.
- [15] **Nadia Martaj, Mohand Mokhtari** « MATLAB R2009, SIMULINK et STATEFLOW pour Ingénieurs, Chercheurs et Etudiants », *Editions Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, USA*, 2010.
- [16] **Toufik Amieur, Mohamed Boumehraz** «Commande Adaptative Floue Indirecte avec mode de Glissement des Systèmes Non Linéaires », the international conference on electronics & oil: from theory to applications March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria.
- [17] **Abdelhalim TLEMÇANI** « la commande adaptative par les systèmes flous application à la machine synchrone à aimant permanent », thèse de magister, option électronique de puissance et commande, ENP 1999.



Annexe

Les caractéristiques de la machine asynchrone

Annexe

- **Paramètres électriques :**

Tension d'alimentation	220/380,50(Hz)
Résistance de stator	4.85 Ω
Résistance de rotor	3.805 Ω
Inductance de rotor	0.274 H
Inductance de stator	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258 H

- **Paramètres mécanique :**

Moment d'inertie	0.031 Kg.m²
Coefficient de frottement	0.008

- **Paramètres électromécanique :**

Couple nominal	10 N.m
Nombre de pair de pôles	2



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
MASTERE EN ELECTRONIQUE
OPTION : CONTROLE INDUSTRIEL
Année Universitaire : 2014-2015

Proposé et dirigé par: Madame. **Malika FODIL**.

Présenté par : **Hicham DJOUBALA**

Thème :

Commande adaptative floue basée sur la minimisation d'erreur filtrée appliquée à la « machine asynchrone »

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 de la machine. Dans la deuxième partie nous avons abordé des notions fondamentales de la logique floue. Par la suite nous avons appliqué la commande par logique floue à 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 une nouvelle commande qui combine l'adaptativité avec le flou ce qui fait dériver les régulateurs adaptatifs flous. Parmi les différentes commandes, on suggère l'étude de la commande floue adaptative basée sur la minimisation d'erreur filtrée pour le réglage de la vitesse de la MAS.

Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de ces techniques.

Mots-clés : machine asynchrone, systèmes flous, commande par logique floue, commande adaptative

Abstract :

The work presented in this memoir concerns the control techniques using fuzzy systems applied to the asynchronous machine. The first part is devoted to modeling the machine. In the second part we discussed the basic concepts of fuzzy logic. Subsequently we applied the fuzzy logic control to the asynchronous machine. Two control methods were discussed, namely the method of Mamdani and Sugeno method. In the third part we studied a new control combines adaptivity with fuzzy derived adaptive controllers. Among the various controls we propose to study the adaptive fuzzy control based on error minimization filtrated for adjusting the speed of the ASM.

The simulation results obtained allowed the evaluation of the performance of its techniques.

Keywords: asynchronous machine, fuzzy systems, fuzzy logic control, adaptive control.