

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

*Université Abderrahmane Mira - Bejaia*

*Faculté de technologie*

*Département de Génie Electrique*



## *Projet de fin d'études*

En vue de L'obtention du diplôme de Master II en Electrotechnique

Option : Automatisation Industrielle & Automatique

Sous le thème

# *Autopilotage Vectoriel d'une Machine Asynchrone par la Commande Floue*

*Réalisé par :*

☞ M<sup>r</sup>. TORCHIAT Ghilas

☞ M<sup>lle</sup>. TAMERT Silia

*Encadré par :*

M<sup>me</sup>. BELLAHSENE.N

\* Promotion 2012 / 2013 \*



# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قال رسول الله صلى الله عليه وسلم :  
« من سلك طريق يَلْتَمِس فيه علما, سهل الله له طريق إلى الجنة. »

# Dédicace

*J'ai l'honneur de dédier ce travail*

*Aux êtres les plus chers de ma vie : père & mère  
exemples du courage et de sérieux qui m'ont tout  
donné pour me permettre de réaliser mes rêves.*

*En ces quelques mots, je leurs exprime tout  
mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont  
offert comme soutien, encouragement et aide.*

*A mes sœurs : Linda et Silia ;*

*A toute ma famille ;*

*A mon binôme Silia ;*

*A tous mes amis ;*

*Et à tous ceux qui sèment le bonheur  
dans mon chemin.*

**TORCHIAT Ghilas**

# Dédicace

*J'ai l'honneur de dédier ce travail*

*Aux êtres les plus cher de ma vie : père & mère  
exemples du courage et de sérieux qui m'ont tout  
donné pour me permettre de réaliser mes rêves.*

*En ces quelques mots, je leurs exprime tout  
mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont  
offert comme soutien, encouragement et aide.*

*A ma sœur et sa famille surtout ses enfants  
Kamel et Zidane ;*

*A mes frères et ma grande famille ;*

*A mon binôme Ghilas et sa famille ;*

*A tout mes amies ;*

*Et à tous ceux qui sèment le bonheur  
dans mon chemin.*

TAMERT Silia

# Remerciement

*Avant tout Nous remercions Dieu  
de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience,  
et la santé durant toutes ces années  
et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.*

*Nous remercions notre promotrice Mme BELAHCEN  
pour son encadrement, son aide, ses directives, ses conseils précieux  
et surtout à la confiance qu'elle nous a accordée.*

*Nous remercions également les membres du jury,  
pour avoir bien voulu évalué notre travail.*

*Merci à tout les enseignants qui ont participé a notre formation,  
sans oublié tous nos amis et camarades.*

*A nos parents pour la patience et le dévouement  
dont ils ont fait preuve.*

*Sans oublier toutes les personnes ayant contribué au bon déroulement  
de ce projet.*

*Cordialement.*

**Ghilas & Silia**



# Table des matières

Table des matières .....	A
Notations et symboles .....	B
Liste des figures .....	C
Liste des tableaux .....	D

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

## **Chapitre I : Organisation et modélisation d'une machine asynchrone**

<b>I. 1. Introduction .....</b>	<b>P. 3</b>
<b>I. 2. Description de la machine asynchrone .....</b>	<b>P. 4</b>
I.2.1. Généralités et utilisations de la machine asynchrone .....	P. 4
I.2.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....	P. 6
I.2.3. Construction du schéma équivalent monophasé d'une machine Asynchrone .....	P. 8
<b>I. 3. Modélisation de la machine asynchrone .....</b>	<b>P. 10</b>
I.3.1. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone .....	P. 10
I.3.2. Hypothèses simplificatrices .....	P. 10
I.3.3. Equations Générales de la machine asynchrone .....	P. 11
a . Equations électriques .....	P. 11
b . Equations magnétiques .....	P. 12
c . Equations mécaniques .....	P. 12
<b>I. 4. Modèle de Park de la machine asynchrone .....</b>	<b>P. 13</b>
I.4.1. Transformation de Park .....	P. 13
I.4.2. Choix du référentiel .....	P. 15
<b>I. 5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe <math>(d, q)</math> .....</b>	<b>P. 15</b>
I.5.1. Equations électriques et magnétiques .....	P. 15
I.5.2. Equations des courants .....	P. 17
I.5.3. Expression du couple électromagnétique .....	P. 17
<b>I. 6. Conclusion .....</b>	<b>P. 19</b>



## **Chapitres II : Fondement théorique de la commande floue**

<b>II. 1. Introduction .....</b>	<b>P. 20</b>
<b>II. 2. Historique de la logique Floue .....</b>	<b>P. 21</b>
II.2.1. Apparition .....	P. 21
II.2.2. Premières applications .....	P. 21
II.2.3. Essor (développement) .....	P. 21
<b>II. 3. Principe fondamental de la logique floue .....</b>	<b>P. 21</b>
<b>II. 4. Théorie des ensembles et sous ensembles flous .....</b>	<b>P. 22</b>
II.4. 1. Notion d'appartenance partielle .....	P. 22
II.4.2. Fonction d'appartenance .....	P. 23
II.4.3. Les ensembles .....	P. 24
a . Les ensembles ordinaires .....	P. 24
b . Les ensembles flous .....	P. 25
II.4.4. Les sous ensembles .....	P. 25
a . Définition d'un sous-ensemble flou .....	P. 25
b . Caractéristique d'un ensemble flou .....	P. 26
c . Opération simple sur les sous ensemble flous .....	P. 26
<b>II. 5. Eléments essentiels de la logique floue .....</b>	<b>P. 28</b>
II.5.1. Les variables linguistiques .....	P. 28
II.5.2. Relation Floue .....	P. 28
II.5.3. Les opérateurs de la logique floue .....	P. 29
a . Opérateur NON (complémentaire) .....	P. 29
b . Opérateur ET (intersection) .....	P. 29
c . Opérateur OU (union) .....	P. 30
<b>II. 6 Modèle de raisonnement flou .....</b>	<b>P. 30</b>
<b>II. 7. Structure d'un système flou .....</b>	<b>P. 31</b>
II.7.1. Fuzzification .....	P. 31
II.7.2. Inférence floue .....	P. 31
II.7.3. Base de connaissances .....	P. 34
a . Base de données .....	P. 34
b . Base de règle floue .....	P. 34
II.7.4. Défuzzification .....	P. 34
a . Méthodes de maximum et de la moyenne des maxima .....	P. 34
b . Méthode de centre de gravité .....	P. 35
<b>II. 8 Conclusion .....</b>	<b>P. 36</b>



## **Chapitres III: Application à la commande de la machine asynchrone**

<b>III. 1. Introduction .....</b>	<b>P. 37</b>
<b>III. 2. Commande de la machine asynchrone .....</b>	<b>P. 38</b>
III.2.1. Principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone .....	P. 38
III.2.2. Commande vectorielle indirecte .....	P. 39
III.2.3. Modèle de commande de la machine asynchrone .....	P. 40
<b>III. 3. Commande floue avec interface d'une commande par flux orienté.....</b>	<b>P. 41</b>
III.3.1. Description d'un régulateur flou .....	P. 41
III.3.2. Loi de commande .....	P. 42
III.3.3. Implémentation (Algorithme flou) .....	P. 42
III.3.4. Développement pratique du RLF .....	P. 43
<b>III. 4. Application de l'algorithme flou de type MAMDANI à la régulation de vitesse de la MAS .....</b>	<b>P. 44</b>
III.4.1. Choix des entrées et sorties .....	P. 44
III.4.2. Choix des fonctions d'appartenance .....	P. 44
III.4.3. Choix de la méthode d'inférence .....	P. 45
III.4.4. Choix des règles de décision .....	P. 45
III.4.5. Choix de la méthode de la défuzzification .....	P. 47
<b>III. 5. Etude de la robustesse de la commande floue à la régulation de vitesse de la MA .....</b>	<b>P. 47</b>
<b>III. 6. Conclusion .....</b>	<b>P. 47</b>





## **Chapitres IV: Simulations et analyses des performances**

<b>IV. 1. Introduction .....</b>	<b>P. 48</b>
<b>IV. 2. Simulation de fonctionnement de la MAS dans la base de Park .....</b>	<b>P. 49</b>
IV.2.1. Diagramme fonctionnel .....	P. 49
IV.2.2. Résultats de simulations .....	P. 49
<b>VI. 3. Simulation de la commande vectorielle de la MAS .....</b>	<b>P. 53</b>
IV.3.1. Diagramme fonctionnel .....	P. 53
IV.3.2. Résultats de simulations .....	P. 53
<b>VI. 4. Simulation de la commande floue appliqué à la MAS .....</b>	<b>P. 55</b>
IV.4.1. Diagramme fonctionnel .....	P. 55
IV.4.2. Résultats de simulations .....	P. 55
<b>VI. 5. Comparaison entre la commande par régulateurs PI et par logique floue ....</b>	<b>P. 59</b>
IV.5.1. Diagramme fonctionnel .....	P. 59
IV.5.2. Résultats de simulations.....	P. 59
<b>IV. 6. Les avantages et les inconvénients de la logique floue .....</b>	<b>P. 61</b>
<b>IV. 7. Conclusion .....</b>	<b>P. 62</b>
Conclusion générale .....	P. 63
Bibliographie .....	E
Annexes .....	F
Annexe A : Paramètres de la MAS .....	F.1
Annexe B : Régulateur de vitesse .....	F.2
Annexe C : Modèles de la MAS .....	F.3



# Notations et Symboles

## B. 1. Principales Notations :

- MAS* : Motorisation de type Asynchrone.  
*F. M. M* : Force-Magnéto-Motrice.  
*F. E. M* : Force-Electro-Motrice.  
*LF* : Logique Floue.  
*RLF* : Régulateur par logique floue.  
*PI* : Proportionnel – Intégral.

## B. 2. Principales Symboles :

- A, B, C* : Indices des trois phases statoriques.  
*a, b, c* : Indices des trois phases rotoriques.  
*s, r* : Indices relatifs respectivement au stator et rotor.  
*d, q* : Indices relatives au axes direct et en quadrature.  
*(P)* : Matrice de Park.  
*(P<sup>-1</sup>)* : Matrice inverse de Park.  
*p* : Nombre de paire de pôles.  
*S* : Opérateur d/dt.  
*N<sub>s</sub>* [*tr/min*] : Vitesse synchronisme (vitesse de rotation du champ tournant).  
*N<sub>r</sub>* [*tr/min*] : Vitesse de rotation du rotor.  
*N<sub>g</sub>* [*tr/min*] : La vitesse de glissement.  
*g* [%] : Glissement.  
*f<sub>s</sub>* [*HZ*] : Fréquence des courants du stator.  
*f<sub>r</sub>* [*HZ*] : Fréquence des courants induits.

- V* [*V*] : Tension.  
 $V_s = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t$  [*V*] : Tensions statoriques triphasées.  
 $V_r = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t$  [*V*] : Tensions rotoriques triphasées.  
 $V_{sdq} = [V_{ds}, V_{qs}]^t$  [*V*] : Tensions statoriques biphasées dans le repère tournant de Park.  
 $V_{rdq} = [V_{dr}, V_{qr}]^t$  [*V*] : Tensions rotoriques biphasées dans le repère tournant de Park.  
 $V_{s\alpha\beta} = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$  [*V*] : Tensions statoriques biphasées dans le repère fixe de Concordia.  
 $V_{r\alpha\beta} = [V_{r\alpha}, V_{r\beta}]^t$  [*V*] : Tensions rotoriques biphasées dans le repère fixe de Concordia.  
*I* [*A*] : Courant.  
 $I_s = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t$  [*A*] : Courant statoriques triphasés.  
 $I_r = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t$  [*A*] : Courant rotoriques triphasés.  
 $I_{sdq} = [I_{ds}, I_{qs}]^t$  [*A*] : Courants statoriques biphasées dans le repère tournant de Park.  
 $I_{rdq} = [I_{dr}, I_{qr}]^t$  [*A*] : Courants rotoriques biphasées dans le repère tournant de Park.



$\Phi$  [Wb] : Flux.  
 $\Phi_s = [\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}]^t$  [Wb] : Flux statorique triphasés.  
 $\Phi_r = [\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}]^t$  [Wb] : Flux rotoriques triphasés.  
 $\Phi_{dqs} = [\Phi_{ds}, \Phi_{qs}]^t$  [Wb] : Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de Park.  
 $\Phi_{dqr} = [\Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$  [Wb] : Flux rotoriques biphasés dans le repère tournant de Park.

$M$  [H] : Inductance cyclique mutuelle.  
 $M_s$  [H] : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.  
 $M_r$  [H] : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.  
 $M_{sr}, M_{rs}$  [H] : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor et rotor-stator.

$l$  [H] : Inductance propre.  
 $l_s, l_r$  [H] : Inductances propres d'une phase de la machine.  
 $L_s = l_s - M_s$  [H] : Inductance cyclique statorique.  
 $L_r = l_r - M_r$  [H] : Inductance cyclique rotorique.  
 $L_{ss}, L_{rr}$  [H] : Matrice d'induction statorique et rotorique.  
 $L_m = M = \frac{3}{2} M_{sr}$  [H] : Inductance cyclique mutuelle entre le rotor et le stator.

$\omega = p\Omega$  [rad/s] : Pulsation correspondant à la vitesse de rotation .  
 $\omega_s = d\theta_s/dt$  [rad/s] : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.  
 $\omega_r = d\theta_r/dt$  [rad/s] : Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.  
 $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$  [rad/s] : Pulsation de glissement.

$\theta$  [rd] : Position angulaire (angle entre l'axe rotorique et l'axe statorique).  
 $\theta_r$  [rd] : Position angulaire du rotor.  
 $\theta_s$  [rd] : Position angulaire du stator.

$R_s, R_r$  [ $\Omega$ ] : Résistances statorique et rotorique.  
 $\Omega$  [rad/sec] : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

$C_e$  [N.m] : Couple électromagnétique.  
 $C_r$  [N.m] : Couple résistant.

$N$  [tr/min] : Vitesse mécanique.  
 $f$  [HZ] : Fréquence du réseau électrique d'alimentation.  
 $F$  [N.m.sec/rad] : Coefficient de frottement.  
 $J$  [Kg.m<sup>2</sup>] : Moment d'inertie de l'ensemble des éléments tournants.

$ke, kde, kdu$  : Gains d'adaptation et de normalisation.  
 $kp, ki$  : Gains proportionnel et intégral.

$T_s \approx L_s/R_s$  : Constante du temps statorique.  
 $T_r \approx L_r/R_r$  : Constante du temps rotorique.  
 $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Coefficient du dispersion de Blondel.



# Liste des figures

## Chapitre I : Organisation et modélisation de la machine asynchrone

<b>Figure 1</b>	Constitution de La machine asynchrone triphasée .....	Page 4
<b>Figure 2</b>	Rotor bobiné .....	Page 5
<b>Figure 3</b>	Rotor à cage .....	Page 5
<b>Figure 4</b>	Symboles et conventions .....	Page 5
<b>Figure 5</b>	Fonctionnement de la machine asynchrone .....	Page 7
<b>Figure 6</b>	Schéma de principe de la machine asynchrone et schéma monophasé équivalent .....	Page 9
<b>Figure 7</b>	Schéma équivalent monophasé simplifié de la machine asynchrone .....	Page 9
<b>Figure 8</b>	Représentation schématique d'une MAS triphasée .....	Page 11
<b>Figure 9</b>	Modèle de Park de la Machine Asynchrone .....	Page 13

## Chapitre II : Fondements théorique de la logique floue

<b>Figure 1</b>	Comparaison des logiques classique et floue .....	Page 22
<b>Figure 2</b>	Ensembles classique et flou .....	Page 23
<b>Figure 3</b>	Fonction caractéristique .....	Page 23
<b>Figure 4</b>	Fonction d'appartenance .....	Page 23
<b>Figure 5</b>	Fonctions d'appartenance de formes triangulaires et trapézoïdales .....	Page 24
<b>Figure 6</b>	Ensembles ordinaires .....	Page 25
<b>Figure 7</b>	Les sous-ensembles «Faible», «Moyenne» et «forte» de l'ensemble flou «Résistance à la compression simple en MPa» .....	Page 25
<b>Figure 8</b>	Noyau, Support et Hauteur d'un sous-ensemble flou .....	Page 26
<b>Figure 9</b>	Les sous-ensembles flous et les variables linguistiques .....	Page 28
<b>Figure 10</b>	Variable linguistique (V, X, Tv) décrivant le dimensionnement d'un pilier en mètre .....	Page 28
<b>Figure 11</b>	Opérateur NON .....	Page 29
<b>Figure 12</b>	Opérateur ET .....	Page 30
<b>Figure 13</b>	Opérateur OU .....	Page 30
<b>Figure 14</b>	Structure d'un système flou .....	Page 31
<b>Figure 15</b>	Représentation des ensembles flous .....	Page 32
<b>Figure 16</b>	Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2 .....	Page 33
<b>Figure 17</b>	Méthode des maximum .....	Page 35
<b>Figure 18</b>	Méthode de la moyenne maxima .....	Page 35
<b>Figure 19</b>	Défuzzification par centre de gravite .....	Page 35



### Chapitre III : Application à la commande de la machine asynchrone

<b>Figure 1</b>	Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC.....	Page 38
<b>Figure 2</b>	Orientation du flux rotorique .....	Page 38
<b>Figure 3</b>	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC) .....	Page 40
<b>Figure 4</b>	Organisation du système classique .....	Page 40
<b>Figure 5</b>	Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou .....	Page 41
<b>Figure 6</b>	Organisation du système .....	Page 43
<b>Figure 7</b>	Fonctions d'appartenance des ensembles flous du RLF .....	Page 45
<b>Figure 8</b>	Surface de commande du régulateur .....	Page 46

### Chapitre IV : Simulations et analyses des performances

<b>Figure 1</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS alimentée par une tension triphasée sans charge (à vide) .....	Page 51
<b>Figure 2</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS alimentée par une tension Triphasée suivie de l'application de charge $C_r = 10 N.m$ après 1.5 s du démarrage pendant 1 s .....	Page 52
<b>Figure 3</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS à une consigne de 150 $rad/s$ et une perturbation $C_r = 10 N.m$ après 1.5 s du démarrage pendant 1s .....	Page 54
<b>Figure 4</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS à une consigne de 150 $rad/s$ Et une perturbation $C_r = 10 N.m$ après 1.5 s du démarrage pendant 1s .....	Page 56
<b>Figure 5</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS à une inversion de vitesse de rotation après 1s et une perturbation de 10 $N.m$ à 2s du démarrage.....	Page 57
<b>Figure 6</b>	Evolution des caractéristiques de la MAS à consigne de 150 $rad/s$ et une perturbation de 10 $N.m$ après 1.5s du démarrage avec variation de +50% pour $R_s$ et $R_r$ et de +100% pour $J$ .....	Page 58
<b>Figure 7</b>	Comparaison des caractéristiques de la MAS simulée avec des régulateurs (PI et Flou) à une consigne de 150 $rad/s$ et une perturbation de 10 $N.m$ après 1.5 s du démarrage pendant 1s .....	Page 60



# Liste des tableaux

## Chapitre II : Fondements théorique de la logique floue

**Tableau II.1** Matrice de la relation « est préféré à » ..... Page 29

**Tableau II.2** Synthèse des différentes méthodes d'inférences ..... Page 32

**Tableau II.3** Matrice d'inférence ..... Page 33

## Chapitre III : Application à la commande de la machine asynchrone

**Tableau III.1** Table des règles de discision floue ..... Page 46

# Introduction Générale

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui les machines asynchrones ou moteur à induction est le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie vu leurs plusieurs avantages ( cout réduit , robustesse, facilité d'installation,...) , mais ses principaux problèmes restent la non linéarité et le couplage très fort entre ces variables, l'application des techniques de l'automatique et de l'électrotechnique moderne a permis de la rendre exploitable. Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande vectorielle et à la commande par logique floue.

