

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



كلية التكنولوجيا

FACULTE DE TECHNOLOGIE

قسم الإلكترونيك

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : Contrôle Industriel

THEME

**Commande par logique floue
type -2-appliquée à la machine
asynchrone**

Proposé et dirigé par :

Fodil Malika

Réalisé par :

Laghouag Ibrahim

N° D'ordre:

PROMOTION: JUIN 2016

Remerciement

*Nous remercions dieu de nous avoir donné la force pour
accomplir ce travail.*

Nous remercions notre encadreur

*Mr: M.FOUDIL pour son aide, son encouragement et
sa patience.*

*Et nous n'oublions pas tous les enseignants de
département génie électronique.*

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mon père.

A ma mère.

A ma famille.

A mes frères et sœurs.

Ainsi que tous mes amis et proches

Laghouag Ibrahim

Sommaire

Sommaire.....	I
Notations et Symboles.....	IV
Introduction générale.....	1

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	3
I.2. Description de la machine asynchrone triphasée	3
I.2.1. Le stator	3
I.2.2. Le Rotor	4
I.3. Hypothèse simplificatrices	5
I.4. Mise en équation du modèle de la Machine Asynchrone.....	5
I.4.1. Equations Electrique.....	6
I.4.2. Equation magnétique	8
I.5. Transformations de Park	9
I.5.1. Modèle de la machine dans le système biphasé.....	12
I.6. Choix du référentiel.....	15
I.6.1. Référentiel lié au stator (α, β)	16
I.6.2. Référentiel lié au rotor (x, y)	16
I.6.3. Référentiel lié au champ tournant (d, q)	17
I.7. Equation mécanique de la machine	17
I.7.1. Expression du couple.....	17
I.7.2. Equation de la vitesse	18
I.8. Mise sous forme d'équation d'état	19
I.9. Résultats de la simulation.....	21
I.10. Interprétation des résultats obtenus	23
I.11. Conclusion	24

Chapitre II

Commande par logique floue type-1- de la machine asynchrone

II.1:Introduction	25
II.2: La logique floue.....	25
II. 2. 1: Définition	25
II. 2. 2 : Quelques avantages de la logique floue	26
II.2.3: Les inconvénients.....	26
II.2.4: Principes de la logique floue	26
II.3: La Commande Floue.....	27
II.3.1: But de la Commande Floue.....	27
II.3.2: Les Bases de la Commande Floue.....	27
II.3.3. Opérateurs de la logique floue	29
II.4. La structure d'une Commande Floue :	30
II. 4. 1Base de règles.....	30
II. 4. 2 Moteur d'inférence.....	31
II. 4. 3 Interface de fuzzification.....	32
II. 4. 4 Interface de défuzzification.....	33
II.5. La commande par logique floue de la MAS.....	34
II. 5.1.Régulateur de type mamdani.....	35
II.5.2. Synthèse du régulateur :	35
II. 5. 3: Régulateur de la vitesse.....	37
II.5.3. Régulateur à sept ensembles flous	39
II.6 Résultats de simulation :.....	41
II.6.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	41
II.6.2 Simulation de la MAS avec inversion de vitesse	41
II.6.3 Simulation de la MAS avec variation de la résistance rotorique	42
II.7.Interpretation des resultat :	44

II. Conclusion 44

Chapitre III

Commande par logique floue type-2-- de la machine asynchrone

III.1 introduction 46

III.2:Terminologie de la logique floue type-2 46

III.3. opérations sur les ensembles flous type-2 50

III.4.Commande par logique flou type-2: 54

III.5.1.Synthèse du régulateur flou type -2 : 57

III.6. la commande par logique floue type-2 de la MAS 58

III.7. les résultats de simulation de logique floue type -2..... 60

III.7. 1.Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge 60

III.7.2. Fonctionnement à vitesse variable 61

III.7.3. variation de la résistance rotorique 62

III.8: Résultat de simulation : 63

III. Conclusion 63

Conclusion Générale 65

Notations et Symboles

MAS	: Machine Asynchrone.
Ω_s	: Vitesse synchrone de rotation du champ tournant.
Ω_r	: Vitesse de rotation du rotor.
ω_s	: Pulsation des courants alternatifs.
ω_r	: Pulsation rotorique.
e	: Force électromotrice.
p	: Nombre de paires de pôles.
$S_{a,b,c}$: Phase statorique.
$R_{a,b,c}$: Phase rotorique.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases statorique.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentation des phases rotorique.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statorique.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotorique.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux statorique.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotorique.
u, v, o	: Axe directe, quadrature et homopolaire.
r_s	: Résistance propre d'une phase statorique.
r_r	: Résistance propre d'une phase rotorique.
l_s	: Inductance proper phase statorique.
l_r	: Inductance proper phase rotorique.
m_s	: Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
m_r	: Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr}	: Coefficient d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
[P]	: Matrice de transformation de Park.
\mathcal{P}_e	: Puissance électrique.
\mathcal{P}_i	: Puissance instantanée.
\mathcal{C}_{em}	: Couple électromagnétique.
\mathcal{C}_r	: Couple résistant.
J	: Moment d'inertie.
f	: Coefficient de frottement.

σ	: Coefficient de dispersion.
T_s	: Constante du temps statorique.
T_r	: Constante du temps rotorique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(d, q)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
$[x]$: Vecteur d'état.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de système de commande.
V_{eff}	: Valeur efficace de tension.
f	: Fréquence du réseau.
t	: temps.
e_Ω	: Erreur de la vitesse.
Δe_Ω	: Variation d'Erreur de la vitesse.
RLF	: Régulateur logique floue

Introduction


Générale


Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine.


Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue, la commande par mode de glissement...etc, l'intérêt récent accordé à ce dernier est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [1].

 Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. En décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine, finalement nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz lors du fonctionnement à vide et en charge.

 Le deuxième chapitre est consacré La commande par la logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, vue La logique floue est une technique de traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques; etunmoyen de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la

commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie

 Le troisième chapitre présente à été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2, cette dernière est très efficace dans les circonstances ou il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir sur la sortie du système considéré.

Chapitre I

*Modélisation de la Machine
Asynchrone*

I.1. Introduction

Vu les intérêts majeurs, de part des qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système des courants polyphasés [2].

Le fonctionnement de la machine asynchrone ou la machine à induction est basé sur le principe d'utilisation du champ tournant sinusoïdal.

La modélisation de la machine est souvent considérée comme la phase initiale de l'automatique moderne. Elle permet en effet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur [3].

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [4], ainsi l'observation des différentes évolutions de ses grandeurs électromagnétiques par la simulation numérique du modèle de la machine choisie dont les paramètres sont donnés en annexe.

I.2. Description de la machine asynchrone triphasée

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée de deux éléments principaux suivants :

I.2.1. Le stator

La partie fixe de la machine constituée de trois enroulements (bobines) répartis dans les encoches du circuit magnétique statorique, parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède des pôles (p).

Ces courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \tag{I.1}$$

Avec:

Ω_s : Vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (rad/s).

ω_s : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s), tel que $\omega_s = 2\pi f$.

p : Nombre de paires de pôles.

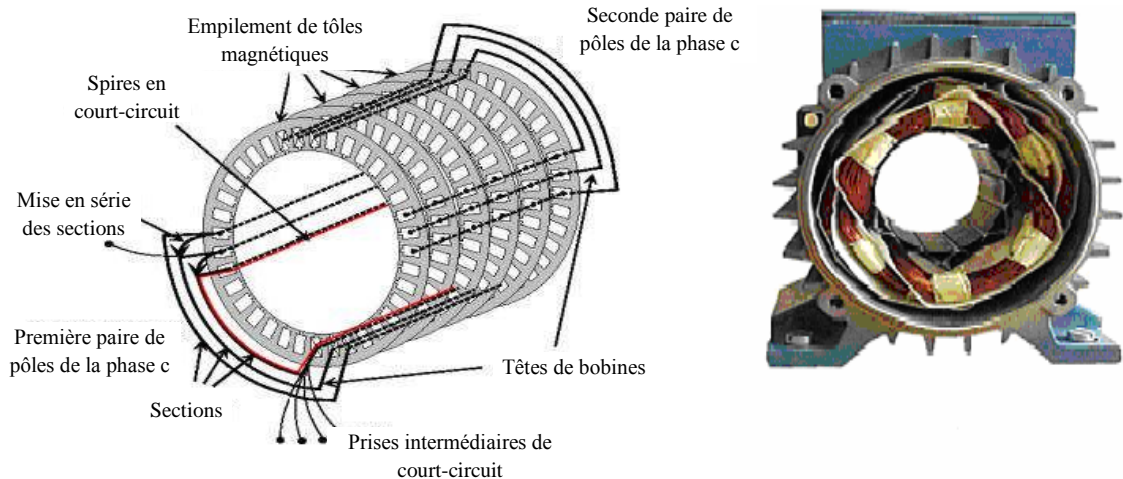


Figure I.1 : Représentation schématique du stator.

I.2.2. Le Rotor

La partie tournante de la machine constitué de disque en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine n'est relié à aucune alimentation, il tourne à la vitesse de rotation Ω_r . On trouve deux types de rotor : à cage d'écureuil où bobiné [5].

I.2.2.1. Rotor à cage d'écureuil

Le circuit du rotor constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné

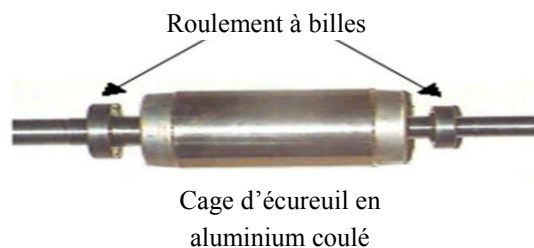


Figure I.2: Représentation d'un rotor à cage d'écureuil.

I.2.2.2. Rotor bobiné

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encouches situées au périphérique du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à 'p' paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes

accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes.



Figure I.3 : Représentation d'un rotor bobiné.

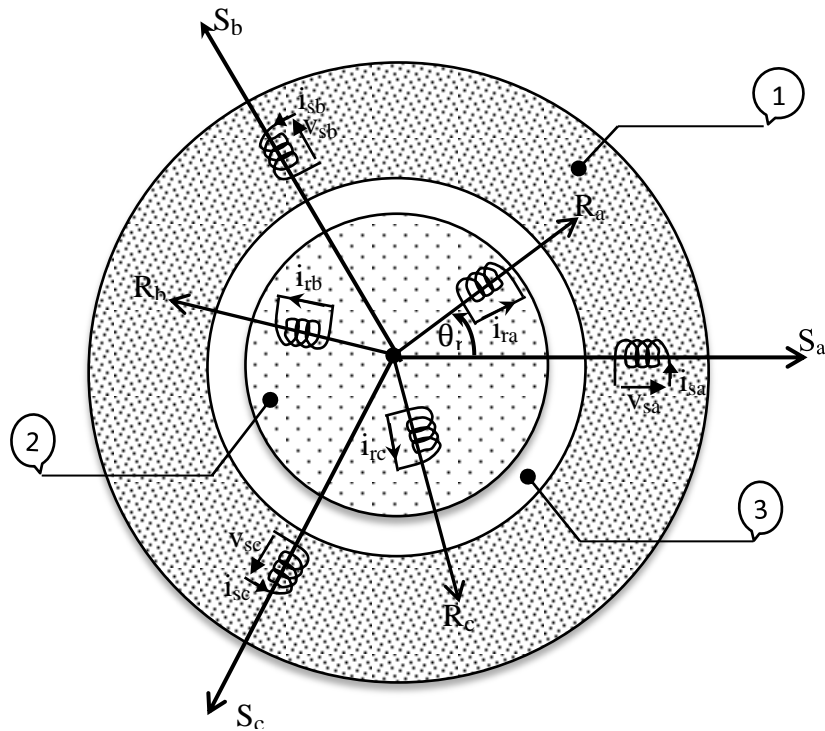
I.3. Hypothèse simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, en considérant:

- La machine est de construction parfaitement symétrique.
- Le nombre de phase entre le stator et le rotor identique.
- Entrefer constant, donc l'effet des encouches négligeable.
- Effet de peau négligeable.
- Saturation du circuit magnétique, hystérésis et courant de Foucault négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

I.4. Mise en équation du modèle de la Machine Asynchrone

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.4), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle (120°), ainsi que les axes rotoriques. L'angle ' θ_r ' représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.



1 : Partie Fixe Stator. 2 : Partie Mobile Rotor. 3 : Entrefer.

Figure I.4 : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

Dans le cadre de l'hypothèse simplificatrice citée ci-dessus et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.4.1. Equations Electrique

La machine est représentée sur la figure (I.4) par six enroulements dans l'espace électrique. Les enroulements statoriques sont alimentés par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitudes constantes, et les enroulements rotoriques sont court-circuités.

Chaque enroulement peut être représenté comme suivant :

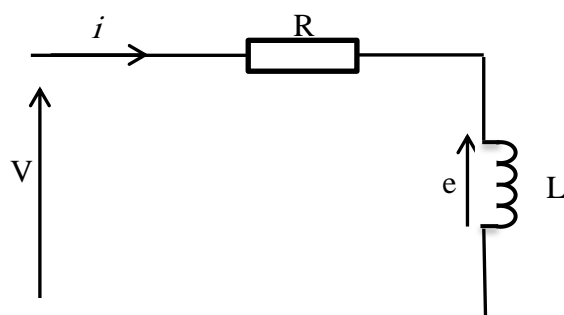


Figure I.5 : Modèle électrique d'une phase.

Par l'application de la loi de Faraday, une force électromotrice e (f.e.m) apparait dans un circuit électrique quand le flux d'induction le traversant varié, sa valeur instantané est donné par :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (I.2)$$

L'équation de tension est donnée par :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (I.3)$$

En la revenue à notre système qui est représenté à la figure (I.4), les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

- Les tensions des phases statoriques devient :

$$\begin{cases} v_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.5)$$

- Les tensions des phases rotoriques devient:

$$\begin{cases} v_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Le circuit du rotor est en court-circuit donc : $V_r = 0$, l'écriture sous forme matricielle devient :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.7)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

$[V_s], [V_r]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$[R_s], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

I.4.2. Equation magnétique

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les courants, qui s'écrivent de la forme suivante :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.8)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.9)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous- matrices d'inductance :

$$[\Phi_{sabc}] = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Ainsi les matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[M_{sr}]$ sont :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{pmatrix} \quad [L_r] = \begin{pmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{pmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

M_{sr} : Coefficient d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

Finalement les équations de tension s'écrivent comme suite:

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.11)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{rabc}] \} \quad (I.12)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour l'étude du comportement de la machine, car les matrices $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle électrique θ_r et par conséquent du temps.

Afin d'éviter ce problème, il est nécessaire de rendre les coefficients de $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$ constants, donc une matrice constante. Pour cela, on utilise des changements de variable faisant appel à des transformations de **PARK**.

I.5. Transformations de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformations des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulements (a, b, c) de la machine sur un repère à deux enroulements biphasés orthogonaux (u , v), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [6].

En plus des simplifications considérées dans la modélisation, la machine est supposée électriquement et magnétiquement équilibrée.

Le passage d'un référentiel de trois axes à un référentiel de deux axes pose un problème d'incompatibilité, donc pour passer ce problème, on introduit dans le nouveau référentiel des composantes supplémentaires d'indice (o) homologues à celle des composantes homopolaire dans le système triphasé, mais, ne sont pas équivalents. Dans le cas de la transformée de PARK, ces nouvelles valeurs introduites seulement pour produire la compatibilité requise.

Dans le nouveau référentiel on trouve deux axes et un angle :

- Axe direct (u).
- Axe en quadrature (v).

- Angle θ_a sert comme facteur de passage du nouveau référentiel à l'ancien référentiel.

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (u, v) .

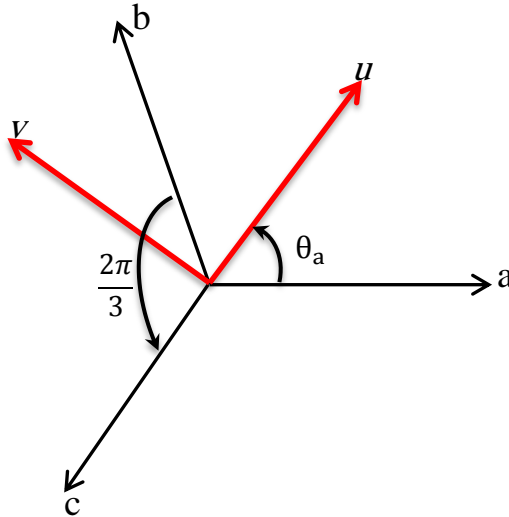


Figure I.6 : Passage du système triphasé au système biphasé.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase 'a' et l'axe 'u'.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée est réalisé en utilisant la matrice de transformation $[P]$ de Park. Son expression est donnée par :

$$[P(\theta_a)] = \mathbb{k} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice de changement de base $[P(\theta_a)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple : $[P(\theta_a)]^{-1} = [P(\theta_a)]^T$

Donc l'inversion de la matrice $[P(\theta_a)]$ est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \mathbb{k} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Le cas particulier où la transformation de Park est exprimée avec $\theta_a = 0$ porte le nom de Concordia définie par :

$$[P(\theta_a = 0)] = \mathbb{k} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$\mathbb{k} = \frac{2}{3}$: pour conserver les amplitudes.

$\mathbb{k} = \sqrt{\frac{2}{3}}$: pour conserver la puissance.

De manière à avoir :

$$[\mathcal{X}]_{uvo} = [P(\theta_a)][\mathcal{X}]_{abc} \quad (\text{I.16})$$

Si \mathcal{X} est une grandeur exprimant une tension, un courant ou un flux, sa représentation dans le repère orthogonal (u, v, o) par la formation $P(\theta_a)$ est liée à son écriture dans un repère triphasé (a, b, c) par la relation :

$$[\mathcal{X}]_{abc} = [P(\theta_a)]^{-1}[\mathcal{X}]_{uvo} \quad (\text{I.17})$$

I.5.1. Modèle de la machine dans le système biphasé

Les équations des tensions, courants et des flux suivantes des axes (u) et (v) seront exprimées par :

$$\begin{cases} [V]_{iuvo} = [P(\theta_a)] [V]_{iabc} \\ [I]_{iuvo} = [P(\theta_a)] [I]_{iabc} \\ [\Phi]_{iuvo} = [P(\theta_a)] [\Phi]_{iabc} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Donc les équations des tensions, courants et des flux sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} [V]_{iabc} = [P(\theta_a)]^{-1} [V]_{iuvo} \\ [I]_{iabc} = [P(\theta_a)]^{-1} [I]_{iuvo} \\ [\Phi]_{iabc} = [P(\theta_a)]^{-1} [\Phi]_{iuvo} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

D'après l'équation (I.5) et en utilisant les équations (I.19), on peut écrire pour l'équation de tension :

$$\begin{aligned}
 [V_{iuvo}] &= [P(\theta_a)] ([R_i] [I_{iabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{iabc}]) \\
 &= [R_i] [I_{iuvo}] + [P(\theta_a)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)]^{-1} [\Phi_{iuvo}]) \\
 &= [R_i] [I_{iuvo}] + [P(\theta_a)] [\Phi_{iuvo}] \frac{d}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} + \frac{d}{dt} [\Phi_{iuvo}]
 \end{aligned} \tag{I.20}$$

On démontre que :

$$[P(\theta_a)] \frac{d}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} = \frac{d\theta_a}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \omega_a \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{I.21}$$

Donc :

$$[V_{iuvo}] = [R_i] [I_{iuvo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{iuvo}] + \omega_a \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} [\Phi_{iuvo}] \tag{I.22}$$

L'indice 'i' est remplacé par 's' pour le stator, et 'r' pour le rotor, les équations des tensions de la machine dans le repère de PARK Sont :

$$\begin{cases} v_{su} = r_s i_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \omega_s \varphi_{sv} \\ v_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \omega_s \varphi_{su} \\ v_{so} = r_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \tag{I.23}$$

On aura les mêmes équations au niveau du rotor et en annulant les tensions puisque le rotor est en court-circuit.

$$[V_{ruvo}] = 0 = [R_r] [I_{ruvo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ruvo}] + (\omega_s - \omega_r) \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} [\Phi_{ruvo}]$$

$$\begin{cases} 0 = r_r i_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rv} \\ 0 = r_r i_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{ru} \\ 0 = r_r i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \tag{I.24}$$

De la même façon, on trouve les équations du flux et par l'application de la transformé de Park :

▪ **Au stator :**

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s] [I_{sabc}] + [M_{sr}] [I_{rabc}]$$

$$\begin{aligned}
 [P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{suvo}] &= [L_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{suvo}] + [M_{sr}][P(\theta)]^{-1}[I_{ruvo}] \\
 [\Phi_{suvo}] &= [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{suvo}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta)]^{-1}[I_{ruvo}]
 \end{aligned} \tag{I.25}$$

▪ **Au rotor :**

$$\begin{aligned}
 [\Phi_{rabc}] &= [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \\
 [P(\theta)]^{-1}[\Phi_{ruvo}] &= [L_r][P(\theta)]^{-1}[I_{ruvo}] + [M_{rs}][P(\theta_s)]^{-1}[I_{suvo}] \\
 [\Phi_{ruvo}] &= [P(\theta)][L_r][P(\theta)]^{-1}[I_{ruvo}] + [P(\theta)][M_{rs}][P(\theta_s)]^{-1}[I_{suvo}]
 \end{aligned} \tag{I.26}$$

Tel que :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta)]^{-1} = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{I.27}$$

Après tout calcul on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{su} = (l_s - m_s) i_{su} + \frac{3}{2} m_{sr} i_{ru} \\ \varphi_{sv} = (l_s - m_s) i_{sv} + \frac{3}{2} m_{sr} i_{rv} \\ \varphi_{so} = (l_s + 2m_s) i_{so} \end{cases} \tag{I.28}$$

$$\begin{cases} \varphi_{ru} = \frac{3}{2} m_{sr} i_{su} + (l_r - m_r) i_{ru} \\ \varphi_{rv} = \frac{3}{2} m_{sr} i_{sv} + (l_r - m_r) i_{rv} \\ \varphi_{ro} = (l_r + 2m_r) i_{ro} \end{cases} \tag{I.29}$$

On constate:

- D'une part, que la transformation de PARK rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps.
- D'autre part, que le nombre des paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Ce sont :

- $L_s = (l_s - m_s)$: Inductance cyclique statorique.
- $L_r = (l_r - m_r)$: Inductance cyclique rotorique.
- $L_m = \left(\frac{3}{2}\right) m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
- $L_{so} = l_s + 2m_s$: Inductance homopolaire statorique.
- $L_{ro} = l_r + 2m_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Puisque l'axe direct du stator coïncide avec l'axe direct du rotor, la somme des angles $(\theta_s - \theta_r - \theta)$ est nulle.

L'équation (I.27) devient :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta)]^{-1} = \begin{pmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.30)$$

Donc les équations du flux seront :

$$\begin{cases} \varphi_{su} = L_s i_{su} + L_m i_{ru} \\ \varphi_{sv} = L_s i_{sv} + L_m i_{rv} \\ \varphi_{so} = (l_s + 2m_s) i_{so} \end{cases} \quad (I.31)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ru} = L_r i_{ru} + L_m i_{su} \\ \varphi_{rv} = L_r i_{rv} + L_m i_{sv} \\ \varphi_{ro} = (l_r + 2m_r) i_{ro} \end{cases} \quad (I.32)$$

I.6. Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [4].

Les trois référentiels orthogonaux présentés dans la figure (I.7).

- Références 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 $(\theta_a = \theta_r)$ (- . -).

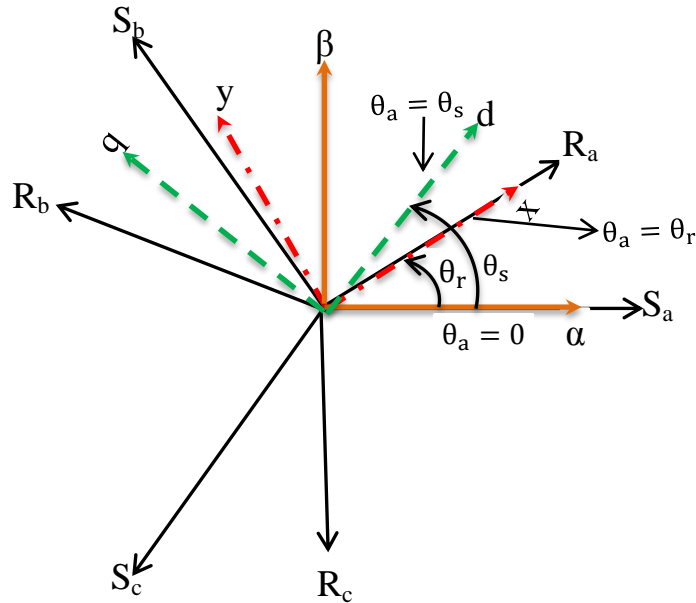


Figure I.7 : Représentation des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

θ_a : Une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

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

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

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

I.6.1. Référentiel lié au stator (α, β)

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées est dont l'avantages ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \mapsto \alpha \\ v \mapsto \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

Le système d'équation (I.23) et (I.24) devient alors :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.6.2. Référentiel lié au rotor (x, y)

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (u, v) est égale à la pulsation mécanique du rotor. Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} u \mapsto x \\ v \mapsto y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s = \omega_r$$

Le système d'équation (I.23) et (I.24) devient alors :

$$\begin{cases} v_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \varphi_{sx} - \omega_r \varphi_{sy} \\ v_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \varphi_{sy} + \omega_r \varphi_{sx} \\ 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \varphi_{rx} \\ 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \varphi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

I.6.3. Référentiel lié au champ tournant (d, q)

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (u, v) est égale la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple...etc.

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} u \mapsto d \\ v \mapsto q \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s \quad \text{avec} \quad \omega_s - \omega_r = \omega$$

Le système d'équation (I.23) et (I.24) devient alors :

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

I.7. Equation mécanique de la machine

I.7.1. Expression du couple

La puissance électrique instantanée fournie à l'enroulement statorique en fonction des grandeurs d'axes u, v est donnée par l'expression suivante :

$$\mathcal{P}_i = (V_s)^T (I_s) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc}$$

$$\mathcal{P}_i = v_{su} i_{su} + v_{sv} i_{sv}$$

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P}_i &= \left[r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \varphi_{su} - \omega_a \varphi_{sv} \right] i_{su} + \left[r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \varphi_{sv} + \omega_a \varphi_{su} \right] i_{sv} \\
 &= r_s i_{su}^2 + i_{su} \frac{d}{dt} \varphi_{su} - \omega_a i_{su} \varphi_{sv} + r_s i_{sv}^2 + i_{sv} \frac{d}{dt} \varphi_{sv} + \omega_a i_{sv} \varphi_{su} \\
 &= \underbrace{\{ r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2 \}}_{(1)} + \underbrace{\{ i_{su} \frac{d}{dt} \varphi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \varphi_{sv} \}}_{(2)} + \underbrace{\{ \omega_a (i_{sv} \varphi_{su} - i_{su} \varphi_{sv}) \}}_{(3)} \quad (I.36)
 \end{aligned}$$

- **Le premier terme (1) :** la chute ohmique dans les enroulements statoriques.
- **Le second terme (2) :** représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulements du stator.
- **Le troisième terme (3) :** correspond à la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

Puisque les pertes sont négligeables par hypothèse, il reste donc que le 3^{ème} terme entre accolades :

$$\mathcal{P}_e = \omega_a (i_{sv} \varphi_{su} - i_{su} \varphi_{sv}) \quad (I.37)$$

$$\mathcal{P}_e = \mathcal{C}_{em} * \frac{\omega_a}{p} \quad (I.38)$$

$$\mathcal{C}_{em} = p (i_{sv} \varphi_{su} - i_{su} \varphi_{sv}) \quad (I.39)$$

Par remplacement φ_{su} et φ_{sv} de l'équation (I.31) dans l'équation (I.39), on trouve :

$$\mathcal{C}_{em} = p L_m (i_{ru} i_{sv} - i_{su} i_{rv}) \quad (I.40)$$

En remplaçant i_{ru} et i_{rv} de l'équation (I.32) dans l'équation (I.40) on trouve :

$$\mathcal{C}_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su}) \quad (I.41)$$

I.7.2. Equation de la vitesse

L'équation du mouvement de la machine est donnée par l'expression suivante :

$$\mathcal{C}_{em} - \mathcal{C}_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r \quad (I.42)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{\mathcal{C}_{em}}{J} - \frac{\mathcal{C}_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r$$

Avec : $\omega_r = p\Omega_r$ on aura donc:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{p}{J} C_{em} - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} p \Omega_r \\ &= \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{p}{J} \left(p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su}) \right) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r\end{aligned}\quad (I.43)$$

Avec : p : Le nombre de paires de pôles.

J : Moment d'inertie.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

I.8. Mise sous forme d'équation d'état

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, la tension statorique ($v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$) est considérée comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation. Dans le référentiel (α, β) , le vecteur d'état peut être représenté par plusieurs variables d'états, notre étude se limite à choisir le courant et le flux rotorique comme variables d'états ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$).

En utilisant les expressions (I.31), (I.32) et (I.33) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = -\frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = 0 \\ v_{r\beta} = -\frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = 0 \end{cases}\quad (I.44)$$

Avec :

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

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

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

Après avoir remplacés les flux par leurs équations dans les deux équations de tension de ($v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(r_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r} \varphi_{r\beta} + v_{s\alpha} \right] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(r_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r}\right) i_{s\beta} + \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{r\beta} - \frac{L_m \omega_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} + v_{s\beta} \right] \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.45)$$

On peut réécrire le système d'équation (I.45) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & \frac{-R}{\sigma L_s} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

$$\text{Avec : } R = r_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r}$$

Le système (I.46) peut se mettre sous la forme d'état :

$$[\dot{x}] = [A][x] + [B][u] \quad (I.47)$$

Tel que :

$$[x] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[u] = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

[A] : Matrice d'évolution d'état du système :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & \frac{-R}{\sigma L_s} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

[B] : Matrice de système de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.9. Résultats de la simulation

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet de simuler la machine d'une manière simple à l'aide de logiciel Simulink sous Matlab. La machine est alimentée directement par un réseau triphasé [220/380 Volt, 50 Hz].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\psi t) \\ v_{sb} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\psi t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\psi t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\psi = 2\pi f$ avec f : Fréquence du réseau.

Les figures (I.8) et (I.9) sont présentes les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension par un réseau parfaitement sinusoïdale.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième lors de l'application d'une charge nominale ($C_r = 5 \text{ Nm}$) à l'instant $t=2\text{s}$.

a) *Fonctionnement à vide* ($C_r = 0 \text{ Nm}$)

Les résultats de simulation lors de ce fonctionnement sont présentés dans les figures ci-dessous :

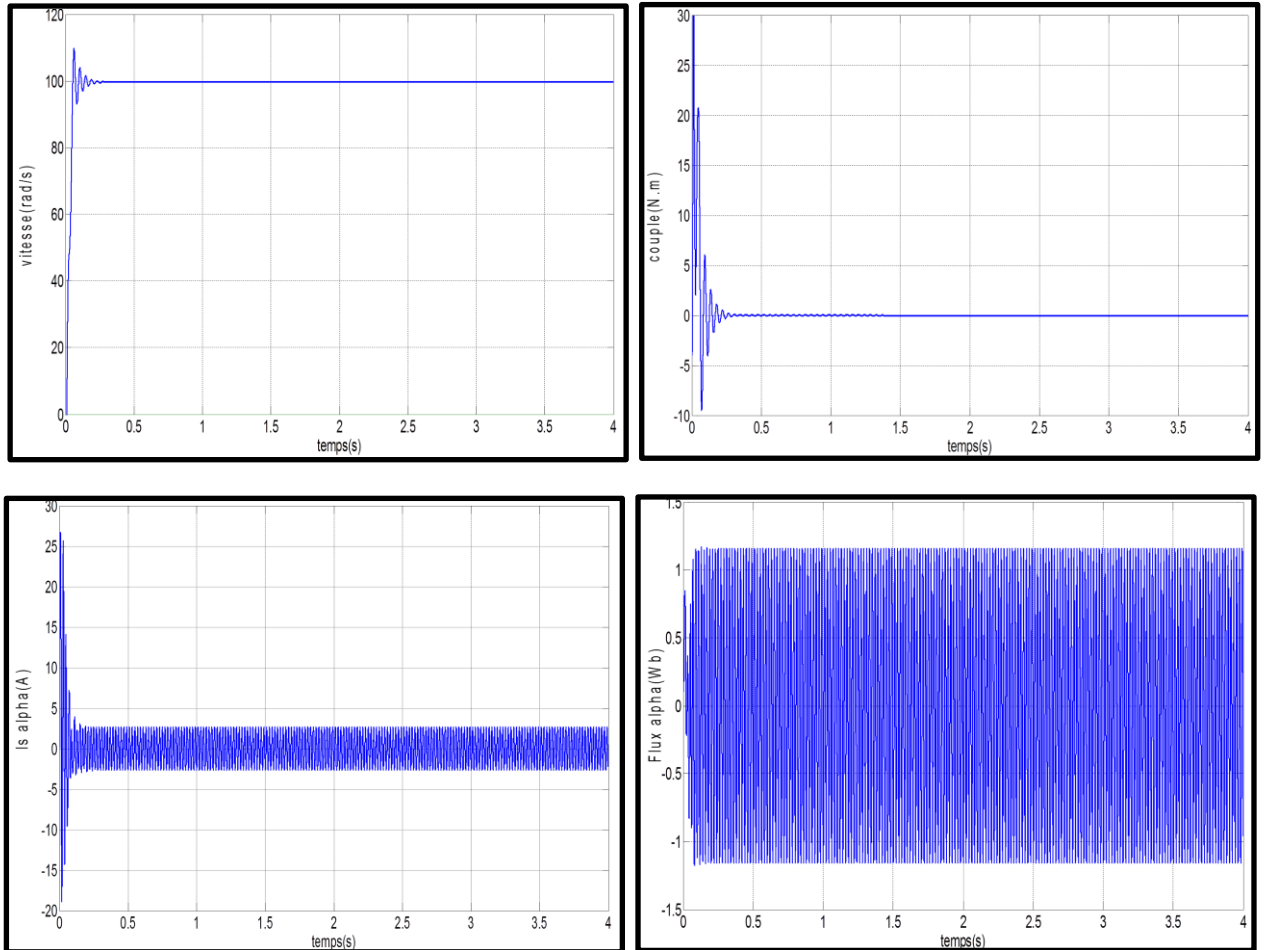


Figure I.8 : Résultats de simulation de la MAS lors de fonctionnement à vide.