La commande vectorielle a été proposée et développée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

La stratégie de la commande vectorielle ou de flux orienté a donné un essor considérable au contrôle des machines à courant alternatif. Son but est de rapprocher le comportement des machines synchrones et asynchrones à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

Durant plusieurs années l'automatique n'avait que des méthodes de réglages continue, basées sur des modèles linéaires, avec l'arrivée des ordinateurs plusieurs techniques de commandes ont vu le jour (commande optimale, commande adaptative, ..., etc.) toutes basées sur l'échantillonnage et la numérisation des procédés, mais elles nécessitent la connaissance du modèle du systèmes non linéaires et complexes, et ont laissé émerger plusieurs techniques connues sous le nom de technologies émergentes ou soft-computing, basées sur la modélisation des systèmes naturels (Réseaux de neurones, Algorithmes Génétiques et Logique Floue), les réseaux de neurones modélisent le comportement du cerveau humain, les Algorithmes génétiques modélisent l'évolution naturelle des espèces, et la logique floue modélise la pensée humaine et le caractère incertain de l'information.

La logique floue, a connu, depuis les travaux de Lotfi ZADAH un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des systèmes complexes non linéaire. La commande par logique floue est une technique appliquée déjà dans plusieurs domaines, ces dernières années elle est entrée en force dans le domaine des entraînements électriques pour ses résultats intéressants, les développements des microprocesseurs, de circuits dédiés à la logique floue et des circuits de puissances a rendu possible et accessible les réalisations pratiques.

Ce présent travail se propose comme ambition de donner une vision plus ou moins générale sur l'apport ramené par la logique floue au domaine du contrôle dans une machine asynchrone, et de mettre en évidence les différents aspects avantageux de cet apport.

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la machine asynchrone où on a présenté son modèle simplifié qui s'appuiera sur le formalisme connu de Park.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude théorique de la logique floue. Cette partie est bien cadrée de façon à répondre à l'objectif fixé.

Après un bref aperçu sur les principes de base de la logique floue, nous avons présenté la constitution d'un système flou, les méthodes de synthèse de l'inférence floue, et quelques domaines d'utilisation.

Le troisième chapitre porte sur la partie essentielle de notre travail qui est consacré à l'application d'un algorithme flou de type MAMDANI pour la commande de la MAS, pour pouvoir mettre en valeur des résultats acquis de plusieurs essais, et comparer les deux régulateurs PI et PI flous.

Pour terminer ce travail, des tests par simulation sont effectués dans le dernier chapitre afin d'analyser les performances et la robustesse des différentes stratégies de commande proposées dans ce manuscrit.

Finalement, nous présenterons une conclusion générale.

Dans les annexes, nous donnons premièrement, les paramètres de la MAS ; deuxièmement, l'identification des paramètres du régulateur PI ; nous terminons par les différentes équations qui constituent les modèles utilisés dans ce mémoire.



# Chapitre I

## Organisation et Modélisation de la Machine Asynchrone

### I. 1. Introduction

La machine asynchrone, de part sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application dans le domaine de l'industrie depuis son invention par Nicola Tesla à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est prépondérante.

L'aspect modélisation de la machine asynchrone n'est pas nouveau. Au début du siècle et jusqu'aux années trente, la modélisation d'une machine électrique était surtout basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ transversal ou du champ tournant. Depuis, les méthodes matricielles d'analyse des machines se sont développées et sont devenues les bases pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande. Plusieurs modèles ont été élaborés afin d'étudier le comportement de la MAS. Chacun d'eux possède un domaine propre de validité qui correspond à des circonstances ou hypothèses simplificatrices imposées dès le début.

Le modèle de cette machine est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation en mettant à profit le formalisme matriciel. Ensuite, la transformation mathématique dans le système diphasé (Park) est présentée et utilisée afin de substituer aux grandeurs électriques, des composantes qui vont faciliter les calculs et simplifier les représentations et l'application de la commande.

## I. 2. Description de la machine asynchrone

### I.2.1. Généralités et utilisations de la machine asynchrone

#### a . Définition

La machine asynchrone ( à induction ), est une machine électrique à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant.

Elle peut être employée en Génératrice Hyper-synchrone ou en Moteur Asynchrone.

La machine asynchrone est la plus utilisée de toutes les machines à courant alternatif, à la fois en raison de sa construction solide et de son prix de revient modéré. [1][2]

#### b . Constitution

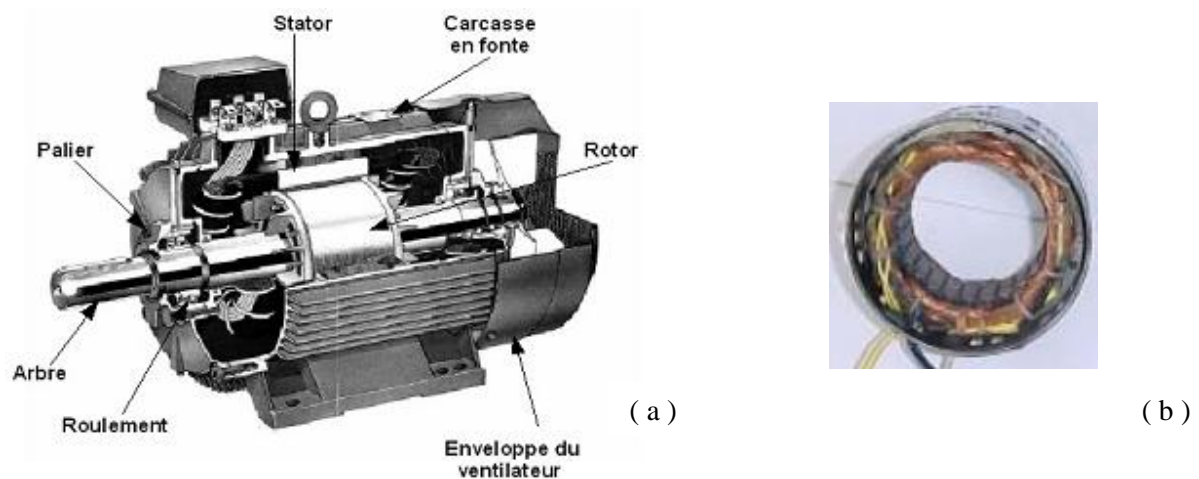


FIG I.1 Constitution de La machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone est composée de deux parties séparées par un entrefer.

- **Le stator ou inducteur :** C'est la partie fixe ;

Il est sous forme d'une carcasse ferromagnétique feuilletée ( en fonte ou en tôle d'acier ), comportant un enroulement triphasé  $2p$  réparti dans des encoches du circuit magnétique. ( b )

Le couplage des enroulement dépendra de la tension nominale par phase prévue pour le moteur et du réseau dont on dispose , Il est généralement couplé en étoile. [2][3]

- **Le rotor ou induit :** C'est la partie tournante ;

Le rotor d'une MAS se compose d'un cylindre feuilleté, dont la surface comporte des encoches, dans lesquelles sont logés des enroulements de deux genres différents a savoir le rotor bobiné et à cage. Il n'est relié à aucune alimentation et il tourne à une vitesse de rotation . [3][4]

- ✓ Le rotor bobiné des machines asynchrones comporte un enroulement bobiné (bobinage analogue au stator) à l'intérieur d'un circuit magnétique qui est toujours couplé en étoile, accessible de l'extérieur grâce à un système de bagues et de balai, ce qui permet soit de le court-circuiter, soit de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques de la machine dans certains fonctionnements. [2][3]
- ✓ Le rotor cylindrique des machines asynchrones à cage d'écurieil est constitué de barres conductrices, généralement en aluminium qui sont court-circuitées entre elles à chaque extrémité par un anneau de même matière, formant une sorte de cage. Un tel rotor ne comporte ni aimants permanents, ni collecteur ou bagues. L'enroulement ainsi obtenu n'est pas accessible de l'extérieur. [1][3]

**Remarque :** Les machines à « rotor bobinés » sont d'un prix de revient plus important que leurs homologues à « cage d'écurieil ».

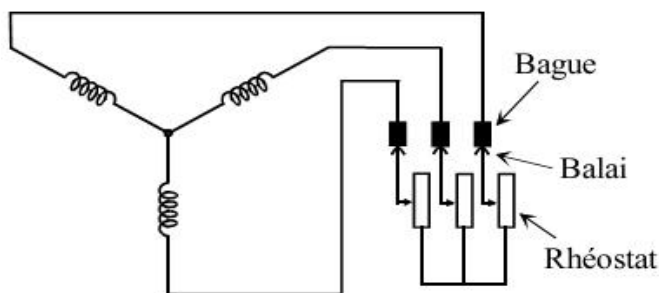


FIG I.2 Rotor bobiné

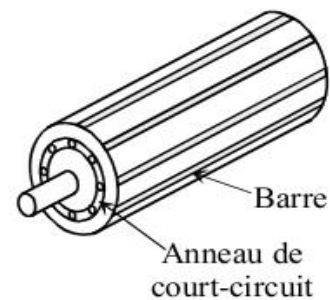


FIG I.3 Rotor à cage

### c. Symboles

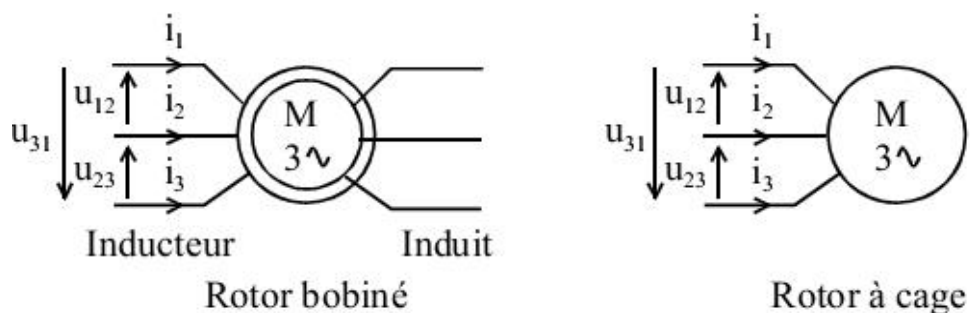


FIG I.4 Symboles et conventions [3]

#### d . Utilisation

Sa très grande simplicité, l'existence d'un couple au démarrage qui peut être important et son faible coût de revient font de la machine asynchrone un moteur d'emploi très général.

Dans le domaine des entraînements industriels à vitesse variable, on fait de plus en plus souvent appel à ce type de machine. Elle présente un bon rapport couple / volume. Comme moteur de broche, il peut tourner à grandes vitesses ( 150'000 tr/min).

Ses utilisations à vitesse fixe sont les pompes, ventilateurs, convoyeurs, ascenseurs, etc. Elle est alors souvent commandée en tout ou rien par simple connexion au réseau d'alimentation.

On l'utilise également avec un variateur de fréquence. Celui-ci est utile pour ajuster sa vitesse et, par conséquent, le débit de la pompe, du ventilateur, etc. Aux besoins réels, cette manière de faire, plus coûteuse à l'installation (variateur en plus), permet de réaliser des économies d'énergie importantes. [1][2]

### I.2.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

#### a . Explication (Principe)

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone repose :

- ✓ D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur (Rotor) placé sous un champ magnétique tournant.

Considérons un moteur asynchrone à l'arrêt , et connectons son stator à une tension alternative triphasée , des courants alternatifs circulent alors dans ses enroulements et créent un champ tournant à vitesse synchrone. Le rotor étant encore à l'arrêt, il est balayé par ce champ variable. Ses spires interceptent un flux variable qui son le siège de tensions induites. Comme elles sont court-circuitées sur elles-mêmes, ces tensions induites créent des courants induits. [1][2][16]

- ✓ D'autre part , sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable).
- L'interaction de ces courants avec le champ tournant provoque l'apparition d'un couple mécanique, le rotor démarre et se met à tourner à une vitesse de rotation  $N$  différente de  $N_s$  (asynchronisme : vitesse de rotation du champ rotorique) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite.

Ceci peu s'expliquer par la loi de Lenz , qui dit : « tout phénomène induit cherche à s'opposer à la cause qui l'a induit ». Dans le cas présent , la cause de l'apparition de courants induits au rotor est la différence de vitesse entre le champ tournant et le rotor.

Le couple mécanique provoque l'accélération du rotor et la diminution de cette différence de vitesse, donc une diminution des courants induits au rotor. [1][2][16]

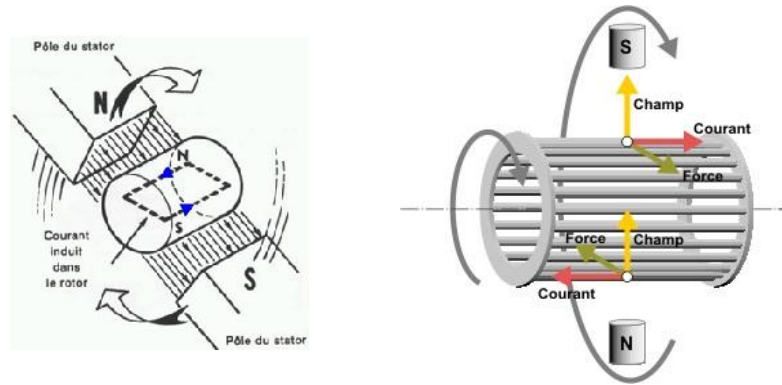


FIG I.5 Fonctionnement de la machine asynchrone

De ce fait, selon que  $N$  est inférieur (hypo-synchronisme) ou supérieur (hyper-synchronisme) à  $N_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $N$  (fonctionnement moteur) ou un couple résistant (fonctionnement générateur) tendant à réduire  $N$ . De toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité des vitesses. [9]

### b . Glissement

La vitesse de glissement  $N_g$  d'un moteur asynchrone est simplement la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor

$$N_g = N_s - N \text{ [tr/min]} \quad (I.1)$$

Par ailleurs, le glissement  $g$  [%] d'un moteur asynchrone est le rapport de la fréquence (vitesse) de rotation de glissement à la fréquence (vitesse) de rotation de synchronisation.

$$g = \frac{N_g}{N_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \left( \frac{[tr/min]}{[tr/min]} \right) = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \left( \frac{[rad/s]}{[rad/s]} \right) \quad (I.2)$$

$$\text{avec : } N_s = \frac{60 \cdot f}{p}, \quad \Omega = 2\pi f_s \text{ et } \Omega = 2\pi f$$

Le glissement  $g$  dépend de la charge (augmente avec). On peut, dans le cas d'un rotor bobiné accéder à la fréquence de rotation de glissement par l'intermédiaire de la fréquence des courants rotoriques.

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelque pour cent : de 2% pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10% pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement. [4][6]

**Remarque :** A vide, le glissement est très petit ( $g \approx 0$ ); Il est de 100% ( $g = 1$ ) à l'arrêt.

### c . Fonctionnement à vide

A vide le moteur n'entraîne pas de charge. Par conséquent, le glissement est pratiquement nul et le rotor tourne quasiment à la vitesse de synchronisme.

On supposera que, à vide :  $g = 0 \implies N_0 = N_s$

Le facteur de puissance à vide est très faible ( $\cos \Phi < 0$ ) et le courant d'appel reste fort ( $P$  est petit et  $Q$  est grand). Le courant absorbé, essentiellement réactif, est un courant de magnétisation : il sert à créer le champ magnétique tournant. [5]

### d . Fonctionnement en charge

Lorsque l'on charge le moteur, c'est à dire lorsqu'on lui demande de fournir un effort mécanique, la consommation de puissance active augmente et le stator absorbe un courant actif. Le moteur asynchrone triphasé démarre seul et il prend rapidement sa vitesse de régime, en charge comme à vide. Ce moteur présente un couple de démarrage de moment important. [5]

## I.2.3. Construction du schéma équivalent monophasé d'une machine asynchrone

### a . Fréquence des courants induits

Il est important, au préalable, de préciser l'expression de la fréquence des courants induits au rotor :  $f_r$ . Concrètement, le rotor tourne à la vitesse  $N_r$  et est balayé par un champ à la vitesse  $N_s$ . La vitesse du champ relatif qui balaye les conducteurs rotoriques est donc :  $N_s - N_r$ . Sachant que quand le rotor est à l'arrêt la fréquence des courants induits est  $f$ , la fréquence des courants du stator, on en déduit la formule donnant la fréquence correspondant à un glissement donné  $g$  : [6]

$$f_r = (1 - g) f_s \quad (I.3)$$

### b . Schéma équivalent Monophasé

La machine asynchrone est finalement constituée de deux ensembles de bobinages triphasés enroulés sur le même circuit magnétique. Par analogie, on peut alors considérer qu'elle est équivalente, à l'arrêt, à un transformateur triphasé.

On représente sur la figure (6) le schéma de principe correspondant ainsi que le schéma monophasé équivalent obtenu à partir de l'analogie avec un transformateur. On note sur ce schéma les éléments d'imperfection classiques : résistances séries des bobinages primaires et secondaires, idem pour les inductances de fuites.

Par contre, on représente le transformateur équivalent comme une simple inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire. [2][6]

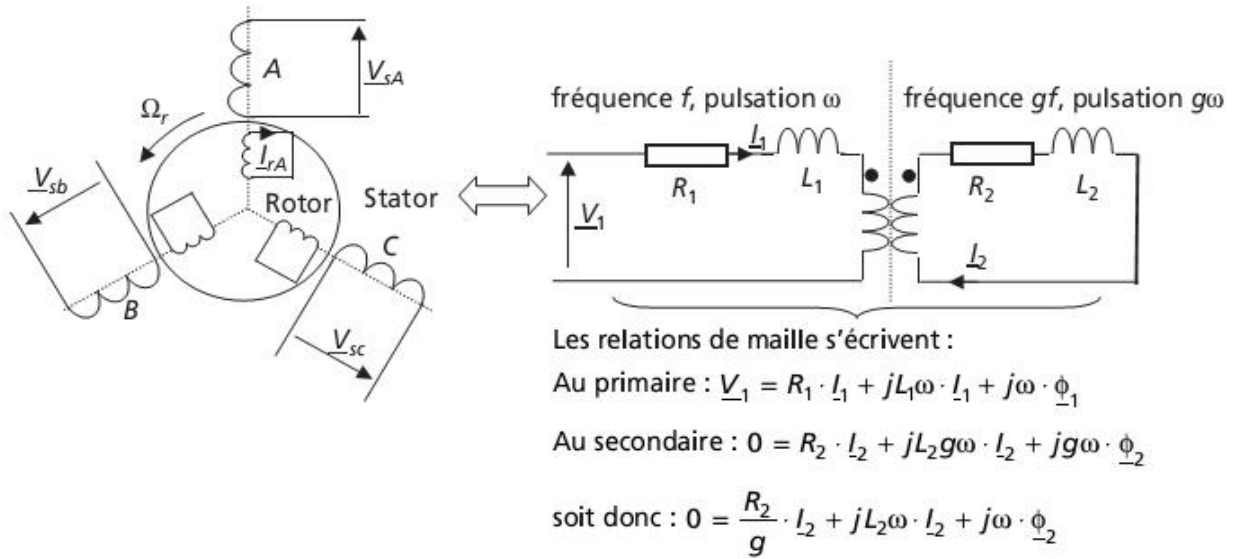


FIG I.6 Schéma de principe de la machine asynchrone et schéma monophasé équivalent.

Il faut bien noter que, lorsque la machine tourne, les fréquences des courants et des tensions au primaire (stator) et au secondaire du transformateur équivalent ne sont pas les mêmes.