b) Fonctionnement en charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$ si $t \geq 2$)

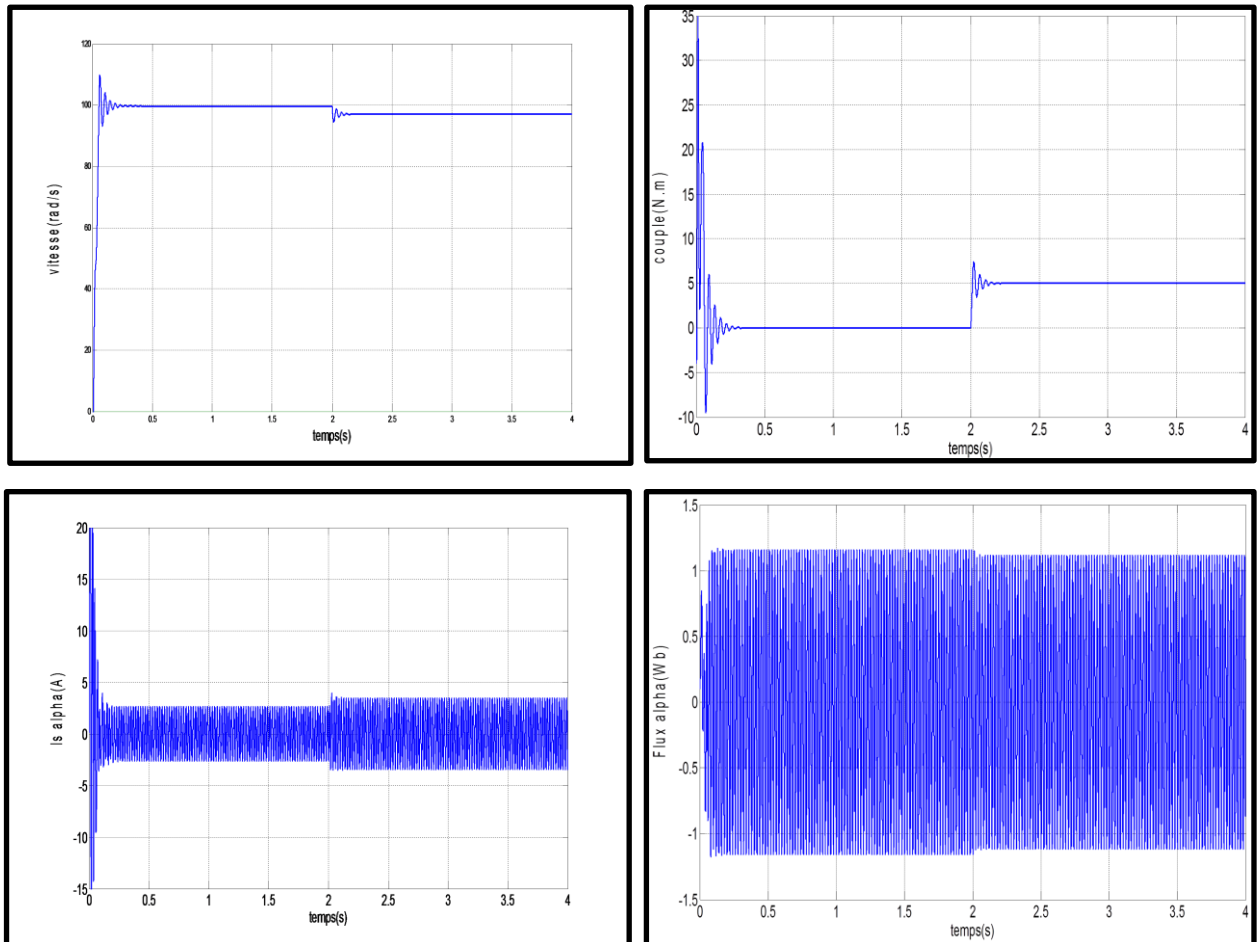


Figure I.9 : Résultats de simulation de la MAS lors de fonctionnement en charge.

I.10. Interprétation des résultats obtenus

En première étape on va simuler numériquement le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard 220V, 50 Hz.

L'examen des courbes de la figure (I.8) permet de constater qu'aux premiers instants du démarrage, l'allure de la vitesse présente des oscillations avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme 100 rad/s. Le couple présente une composante pulsante très important, après disparition du régime transitoire le couple tend pratiquement vers zéro (charge nulle). Le courant statorique présente des oscillations successives, et disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Le flux rotorique se présente sous forme sinusoïdale d'amplitude à une valeur constante d'environ 1.2 Web.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=5\text{Nm}$) est appliqué à l'arbre du moteur à l'instant ($t=2\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.9).

Lors de l'application de la charge, on remarque une diminution permanente de la vitesse, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation. 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. Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur. Le flux rotorique conserve leur forme avec une légère diminution de son module.

I. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone dans le repère a, b, c ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation d'axes (transformation de Park). Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible. De point de vue de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle introduit. Pour cette raison, ceci nécessite sa régulation.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, on introduit la commande par logique floue qui fera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

*Commande logique floue type-1- de
la machine asynchrone*

II.1: 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.2: La logique floue

L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances approfondies sur cette théorie et son utilisation dans la commande, d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables. La logique floue est à l'image de logique binaire, clairement et logiquement étayée à l'aide de théorie mathématique [7]. Elle est apparue en 1965 avec la publication par LOTFI ZADEH d'un article intitulé « les ensembles flous » [8]. La logique floue permet de manipuler des symboles et d'inférer des actions en utilisant des règles logiques à partir des prémisses imprécises ou incertaines [9]. En 1975 Mamdani a développé à partir de quelques principes de la logique floue une stratégie de contrôle de procédé, par la suite ces travaux ont été repris, et les techniques utilisées dans les réalisations récentes sont issues [10].

II. 2. 1: Définition

Logique floue : « logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité » [11].

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

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

De travail sur des modèles.

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

II.2.3: Les inconvénients

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

II.2.4: Principes de la logique floue

Les domaines d'applications de la logique floue concernant principalement les problèmes où les données ne peuvent être formulées de manière explicite, ainsi que des techniques de contrôle et de réglages, lorsque les moyens classiques atteignent leurs limites (Exemples systèmes non linéaires, etc.). La logique floue est bien connue par des automaticiens pour ses applications dans le contrôle et commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique [7], Son but est de traiter les problèmes de commande de processus avec une approche différente de l'automatique classique.

II.3: La Commande Floue

Les applications industrielles basées sur cette technique ont commencé en Europe au Début des années 1980 avec le contrôle d'un four à ciment [8], pour déboucher sur le célèbre boom de la logique floue au Japon au début des années 1990 dans les secteurs industriels (L'énergie –les transports – l'aérospatial – la robotique.....etc.) [8].

II.3.1: But de la Commande Floue

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

II.3.2: Les Bases de la Commande Floue

II.3.2.1: Variables linguistiques et ensembles flous :

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

II.3.2.2: Fonctions d'appartenances:

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, Est appelé «support de A». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [8]:

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

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

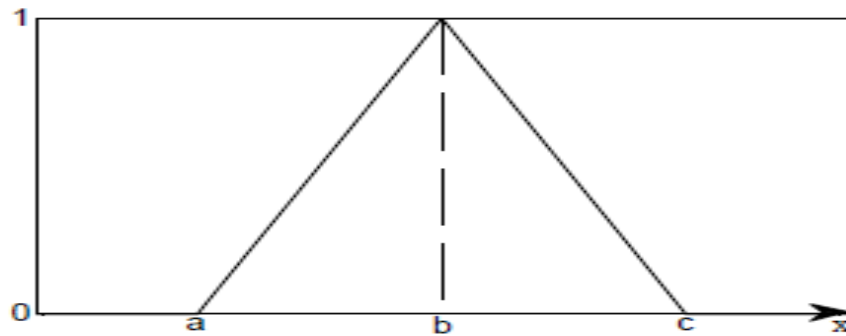


Figure II.1 : Représentation de la fonction triangulaire.

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

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

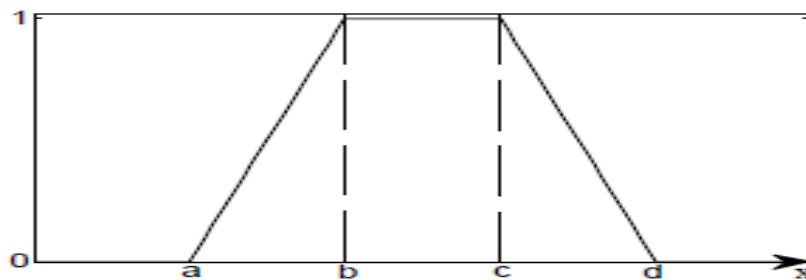
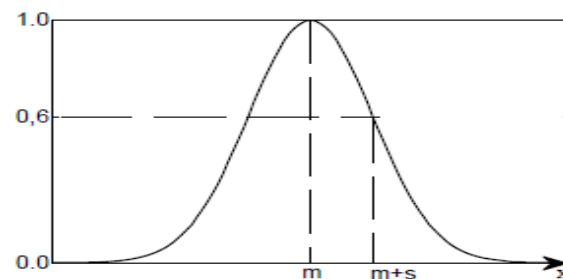


Figure II.2: Représentation de la fonction trapézoïdale.

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

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

- où m : Centre de la gaussienne
- et s : Sa largeur



FigureII.3 : Représentation de la fonction gaussienne.

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

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

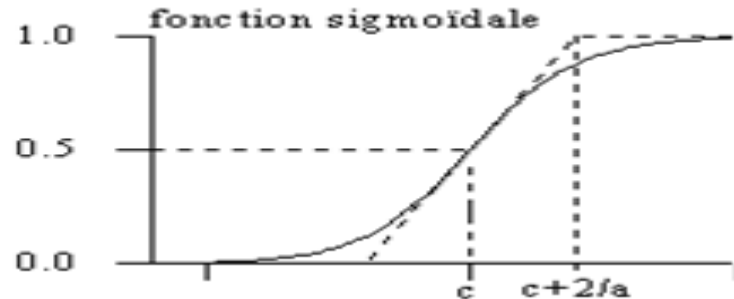


Figure II.4 : Représentation de la fonction gaussienne.

II.3.3. Opérateurs de la logique floue

Supposant deux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ de deux variables floues x et y caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple "l'air est froid et le vent est fort" ou encore "si l'air est froid ou le vent n'est pas faible" il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies. Pour pouvoir décider de fermer la porte ou non il faut que deux conditions soient vérifiées en même temps. Alors, il est important de pouvoir composer entre les divers prédicats et leurs fonctions d'appartenance[16].

II.3.3.1. L'opérateur ET

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum (intersection) des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_c(z) = \mu_{A \text{ et } B}(z) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.5})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre.

II.3.3.2. L'opérateur OU

En général, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_c(z) = \mu_{A \text{ ou } B}(z) = \max(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.6})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.

II.3.3.3. L'opérateur NON

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.7})$$

Dans certaines circonstances, il est judicieux de choisir d'autres opérateurs en plus de OU, ET et NON.

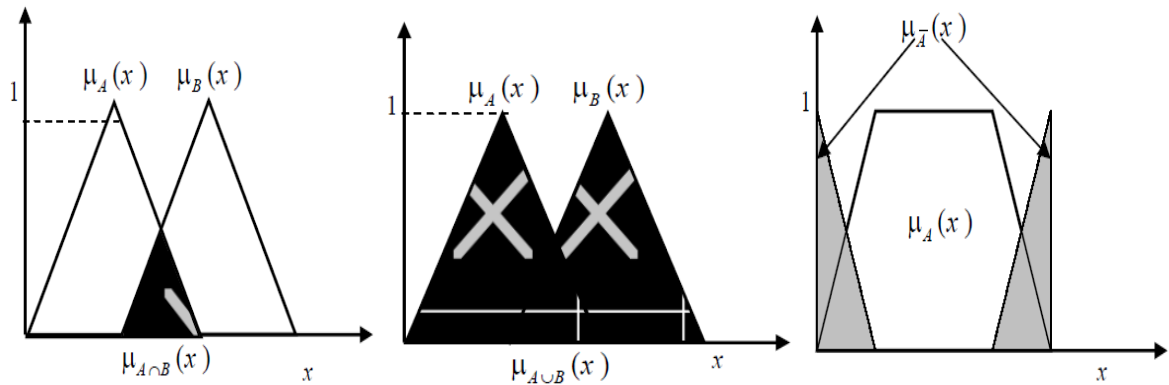


Figure II.5 : L'opérateur ET, OU, NON.

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

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (II.6): [12-22].

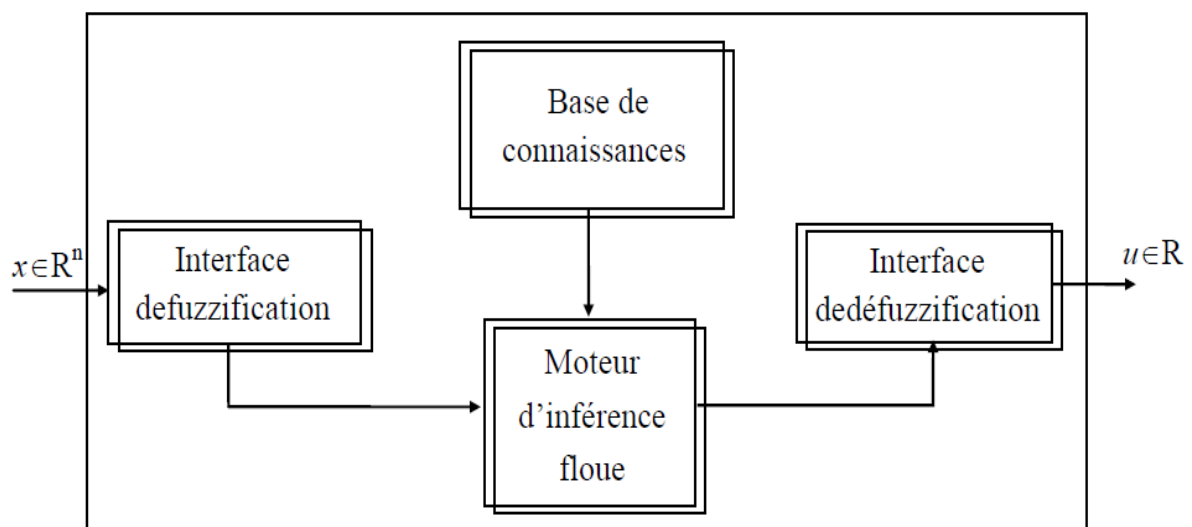


Figure II.6 : Structure de base d'un régulateur flou

II. 4. 1 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », à titre d'exemple :

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

Ou sous forme de Sugeno

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

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

x et y sont des variables linguistiques

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

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

II. 4. 2 Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue 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.

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

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

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

La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [12].

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

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [12], [13].

Méthode de Sugeno

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

II. 4. 3 Interface de fuzzification

La fuzzification 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 flous (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 [7].

Il existe deux types de fuzzification généralement utilisés à savoir : La fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton[23].

- **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.

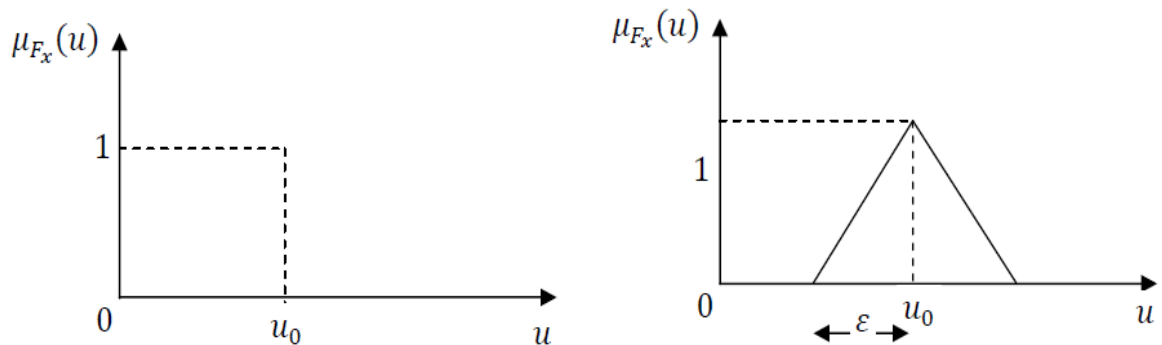


Figure II.7 : Représentation schématique représente la différence entre singleton.

II. 4. 4 Interface de 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 des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

✚ Méthode du centre de gravité

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

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (\text{II.8})$$

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

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

✚ Méthode des hauteurs pondérées

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

$$y = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k) \bar{y}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k)} \quad (\text{II.9})$$

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

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

II.5. La commande par logique floue de la MAS

Dans cette section, nous présentons le régulateur flou pour le réglage de la vitesse d'une MAS à savoir : Le régulateur de type Mamdani.

II. 5.1.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.5.2. 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.8)suivante :

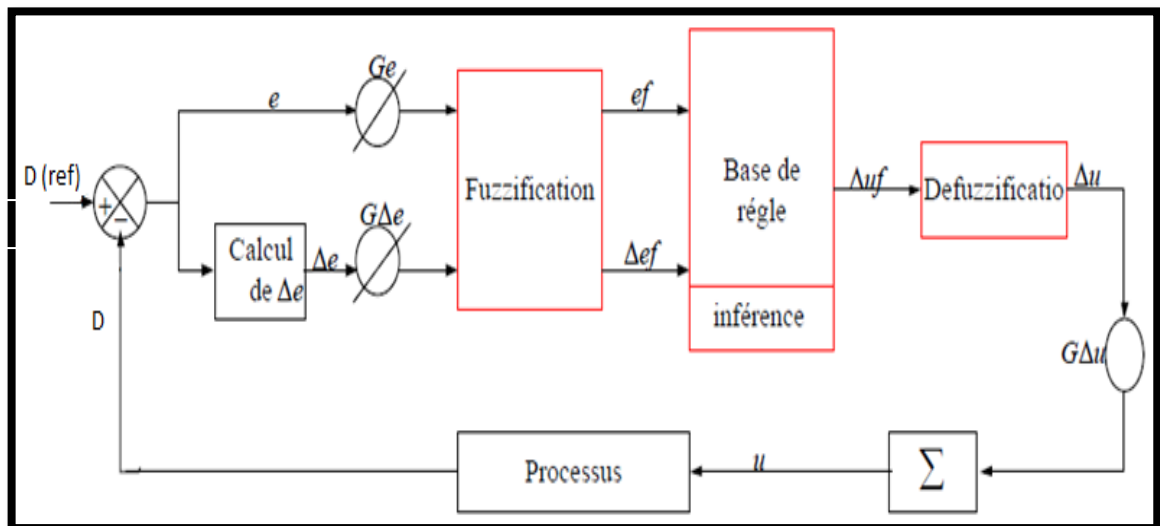


Figure II.8 : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.

D'après ce schéma le système est composé :

- ✚ D'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en 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 [15-18]. La configuration d'un système flou multi-entrées multi-sorties de type Mamdani permet de représenter une relation non linéaire entre un ensemble d'entrée, noté, $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X \subseteq \mathcal{R}^n$, 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'entrée.

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

$$\mu_K(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^K}(x_i) ; \mu_{F_i^K} \in \{ \mu_{F_i^1}, \dots, \mu_{F_i^{m_i}} \} \quad (\text{II.10})$$

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 [19], [26] :

$$y = \frac{\sum_{K=1}^M \mu_K \bar{y}}{\sum_{K=1}^M \mu_K} \quad (\text{II.11})$$

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 du à la liberté dans le choix des formes d'implication floues, du fuzzificateur et du défuzzificateur.

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

II. 5. 3: 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.9).

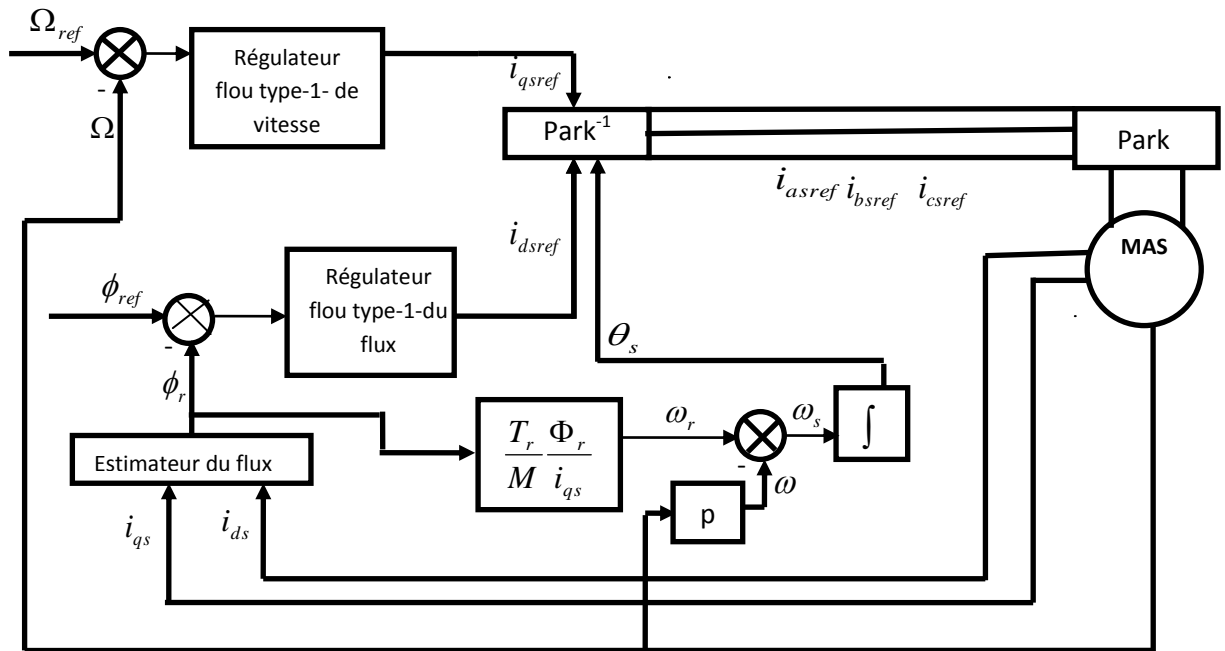


Figure II.9 : structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS.

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

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

- 1- Echantillonner la sortie
- 2- Calculer l'erreur notée par e_i :

$$e_i = \text{consigne} - \text{sortie} \quad (\text{II-12})$$

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

$$\Delta e_i = e_i - e_{i-1} \quad (\text{II-13})$$

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

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

$$X_{e_i} = G_e e_i$$

$$X_{\Delta e_i} = G_{\Delta e} \Delta e_i \quad (\text{II-14})$$

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:

$$\Delta u_k = \frac{\sum_{k=1}^3 \mu_k r_k}{\sum_{k=1}^3 \mu_k} \quad (\text{II-15})$$

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:

$$u_k = u_{k-1} + G_{\Delta u} \Delta u_k \quad (\text{II-16})$$

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 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;

II.5.3. Régulateur à sept ensembles flous

Le régulateur admet sept ensembles flous de forme triangulaire pour les variables d'entrée (l'erreur et la variation de l'erreur) et des singletons pour la variable de sortie comme montré sur la **Figure (II.10)**:

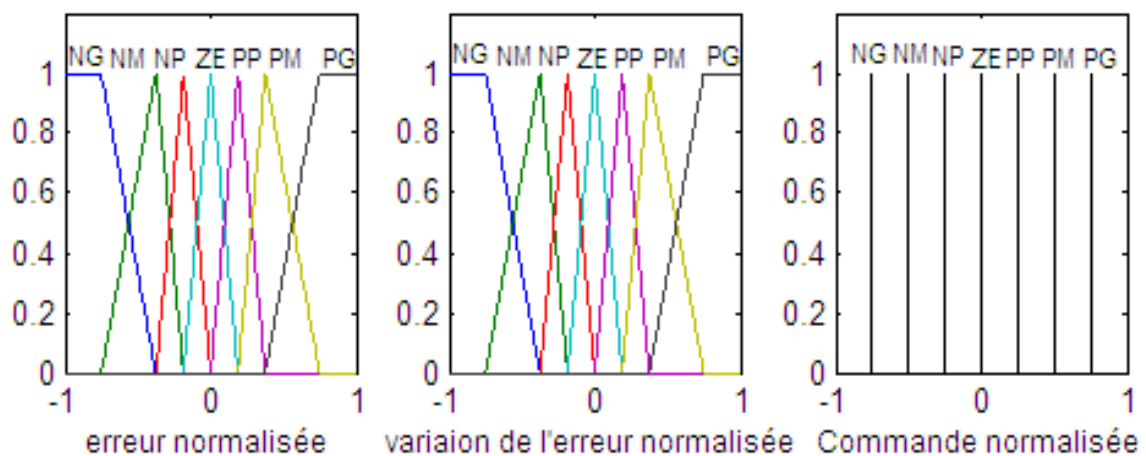


Figure II.10 : Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivant

e \ Δe	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.1. Base de règle.

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

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si e est PG et Δe est PG alors Δu est PG

Si e est EZ et Δe est EZ alors Δu est EZ Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est), alors il faut un appel de couple grand (ΔU est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et ΔE est EZ) alors garder le même couple (ΔU est EZ).

II.6 Résultats de simulation :

II.6.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

($C_r=5 \text{ N.m}$ et $t \triangleright =2 \text{ sec}$) avec (100 rad/sec), Les résultats de simulation sont représentés par la Figure suivante :

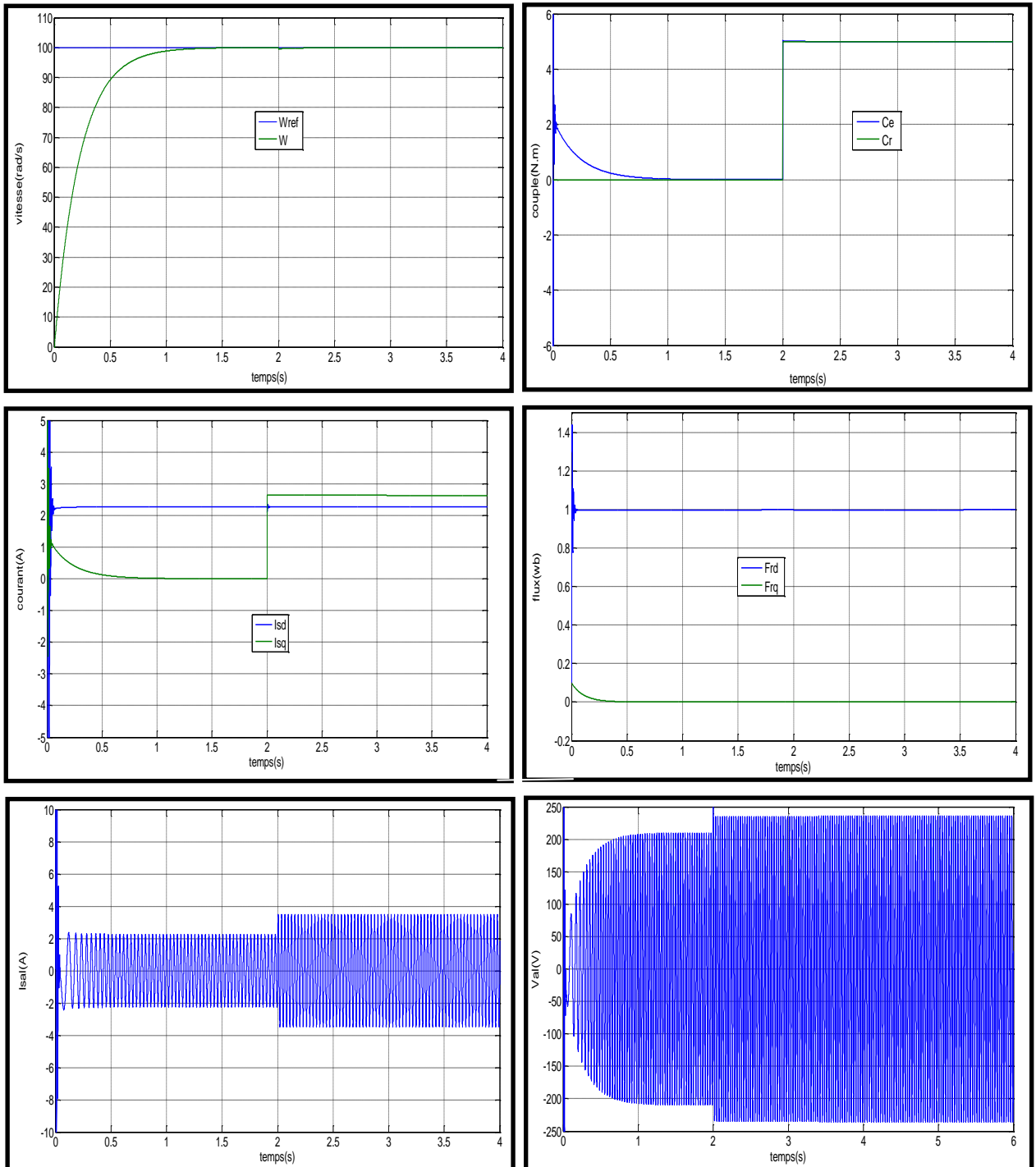


Figure II.11 : Résultats de simulation de la commande floue type-1 avec l'application d'un couple résistant.