En pratique, pour construire un schéma équivalent final simplifié, on divise l'équation de maille secondaire par la grandeur  $g$ , ce qui fait apparaître une inductance de fuite équivalente à la fréquence  $f$ . Les fréquences du primaire et du secondaire étant alors identiques grâce à cette manipulation, on ramène les éléments d'imperfection au primaire du transformateur. On retiendra donc le schéma monophasé équivalent simplifié représenté sur la figure (7). (les étapes intermédiaires n'ayant pas été développées ici) [6]

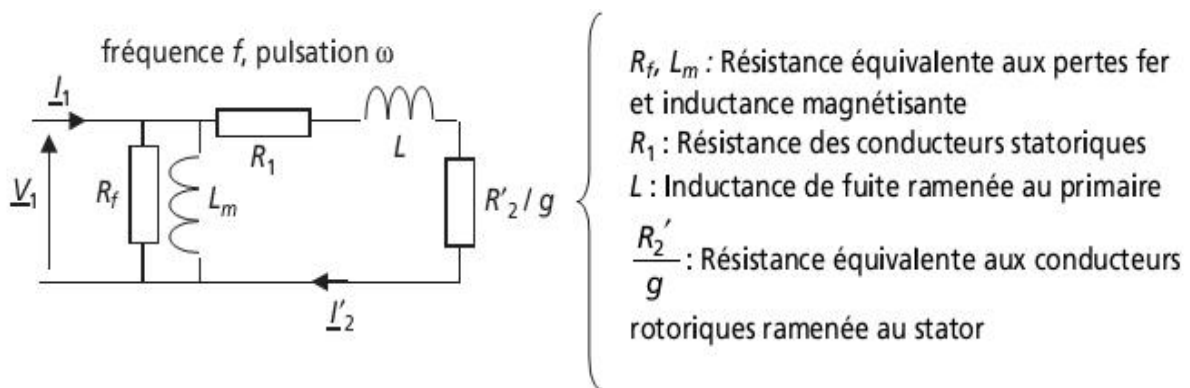


FIG I.7 Schéma équivalent monophasé simplifié de la machine asynchrone.

### I. 3. Modélisation de la machine asynchrone

#### I.3.1. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Un modèle dynamique de la machine asynchrone, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. [15]

#### I.3.2. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes : [15][34]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme montre la figure (8). Elle est munie de six enroulements :

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de  $120^\circ$  et traversés par trois courants variables.



Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons  $\theta$  l'angle électrique entre la phase 'A' statorique et la phase 'a' rotorique.

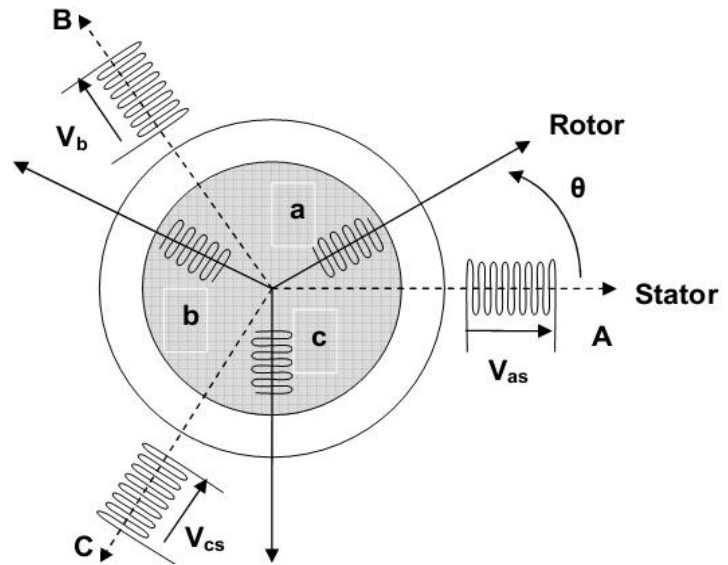


FIG I.8 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

### I.3.3. Equations générales de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone nécessite certaines hypothèses simplificatrices en vue d'obtenir des relations simples ; pour cela on supposera que les inductances propres sont constantes , les inductances mutuelles sont en fonction de la position de leurs axes magnétiques et les résistances rotoriques sont constantes vis-à-vis de la vitesse de rotation. [13][32]

#### a . Equations électriques (de tensions)

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday ( $V = RI + \frac{d\phi}{dt}$ ) aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle : [11][12][34]

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.4.1)$$

$$[V_r] = [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.4.2)$$

( le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles )

$$\text{avec : } [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### b . Equations magnétiques (des flux)

Les flux totalisés couplés entre les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous formes :  
[11][12][35]

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.5.1)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^t [I_s] \quad (I.5.2)$$

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} ;$$

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

$m_s, m_r$  : Inductances mutuelles entre phases, statoriques et rotoriques ;

$l_s, l_r$  : Inductances propres, statoriques et rotoriques d'une phase ;

$L_{ss}, L_{rr}$  : Matrice d'induction statorique et rotorique ;

$M_{sr}, M_{sr}$  : Matrice des inductances mutuelles stator\_rotor et rotor\_stator ;

$\theta$  : Angle entre l'axe rotorique et l'axe statorique correspondant.

En remplaçant les équations (I.5), dans celles de (I.4), on obtient les deux expressions des tensions statorique et rotorique :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (I.6.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t [I_s] \} \quad (I.6.2)$$

### c . Equations mécaniques

- **Expression du couple :**

Pour tout système électromagnétique l'expression généralisée du couple électromagnétique est :

$$C_e = \frac{1}{2} [I]^t \left( \frac{d}{d\theta} [L] \right) [I] \quad [13][31]$$

avec :  $[I]$  : matrice courant total.  $[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$

$[L]$  : matrice inductance totale.  $[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$

Pour une machine asynchrone tous les termes des sous - matrices  $[L_{ss}], [L_{rr}]$  sont constants.

D'où :  $C_e = \frac{1}{2} [I_s]^t \left( \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right) [I_r] \quad (I.7)$

- **Expression du mouvement (vitesse) :** [12][13]

Le second principe de la dynamique nous donne :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F \Omega = C_e - C_r \quad (I.8)$$

Où :

- $C_r = F \cdot \Omega$  : Couple résistant ;
- $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- $J$  : Moment d'inertie ;
- $F$  : Coefficient de frottements.

## I. 4. Modèle de Park de la machine asynchrone

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel. [9]

La simulation temporelle des grandeurs électriques et mécaniques instantanées prenant en compte le caractère diffusif de l'effet de peau dans le rotor, nécessite d'adapter le modèle de Park afin d'isoler la fonction de transfert d'ordre non entier représentant le rotor. [7]

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la machine asynchrone à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (9). [11]

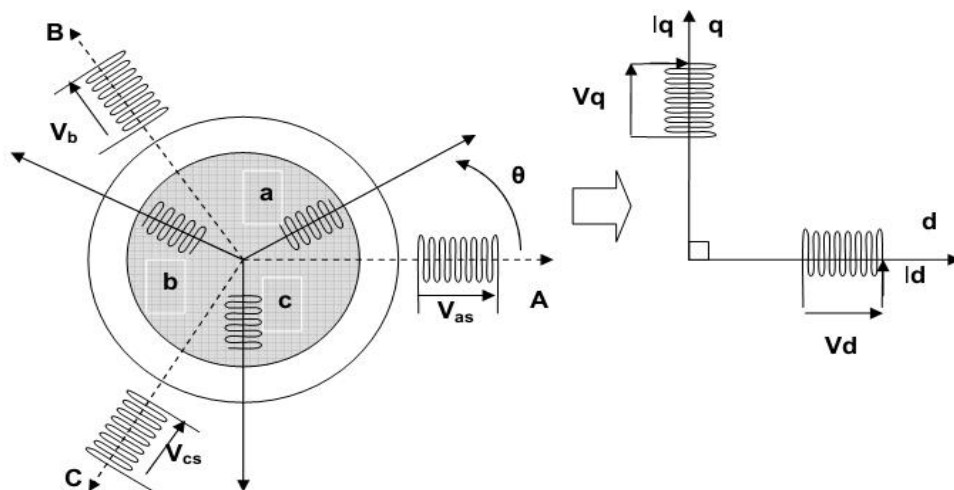


FIG I.9 Modèle de Park de la Machine Asynchrone

### I.4.1. Transformation de Park

Pour simplifier la représentation des équations précédentes, on introduit la transformation de Park, obtenue à l'aide de la matrice P, qui consiste à passer d'un enroulement triphasé à un enroulement biphasé et inversement ( $Park^{-1}$ ). [8][12][31]

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}; \quad P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est donné par la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

[X] : Tension , Courant ou Flux

[0] : Indice de l'axe homopolaire

**Remarque :** Si  $\theta$  est nul alors on obtient la matrice [C], appelée matrice de Concordia telle que :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\frac{1}{2}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad \text{Dans ce cas les axes d et q sont appelés } \alpha \text{ et } \beta$$

L'application de la transformer de Park donne lieu aux équations :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_s \\ \omega_s & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_r \\ \omega_r & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9.2})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10.1})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10.2})$$

Avec :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  ,  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

$L_s = l_s - m_s$  : Inductance cyclique du stator ;

$L_r = l_r - m_r$  : Inductance cyclique du rotor ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

$p$  : Nombre de paire de pôles de la machine.

### I.4.2. Choix du référentiel

Les équations de la machine peuvent se simplifier encore en choisissant un référentiel particulier pour  $dq$ . Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application.

En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir : [10][11][13]

A - Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) : Caractérisé par :  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$  et  $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$

Ce système est immobile par rapport au stator ; Il est intéressant lors de l'étude de variation importante de la vitesse de rotation vu que  $\omega_r$  apparaît en équation.

B - Référentiel lié au rotor ( $x, y$ ) : Caractérisé par :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$  et  $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$

Ce système est immobile par rapport au rotor ; Ce référentiel est intéressant lors de l'étude des régimes transitoires ou la vitesse est considérée comme constante.

C - Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ ) : Caractérisé par :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  et  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

Ce système est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques ;

**NB :** C'est le référentiel choisi lors de notre étude, car il a des avantages lors de l'étude des perturbations autour d'un point donné.

Il élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats.

## I. 5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe ( $d, q$ )

L'avantage d'utiliser ce modèle, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

### I.5.1. Equations électriques et magnétiques

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, écrites dans le plan  $dq$ , d'après (I.9) et (I.10), sont les suivantes : [10][11][13]

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.11.1) \quad (I.11.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{array} \right. \quad (I.12.1) \quad (I.12.2)$$

On remplaçant dans le système d'équations (I.11)  $\frac{d\theta_s}{dt}$  par  $\omega_s$  et  $\frac{d\theta_r}{dt}$  par  $(\omega_s - \omega_r)$ , on obtient le système d'équations liés au champ électromagnétique suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(I.13.1)} \\ \text{(I.13.2)} \end{array}$$

En introduisant le système d'équations (I.12) dans (I.13), et en posant  $\omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$  et  $\frac{d}{dt} = S$  on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s S I_{ds} + M S I_{dr} - \omega_s (L_s I_{qs} + M I_{qr}) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s S I_{qs} + M S I_{qr} - \omega_s (L_s I_{ds} + M I_{dr}) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r S I_{dr} + M S I_{ds} - \omega_{gl} (L_r I_{qr} + M I_{qs}) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r S I_{qr} + M S I_{qs} - \omega_{gl} (L_r I_{dr} + M I_{ds}) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(I.14.1)} \\ \text{(I.14.2)} \end{array}$$

L'écriture sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + L_s S) & -L_s \omega_s & M S & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & (R_s + L_s S) & M \omega_s & M S \\ M S & -\omega_{gl} M & (R_s + L_s S) & -\omega_{gl} L_r \\ \omega_{gl} M & M S & \omega_{gl} L_r & (R_r + L_r S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(I.15)}$$

Avec :  $L_s = l_s - m_s$  : Inductance cyclique d'une phase du stator.

$L_r = l_r - m_r$  : Inductance cyclique d'une phase du rotor.

$M = 3/2 M_{sr}$  : Mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$  : Pulsation de glissement.

$[V_{ds}, V_{qs}]$  : Composante de la tension suivant les axes  $[d \text{ et } q]$ .

$[I_{ds}, I_{qs}]$  : Composante du courant statorique suivant les axes  $[d \text{ et } q]$ .

$[I_{dr}, I_{qr}]$  : Composante du courant rotorique suivant les axes  $[d \text{ et } q]$ .

En mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [C][I] - \omega_{gl}[D][I] + [L][\dot{I}] \quad \text{(I.16)}$$

Tel que :  $[I] = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]^t$  ;  $[j] = S[I] = \frac{d}{dt}[I]$

$[U] = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr}]^t$  ;  $[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1]$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; \quad [C] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

### I.5.2. Equations des courants

La résolution du système d'équation (I.12) donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds} = \frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \Phi_{ds} - \frac{M}{L_s L_r - M^2} \Phi_{dr} \\ I_{qs} = \frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \Phi_{qs} - \frac{M}{L_s L_r - M^2} \Phi_{qr} \\ I_{dr} = \frac{L_s}{L_s L_r - M^2} \Phi_{dr} - \frac{M}{L_s L_r - M^2} \Phi_{ds} \\ I_{qr} = \frac{L_s}{L_s L_r - M^2} \Phi_{qr} - \frac{M}{L_s L_r - M^2} \Phi_{qs} \end{array} \right. \quad (I.17.1)$$

$$(I.17.2)$$

### I.5.3. Expression du couple électromagnétique

la détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières : [11][15][10]

- o Par un bilan de puissance instantanée.
- o Par la méthode dite "des travaux virtuels".

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes  $d, q$  est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \quad (I.18)$$

En développant cette expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes :

$$P_e = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) + \left\{ I_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \right\} + \omega_s (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.19)$$

L'expression (I.19) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ( $P_J$ ) ;
- Le second représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

L'équation mécanique décrivant le couple en fonction de la vitesse est décrite comme suit :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + F \Omega + C_r \quad (I.20)$$

Avec :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  (rad / s) : Vitesse mécanique.

$F$  (Nms) : Coefficient de frottements.

$p$  : Nombre de paire de pôle rotorique.

Or la puissance électromécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega} = p \cdot \frac{P_{em}}{\omega} \quad (I.21)$$

En introduisant la puissance électromécanique  $P_{em}$  dans l'équation (I.21), on aura :

$$C_e = p (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.22)$$

En remplaçant les flux rotoriques donnée par (I.12.2) dans (I.22), on obtient :

$$C_e = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.23)$$

En introduisant les courants rotoriques (I.17.2) dans cette dernière, on aura la relation du couple électromagnétique exprimée en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.24)$$

On constate que l'équation de couple électromagnétique n'est pas linéaire, à cause de produit croisé des composantes du courant et du flux (couplage). Chose qui implique la commande de la machine asynchrone. Le retour à la commande vectorielle permet de résoudre ce problème.



## I. 6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'exhiber une généralité sur la machine asynchrone suivie de la modélisation de cette dernière.

En un premier temps nous avons présenté l'essentiel de l'organisation d'une machine asynchrone à savoir : la constitution générale et le principe de fonctionnement.

On deuxième lieu, on a présenté un modèle mathématique de la machine asynchrone en faisant recours à des hypothèses simplificatrices à cause de la complexité de notre système. Les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine à induction ont été posées, ensuite nous avons procédé à la transformation d'axes qui permet de simplifier la modélisation du système.

Le passage du modèle standard au modèle dans le domaine de Park, facilite la manipulation des équations et réduit le nombre de variable dans le modèle. Le modèle de la machine asynchrone est réduit à un ensemble d'équation de premier ordre facile à commander.

La simulation de fonctionnement de la machine dans la base de Park et l'application d'un régulateur flou à la commande de la machine asynchrone, construira l'objet du quatrième chapitre.

# Chapitre II

## Fondements théoriques de la logique floue

### II .1. Introduction

Dans le fonctionnement de l'esprit humain, les incertitudes sont particulièrement remarquables. Le caractère flou de la pensée humaine est illustré par sa capacité de résumer les informations pour extraire à partir des collections de masses de données stockées dans la mémoire les sous-collections et seulement celles qui ont un rapport avec la tâche considérée.

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, a pour objet d'étude la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché qui s'oppose à la logique classique. Elle suscite actuellement un fervent intérêt de la part des chercheurs, surtout ceux qui éprouvent un besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des méthodes de raisonnement naturel ou de construire des systèmes artificiels capables d'effectuer les tâches habituellement prises en charge par l'homme.

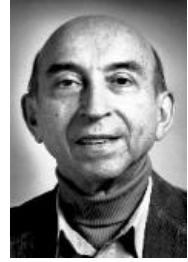
Elle est utilisée dans des domaines aussi variés que l'automatisme (freins ABS), la robotique (reconnaissance de formes), la gestion de la circulation routière (feux rouges), le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie), le contrôle du taux d'humidité dans une serre et bien d'autres. Elle s'appuie sur la théorie mathématique des sous-ensembles flous.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les éléments essentiels de la logique floue jugés nécessaire pour la conception d'un contrôleur flou.

## II. 2. Historique de la logique floue

### II.2.1. Apparition de la logique floue

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. ZADEH, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé «Ensembles flous» (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques. [19]



Lotfi A.ZADAH

### II.2.2. Premières applications

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur MAMDANI à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.SMIDTH réalise le contrôle d'un four à ciment, c'est là la première véritable application industrielle de la logique floue. [19]

### II.2.3. Essor (développement)

C'est au Japon, où la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, que la logique floue connaît son véritable essor. A la fin des années 1980, c'est d'un véritable boum qu'il faut parler.

Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzy logic » ne se comptent plus.

Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical.

A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA. Enfin en France, la logique floue devient aujourd'hui une réalité. [19]

## II. 3. Principe fondamental de la logique floue

La logique floue est née de la constatation que la plupart des phénomènes ne peuvent pas être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que des valeurs (0 et 1). Peut-on considérer une eau à 18°C comme étant chaude ou froide ? n'est-elle pas ni vraiment chaude, ni vraiment froide mais tout simplement tiède ?

Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble non plus comme une fonction booléenne mais comme une fonction qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1. [22]

A fin de mettre en évidence l'idée de base de la logique floue et les principales notions utilisées, nous présentons un exemple explicatif suivant : [33]

Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule dans l'atmosphère. La vitesse normale est de 900 km/h (valeur arbitraire). La vitesse peut être considérée comme élevée au-dessus de 1000 km/h, et comme plus du tout élevée en dessous de 800 km/h.

La logique booléenne envisagerait les choses de la manière suivante : (1)

- La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 1000 km/h, et à 0% en dessous.

La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition « La vitesse est-elle élevée ? » : (2)

- La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 800 km/h. On peut donc dire qu'en dessous de 800 km/h, la vitesse est élevée à 0%.
- La vitesse est considérée comme élevée au-dessus de 1000 km/h. La vitesse est donc élevée à 100% au-dessus de 1000 km/h.
- La vitesse est donc élevée à 50% à 900 km/h, et à 25% à 850 km/h

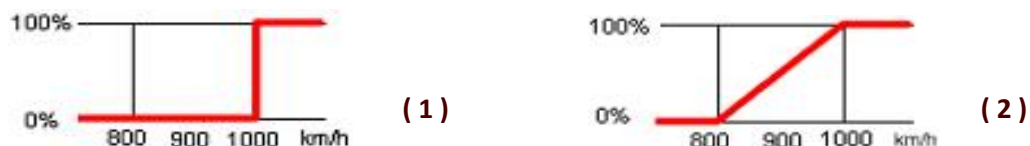


FIG II.1 Comparaison des logiques classique et floue

## II. 4. Théorie des ensembles et sous-ensembles flous

### II.4.1. Notion d'appartenance partielle

Dans la théorie des ensembles, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble. La notion d'ensemble est à l'origine de nombreuses théories mathématiques. Cette notion essentielle ne permet cependant pas de rendre compte de situations pourtant simples et rencontrées fréquemment.

« Parmi des fruits, il est facile de définir l'ensemble des pommes. Par contre, il sera plus difficile de définir l'ensemble des pommes mûres. On conçoit bien que la pomme mûrit progressivement... » la notion de pomme mûre est donc graduelle.

C'est pour prendre en compte de telles situations qu'a été créée la notion d'ensemble flou.

La théorie des ensembles flous repose sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous qui ont été définis. Les contours de chaque ensemble flou Figure (2) ne sont pas « nets », mais « flous » ou « graduels ». [19]

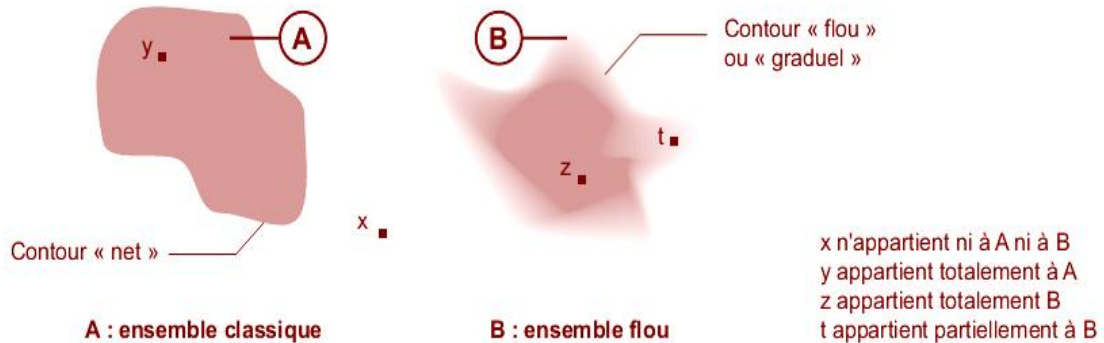


FIG II.2 Ensembles classique et flou.