II.6.2 Simulation de la MAS avec inversion de vitesse

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de (+100 à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=2s$) :

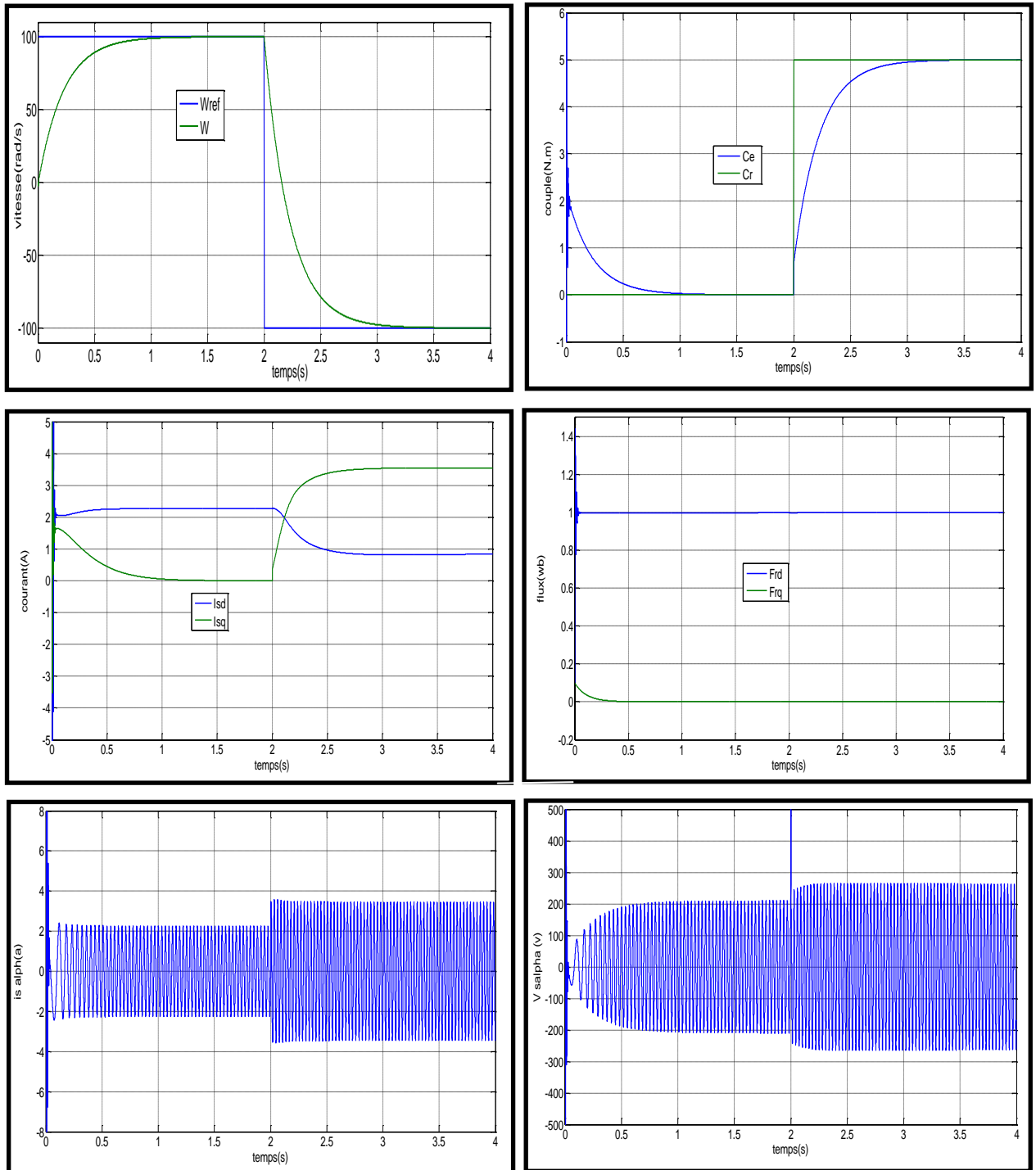


Figure II.12 : Résultats de simulation de la commande floue type-1 avec inversion du sens de rotation.

II.6.3 Simulation de la MAS avec variation de la résistance rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de $R = (R_r + 1,5 * R_r)$, à $t = 2 \text{sec}$ nous avons obtenu les résultats de la Figure(II.13).

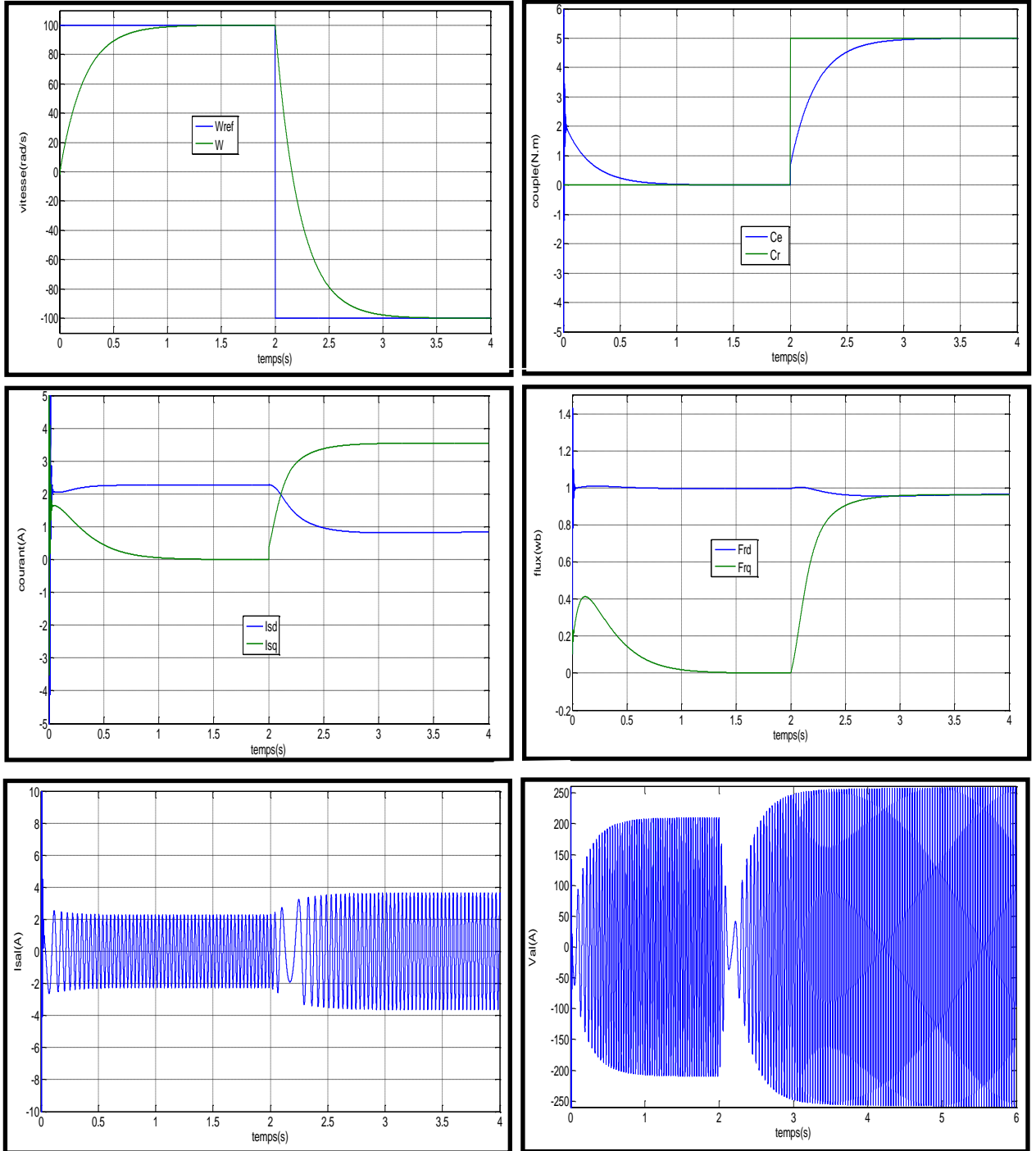


Figure II.13 : Réponse du système avec variation de la résistance rotorique de la MAS.

II.7. Interpretation des résultats :

Afin de valider la méthode de commande floue avec sept fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasé soumis à une perturbation de couple de 5N/m puis une inversion du sens de marche de (-100rad/s à 100rad/s.) à l'instant $t=2s$, les figures ((II.11).) et ((II.12)) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d q).

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée avec un temps de réponse de 1sec.

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

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

Pour tester la robustesse de la commande par logique floue type-1, on fait un changement paramétrique sur la résistance rotorique avec une augmentation de 20%,

Les résultats obtenus par la figure (II.13) montrent une forte robustesse en présence des variations paramétriques et la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation introduite sur le système.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la commande par logique floue type-1 pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone dont le but d'obtenir de bonnes performances. Le choix de la commande par logique floue type-1 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

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, le type de régulateur utilisé dans ce chapitre est un régulateur flou basé sur le mode de raisonnement de Mamdani.

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 de régulateur flou nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation ainsi que lors d'une inversion du sens de rotation.

Pour améliorer plus nos résultats, et dans le but de prendre en considération les incertitudes paramétriques, on propose d'utiliser des régulateurs flous type-2 ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

*Commande logique floue type-2- de
la machine asynchrone*

III.1 introduction

Le concept des ensembles flous de type-2 a été introduit par Zadeh [24] comme extension du concept des ensembles flous ordinaires dits ensembles flous type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, c.-à-d. la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$. Les ensembles flous type-2 peuvent être utilisés dans des situations où l'incertitude est présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenance) [25]. L'avantage principal de la logique floue type-2 par rapport à la logique floue type-1 est sa capacité de prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques. Si pour une certaine variable linguistique x , un opérateur OP1 a proposé 3 fonctions d'appartenance gaussiennes, un autre opérateur OP2 propose par exemple à son tour 5 fonctions d'appartenance de type triangulaires, alors on remarque que nous avons une incertitude dans la forme et dans le nombre des fonctions d'appartenance proposées. Cette problématique ne peut être résolue par la logique floue type-1. Pour remédier à ce problème, la logique floue type-2 a été proposée dans la littérature.

Ce chapitre sera divisé en quatre parties. Dans la première partie nous allons présenter les principes de base et le fondement théorique de la théorie de la logique floue type-2. Dans la deuxième partie nous proposons d'effectuer une commande simple à base de logique floue type-2. Le régulateur flou type-2 sera présenté dans la troisième partie et enfin dans la quatrième partie en donne une comparaison entre toutes les méthodes déjà présentées

III.2: Terminologie de la logique floue type-2

- **Definition 1**

Un ensemble flou type -2 , noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle ,

$u_{\tilde{A}}(x, u)$, c-a-d:

$$A^{\sim} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} u_{\tilde{A}}(x, u) / (u, x) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III, 1})$$

Où \int dénote l'union de tous les éléments produit cartésien sur x et x est appelé variable

$$0 \leq u_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1$$

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire

- **Définition 2**

A chaque valeur de x , notée $x = \acute{x}$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $u_{\acute{x}}(x, u)$ appelé tranche verticale (vertical slice) de $u_{\acute{x}}(x, u)$ Une fonction d'appartenance secondaire est une $u_{\acute{x}}(x, u)$ tranche verticale de $u_{\acute{x}}(x, u)$

$\forall u \in j_{\acute{x}} \subseteq [0,1]$, on a:

$$u_{\acute{x}}(x = \acute{x}, u)u_{\acute{x}}(\acute{x}, u) = \int_{u \in x} f_{\acute{x}}(u)/u \quad j_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III},2)$$

$0 \leq f_{\acute{x}}(u) \leq 1$ Puisque $\forall \acute{x}$ ce, \acute{x} va appartenir à X , c.-à-d. $x \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $u_{\acute{x}}(x)$ qui est un fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d. , en utilisant l'équation (III,2), on peut écrire \widetilde{A} sous la forme suivante :

$$\widetilde{A} = \{(x, u_{\acute{x}}(x)) / \forall x \in X\} \quad (\text{III},3)$$

où sous la forme

$$\widetilde{A} = \int_{u \in x} f_{\widetilde{A}}(x)/x = \int_{u \in x} [\int_{u \in x} f_{\acute{x}}(u)/u] / x j_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III},4)$$

- **Définition 3**

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $j_x \subseteq [0,1] \forall x \in X$

- **Définition 4**

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance

Secondaire $f_{\acute{x}}(u)$

- **Définition 5**

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles ,

C.-à-d. $f_x(u) = 1 \quad \forall u \in j_x \subseteq [0,1], \forall u \in X$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2- Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés enter me des

bornes de gauches et de droite $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (r - l)/2$.

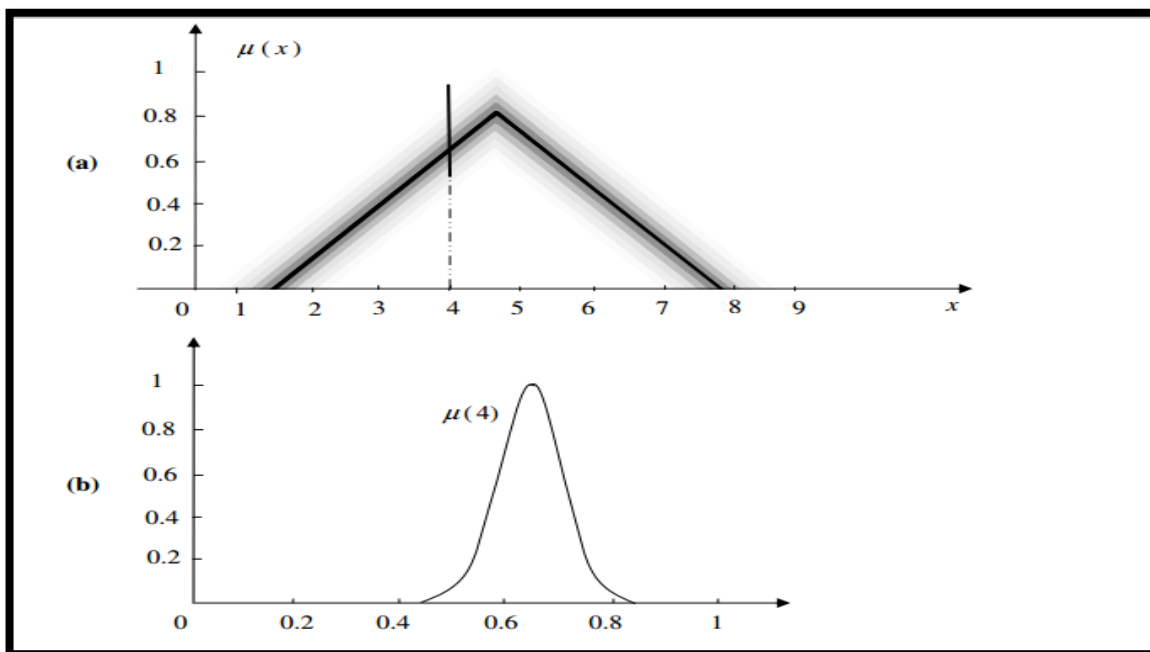


Figure III.1 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.

(a) Appartenance première.

(b) Appartenance secondaire.

- **Definition 6**

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$u_{principale}(x) = \int_{u \in x} u/x \text{ où } f_x(u) = 1 \quad (\text{III},5)$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

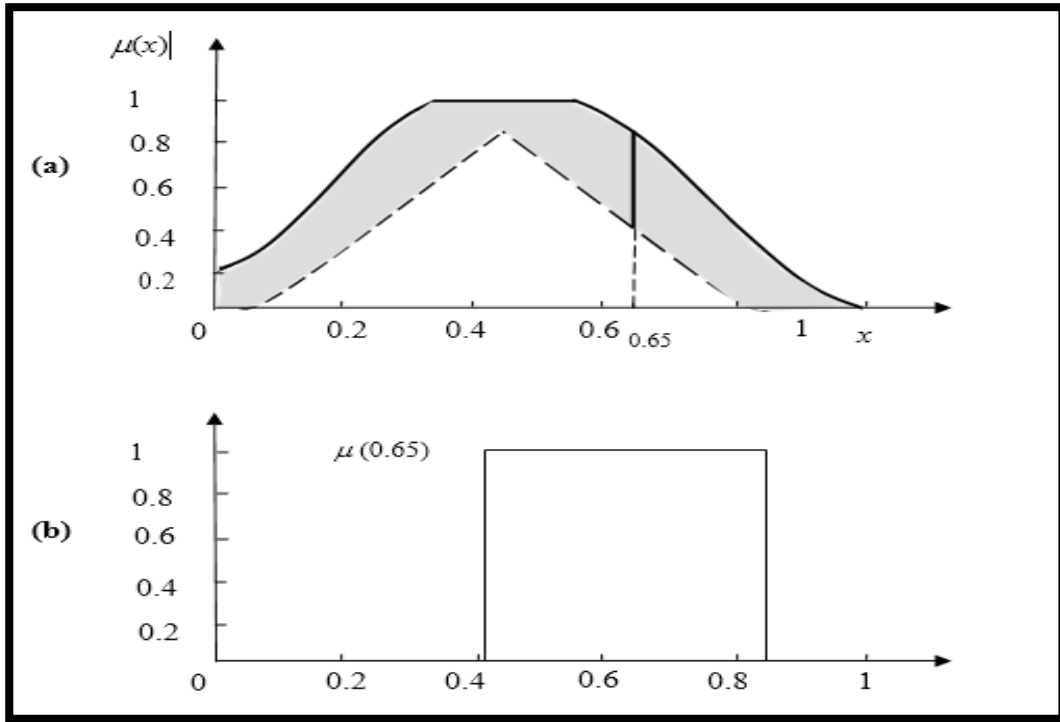


Figure III.2 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

(a) Appartenance première.

(b) Appartenance secondaire.

Définition 7

Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenance de type -1- et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type -2- la fonction d'appartenance supérieures notée par $\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) \forall x \in X$ alors nous avons

$$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \forall x \in X \tag{III,6}$$

et

$$\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \forall x \in X \tag{III,7}$$

III.3. Opérations sur les ensembles flous type-2

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles type-1 ; par conséquent, pour effectuer des opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles type- 2, nous devons faire appel aux opérations t-conorm et t-norm sur des ensembles de type-1. Cela est réalisable en . Cela est réalisable en utilisant le principe d'extension de Zadeh [28]

Une opération " * " entre deux nombres ordinaires peut être étendue à deux ensembles type-1:

$$F = \int_v f(v)/v \quad (\text{III,8})$$

et

$$F = \int_w g(w)/w \quad (\text{III,9})$$

de la façon suivante :

$$F * g = \iint [f(v) \tilde{A} \bullet g(w)] / (v * w) \quad (\text{III,10})$$

où " \bullet " est une t-norm, généralement c'est une opération produit ou opération min [29] ;
par exemple, l'extension de la t-conorm aux ensembles de type-1 est donnée par

$$F \cup g = \iint [f(v) \bullet g(w)] / (v \vee w) \quad (\text{III,11})$$

Similairement, l'extension de la t-norm aux ensembles type-1 sera donnée par :

$$F \cap g = \iint [f(v) \bullet g(w)] / (v \wedge w) \quad (\text{III,12})$$

Exemple 1

Soit F et G deux ensembles type-1 intervalle sur les domaines $[l_f, r_f]$ et $[l_g, r_g]$, respectivement. En utilisant (III.13), l'intersection entre F et G est obtenue comme suite

$$F \cap G = \int_{v \in F} \int_{w \in G} (1 \times 1) / (v \wedge w) \quad (\text{III,13})$$

De cette équation nous observons:

- chaque terme de $F \cap G$ est égale au produit $v \wedge w$, avec le plus petit terme $l_f \wedge l_g$ et le plus grand $r_f \wedge r_g$
- puisque F et G possèdent des intervalles continus, alors $F \cap G$ possède aussi un domaine continu, par conséquent $F \cap G$ est un ensemble type-1 intervalle avec le domaine $[l_f \wedge l_g, r_f \wedge r_g]$,

C.-à-d. :

$$F \cap G = \int_{u \in [l_f \wedge l_g, r_f \wedge r_g]} 1/u \quad (\text{III,14})$$

D'une façon plus générale, l'intersection $\bigcap_{i=1}^n F_i$ de n ensembles type-1 intervalle F_1, \dots, F_n

Ayant les domaines $[l_1, r_1], \dots, [l_n, r_n]$, respectivement, est un ensemble intervalle sur le

domaine $[\prod_{i=1}^n l_i, \prod_{i=1}^n r_i]$

Des opérations algébriques entre les ensembles type-1 peuvent aussi être définies en utilisant l'équation (III.2), comme par exemple la somme de F et G :

$$F + g = \iint [f(v) \cdot g(w)] / (v + w) \quad (\text{III},15)$$

En utilisant le même raisonnement vu dans l'exemple précédent, on peut démontrer que lorsque F et G sont des ensembles type-1 intervalle, alors leur somme est aussi un ensemble type-1 intervalle sur le domaine $[l_f+l_g, r_f+r_g]$ [29].

En utilisant le principe d'extension [25], une opération sur n valeurs ordinaires $f(\theta x_1, \dots, \theta_N)$ peut-être étendue à une opération sur n ensembles flous type-1 F_1, \dots, F_n

$$f(F_1, \dots, F_n) = \int_{\theta_1, \dots, \theta_n} u_{f_1}(\theta_1) u_{f_1}(\theta_n) / f(\theta_1, \dots, F_n) \quad (\text{III},16)$$

Où tous les intégrales dénotes des unions logiques, et $\theta_i \in F_i$ pour $i = 1, \dots, n$

Nous allons dans la suite définir le concept de centroïde d'un ensemble flou type-2 en utilisant la formule (III.16),

Cette notion est très importante dans les systèmes flous type-2.

Rappelons qu'un centroïde d'un ensemble flou A type-1, dont le domaine est discrétisé en N valeurs est donné par:

$$C_A = \sum_{i=1}^n x_i u_A(x_i) / \sum_{i=1}^n u_A(x_i) \quad (\text{III},17)$$

Similairement, le cancroïde d'un ensemble flou type-2-dont le domaine est discrétisées N points, peut être défini en utilisant l'équation (III.16) comme suit. Si on pose

$D_i = u_{\tilde{A}}(x_i)$, alors:

$$C_A = \int_{\theta_1, \dots, \theta_n} [u_A(x_i) \cdot \dots \cdot u_{D_n}(\theta_n)] / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad (\text{III},18)$$

Où $\theta_i \in D_i$

L'équation (III, 18) veut dire : chaque point X_i de \tilde{A} possède un degré d'appartenance type -1 (C.-à-d. son degré d'appartenance est une fonction d'appartenance de type-1)

Noté $D_i = u_{\tilde{A}}(x_i)$ Pour trouver centroïde, nous considérons chaque combinaison possible $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ tel que $\theta_i \in D_i$ Pour chaque telle combinaison, nous calculons un centroïde de type-1 en utilisant la formule (III.18) en remplaçant chaque $u_A(x_i)$ par θ_i et à chaque point centroïde, nous allons associer un degré d'appartenance égale à la t-norm des degrés d'appartenances des θ_i aux D_i . Si plus d'une combinaison des θ_i nous donnent le même point centroïde, on garde le point possédant le plus grand degré d'appartenance de chaque combinaison $\{\theta_1, \dots, \theta_n\}$ ($\theta_i \in D_i$), Considérée.

lorsque nous calculons $C_{\tilde{A}}$ peut être vue comme une fonction d'appartenance d'un certain ensemble flou \tilde{A} de type-1- possédant le même domaine que \tilde{A} nous appelons \tilde{A} un ensemble flou type-1-en castre dans \tilde{A} (figure.III.3)[26][28].

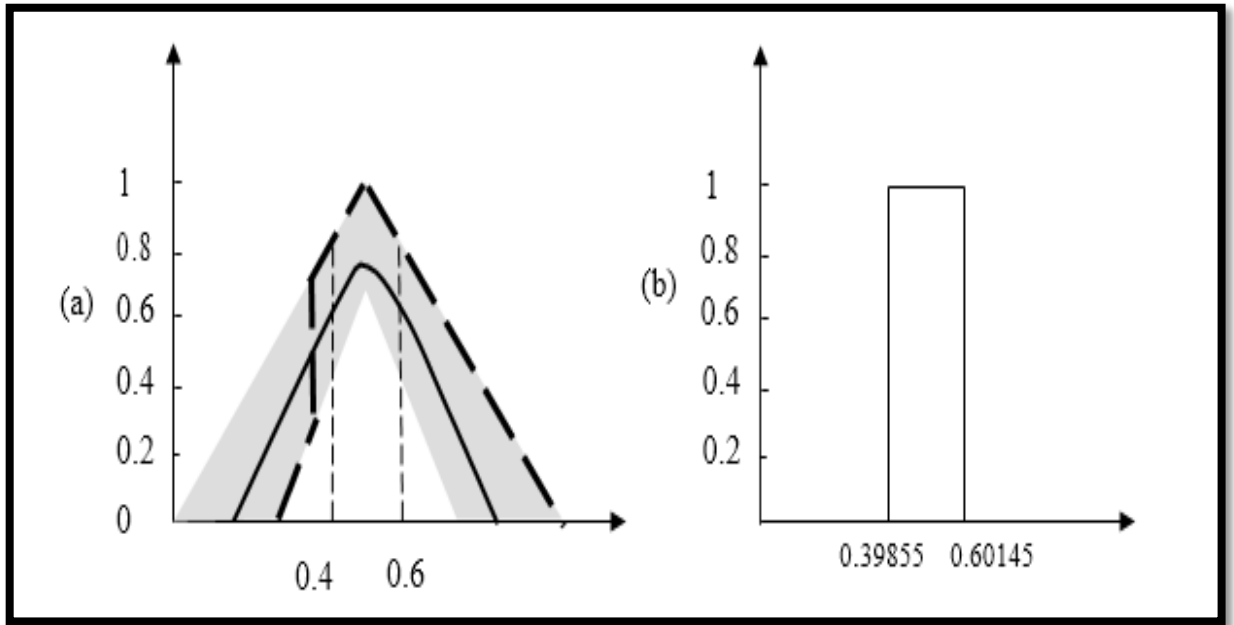


Figure III.3 : Vue approfondie d'un ensemble flou type-2 intervalle.

(a) Ensemble flou type-2 intervalle

(b) Centroïde de l'ensemble flou type-2 représenté dans(a).

Chaque ensemble type-1 encastré possède aussi un point qui est calculé comme la t –norm des degrés d'appartenance secondaires correspondant $\{ \theta_1, \dots, \theta_n \}$

Alors, un ensemble flou type-2 peut être vu comme une large collection d'ensembles type-1 encastrés ,dont chacun posse des on poids s'associé .Le cancroïde de cet ensemble flou type-2 , $C_{\tilde{A}}$ est par conséquent un ensemble type-1 dont les éléments sont les centroïdes de tous les ensembles encastrés de type-1 dans \tilde{A} leurs degrés d'appartenance sont les poids associés aux ensembles encastrés correspondants .Le calcul du centroïde se simplifie beaucoup lorsque \tilde{A} est un ensemble type-2 intervalle.

Dans ce cas, si A est un ensemble type-2 intervalle, alors l'équation (IV.19) sera simplifiée à:

$$C_{\tilde{A}} = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_n} 1 / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \tag{III,19}$$

Où chaque θ_i appartient à un certain intervalle dans $[0,1]$.

Observons que si le domaine de \tilde{A} ou de $u_{\tilde{A}}(x_i)(x \in \tilde{A})$ est continu, alors le domaine de $C_{\tilde{A}}$ est aussi continu. Le nombre de tous les ensembles type-1 en cas très dans \tilde{A} est infini, par conséquent, les domaines de \tilde{A} et chaque $u_{\tilde{A}}(x_i)(x \in \tilde{A})$ doivent être discrétisés pour le calcul de $C_{\tilde{A}}$

Nous remarquons de l'équation (III.19) que si le domaine de chaque D_i est discrétisé en M points, le nombre des combinaisons $\{\theta_1, \dots, \theta_n\}$ possibles sera M^N qui est un nombre très grand même pour M et N petits. Si, par conséquent les fonctions des D_i ont une structure régulière (exp: ensemble type-1 intervalle, gaussiennes, triangulaires), on peut obtenir avec exactitude ou approximativement le cancroïde sans réaliser tous les calculs.

L'ensemble type-1 réduit d'un ensemble flou type-2 est le centroïde de l'ensemble flou type-2 du FLS ; par conséquent, chaque élément de l'ensemble de type réduit est un centroïde d'un certain ensemble encastré type-1[6]

III.4. Commande par logique flou type-2:

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue type-2 à la commande de vitesse de la machine asynchrone. Il s'agit d'une poursuite d'un profil de vitesse d'une non linéarité forte, ce qui nous oblige à la commander à l'aide d'un régulateur non-linéaire tel que le régulateur par logique floue (RLF) afin d'obtenir un système de commande de haute performance.

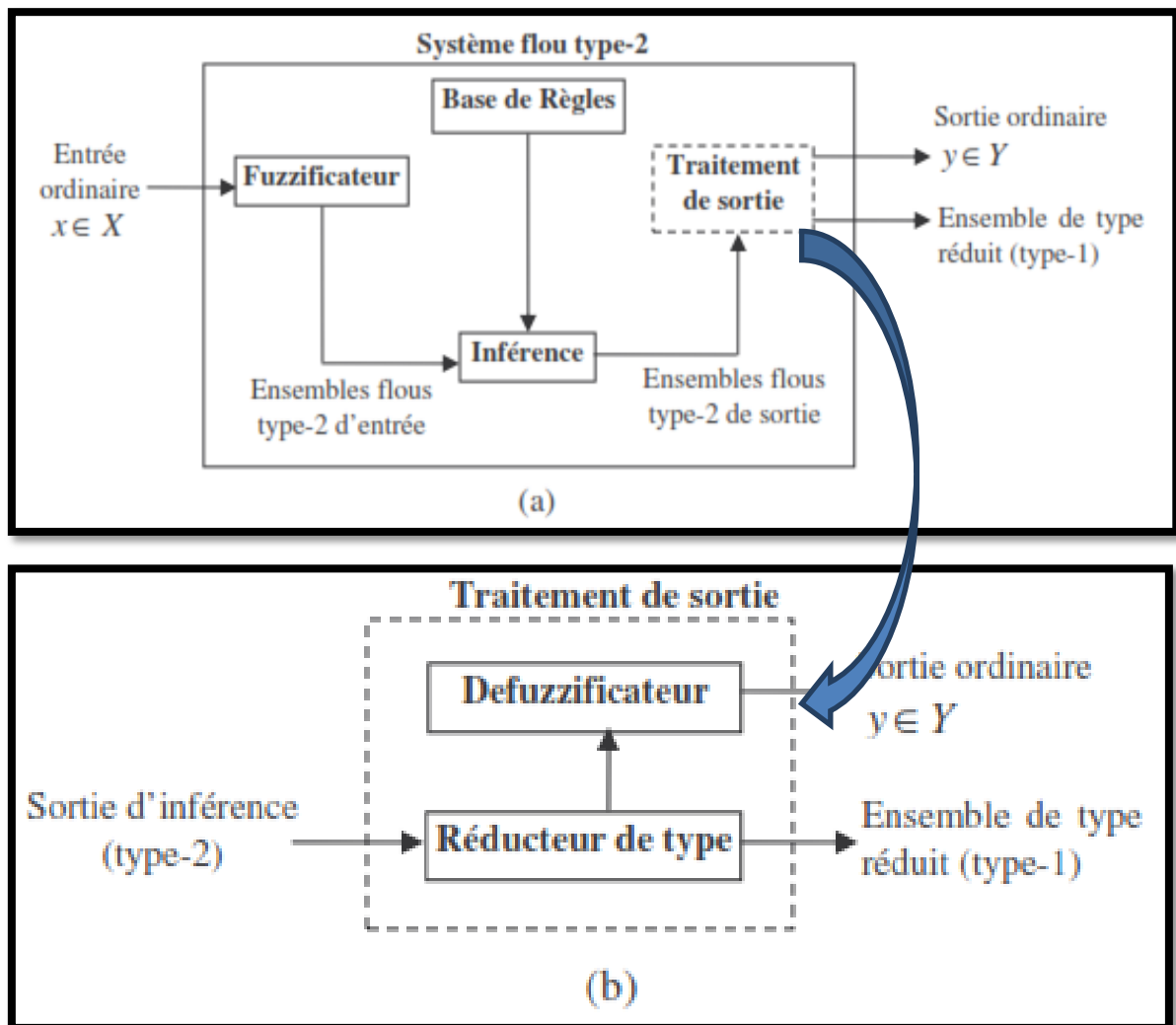


Figure III.4 : Structure d'un système flou type-2. (RLF).

Système flou de type-2 Elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1 mais elle contient traitement de sortie deux étages :

-defuzzification

-réducteur de type

✚ defuzzification

La défuzzification permet de transformer la sortie linguistique de la réduction de type à une variable numérique applicable physiquement. Plusieurs méthodes de défuzzification ont été proposées dans la littérature [153-154]. Mais les deux méthodes les plus utilisées sont:

- Méthode du centre de gravité
- Méthode de la moyenne des maxima :

✚ Réduction de type

transforme un ensemble flou type-2 issue de la fuzzification à un ensemble flou type-1

On utilise Réduction de type par la méthode du centroïde

Le réducteur de type par la méthode du centroïde combine tous les ensembles type-2 des sorties des règles en utilisant l'union. Le degré d'appartenance de $y \in Y$ devient alors

$$U_{\tilde{B}}(y) = \bigcup_{i=1}^M U_{\tilde{B}^i}(y) \quad (\text{III,20})$$

Le réducteur de type calculer par cette méthode le centroïde de \tilde{B} noté $y_c(\underline{x})$

$$y_c(\underline{x}) = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} [U_{D_1}(\theta_1) * \dots * U_{D_N}(\theta_N)] / \frac{\sum_{i=1}^N Y_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad (\text{III, 21})$$

où $D_i = \mu_B(y_i)$ et $\theta_i \in \mu_B(y_i)$ ($i = 1, \dots, N$). écrite sous la forme suivante

$$y_c(\underline{x}) = \int_{y_N} \sup_{\{\theta_1, \dots, \theta_N\}} [U_{D_1}(\theta_1) * \dots * U_{D_N}(\theta_N)] / y$$

$$\text{OU } \{\theta_1 \dots \theta_N\} \text{ sent tel que } \frac{\sum_{i=1}^N Y_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} = Y \quad (\text{III, 22})$$

Pour calculer $y_c(\underline{x})$, nous devons suivre les étapes suivantes :

- 1) Calculer la sortie combinée en utilisant (III.21)
- 2) Discrétiser l'espace de sortie Y en N points y_1, \dots, y_N
- 3) Discrétiser le domaine de chaque $U_{\tilde{B}}(y_i)$ ($i = 1, \dots, N$) en un nombre convenable
- 4) Enumérer tous les ensembles encastés. Si par exemple chaque $U_{\tilde{B}}(y)$ est discrétisé en M points, nous allons avoir M^N ensembles flous type-1 encastés, et si $U_{\tilde{B}}(y_i)$ est discrétisé en M_i points, nous allons alors obtenir $\prod_{j=1}^N M_j$ ensembles encastés.