#### IV.2. Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique.

Supposons que nous voulions définir l'ensemble des personnes de « taille moyenne ». En logique classique, nous conviendrons par exemple que les personnes de taille moyenne sont celles dont la taille est comprise entre 1,60 m et 1,80 m. La fonction caractéristique de l'ensemble Figure (3) donne « 0 » pour les tailles hors de l'intervalle [1,60 m ; 1,80 m] et « 1 » dans cet intervalle. L'ensemble flou des personnes de « taille moyenne » sera défini par une « fonction d'appartenance » qui diffère d'une fonction caractéristique par le fait qu'elle peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle [0, 1].

A chaque taille possible correspondra un « degré d'appartenance » à l'ensemble flou des « tailles moyennes » Figure (4), compris entre 0 et 1. [19][37]

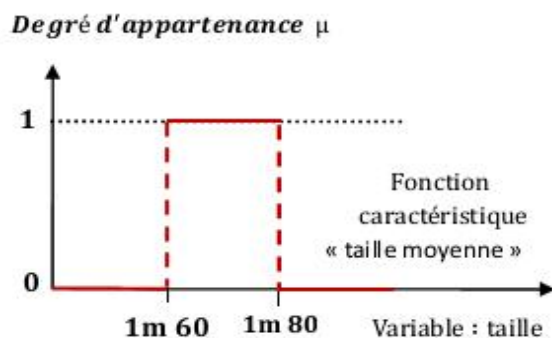


FIG II.3 Fonction caractéristique

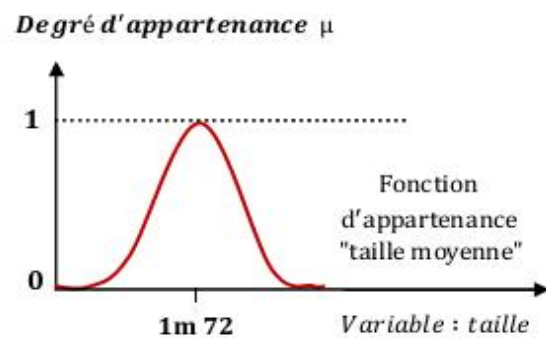


FIG II.4 Fonction d'appartenance

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples.

L'allure est complètement définie par les points A, B et C pour la forme triangulaire, ou les 4 points A, B, C et D pour la forme trapézoïdale figure (5). Le triangle peut être considéré comme un cas particulier du trapèze lorsque deux points coïncident (B=D). Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze si les deux premiers points (A, B) et les deux derniers points (C, D) se trouvent sur une verticale. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. [17][18]

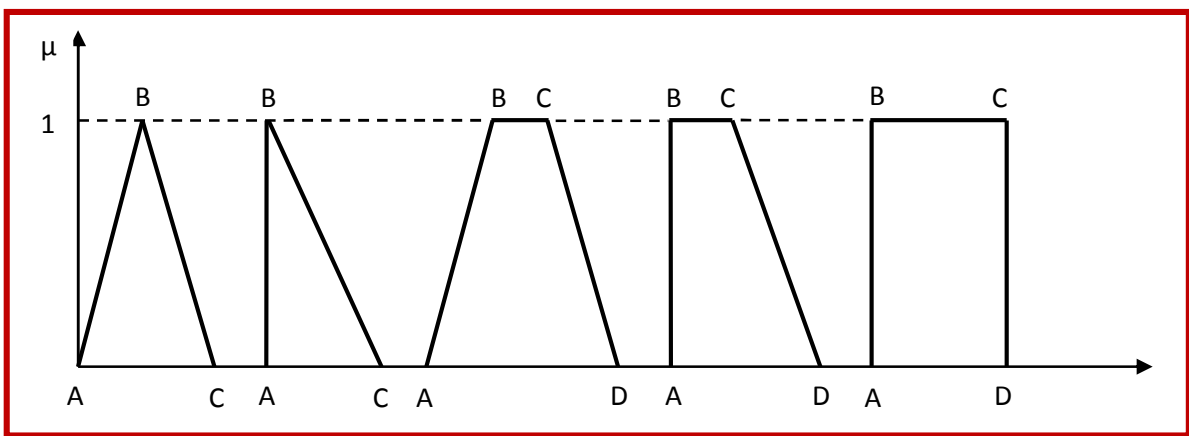


FIG II.5 Fonctions d'appartenance de formes triangulaires et trapézoïdales

La représentation par trapèze est facile à construire et à manipuler, et elle évite toute ambiguïté avec la représentation de la densité de probabilité de distributions statistiques.

Ni au - moins, elle existe d'autres formes (cloche, exponentielle, cosinus, gauss, sigmoïde, singleton ), moins utilisées à cause du temps de calcul nécessaire. [21][28]

### IV.3. Les ensembles

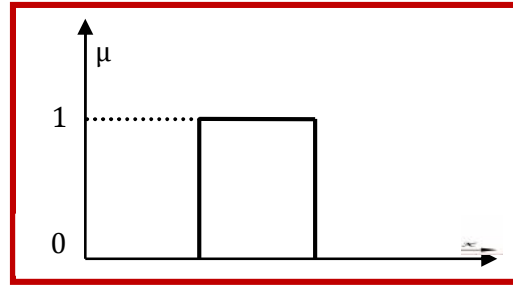
#### a . Les ensembles ordinaires

La notion d'appartenance définie habituellement par :

$$\begin{cases} X \in U \text{ si } x \text{ est un élément de } U \\ X \notin U \text{ si non} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \mu : U &\longrightarrow \{0, 1\} \\ x &\longrightarrow \mu(x) = \begin{cases} 1 \text{ si } x \text{ est un élément de } U \\ 0 \text{ si non} \end{cases} \end{aligned}$$

FIG II.6 Ensembles ordinaires



Lorsque la fonction caractéristique  $\mu$  prend des valeurs dans l'intervalle  $[0, 1]$  on peut élargir la notion d'appartenance par la définition ci-après. [25][26]

### b . Les ensembles flous

Un ensemble flou  $A$  d'un univers de discours  $U$  est un ensemble de couples :

$$A = \{ (x, \mu_A(x) / x \in U) \}$$

Où  $\mu_A$  est une application de  $U$  vers l'intervalle  $[0, 1]$  qui à chaque valeur  $x$  de  $U$  associe un degré d'appartenance  $\mu_A(x)$  dans l'intervalle  $[0, 1]$ . [25][26]

$$\begin{array}{lcl} \mu_A : & U & \longrightarrow [0, 1] \\ & x & \longrightarrow \mu_A(x) \end{array}$$

### II.4.4. Les sous-ensembles

#### a . Définition d'un sous-ensemble flou

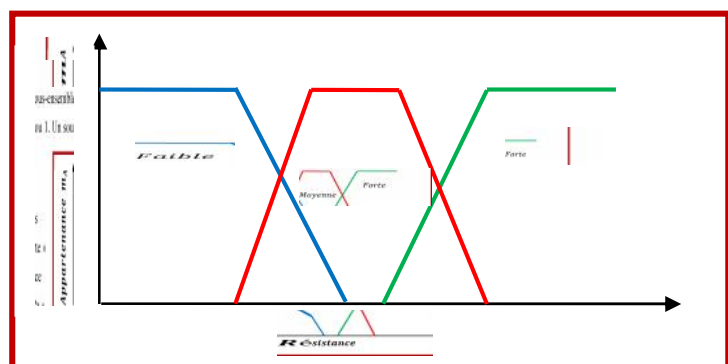
Un sous-ensemble flou  $A$  de  $X$  est défini par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément  $x$  de  $X$ , le degré  $m_A(x)$ , compris entre 0 et 1, avec lequel  $x$  appartient à  $A$  :

$$m_A : X \longrightarrow [0, 1]$$

$$A = [x, m_A(x)], x \in A \text{ et } A \subset x$$

Le sous-ensemble flou  $A$  est un sous-ensemble classique de  $X$  dans le cas particulier où  $m_A$  ne prend que des valeurs égales à 0 ou 1. Un sous-ensemble classique est donc un cas particulier de sous-ensembles flous. [28]

FIG II.7 Les sous-ensembles « Faible », « Moyenne » et « forte » de l'ensemble flou « Résistance à la compression simple en MPa »



### b . Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Un sous-ensemble flou est complètement défini par la donnée de sa fonction d'appartenance. A partir d'une telle fonction, un certain nombre de caractéristiques du sous-ensemble flou peuvent être étudiées. [17][18]

- **Noyau** : le noyau d'un sous - ensemble flou  $A$  de  $X$ , noté  $Noy(A)$ , est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent totalement. Formellement :

$$Noy(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) = 1\} \quad (II.1)$$

- **Support** : le support d'un sous-ensemble flou  $A$  et  $X$ , noté  $Supp(A)$ , est l'ensemble de tous les éléments qui appartiennent au moins un petit peu. Formellement :

$$Supp(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (II.2)$$

- **Hauteur** : la hauteur d'un sous - ensemble flou  $A$  de  $X$ , noté  $h(A)$ , est la valeur maximale atteinte sur le support de  $A$ . Formellement :

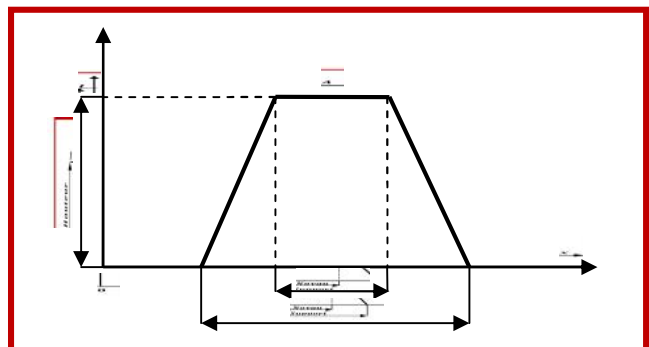
$$h(A) = \sup \mu_A(x) \quad (II.3)$$

On dira alors qu'un sous ensemble flou est normalisé si sa hauteur  $h(A)$  est égale à 1

- **Cardinalité** : la cardinalité d'un sous-ensemble flou  $A$  de  $X$ , noté  $|A|$ , est le nombre d'éléments appartenant à  $A$  pondéré par leur degré d'appartenance. Formellement, pour  $A$  fini :

$$|A| = \sum_{x \in X} \mu_A(x) \quad (II.4)$$

FIG II.8 Noyau, Support et Hauteur d'un sous-ensemble flou



### c . Opération simple sur les sous ensemble flous

Les opérations existant sur les sous-ensembles ordinaires d'un même univers de référence peuvent être utiles aussi pour les sous-ensembles flous. [18]



Supposons que  $A$  et  $B$  sont deux sous-ensembles flous définis dans un univers du discours  $X$  par les fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ . On peut définir des opérations ensemblistes telles que l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union, le complément, le produit cartésien et la projection grâce à des opérations sur les fonctions d'appartenance. [18][31]

- **Egalité** :  $A$  et  $B$  sont dits égaux, propriété que l'on note  $A = B$ , si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de  $X$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{II.5})$$

- **Inclusion** :  $A$  est dit inclus dans  $B$ , propriété que l'on note  $A \subset B$ , si tout élément  $x$  de  $X$  qui appartient :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{II.6})$$

- **Intersection** : L'intersection de  $A$  et  $B$ , que l'on note  $A \cap B$ , est le sous-ensemble flou constitué des éléments de  $X$  affectés du plus petit des deux degrés d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) \quad (\text{II.7})$$

- **Union** : L'union de  $A$  et  $B$ , que l'on note  $A \cup B$ , est le sous-ensemble flou constitué des éléments de  $X$  affectés du plus grand des deux degrés d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) \quad (\text{II.8})$$

- **Complément** : Le complément de  $A$ , que l'on note  $A^c$ , est le sous-ensemble flou de  $X$  constitué des éléments  $x$  lui appartenant d'autant plus qu'ils appartiennent peu à  $A$  :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.9})$$

- **Produit cartésien** : le produit cartésien de  $r$  sous-ensembles flous  $A_1, \dots, A_r$ , définis respectivement sur  $X_1, \dots, X_r$ , est le sous-ensemble flou  $A$  de  $X$  de fonction d'appartenance :

$$\forall x = (x_1, \dots, x_r), \quad \mu_A(x) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_r}(x_r)) \quad (\text{II.10})$$

- **Projection** : la projection d'un sous-ensemble flou  $A$  de  $X = X_1 \times X_2 \times \dots \times X_r$  sur le produit cartésien  $Y = X_a \times \dots \times X_k$ , avec  $\{a, \dots, k\} \subset \{1, \dots, r\}$  est le sous-ensemble flou noté  $A \downarrow Y$  de  $Y$  de fonction d'appartenance :

$$\forall y = (x_a, \dots, x_k) \in Y, \quad \mu_{A \downarrow Y}(y) = \sup \mu_A((\dots, x_i, \dots)) \quad (\text{II.11})$$

## II. 5. Eléments essentiels de la logique floue

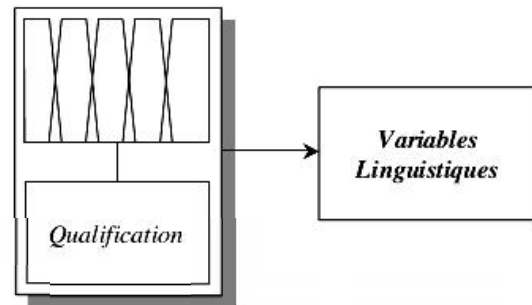
Les éléments de base de la logique floue sont :

### II.5.1. Les variables linguistiques

Toutes les variables que l'on considère, en physique ou en économie, par exemple, prennent une valeur unique de leur ensemble de définition  $X$  dans une situation donnée. Néanmoins, les conditions d'observations ne permettent pas toujours de connaître parfaitement cette valeur unique. Donc, une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue. [28][31]

Pour représenter ces variables linguistiquement, nous pouvons utiliser des sous-ensembles flous. Ces sous-ensembles flous étant qualifiés sur une situation donnée, nous donnons une représentation des variables linguistiques suivant le schéma expliqué par la figure (9). [28]

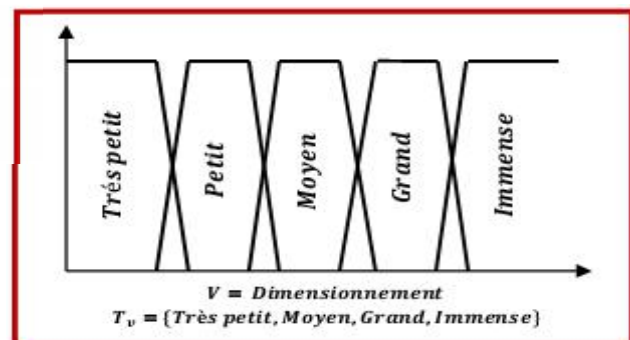
FIG II.9 Les sous-ensembles flous et les variables linguistiques



Une variable linguistique est un triplet  $(V, X, T_v)$ , dans lequel  $V$  est une variable définie sur un ensemble de référence  $X$  (âge, taille, température, etc.). L'ensemble  $T_v = \{A_1, A_2, \dots\}$ , fini ou infini, contient des sous-ensembles flous normalisés de  $X$ , utilisables pour caractériser  $V$ . Selon l'utilisation qui doit être faite, le nombre d'éléments de  $T_v$  est plus ou moins grand.

La figure (10) illustre une variable linguistique  $(V, X, T_v)$  utilisée pour décrire le dimensionnement d'un pilier souterrain. [18][28][31]

FIG II.10 Variable linguistique  $(V, X, T_v)$  décrivant le dimensionnement d'un pilier en mètre.



### II.5.2. Relations floues

Etant donné les ensembles de référence  $X$  et  $Y$ , une liaison entre  $X$  et  $Y$  peut être difficilement représentable par une relation classique, parce qu'elle est imprécisément connue ou graduelle. [20]

**Par exemple**, si X est l'ensemble des prix d'achat et Y celui des prix de vente, « le prix d'achat est très inférieur au prix de vente ».

Une relation floue R entre X et Y est définie comme un sous-ensemble flou de  $X \times Y$  de fonction d'appartenance  $f_R : X \times Y \rightarrow [0,1]$ . En particulier, si X et Y sont finis, elle peut être décrite par la matrice M(R) des valeurs de sa fonction d'appartenance. [18][20]

**Par exemple**, soit  $X = \{T,V,A,M\}$  l'ensemble des moyennes de transport existants (train, voiture, avion, moto), et soit la relation R de  $X \times Y$  : « est préféré à » dont la matrice es donnée dans le tableau 1 :

R	T	V	A	M
T	1	0.5	0.8	0.2
V	0.5	1	0.3	0
A	0.2	0.7	1	0.3
M	0.8	1	0.7	1

**Tab II.1** Matrice de la relation « est préféré à »

Ainsi, par cette relation, la voiture (V) est préférée à l'avion (A) avec un degré 0.3, alors que l'avion est préféré à la voiture avec un degré 0.7.

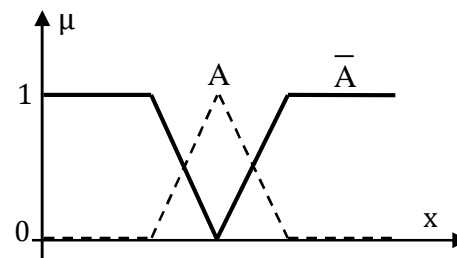
### II.5.3. Les opérateurs de la logique floue

On a vu dans les paragraphes précédents que la liaison des variables linguistiques au niveau des inférences est assurée par un ensemble d'opérateurs tels que : ET, OU et NON.

#### a . Opérateur NON (complémentaire)

Le complément d'un ensemble flou A, noté  $\bar{A}$  est défini par la fonction d'appartenance : Cet opérateur peut être appelé aussi « négation » ou « inverse » . [26][31]

**FIG II.11** Opérateur NON

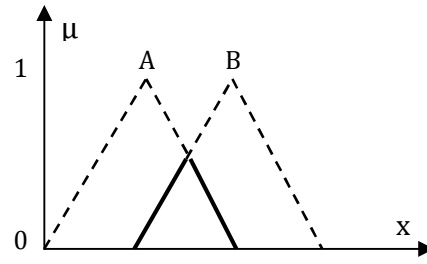


#### b . Opérateur ET (intersection)

L'intersection de deux ensembles flous A et B correspond à la fonction ET réalisée dans la plupart des cas par la formation du minimum : [23][24][32]

$$\mu(x) = \text{Min}[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{II.12})$$

Fig II.12 Opérateur ET



L'opérateur ET peut être réalisé par la formation du produit selon la relation suivante :

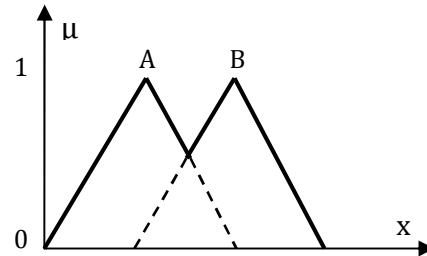
$$\mu(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{II.13})$$

### b . Opérateur OU (union)

On définit l'union de deux ensembles flous A et B par la fonction OU réalisée dans la logique floue par la formation du maximum, suivant la relation suivante :

$$\mu(x) = \text{Max}[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{II.14})$$

Fig II.13 Opérateur OU



L'opérateur OU peut être réalisé par la formation de la somme, et plus précisément par la valeur moyenne à savoir : [24][27][32]

$$\mu(x) = \frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{2} \quad (\text{II.15})$$

Il existe d'autres réalisations pour ces opérateurs, on peut citer : ET flou, OU flou et l'opérateur Min-Max définis respectivement par :

$$\mu(x) = \lambda \text{Min} [\mu_A(x), \mu_B(x)] + \frac{1 - \lambda}{2} [\mu_A(x) + \mu_B(x)]$$

$$\mu(x) = \lambda \text{Max} [\mu_A(x), \mu_B(x)] + \frac{1 - \lambda}{2} [\mu_A(x) + \mu_B(x)]$$

$$\mu(x) = \lambda \text{Min} [\mu_A(x), \mu_B(x)] + (1 - \lambda) \text{Max} [\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

Où :  $\lambda$  est le facteur de pondération appartenant à l'intervalle [0,1].

## II. 6. Modèle de raisonnement floue

En logique classique, les raisonnements sont de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } p \text{ alors } q \\ \text{Si } p \text{ vrai alors } q \text{ vrai} \end{array} \right.$$

En logique floue, le raisonnement flou, également appelé raisonnement approximatif, se base sur des règles floues qui sont exprimées en langage naturel en utilisant les variables linguistiques dont nous avons donné la définition précédemment. Une règle floue aura cette forme :

*Si  $x \in A$  et  $y \in B$  alors  $z \in C$  avec  $A$ ,  $B$  et  $C$  des ensembles flous.* [29][36]

## II. 7. Structure d'un système floue

Le schéma de principe d'un système flou est le suivant : [31][37]

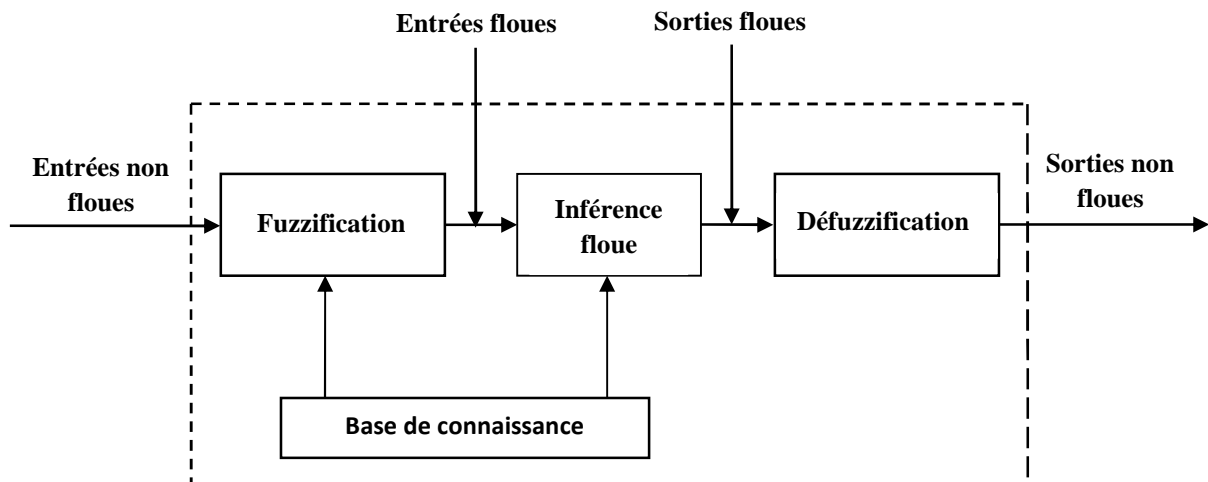


FIG II.14 Structure d'un système flou

### II.7.1. Fuzzification

Les données observées dans les applications de commande sont habituellement physiques (réelles, numériques). Cependant le traitement des données dans un contrôleur flou est basé sur les ensembles flous, ceci nécessite donc une procédure de fuzzification. [35]

La fuzzification est réalisée dans l'interface d'entrée du système flou. Elle consiste à définir les fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdales ... etc.) pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (valeurs numérique) en variables linguistiques (ensembles flous). [31][35]

### II.7.2. Inférence floue

Les inférences ou déductions floue lient la grandeur mesurée transformée en variable linguistique à la variable de sortie exprimée également comme variable floue. La détermination des ces inférences dépend du comportement statique et dynamique des systèmes à régler, de l'organe de commande et aussi des buts de réglage souhaités. [24][32]

Lors du traitement numérique des déductions floues on fait appel à l'une des méthodes d'inférence suivantes :

- Méthode d'inférence Max - Min de MAMDANI ;
- Méthode d'inférence Max - Prod de LARSEN ;
- Méthode d'inférence Somme - Prod de ZADAH.

Dans le but d'éclairer le principe de chaque méthode, on propose un tableau récapitulatif basé sur la règle suivante : [35]

**Si**     condition     **Alors**     conclusion

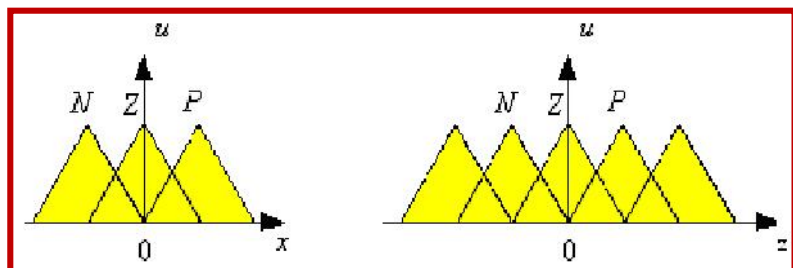
Méthodes	Au niveau de la condition	Au niveau de la conclusion	Entre deux règles
<b>Méthode Max - Min</b>	<b>ET</b> : est réalisé par la formation du Min <b>OU</b> : est réalisé par la formation du Max	<b>Alors</b> : est réalisé par la formation du Min	<b>OU</b> : est réalisé par la formation du Max
<b>Méthode Max - Prod</b>	<b>ET</b> : est réalisé par la formation du Min. <b>OU</b> : est réalisé par la formation du Max.	<b>Alors</b> : est réalisé par le produit	<b>OU</b> : est réalisé par la formation du Max
<b>Méthode Somme - Prod</b>	<b>ET</b> : est réalisé par le produit. <b>OU</b> : est réalisé par la somme.	<b>Alors</b> : est réalisé par le produit	<b>OU</b> : est réalisé par la somme.

**TAB II.2** Synthèse des différentes méthodes d'inférences

### Exemple d'un mécanisme d'inférence Max-Min de MAMDANI

On en associe trois ensembles flous pour les variables d'entrée (N, Z et P), et cinq ensembles flous pour la variable de sortie (GN, N, Z, P, GP), (fonctions d'appartenance triangulaires, voir la figure 15 ) : [34]

**FIG II.15** Représentation des ensembles flous



Les règles d'inférence s'écrivent de trois manières différentes :

- **La forme linguistique:** *Si (x est positif) et (y est zéro) alors (z est positive)*

- **La forme symbolique** : est une simplification de la forme linguistique; aux cinq ensembles flous de la variable de sortie correspondent cinq déductions floues :

o Règle 1 : Si  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ . Alors  $(z \text{ est } PG)$ .

o Règle 2 : Si  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ . Alors  $(z \text{ est } Z)$ .

o Règle 3 : Si  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$  ou  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors  $(z \text{ est } P)$ .

o Règle 4 : Si  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors  $(z \text{ est } N)$ .

o Règle 5 : Si  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors  $(z \text{ est } NG)$ .

- **La matrice d'inférence**: qui est une autre simplification de la forme linguistique en utilisant une représentation graphique. La forme symbolique écrite précédemment se traduit par:

x \ y	N	Z	P
N	<b>PG</b>	<b>P</b>	<b>Z</b>
Z	<b>P</b>	<b>Z</b>	<b>N</b>
P	<b>Z</b>	<b>N</b>	<b>NG</b>

Tab II.3 Matrice d'inférence.

**La méthode Max-Min** : Cette méthode consiste à réaliser l'opérateur ET par la fonction Min, l'opérateur OU par la fonction Max et la conclusion ALORS par la fonction Min.

Dans la règle 1, qui possède une seule prémisse, l'ensemble PG de la variable  $z$  de sortie est égale au minimum des deux degrés d'appartenance de  $x$  et  $y$ .

La règle 2 possède 2 prémisses liées par l'opérateur OU, pour chaque prémisse, on réalise la même opération que la règle 1 (c'est-à-dire le minimum). L'ensemble P de la variable  $z$  de sortie est donné par le maximum des deux surfaces obtenues (Figure 16).

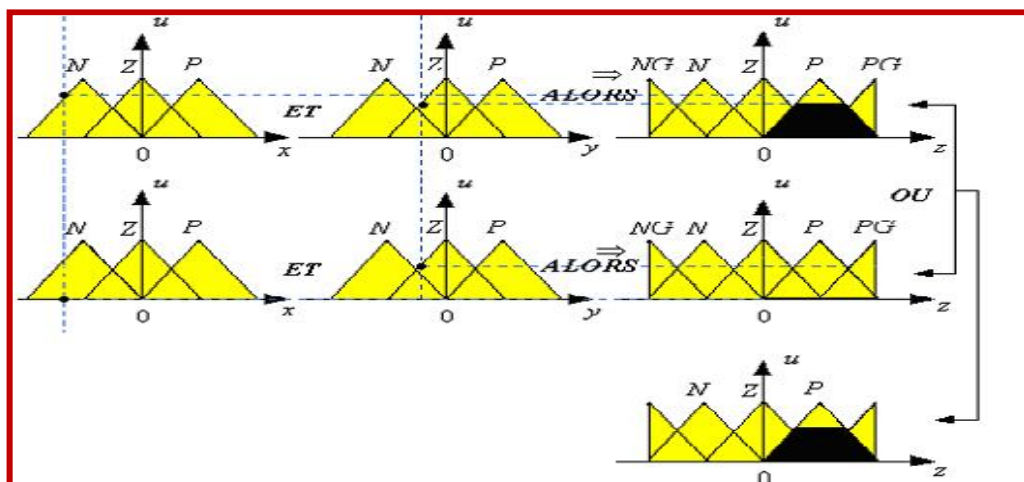


FIG II.16 Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2.

### II.7.3. Base de connaissances

#### a . Base de données

Afin de caractériser les règles du contrôle flou et la manipulation des données floues dans un contrôleur, les concepts associés à la base de données sont nécessaires. La détermination de ces derniers est basée sur l'expérience et le jugement de l'ingénieur. [30][35]

Réussir la construction d'une base de données revient à déterminer des phases importantes telles que :

- Discrétisation d'un univers de discours ;
- Normalisation d'un univers de discours ;
- Choix des fonctions d'appartenances d'un ensemble flou ;
- Partition des espaces d'entrée et de sortie.

#### b . Base de règle floue

On a vu dans les paragraphes précédents qu'un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques ou règles. Une base de règles floue est une collection de règles floues de la forme "Si ... Alors" simples à implémenter.

On peut distinguer deux classes de règles de contrôle flou couramment utilisées dans la modélisation des contrôleurs flous, une pour l'évacuation de l'état et l'autre pour l'évacuation de l'objectif. [30][35]

### II.7.4. Défuzzification

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue. Car le système flou ne peut pas communiquer des valeurs floues qu'il peut seul exploiter. Il lui est donc nécessaire de fournir des valeurs précises, c'est le rôle de la défuzzification. [22][34]

On peut soit conserver le maximum, soit calculer la moyenne pondérée ou bien de déterminer le centre de gravité des valeurs obtenues. [22]

#### a . Méthodes de maximum et de la moyenne des maximums

Pour la méthode du maximum, le signal de commande  $U_r$  est à l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. ( Figure 17 )

$$U_r^* = \max. (\mu_{res}(U)) \quad (II.16)$$



Parfois on assiste à une indétermination lorsque plusieurs points maximisent la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}$ . [35]

La méthode de la moyenne des maximums lève cette ambiguïté, cette dernière génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de commande locales ayant des fonctions d'appartenance maximales selon la figure (18). Elle est rapide à calculer, elle présente néanmoins un inconvénient majeur en effet, la valeur de la sortie peut présenter des sauts très importants pour des variations d'entrées très faibles. [21][35]

$$\text{Le signal de commande est donné par : } \mathbf{U}_r^* = \sum_i^L \frac{U_i}{L} \quad (\text{II.17})$$

Où :  $U_i$  : est la valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{res}(U_r)$

$L$  : est le nombre totale des vecteurs prises par la fonction d'appartenance.

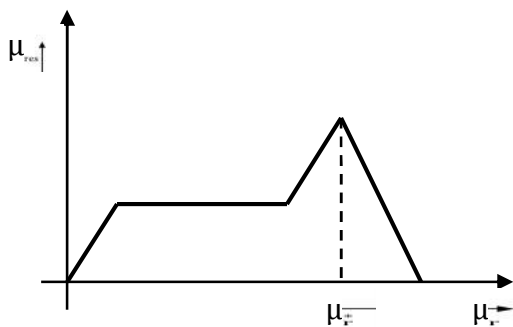


FIG II.17 Méthode des maximums

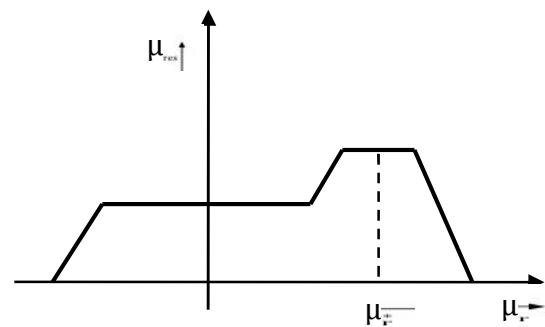
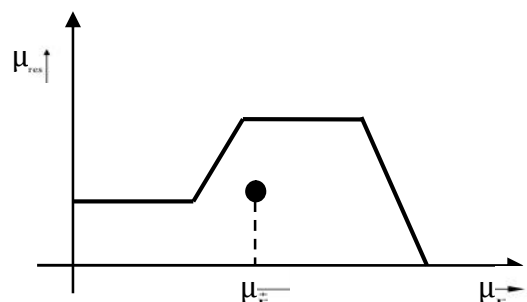


FIG II.18 Méthode de la moyenne maximale

### b . Méthode de centre de gravité

C'est la méthode la plus répandue, son principe repose sur le calcul du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(u_r)$

FIG II.19 Défuzzification  
par centre de gravité



L'abscisse  $U_r^*$  du points de gravité est donné comme suit :

$$U_r^* = \frac{\int U_r \mu_{res}(U_r) du_r}{\int \mu_{res}(U_r) du_r} \quad (\text{II.18})$$

d'où l'intégrale du dénominateur représente la surface et celle du numérateur représente le moment de la surface.

Souvent on utilise aussi, la version discrète de l'intégrale ce qui donne :

$$U_r^* = \frac{\sum_i^n U_i \mu_{res}(U_i)}{\sum_i^n \mu_{res}(U_i)} \quad (\text{II.19})$$

Il est à noter que cette méthode est la plus couteuse en temps du calcul qui est du généralement à la difficulté de calcul du centre de gravité. [35][37]

*NB: Il existe d'autre stratégies de défuzzification, qui ont donnée des résultats satisfaisants à savoir la méthode des hauteurs pondérées et la méthode des hauteurs pondérées modifiées. [36]*

## I. Conclusion

On conclusion, Les systèmes flous semblent être capables de générer des résultats assez semblables aux décisions issues du raisonnement humain, elle permet d'opérer sur des éléments dont les états ne sont pas binaires. Clairement, ils sont meilleurs que les systèmes linéaires.

La logique floue ouvre des possibilités remarquables de codification des connaissances des experts. Cependant, les applications utilisant la logique floue ne sont pas fondamentalement plus performantes. Elles sont tout simplement plus faciles à réaliser et à utiliser. L'utilisation faite par la logique floue d'expression du langage courant permet au système flou de rester compréhensible pour la personne non experte. C'est ainsi que des machines complexe peuvent devenir plus conviviale grâce à l'utilisation de la logique floue.

Ainsi, la logique floue permet de mettre en place des systèmes d'inférence dont les décisions sont sans discontinuités, flexibles et non linéaires, plus proche du comportement humain que ne l'est la logique classique.

En effet, la théorie présentée, donne les notions générales sur lesquelles repose la logique floue et montre la facilité de synthèse du contrôleur flou qui se prête bien à la régulation de la vitesse de la MAS. Le chapitre suivant sera développé dans ce sens.

# Chapitre III

## Application à la commande de la machine asynchrone

### III. 1. Introduction

L'emploi des techniques classiques de contrôle nécessite une modélisation du processus à commander. Celle-ci n'est pas toujours simple à réaliser, surtout lorsque il s'agit d'un système non linéaire pour lequel les contrôleurs classiques sont mal adaptés. Pour résoudre ce problème, de nouvelles stratégies de commande, basées sur l'expertise de l'opérateur, ont été élaborées. Parmi ces dernières, la commande (ou le régulateur) floue occupe une place privilégiée. Elle se caractérise par son aptitude à appréhender le problème de non linéarité.

Le régulateur flou fournit un algorithme qui peut convertir une stratégie de contrôle linguistique basée sur le savoir-faire de l'expert en une stratégie de contrôle automatique. L'expérience a montré que la commande par logique floue donne des résultats mieux que ceux obtenus par les algorithmes de contrôle classique.

Ce chapitre a pour but, d'implémenter la commande floue pour un moteur asynchrone après une représentation générale de la commande vectorielle. Nous développons l'algorithme flou de type MAMDANI pour la régulation de la vitesse de la MAS, pour un seul objectif est d'annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, diminuer le temps de réponse et le temps de montée afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation et d'avoir un système précis, rapide, stable et robuste.

### III. 2. Commande de la machine asynchrone

#### III.2.1. Principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone

Le principe de la commande vectorielle est d’avoir un fonctionnement similaire a celui d’un moteur à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d’excitation), et celle liée au couple (le courant d’induit). Ce découplage permet d’obtenir une réponse très rapide du couple. [12][13]

La figure III.1 illustre schématiquement ce principe.

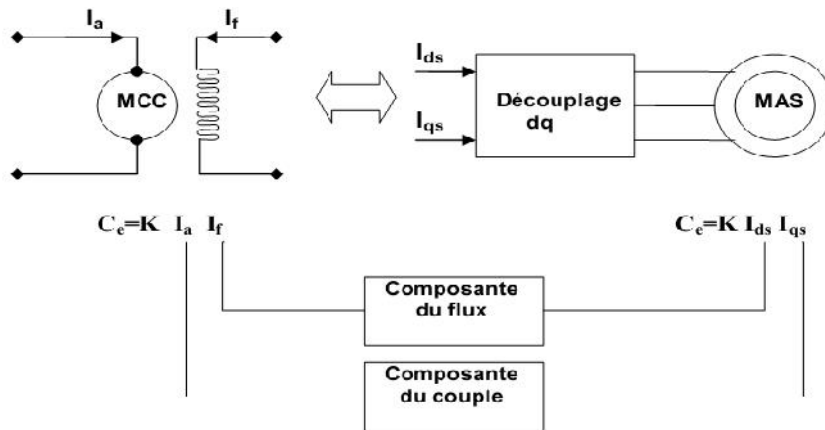


FIG III.1 Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

Plusieurs stratégies sont envisageables tels que :

- Orientation du flux statorique  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  et  $\Phi_{qs} = 0$
- Orientation du flux rotorique  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux d’entrefer  $\Phi_{de} = \Phi_e$  et  $\Phi_{qe} = 0$

Nous nous limiterons à exposer la commande à flux rotorique orienté dont le principe est d’annuler le flux  $\Phi_{qr}$ , elle repose sur :

1. Le maintien du flux  $\Phi_{dr}$  constant et aligné sur l’axe d du repère d - q par action sur le courant  $I_{ds}$ .
2. Le contrôle du couple électromagnétique par action sur le courant  $I_{qs}$ .

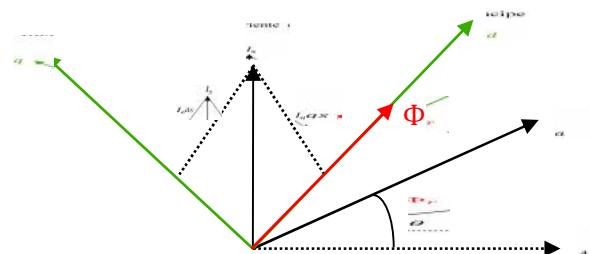


FIG III.2 Orientation du flux rotorique

Elle est la plus utilisée, elle élimine l’influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats.