5) Calculer l'ensemble centroïde type réduit en utilisant (III.22), cela veut dire, calculer le centroïde de chaque ensemble énuméré (encasté) et de lui associer un degré d'appartenance égal à la Tnorm des appartenances secondaires correspondantes aux ensembles encastés.

Nous remarquons dans l'étape 5) que nous avons besoin de $\prod_{j=1}^N M_j$ opérations, ce qui nécessite un taux de calcul énorme qui ne peut être réalisé que par un traitement parallèle. Dans la section 12, nous allons proposer une méthode simple pour les ensembles flous type-2 intervalle et cela pour éviter le besoin du traitement parallèle.

III.5.1.Synthèse du régulateur flou type -2 :

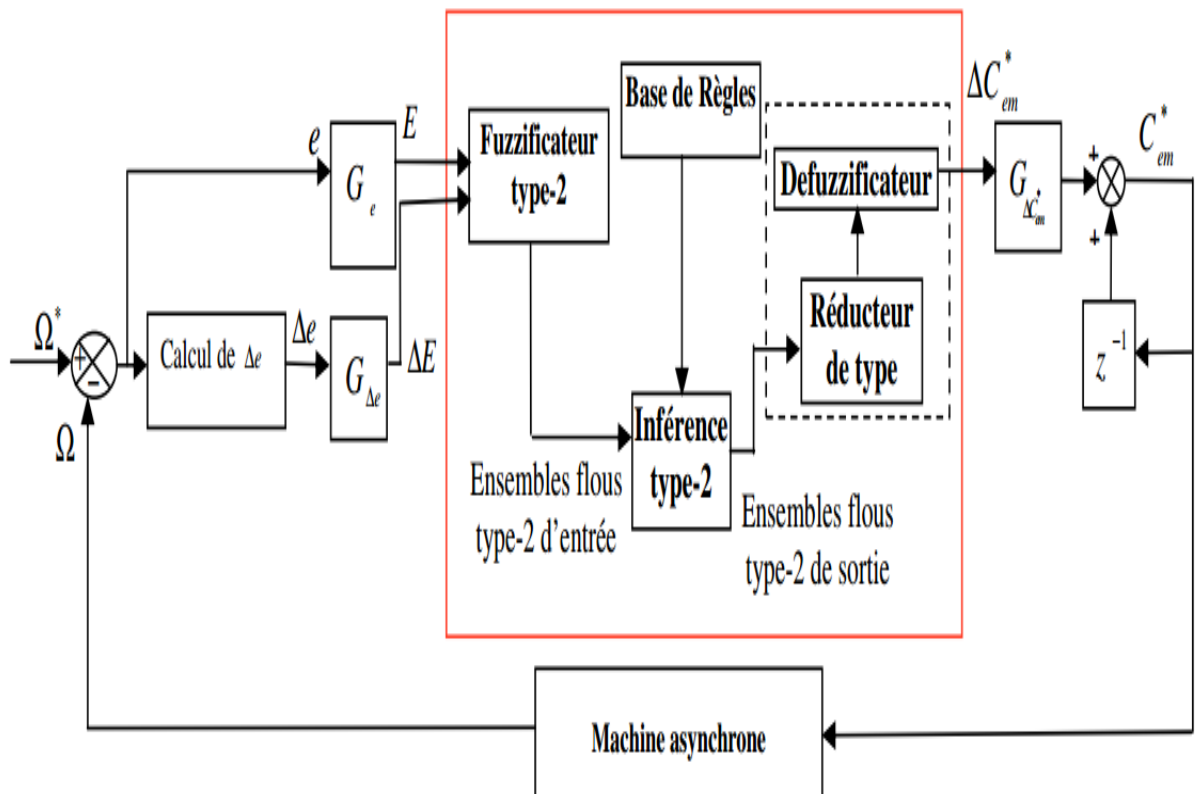


Figure III.5 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse à gain de commande fixe.

Le régulateur flou type-2 de la figure (III.5) est composé :

- 1-d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur Δe au cours du temps
- 2-d'un bloc de fuzzification floue type-2 de l'erreur et de sa variation.
- 3-d'une logique d'inférence type-2
- 4-d'un bloc de réduction de type du type-2 vers le type-1.
- 5-d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue type-1 en une valeur numérique.
- 6-d'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

Dans notre travail le régulateur flou admet sept ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et des singletons pour la variable de commande représenté sur les figures suivantes:

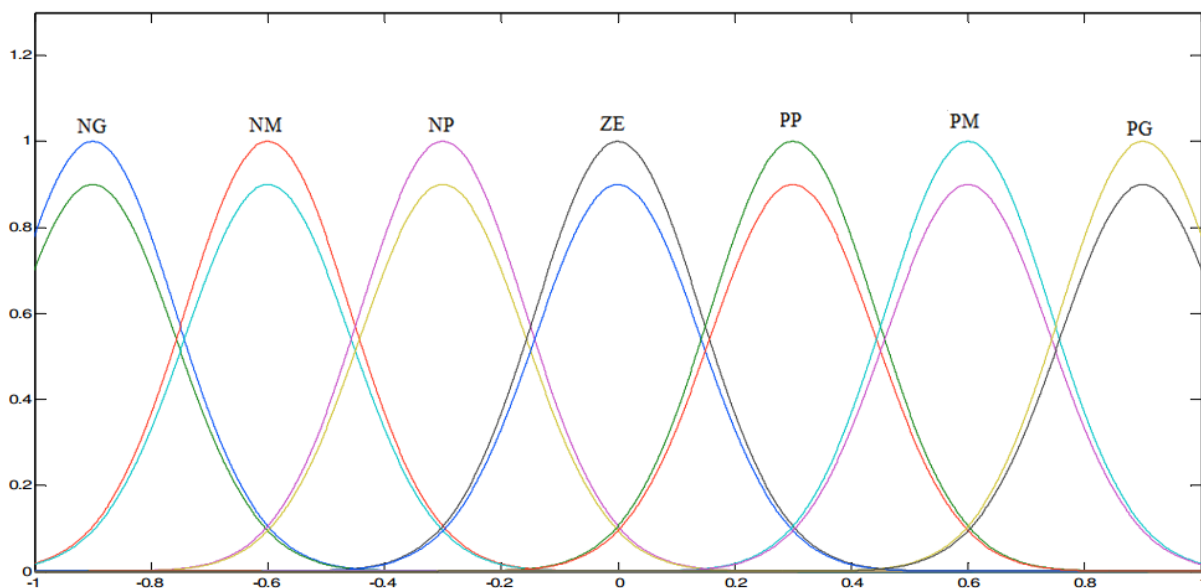


Figure III.6 : Fonctions d'appartenance floues type-2 de l'erreur et la variation de l'erreur

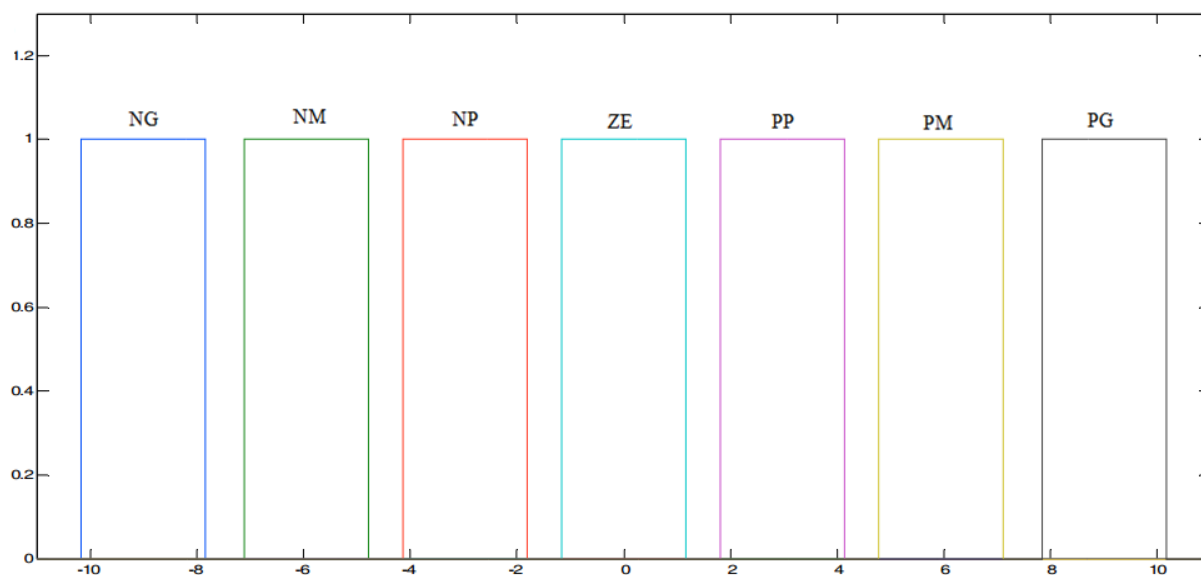


Figure III.7 Fonctions d'appartenance intervalle de la variation du couple de commande

III.6. la commande par logique floue type-2 de la MAS

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 type -2- de vitesse et le régulateur flou type -2- de flux.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (III.8).

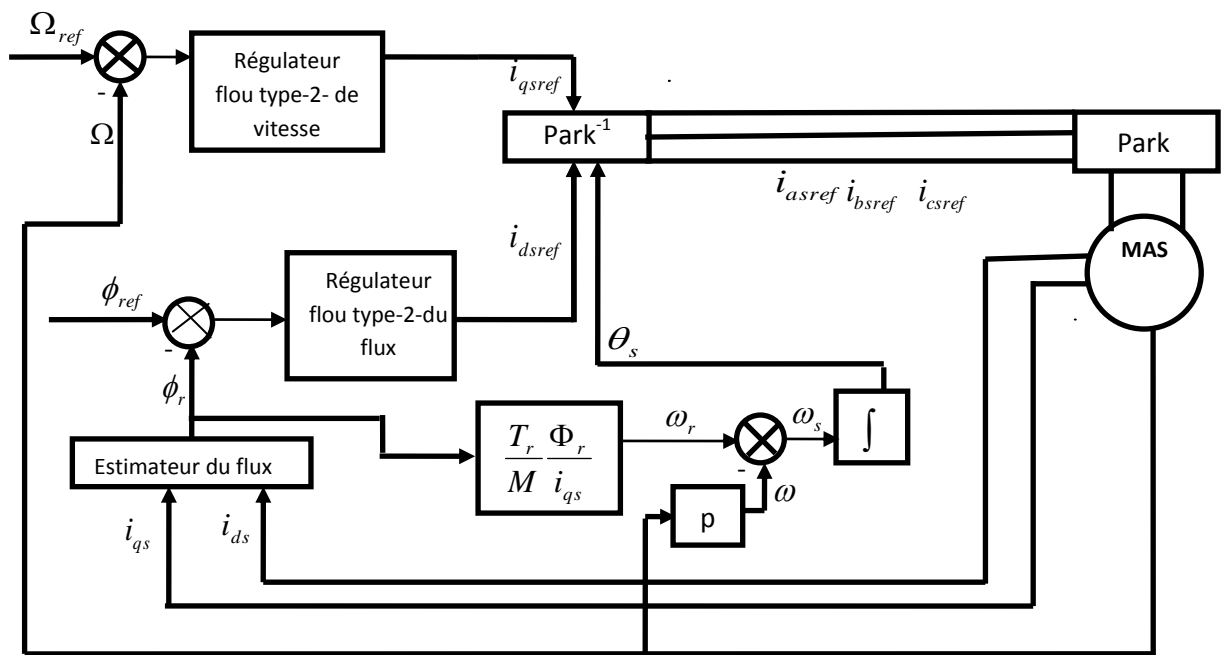


Figure II.8 : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MAS.

III.7. les résultats de simulation de logique floue type -2

III.7. 1.Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

($C_r=5 \text{ Nm}$ $t > =2 \text{ sec}$) avec (100 rad/sec), Les résultats de simulation sont représentés par la Figure suivante :

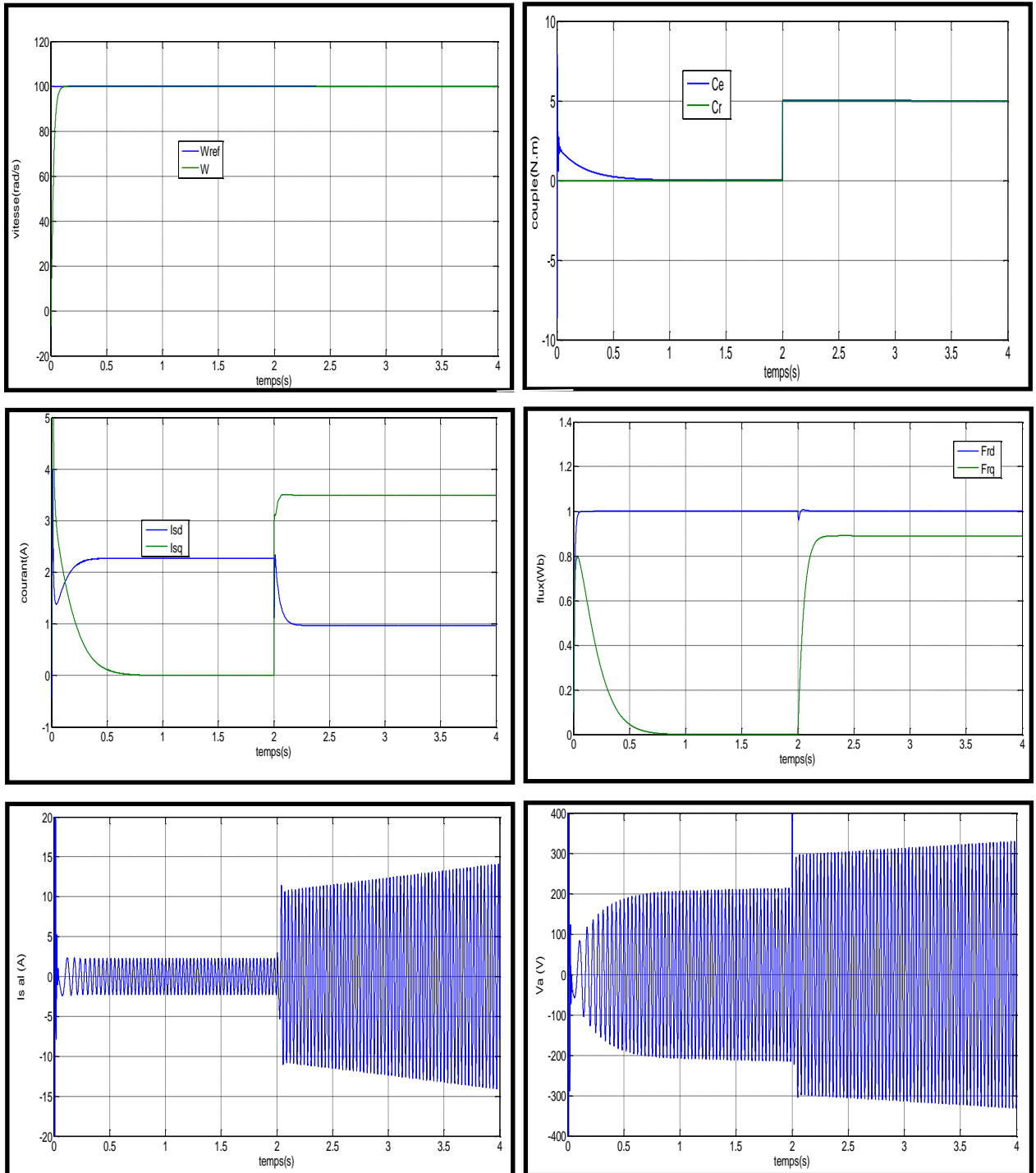


Figure III.9 : Résultats de simulation de la commande floue type-2- avec l'application couple résistant d'un couple résistant

III.7.2. Fonctionnement à vitesse variable

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de (+100 à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=2s$) :