Le couple d'après l'équation (I.24) se réduira à :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs}) \quad (III.1)$$

Les équations (I.13) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (III.2)$$

Les équations (I.12) et (I.13) donnent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s L_s I_{ds} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s M I_{dr} \\ 0 = M \frac{dI_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) M I_{qs} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + R_r I_{dr} - (\omega_s - \omega_m) L_r I_{qr} \\ 0 = M \frac{dI_{qs}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) M I_{ds} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + R_r I_{qr} + (\omega_s - \omega_m) L_r I_{dr} \end{array} \right. \quad (III.3)$$

$$\text{Avec : } \omega_s = \omega_m + \frac{M R_r}{L_r \Phi_{rd}} I_{qs} \quad (III.4)$$

Les équations des courants rotoriques (I.17.2) remplacés dans (III.3) donnent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ M I_{ds} = \Phi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

### III.2.2. Commande vectorielle indirecte

Le flux est régulé en boucle ouverte. Il n'est ni mesuré ni estimé. Les grandeurs (tensions ou courants) assurant l'orientation du flux et le découplage sont évaluées à partir des équations de la machine en régime transitoire. [10][12][13][14]

Le flux est contrôlé par l'ajout dans le calcul de la tension  $V_{ds}$  d'un terme de découplage visant à annuler l'action de l'axe q sur l'axe d.

On aboutit à un flux fixé par la relation :

$$V_{ds} = \frac{R_s}{M} \Phi_{dr.ref} - \hat{\omega}_s \sigma L_s \hat{I}_{qs} \quad (III.6)$$

« ^ » : indique que c'est une valeur estimée ;

$\Phi_{dr\_ref}$  : flux de référence fixé.

$\sigma$  est le coefficient de dispersion de la machine : 
$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \tag{III.7}$$

$\hat{\omega}_s$  est estimée par l'équation : 
$$\hat{\omega}_s = P \Omega + \frac{M R_r}{L_r \Phi_{dr\_ref}} \hat{I}_{qs} \tag{III.8}$$

Le courant  $\hat{I}_{qs}$  est estimé à partir des équations (III.4) et (III.5) en négligeant la constante de temps électrique liée à l'inductance de fuite de l'axe q :

$$\hat{I}_{qs} = \frac{V_{qs} - P \Omega \frac{L_s}{M} \Phi_{dr\_ref}}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} \tag{III.9}$$

Le maintien du flux  $\Phi_{dr}$  constant et en combinant les équations (III.4) et (III.5), on obtient :

$$V_{qs} = \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + P \Omega \frac{L_s}{M} \Phi_{dr} \tag{III.10}$$

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MAS liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure 3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.



FIG. III.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

### III.2.3. Modèle de commande de la machine asynchrone

On se propose de réaliser le contrôleur représenté par le schéma suivant :

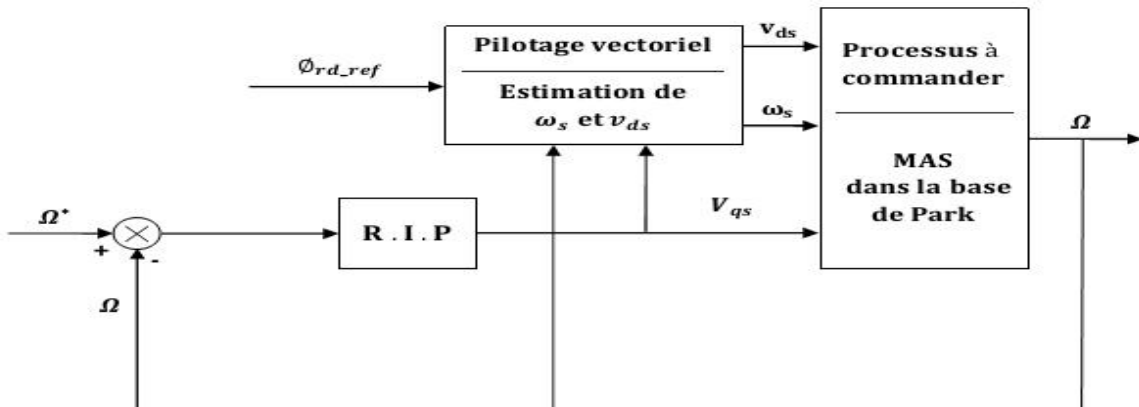


FIG. III.4 Organisation du système classique.

Le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte se compose d'un régulateur de vitesse de type PI qui nous permet de déterminer la tension de référence  $V_{qs}^*$  en plus du bloc de pilotage vectorielle utilisé pour l'estimation des grandeurs  $\omega_s^*$  et  $V_{qs}^*$  à partir de  $\Omega$  et  $V_{qs}$ .

### III. 3. Commande floue avec interface d'une commande par flux orienté

Pour l'application de la commande floue à la machine asynchrone, plusieurs choix d'interfaçage, avec d'autres commandes classiques se présentent.

Notre choix s'est porté sur la commande par flux orienté (commande vectorielle) associée aux algorithmes de Mamdani, plus utilisés que ceux de Sugeno.

#### III.3.1. Description d'un régulateur flou

A partir des différents concepts de la théorie des ensembles et de la logique floue, on peut définir les notions nécessaires pour la conception d'un contrôleur flou. [35]

Dans la commande, la totalité des contrôleurs flous développés utilisent la structure du régulateur proposé par MAMDANI, son schéma est présenté par la figure ci-dessous :

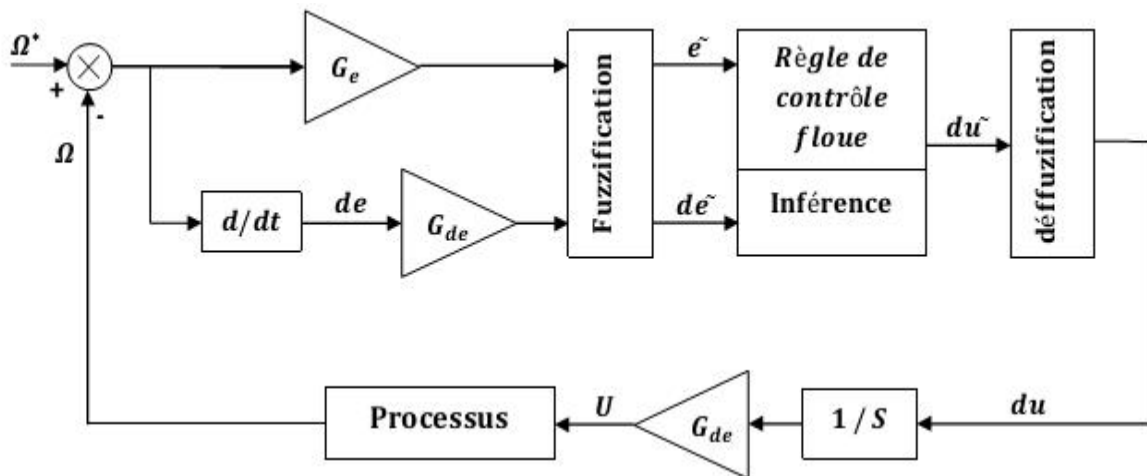


FIG III.5 Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps  $de$  ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande ;
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- Les règles de contrôle flou ;
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande ;
- Un bloc intégrateur.

Le régulateur par logique flou RLF prend sa place dans la chaîne de régulation de la même manière qu'un régulateur classique, on remarque qu'il possède deux entrées **e** et **de** calibrées par des gains et une sortie **du** amplifiée. Le calibrage autorise la variation des grandeurs mesurées dans leurs univers de discours respectifs, parfois on l'utilise pour donner plus d'importance à une entrée qu'à une autre. Concernant le gain de sortie, il permet à la commande de varier dans le domaine toléré par le système.

### III.3.2. Loi de commande

La loi de commande dépend des entrées du régulateur, donc de l'erreur et de sa variation, telle que  $U = f(e, de)$ . De ce fait, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées fournit la variation de la commande **du** nécessaire, ce qui permet l'ajustement de la commande. La variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne et faite au préalable.

La forme générale de la loi de commande version discrète est donnée par :

$$U(k + 1) = U(k) + G_{du} \Delta U(K + 1) \quad (\text{III.10})$$

Où :  $\Delta U$  : Variation de la commande

$G_{du}$  : Gain associé à la commande U

(choisi en général faible pour assurer la stabilité du système).

### III.3.3. Implémentation (Algorithme flou)

La détermination de la valeur réelle du signal de commande peut être obtenue en passant par les étapes suivantes :

1. Calcul de la présente erreur et de sa variation au cours du temps :

$$e = \text{Référence} - \text{sortie du processus}$$

$$de = \frac{d(e)}{dt}$$

2. Normalisation de l'erreur et de sa variation à l'aide des facteurs d'échelles ou gains correspondants :

$$e * = e . Ge$$

$$de * = de . Gde$$

3. La fuzzification des valeurs obtenues en variables floues.



4. lecture de niveau de quantification de la variation de la commande dans la table de décision.
5. Défuzzification du niveau obtenu en valeur numérique normalisée de la variation de la commande.
6. Calcul de la commande à appliquer à l'entrée du processus suivant un gain correspondant  $G_e, G_{de}, G_{du}$  : sont les gains d'adaptation et de normalisation.

Leurs rôles est important dans le réglage par logique floue, puisque c'est eux qui fixeront les performances de la commande.

### III.3.4. Développement pratique du RLF

Le pilotage vectoriel étant utilisé pour l'estimation des grandeurs  $\omega_s$  et  $V_{ds}$  à partir de  $\Omega$  et  $V_{qs}$ .

On se propose de réaliser le contrôleur représenté par le schéma suivant :

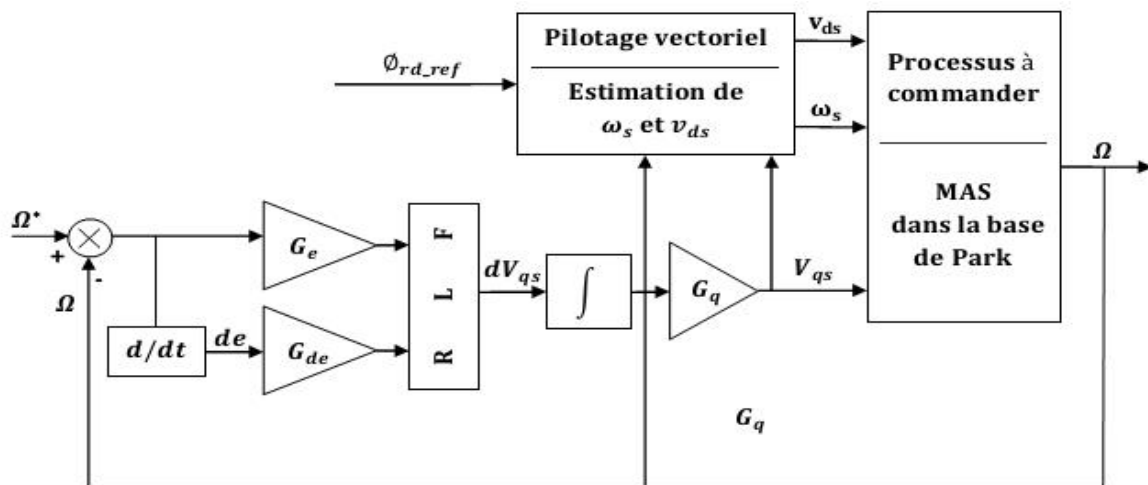


FIG III.6 Organisation du système

Le contrôleur prend sa place dans la chaîne de régulation de la même façon qu'un régulateur classique. Il possède deux entrées ( $e$  et  $de$ ) et une sortie ( $dV_{qs}$ ) où chacune des entrées est calibrée par un gain assurant que les grandeurs mesurées resteront dans l'univers de discours. Cela permet aussi de donner plus d'importance à une entrée qu'à une autre. Le calibrage est renforcé par une saturation pour éviter tout dépassement. La sortie est, à son tour aussi, calibrée pour lui permettre de varier dans le domaine accepté par le système.

**NB :** Les différents gains sont ajustés lors des simulations pour un meilleur résultat.

### III. 4. Application de l'algorithme flou de type MAMDANI à la régulation de vitesse de la MAS

A partir de ce que nous avons vu sur la logique floue nous pouvons dégager des multiples choix des paramètres du régulateur, les performances d'un régulateur dépendent fortement du choix de la méthode de fuzzification, de défuzzification, le choix des règles d'inférences, d'où la difficulté de la synthèse d'un régulateur par logique floue. [14]

Cependant nous soulignons les éléments à choisir avec soin lors de la synthèse d'un réglage par logique floue :

- La normalisation des variables d'entrée et de sortie du système.
- Le bon choix des fonctions d'appartenances.

#### III.4.1. Choix des entrées et sorties

Dans le cas de la régulation de vitesse de la machine asynchrone, on a besoin habituellement de l'erreur ( $e = \Omega_{ref} - \Omega$ ) et de la dérivée de l'erreur ( $de$ ) et parfois de l'intégral de l'erreur.

La sortie du régulateur peut être la variation du couple ( $dC_e$ ), soit la variation du courant ( $dI_{qs}$ ) ou alors la variation de la tension ( $dV_{qs}$ ). [12][24]

Dans le cas de notre régulateur, les entrées choisies sont  $e$  et  $de$ , la sortie est  $dV_{qs}$ .

#### III.4.2. Choix des Fonctions d'appartenance

Pour des raisons de simplifications durant la simulation on adopte comme fonctions d'appartenance, celles ayant la forme triangulaire distribuées d'une manière uniforme et équidistante avec des formes symétriques.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée à savoir l'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $de$  est subdivisé en trois classes (sous-ensembles). Concernant la variation de la commande  $du$ , elle est subdivisée en trois classes également. Chacune de ces classes lui est associée une fonction d'appartenance.

La répartition des fonctions d'appartenance dans leurs univers de discours respectifs est donnée par la figure (III.5) dans la page suivante.



Cette base de règles est organisée sous forme d'une table d'inférence diagonale symétrique, on peut la déduire par exemple suivant une analyse temporelle qui consiste à comparer la réponse du système à la consigne en fonction des objectifs fixés en boucle fermée. [35]

<b>de</b> \ <b>e</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
<b>N</b>	N	N	Z
<b>Z</b>	N	Z	P
<b>P</b>	Z	P	P

**TAB III.1** Table des règles de discision floue.

Les règles de la commande s'écrivent comme suite :

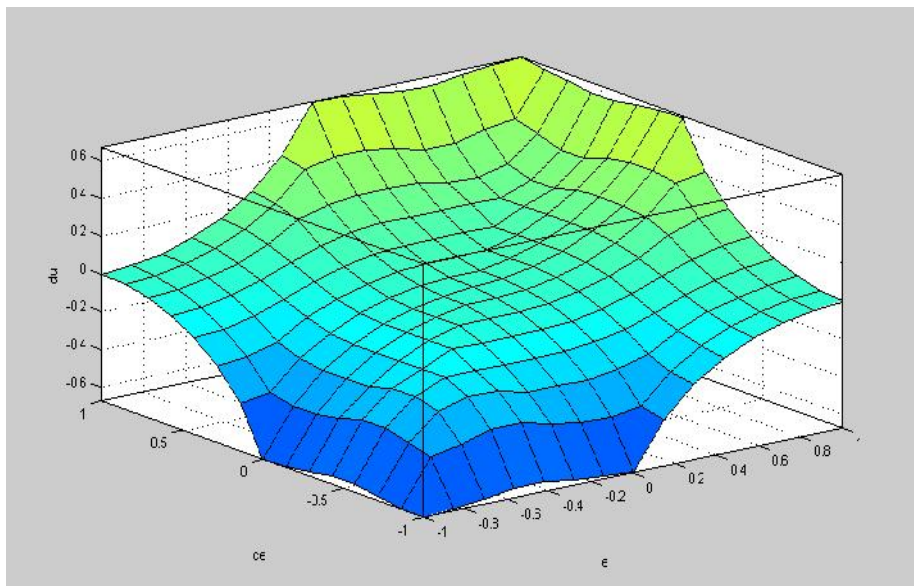
Si (*e* est N) ET (*de* est N) Alors *du* est N ;

Si (*e* est N) ET (*de* est Z) Alors *du* est N ;

.  
.
   
.

Si (*e* est P) ET (*de* est P) Alors *du* est P .

Les données du tableau précédent sont présentées par la figure suivante :



**FIG III.8** Surface de commande du régulateur

### III.4.5. Choix de la méthode de la défuzzification

On a vu que la défuzzification est la dernière étape du régulateur, elle réalise la conversion en valeur numérique de la valeur linguistique de **du** (variation de l'action).

Dans les paragraphes précédents, on a étudié les différents procédés assurant la défuzzification et notre choix s'est porté sur la méthode de défuzzification du centre de gravité pour sa simplicité et sa performance. [12][35]

## III. 5. Etude de la robustesse de la commande floue à la régulation de vitesse de la MAS

Lors du fonctionnement de la machine, plusieurs paramètres de cette dernière sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement. Ces variations peuvent atteindre 50% dans le cas des grandeurs électriques ( $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$ ) et jusqu'à 100% dans le cas de l'inertie  $J$ .

Il est donc nécessaire d'étudier l'influence de la variation des paramètres du modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse du contrôleur. Pour cela nous avons augmenté les résistances  $R_r$  et  $R_s$  de 50% et  $J$  de 100%.

## III. 6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la stratégie de commande avec la logique floue où nous nous sommes intéressés au régulateur de vitesse et à l'impact que pouvait avoir son remplacement par un régulateur flou on appliquant l'algorithme flou de type MAMDANI.

Il comporte deux parties :

La première, présente une technique de la commande vectorielle indirect de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux, où on a estimé la pulsation électrique  $\omega_s$ .

La deuxième partie est consacrée à la présentation des principes de base de la théorie de la logique floue, la structure et les étapes constituant des contrôleurs flous et les différents travaux rapportés dans la littérature en vue de leur optimisation.

Cette technique nous a permis de modéliser les systèmes qui ont des modèles mathématiques compliqués, ils exploitent des règles floues tirées d'une expertise humaine pour modéliser le comportement dynamique du système.

# Chapitre IV

## Simulations et analyses des performances

### IV. 1. Introduction

**L**e domaine le plus privilégié qui s'avère être le champ d'application le plus actif de la logique floue est la commande ou la régulation floue.

De plus en plus, le réglage par logique floue remplace les méthodes de régulation classique, elle apparaît utile lorsque les procédés à commander sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles.

Nous présentons dans ce chapitre les différents résultats de notre travail, à savoir :

- La modélisation de la machine asynchrone dans la base de Park ;
- La commande vectorielle à base des régulateurs classiques ;
- L'application de l'algorithme flou de type MAMDANI à l'asservissement de vitesse ;
- L'étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue de la machine asynchrone.

Dans le but d'évaluer les performances de réglage, des tests de robustesse vis-à-vis des entrées de consigne, de perturbation et des variations paramétriques ont été envisagés.

Les résultats sont obtenus après simulation sous l'environnement MATLAB / SIMULINK.

### IV. 2. Simulation de fonctionnement de la MAS dans la base de Park

### IV.2.1. Diagramme fonctionnel

Le bloc « MAS » correspond à la modélisation faite sur Annexe C ; où :  
« Source ~ 3 » est une source triphasée équilibrée de tension de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz, « Park direct » permet de calculer les composantes de Park du réseau de tension. « Park inverse » permet de reconstituer les courants absorbés par le moteur à partir de ses composantes de Park. « L'intégrateur » permet d'obtenir  $\theta_s$  à partir de l'intégrateur de  $\omega_s$ .