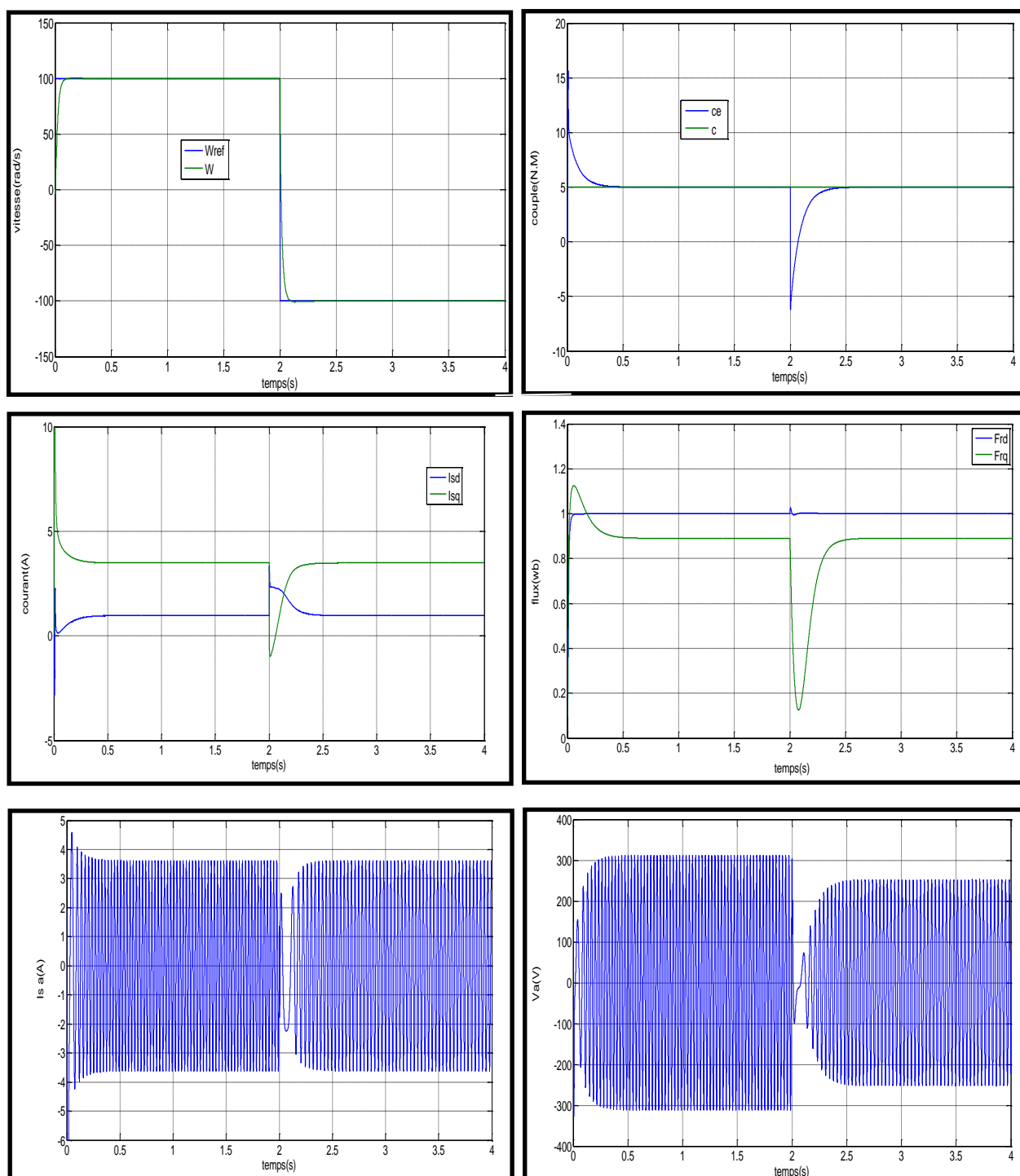


Figure III.10 : Résultats de simulation de la commande floue type-2- avec inversion du sens de rotation

III.7.3. variation de la résistance rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique pour le réglage de vitesse. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de $R = (R_r + 1,5 * R_r)$, à $t=2\text{sec}$ nous avons obtenu les résultats de la Figure(III.11).

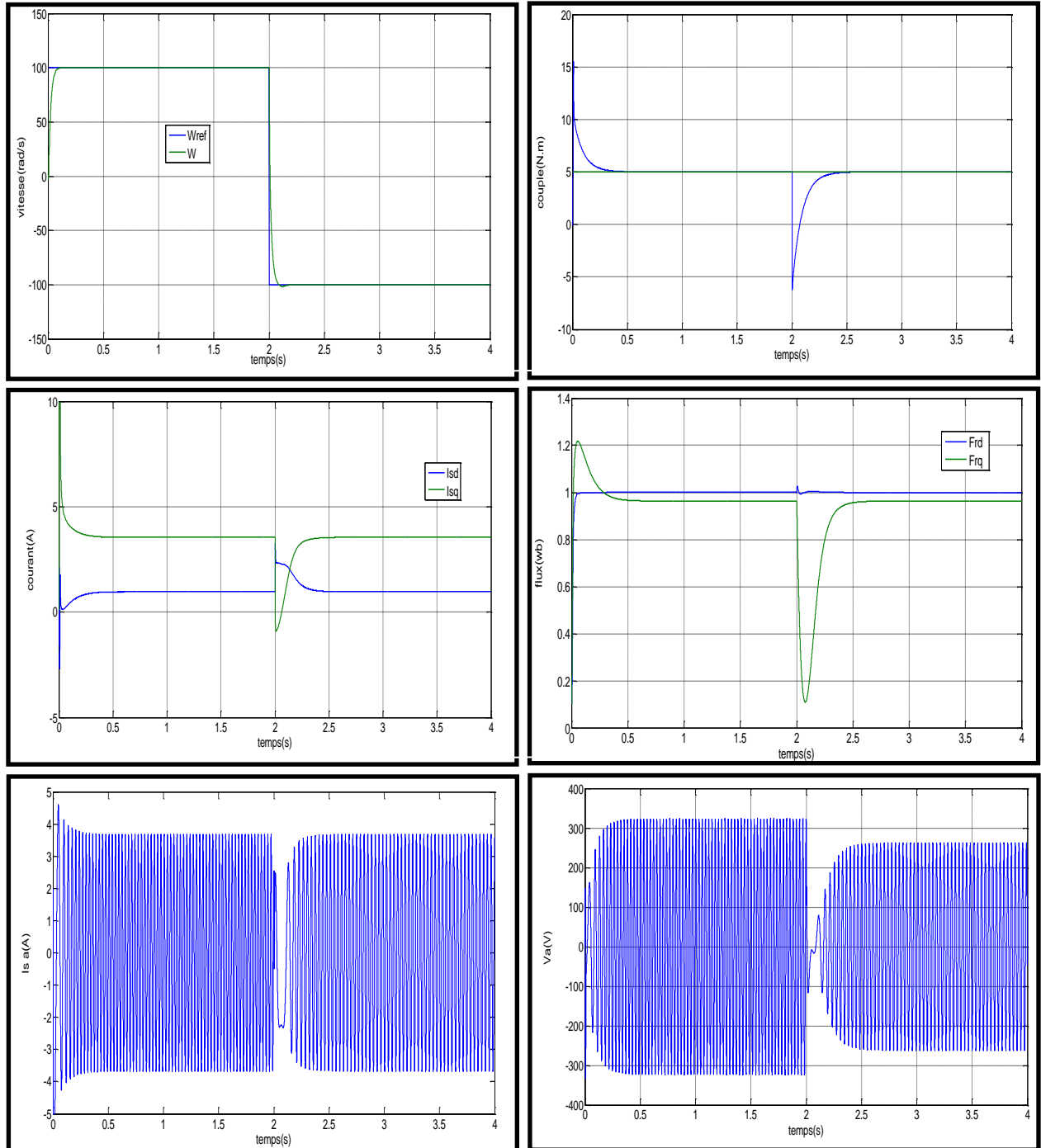


Figure III.11 :Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine.

III.8. Résultat de simulation :

Les figures (III.9) et (III.10) donnent les performances du réglage de la vitesse de la machine asynchrone pour une consigne de 100rad/s avec variation de charge, ainsi que lors d'une inversion du sens de rotation (-100rad/s à 100rad/s).

Il apparaît, suite aux différents résultats obtenus, que les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue type-2 sont très satisfaisantes. La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge. Le temps de réponse est de l'ordre de 0.17s.

Pour démontrer la capacité d'adaptation du schéma de commande proposé vis-à-vis des variations paramétriques, nous introduisons des variations paramétriques sur la résistance rotorique, à l'instant $t=2s$. La résistance est augmentée de 20%. Les réponses obtenues sont représentées sur la figure (III.11). Nous remarquons clairement que cette variation paramétrique n'a pas affecté les performances de réglage de vitesse, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé.

III. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'introduction de la logique floue type-2, ou nous avons présenté le fondement théorique ainsi que les notions de base de cette logique. Cette logique est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenances exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permet de incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré. Par la suite on applique la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone et les résultats obtenus nous montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux régulateurs de type-1.

La commande floue type-2 est aussi testée pour les variations paramétriques du système. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette commande présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire se place dans le cadre de la commande de la machine asynchrone triphasé. La commande de ce type de système soulève un certain nombre de contraintes, parmi lesquelles on peut citer. La nature des non linéarités, le fort couplage entre le flux et le couple. Toutes ces contraintes ont été traitées par les les approches proposées dans ce mémoire. La stratégie de commande proposée pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est basée sur la synthèse de la commande floue de type Mamdani:

La commande floue est caractérisée par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards
- Possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires
- L'utilisations du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique, ils ont bâtis son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.

Les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone par l'application de régulateur flou type-1 ainsi de régulateur flou type-2 de Mamdani à sept classes ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées.

.Perspectives

Les perspectives qu'on peut envisager comme suites à notre travail se traduisent par;

- Dans la conception de la commande par logique floue, nous avons supposé que tous les états étaient mesurés. Etant donné que seuls les mesures de courants sont disponibles, nous avons besoin d'estimer le flux rotorique en vue d'une application en temps réel, donc nous proposons comme
continuité à notre mémoire une synthèse d'un observateur de flux par logique floue.
- Dans un souci de réduction de coût, le capteur de vitesse peut être remplacé par un observateur de flux et de vitesse.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] H. Amimeur «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» Thèse de Magister Université Batna 28/05/2008.
 - [2] A. Khoudir «Techniques de Commande Avancées Appliquées aux Machines de Type Asynchrone» Thèse de Doctorat Université Mentouri de Constantine 22/10/2010.
 - [3] J-P. Caron, J-P. Hautier «Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone» Edition Technique, Paris 1995.
 - [4] M. Lamine, A. Traoré « Modélisation et Simulation d'une Machine Asynchrone à Cage à l'aide du Logiciel Matlab/Simulink » pp038 45. 2004.
 - [5] Philippe LE BRUN «Technologie, Choix et Alimentation des Machines Asynchrone» Lycée Louis ARMAND 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT sur Marne.
 - [6] C. Canudas «Commande des Moteurs Asynchrones : Modélisation Contrôle Vectorielle et DTC» Vol. 1, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
 - [7] J.Lvern, « La logique floue : Concepts et définitions », Electronique radio plan541, pp11-18,1992.
 - [8] H.Buhler, « Réglage par logique floue », Presses polytechniques romandes, 1994.
 - [9] D.Driankov, H.Hellendoorn et M.Reinfrank « An introduction : fuzzy control», Springer Verlag, 1996.
 - [10] M.Jamshidi, N.Vadiee et T.J.Ross, « Fuzzy logic and control» , Prentice-Hall, 1993.
 - [11] G.Huguenin, « logique floue», CH-2610 Saint-Imier, 2004.
 - [12] B. Meunier, Bernadette, "La logique floue et ces application,"addison-wesley France, 1995.
 - [13] K.M. Passino, S. Yurkovich, " Fuzzy control," Addison-wesley, longman Inc, 1998.
 - [14] H. Buhler, "Le réglage par logique floue," presses polytechniques romandes, 1994.
 - [15] H.A.F. Mohamed, W.P.Hew, " A fuzzy logic vector of induction motor," IEEE .Trans . fuzzy systems, vol. 3, pp. 324-328, 2000.
 - [16] M. Cao, J.L. Silwaneto, H. Huy, " Fuzzy logic based controller for induction motor drives," IEEE. Trans. Fuzzy systems, pp. 631-634, 2000.
 - [17] G. Nagib, W.Ghrieb, Z.Binder, " Application of fuzzy control to non-linear thermal process," proc.31st conf. Dec.contr,pp. 1154-1159, 1992.
-

- [18] S. Yen, C. Juo, «New hybrid fuzzy controller for direct torque control induction motor drives," *IEEE.Trans. pow. elect*, vol.18, N0.5, pp.1211-1219, 2003.
 - [19] H. Ying, " An analytical on structure, stability and design of general nonlinear Takagi-Sugeno fuzzy control systems," *automatica*, vol. 34. N0.12, pp. 1617-1623, 1998.
 - [20] L.X. Wang, " Adaptive fuzzy systems and control," design and analysis. Prentice-hall, englewood clifs, Nj, 1994.
 - [21] A. Alwadie, H. Ying, H. Shah, "A practical two-input.two-output takagi-sugeno fuzzy controller," *int. Journal of fuzzy syst*. Vol. 5, N0.2, 2003.
 - [22] J.R. Jang, C.T. Sun, " Neuro-fuzzy modeling and control," *proc of IEEE*, vol.83, N0.3, pp. 387-406, 1995.
 - [23] B.K. Bose, " Ahigh performance inverter_ fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," *IEEE.Trans. ind.appl*, vol, N0.6, 1987
 - [24] L. A. Zadeh, « Fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy systems»,
World Scientific Publishing 1996
 - [25] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « An introduction to type-2 fuzzy logic systems»,
Université Southern California, Rep., Oct. 1998
 - [26] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « An introduction to type-2 fuzzy logic systems»,
Université. Southern California, Rep., Oct. 1998
 - [27] M. Mendel, « Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial »,
IEEE proceedings, vol. 83, no. 3, pp. 345-377, Mar. 1995.
 - [28] L. A. Zadeh, « Fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy systems», World Scientific Publishing
1996.
 - [29] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « An introduction to type-2 fuzzy logic systems»,
Université. Southern California, Rep., Oct. 1998.
-

Annexe

LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1. PARAMETRES ELECTRIQUES

✚ Résistance du stator	$R_s = 5.72 \text{ ohm}$
✚ Résistance du rotor	$R_r = 4.20 \text{ ohm}$
✚ Inductance du stator	$L_s = 0.462 \text{ henry}$
✚ Inductance du rotor	$L_r = 0.462 \text{ henry}$
✚ Inductance Mutuelle	$L_m = 0.4402 \text{ henry}$
✚ Puissance Electrique	$P = 1.5 \text{ Kw}$
✚ Tension du stator	220/380 Volt

A.2. PARAMETRES MECANIQUES

✚ Moment d'inertie	$J = 0.0049 \text{ Kgm}^2$
✚ Coefficient de frottement	$f = 0.0033 \text{ SI}$

A.3. PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

✚ Couple nominal	$C_N = 10 \text{ Nm}$
✚ Nombre de pair de pôle	$p = 2$

Thème

Commande par logique floue type -2-appliqué à la machine asynchrone

Résumé

L'objectif principal de ce mémoire réside sur l'application de la commande par la logique floue-2 pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone .il s'agit en premier lieu d'établir le modèle mathématique de la machine asynchrone pour faciliter l'application de la commande par la logique floue type-1.Ensuite, on propose la commande par la logique floue type-2 qui est une extension du floue type-1. Les fonctions d'appartenance type-2 sont tridimensionnels permettant de prendre en charge la modélisation des incertitudes cause aux niveaux des règles

Ce travail présente une étude par simulation de quelques techniques de commande intelligentes appliquées à une machine asynchrone à savoir la commande par la logique floue type-1et type-2. Et Les résultats de simulations ont montrés l'efficacité de l'approche proposée surtout en présence des perturbations ainsi que lors d'une inversion de sens de marche.

Mots clés: Machine asynchrone, logique floue type-1 , logique floue type-2,système flou.

Abstract

The main objective of this thesis lies on the implementation of the order by the fuzzy-logic 2 for adjusting the speed of the asynchronous machine .it is first to establish the mathematical model of the asynchronous machine facilitate the implementation of the order by the fuzzy-type 1.Ensuite logic is proposed order by the fuzzy-type 2, which is an extension of the type-1 fuzzy. Type-2 membership functions are three-dimensional to support the modeling of uncertainties due to the levels of rules

This work presents a simulation study of some smart control techniques applied to an asynchronous machine namely the order by the fuzzy logic-type-1 and Type-2. And Simulation results have shown the effectiveness of the proposed approach especially in the presence of disturbances and in a reversal of direction.

N° d'ordre :