Bien sûr pour que le modèle « tourne », il faut pouvoir disposer des coefficients de la machine, ce qui suppose que l'on puisse faire des mesures pour les déterminer. Les valeurs numériques utilisées dans le bloc MAS, ont été mesurées sur un moteur de 1.5 kW. (Voir Annexe A)

### IV.2.2. Résultats de simulations

Les courbes sur la figure (1), détaillent séparément l'évolution de la vitesse, du couple, du courant statorique et du flux rotorique à vide.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire avec un temps de montée de 0.2s, à  $t = 0.3s$  (début du régime permanent), elle se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (156.7 rad/s) avec un glissement pratiquement nul.

L'oscillation de couple atteint une valeur maximale de l'ordre de 4.5 fois le couple nominale (monte jusqu'à plus de 45.27 N.m), Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique. Après disparition du régime transitoire au bout de 0.16s où il rejoint 26.9N.m, le couple diminue d'une façon presque linéaire et tend vers zéro (valeur minimale de 0.314N.m qui est due aux frottements) puisque l'on a annulé le couple résistant (valeur correspondante à la charge nulle).

En régime transitoire, l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant de l'ordre de 27.06 A, qui représente cinq fois le courant nominal de la machine. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

Les courants statoriques suivant les axes direct et quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse, néanmoins, on remarque de faible oscillation au niveau de ces derniers durant approximativement 0.15s.

L'évolution des flux rotorique  $\varphi_{qr}$  est presque identique à celle de couple électromagnétique ; enfin de régime transitoire, les flux selon les deux axes ( $d, q$ ) se stabilisent respectivement à -1.13 Wb et -0.046 Wb ;

Les courbes sur la figure (2), détaillent séparément l'évolution des caractéristiques de la MAS en charge de 10 N.m (perturbation) appliqué à partir de 0.75 pendant 1s.

Lorsque l'arbre de la machine est sollicité par un échelon de couple résistant  $C_r = 10 \text{ N.m}$ .

La vitesse diminue à sa valeur nominale (148 rad/s) pour assurer le glissement nominal. Le couple augmente jusqu'à avoir la valeur qui permet d'entraîner la charge. Le courant statorique augmente à sa valeur nominale ; le courant statorique suivant l'axe quadrature ( $I_{qs}$ ) diminue et se stabilise à -5.2A. Les flux rotoriques selon ( $d, q$ ) augmentent et se stabilisent respectivement à -1.05 Wb et 0.1 Wb.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique et du flux autour de la valeur de fonctionnement, cette ondulation est toujours à cause de la présence de l'alimentation qui à un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieure. Ceci du à l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.



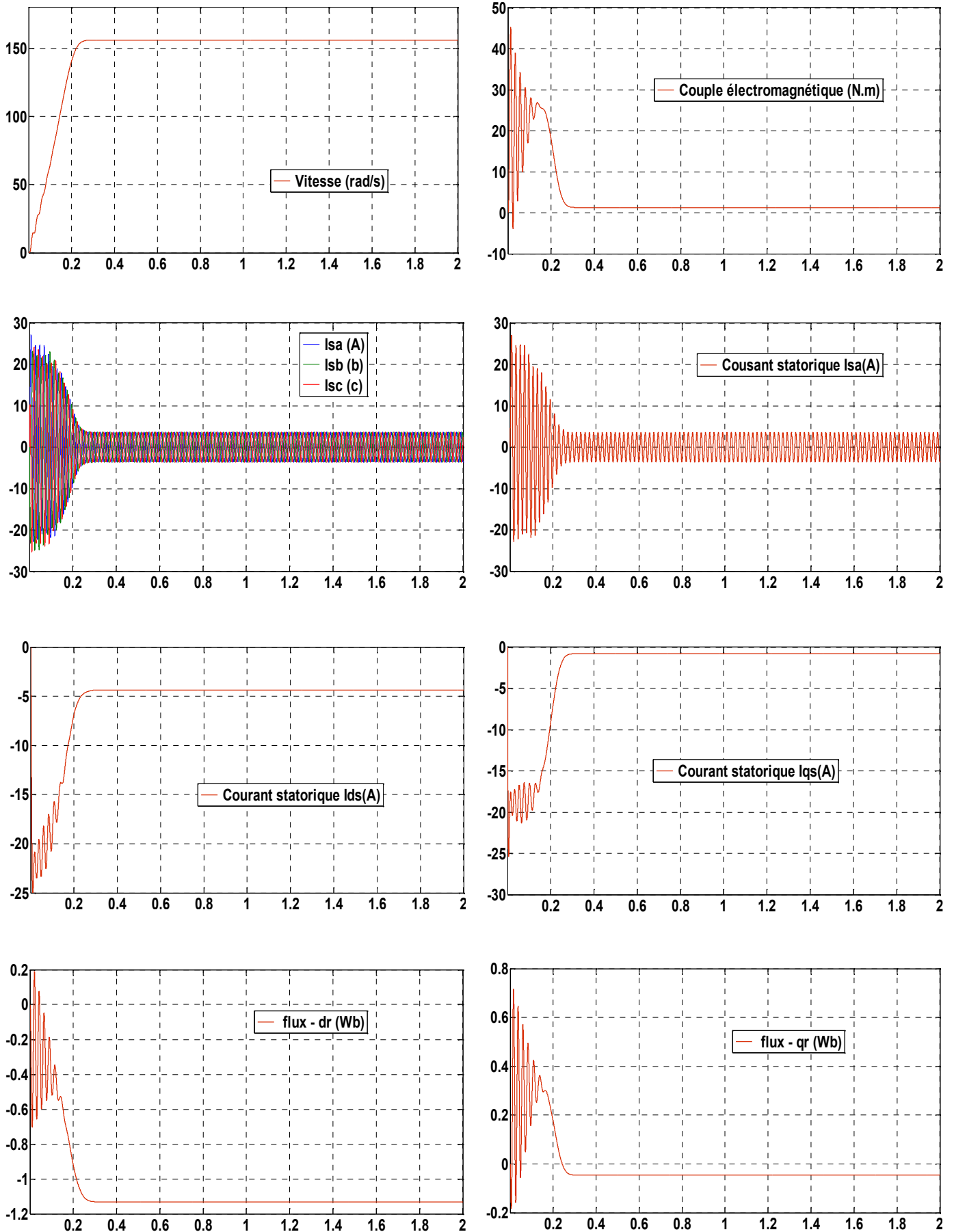
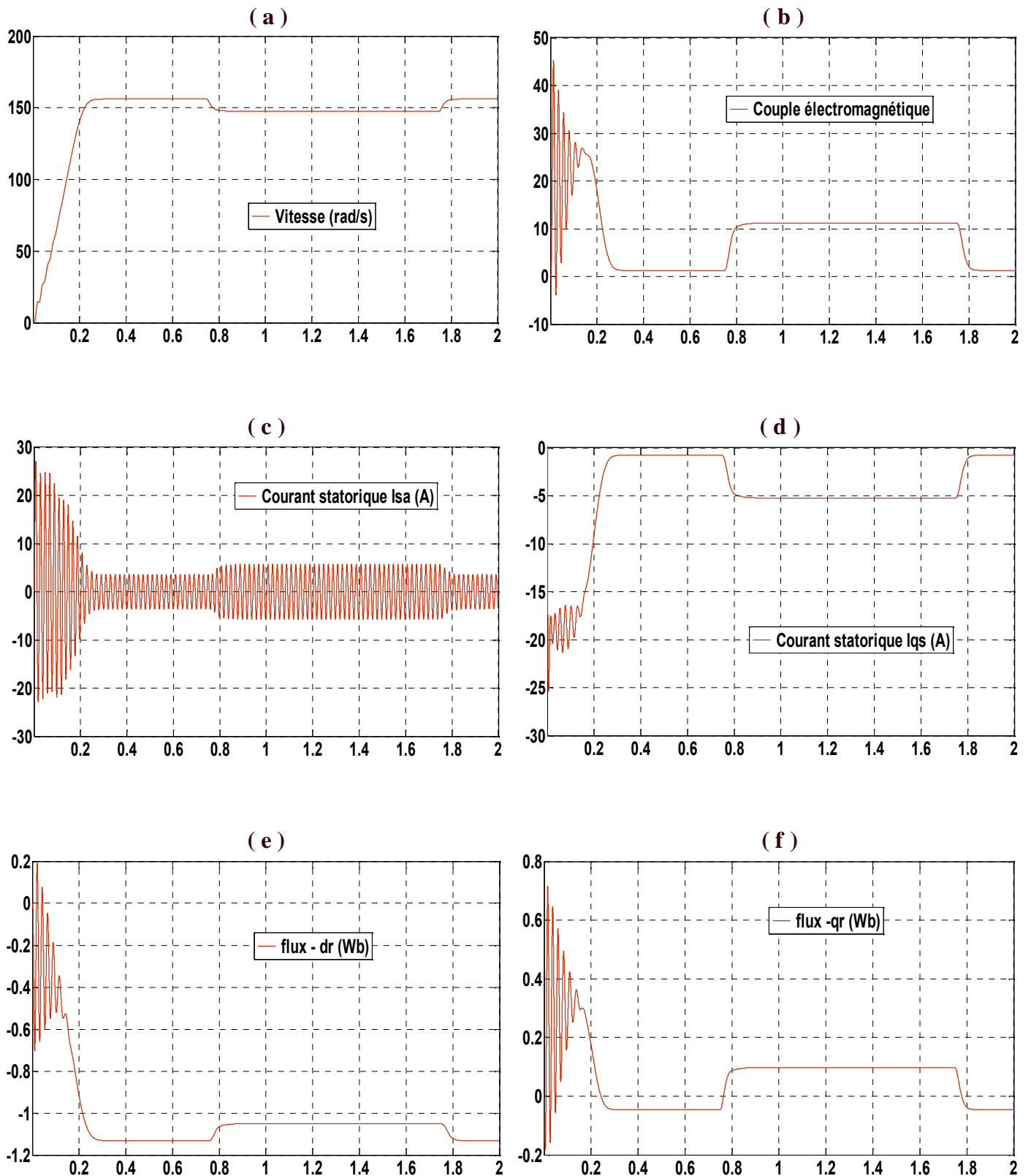


FIG IV.1 Evolution des caractéristiques de la MAS alimentée par une tension triphasée sans charge (à vide).



**FIG IV.2** Evolution des caractéristiques de la MAS

Alimentée par une tension triphasée suivie de l'application de charge  $C_r = 10 \text{ N.m}$  après 0.75s du démarrage pendant 1s.

### VI. 3. Simulation de la commande vectorielle de la MAS

#### IV.4.1. Diagramme fonctionnel

Les performances de la commande de la MAS proposées avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, ont été testées par simulation numérique, en utilisant le programme SIMULINK de MATLAB.

Le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte se compose d'un régulateur de vitesse de type PI qui nous permet de déterminer la tension de référence  $V_{qs}^*$  en plus du bloc de pilotage vectorielle utilisé pour l'estimation des grandeurs  $\omega_s^*$  et  $V_{qs}^*$  à partir de  $\Omega$  et  $V_{qs}$ .

#### IV.4.2. Résultats de simulations

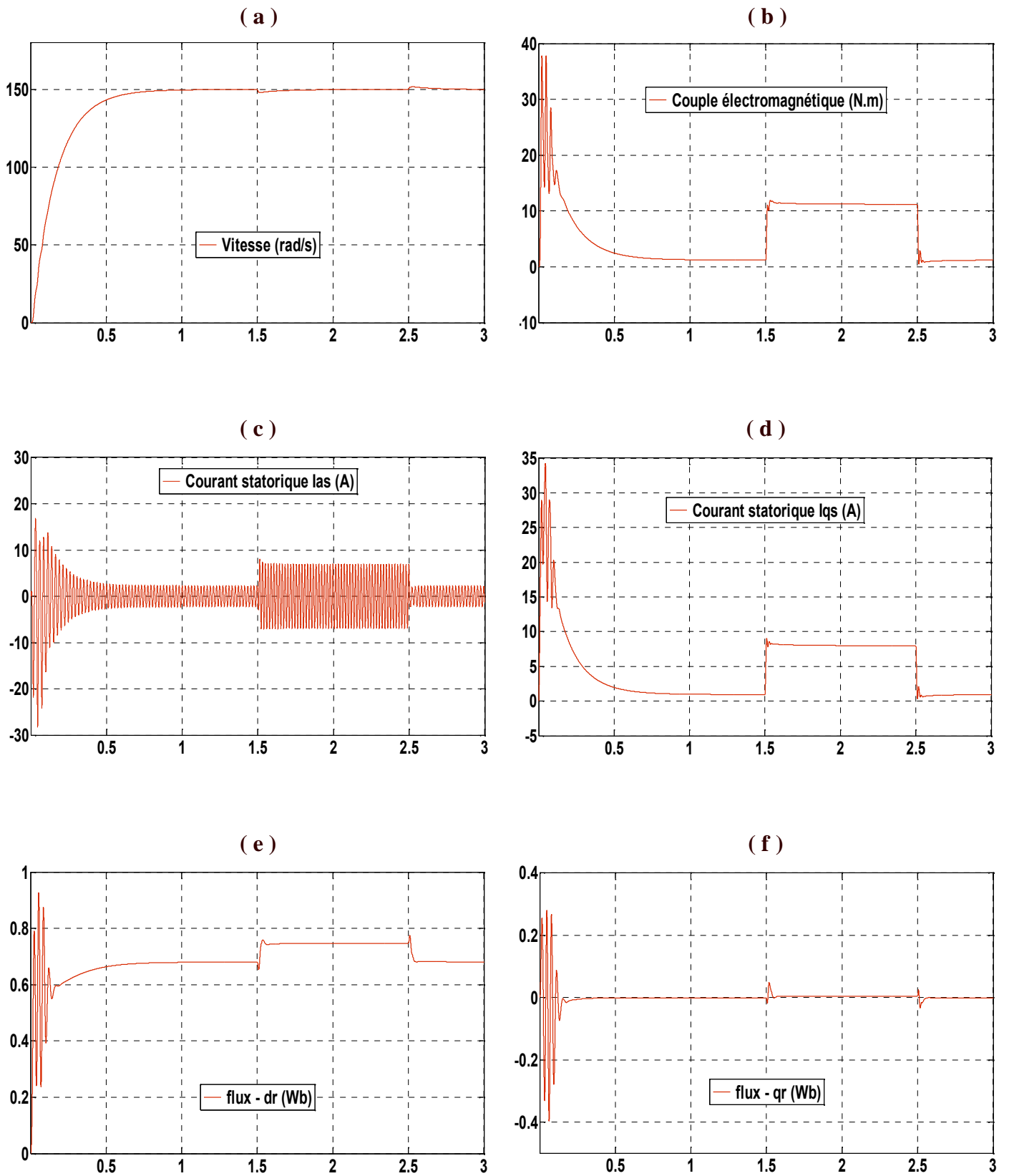
A partir du schéma fonctionnel sur Annexe C, nous avons effectué quelques tests. Les graphes (IV.a), (IV.b), (IV.c), (IV.d), (IV.e), (IV.f), représentent la réponse de la machine à l'application d'un couple résistant de valeur nominale de 10N.m à l'instant  $t = 1.5s$  au bout de 1s, en imposant la vitesse de référence de 150 rad/s.

Les résultats obtenus montrent que la machine répond à un échelon de vitesse au bout de 0.5s, la réponse est effectuée sans dépassement. La chute de vitesse résultante de l'insertion du couple résistant est petite (1.33%) et se compense rapidement, ceci est dû à l'effet du régulateur IP et l'efficacité de la commande.

Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 37.7N.m à  $t = 0.02s$ , par suite, au début du régime permanent à  $t = 0.12s$ , il présente un dépassement de 3N.m, puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0) jusqu'à  $t = 1.5$  (application de la charge) où nous engendrons une augmentation aux niveaux du couple électromagnétique qui croît rapidement pour atteindre la consigne puis se stabilise pendant 1s

Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toute fois ils se stabilisent après un temps court de 0.6s pour atteindre sa valeur de référence durant le régime permanent.

Les courants statoriques observent un courant d'appel d'environ 3 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature est l'image du couple, ils ont la même forme de variation.



**FIG IV.3** Evolution des caractéristiques de la MAS  
à une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation  $C_r = 10 \text{ N.m}$   
après 1.5s du démarrage pendant 1s.

## VI. 4. Simulation de la commande par la logique floue de la MAS

### IV.4.1. Diagramme fonctionnel

Dans cette partie, nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone sur le même système, on changeons le régulateur PI par celui de la logique floue.

### IV.4.2. Résultats de simulations

Le régulateur a donné des résultats intéressants, les différents essais sur la machine ont montré les bonnes performances de ce régulateur.

La figure (IV.4) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS sur laquelle est appliquée une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation  $C_r = 10 \text{ N.m}$  après 1.5 s du démarrage pendant 1s.

Nous relevons une suite parfaite de la vitesse de référence, une insensibilité et rejet rapide de la perturbation (0.88%). Sur les autres grandeurs, on note que celui-ci force le couple électromagnétique de la machine à l'équilibre, mais souvent en engendrant des oscillations autour de la valeur du couple appliqué. Le courant statorique s'amplifie dès application de la perturbation. le flux  $\Phi_{dr}$  rotorique s'établit après un temps court de 1s pour atteindre sa valeur de référence.

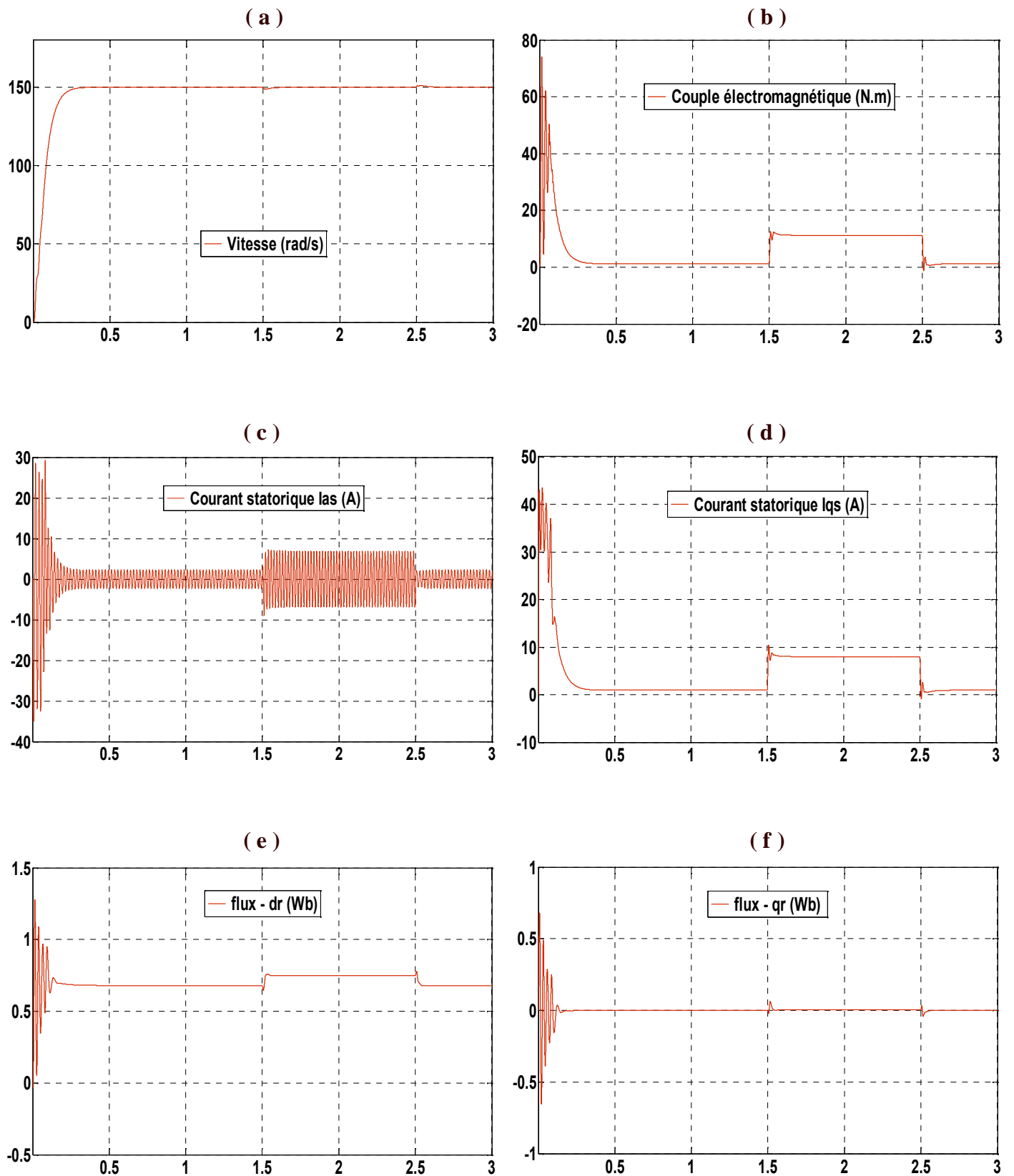
La figure (IV.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS sue laquelle est appliquée une inversion de la vitesse de rotation après 1s et une perturbation de  $10 \text{ N.m}$  à 2 s du démarrage.

La vitesse présente un bon suivi de la consigne, le courant  $I_{qs}$  ne présente pas de dépassement lors de cette inversion, les deux composantes du flux rotorique ne sont pas influencées.

La figure (IV.6) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS sur laquelle est appliquée une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation  $C_r = 10 \text{ N.m}$  après 1.5 s du démarrage pendant 1s.

Les résultats de cette figure sont très concluants du moment où ils ne diffèrent pas trop (excepté un temps de réponse un peu plus élevé et une diminution des oscillations du couple en régime permanent) de ceux déjà vus avec le même régulateur dans le cas où la machine n'était pas sollicitée au niveau de variation de ses paramètres.

A travers ces résultats nous relevons une suite parfaite de la vitesse de référence, une insensibilité et rejet rapide de la perturbation, un découplage des axes d-q qui n'est pas affecté par le régime appliqué à la machine. Donc on a vérifié que le régulateur flou représente bien son équivalent IP de la vitesse, ce que l'on peut avoir à travers les résultats obtenus dans les figures au dessous.



**FIG IV.4** Evolution des caractéristiques de la MAS à une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation  $C_r = 10 \text{ N.m}$  après  $1.5 \text{ s}$  du démarrage pendant  $1 \text{ s}$ .

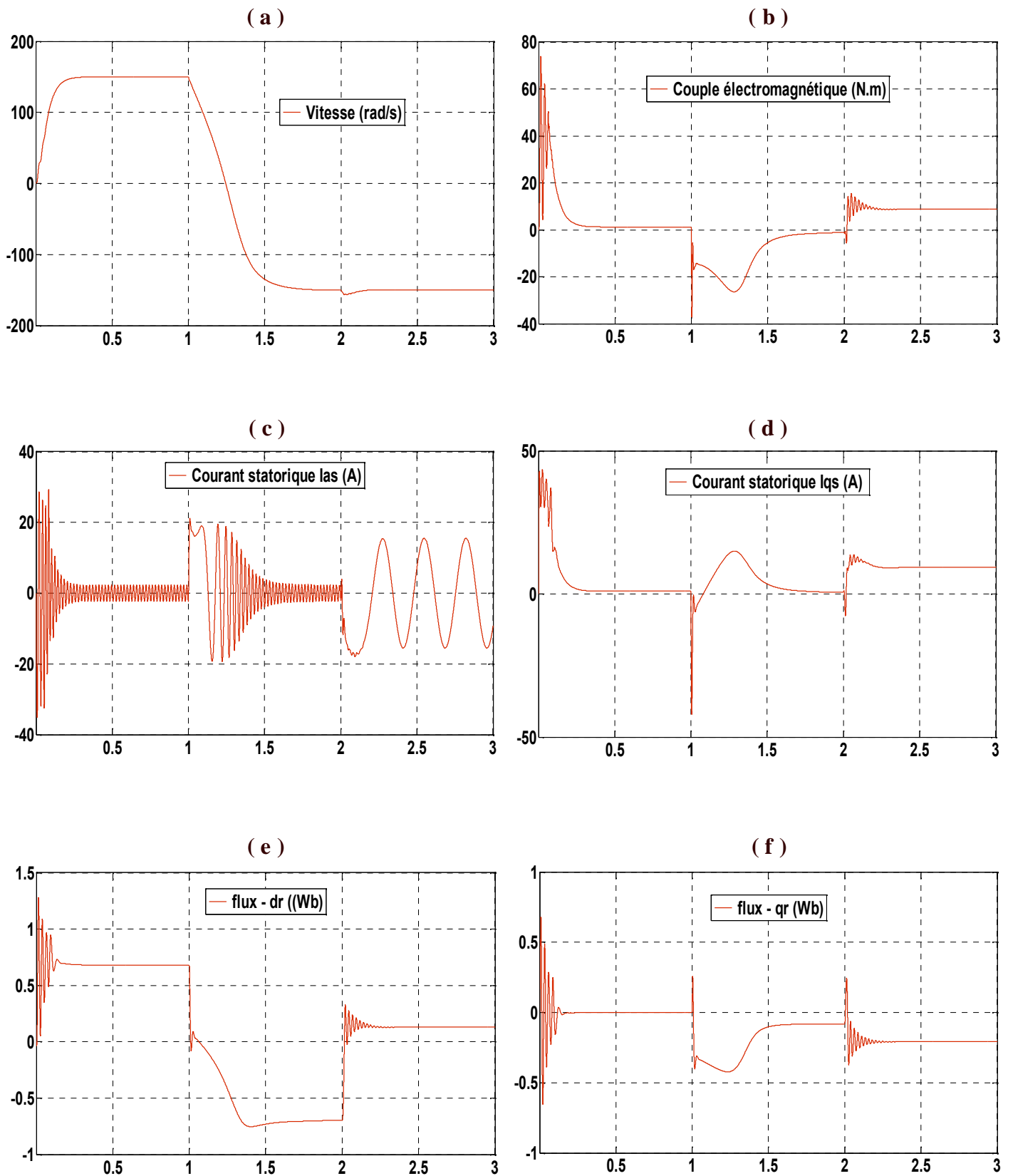
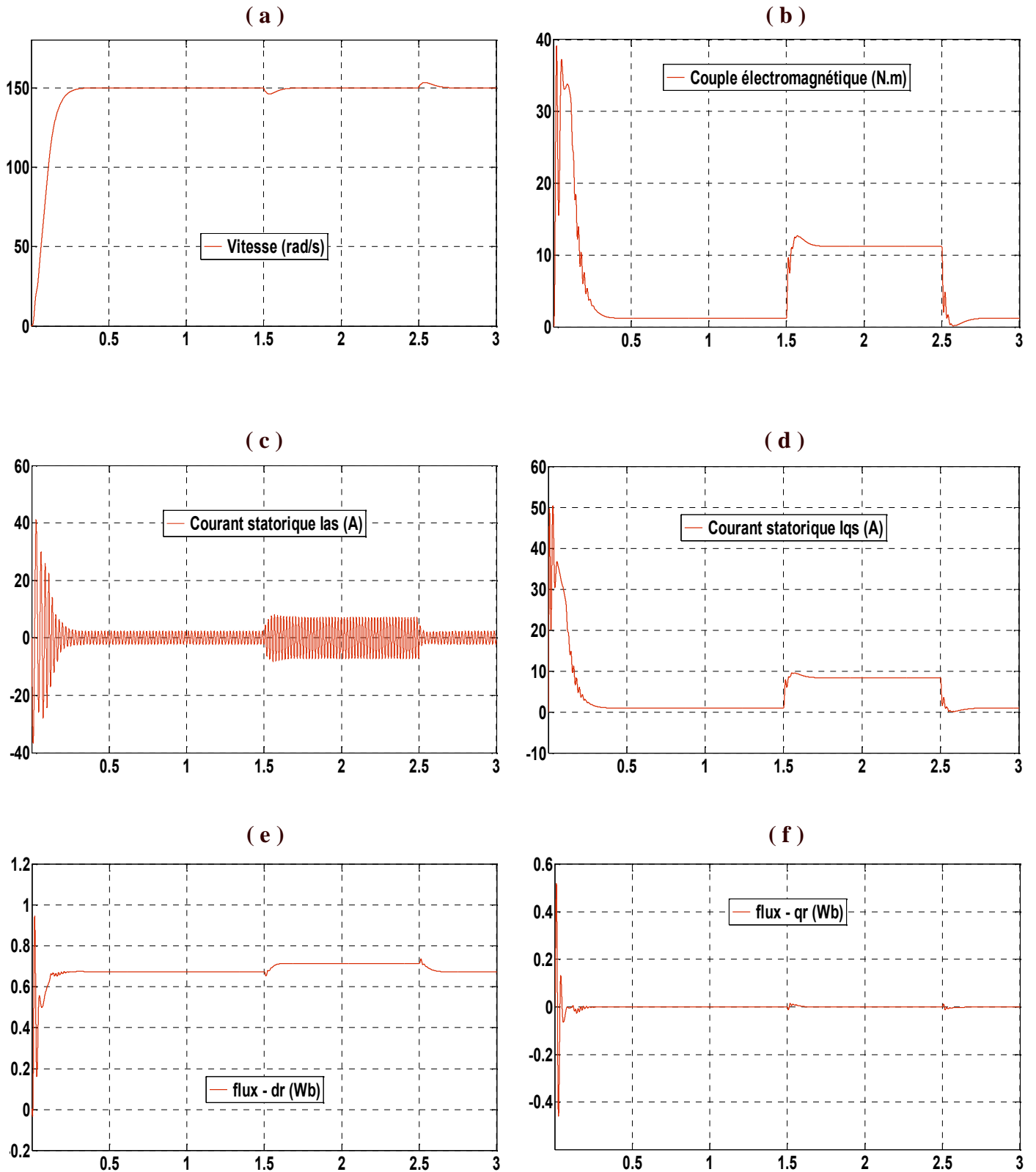


FIG IV.5 Evolution des caractéristiques de la MAS à une inversion de vitesse de rotation après 1 s et une perturbation de 10  $N.m$  à 2 s du démarrage.



**FIG IV.6** Evolution des caractéristiques de la MAS à une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation de  $10 \text{ N.m}$  après  $1.5 \text{ s}$  du démarrage pendant  $1 \text{ s}$  avec variation de  $+50\%$  pour  $R_s$  et  $R_r$  et de  $+100\%$  pour  $J$ .



## IV.5. Comparaison entre la commande par régulateurs PI et par logique floue

### IV.5.1. Diagramme fonctionnel

Pour comparer les deux types de commande, nous avons simulé les deux commandes sous les mêmes conditions.

### IV.5.2. Résultats de simulations

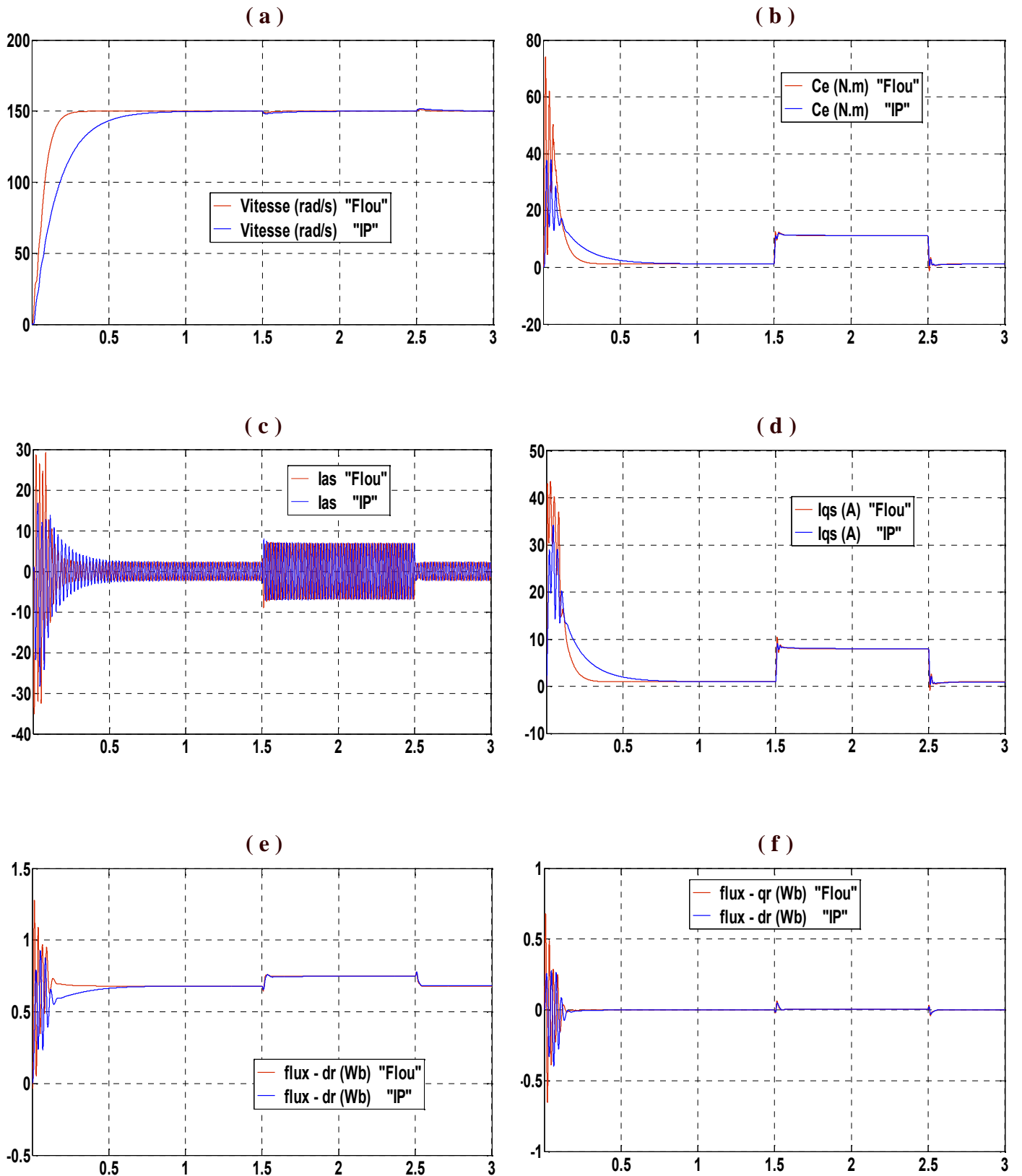
La figure (IV.7) montre la différence entre la commande par régulateur PI et par régulateur de la logique floue à une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation de  $10 \text{ N.m}$  après  $1.5 \text{ s}$  du démarrage pendant  $1 \text{ s}$ .

En marron nous avons présenté les résultats de la commande par régulateurs Flou et en bleu par régulateur PI.

Après insertion du couple résistant, les régulateurs retrouvent leurs consignes; comme dans les précédentes figures, le régulateur flou est plus rapide par rapport à l'autre régulateur (IP). Cette différence est due au fait que le temps de réponse du régulateur PI est déterminé par sa conception, il arrive toujours à sa première montée à rattraper 95% de sa valeur de référence dans le temps de régulation, si ce temps est rapide par rapport à la machine, nous remarquons un dépassement.

Le régulateur flou, par contre, il trouve à chaque fois un temps de réponse différent, parce que, ce temps n'est pas déterminé dans sa conception, et le dépassement est toujours acceptable.

Donc, ces résultats montrent que les deux types de commande donnent de bonnes performances, on retrouve presque les mêmes à la seule différence au niveau du temps de réponse de la vitesse; le temps de réponse du régulateur PI est toujours le mêmes sous toutes les conditions, par contre, celui du régulateur flou dépend de la valeur de consigne, plus cette valeur est proche de la valeur initiale, plus la réponse est rapide.



**FIG IV.7** Comparaison des caractéristiques de la MAS simulée avec des régulateurs (PI et Flou) à une consigne de  $150 \text{ rad/s}$  et une perturbation de  $10 \text{ N.m}$  après 1.5s du démarrage pendant 1s.

## IV. 6. Avantages et les inconvénients de la commande par logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et inconvénients :

Les avantages procurés par celle-ci sont :

- La non nécessité d'une modélisation du processus à commander ;
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines (linguistique) ;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;
- L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs) ;
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuits intégrés (processeur, solutions matérielles).

Par contre, les inconvénients de ce type de régulation sont :

- Le manque de méthodes systématiques précises pour la conception et la synthèse d'une commande par logique floue (choix des grandeurs à mesurer, détermination de fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile) ;
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) ;
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire ;
- La précision de réglage souvent peu élevée ;
- La cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- Manque de directives précises pour la détermination des paramètres du régulateur, le choix se fait généralement par tâtonnement (ou optimisé par des méthodes heuristiques).
- La possibilité d'apparence des contradictions au niveau des règles d'inférence.
- En l'absence d'un modèle valable, on ne peut pas montrer la stabilité du régulateur.

## IV. 7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats obtenus à partir des tests de simulation numérique des deux commandes et les résultats montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, et le régulateur flou évalue les performances de la commande vectorielle que nous avons modélisée.

Le processus de démarrage de la machine à travers ce chapitre, a été modélisé et simulé en boucle ouverte ce qui nous a permis de valider le modèle mathématique basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices. Le système simulé présente un comportement identique à celui de la MAS réel.

La stratégie de commande avec la logique floue appliquée à la MAS où les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité de la commande du système dont les performances exigées ont donné pleine satisfaction, à savoir :

- Un temps de montée appréciable ;
- Un dépassement négligeable ;
- Une bonne poursuite de la consigne ;
- Le rejet de la perturbation ;
- La rapidité d'inversion du sens de rotation ;

La commande floue permet d'améliorer grandement le comportement et l'efficacité de la commande vectorielle et ainsi obtenir un entraînement à vitesse variable de haute performance ce qui est justifié à travers les résultats obtenus par comparaison entre la commande vectorielle avec des régulateurs PI classique et par des régulateurs de la logique floue.

Le régulateur flou améliore la robustesse de la commande vectorielle, les simulations montrent que les erreurs convergent vers des valeurs statiques négligeables qui donnent de bons résultats de commande.

L'analyse des résultats de simulation, vérifie l'étude théorique des chapitres précédents.

# Conclusion générale

A travers notre étude nous nous sommes données comme but l'étude et la simulation de commande par logique floue sur une machine asynchrone fonctionnant avec les meilleures performances possibles.

Afin d'élaborer cette étude, nous avons présenté l'environnement matériel et le modèle mathématique de la machine en vue de sa commande.

On a vu que la transformation de PARK permet de réduire le système d'état de la machine. La technique d'orientation du flux a été présentée dans le but d'avoir un modèle simplifié, la stratégie de commande est développée pour  $\Phi_{qr} = 0$ . Cette approche a permis de réduire le modèle de la MAS à celui de la MCC.

Pour cela nous avons implémenté un régulateur classique de type " PI ", donnant des résultats satisfaisants du côté réglage de vitesse, ce qui nous conduit à conclure que le régulateur PI présente des performances appréciables.

Après avoir passé en revue les concepts généraux de la logique floue et le principe du contrôleur flou, nous avons présenté le développement pratique et la synthèse d'un régulateur flou utilisant le schéma simple de MAMDANI, permettant ainsi d'élaborer un algorithme flou pour la régulation de la vitesse de la machine.

Les résultats obtenus par les stratégies de régulation floue présentent des performances supérieures à celles obtenus avec les régulateurs classiques. Ils nous ont permis de constater :

- ❖ Le bon comportement de la régulation floue côté temps de réponse.
- ❖ L'annulation de l'erreur statique.

A partir de ce que nous avons vu nous pouvons dire que les résultats obtenus sont motivants et encourageants pour des implémentations pratiques. Les résultats de la simulation ont montré l'efficacité de cette commande. Cependant, il est à remarquer que les paramètres du RLF (fonctions d'appartenances, base de règles . . . ) sont élaborés par un expert.



## Références Bibliographiques

- [1] B. SCHNEIDER & A. BEURET , « *L'électricité au service des machines* » , Yverdon-les-Bains, Octobre 2006.
- [2] P. MAYE , « *Aide - mémoire Electrotechnique* » , Edition Dunod 2000.
- [3] G. CHATEIGNER , M. BOES , D. BOUIX , J. VAILLANT , D. VERKINDERE , « *Manuel de génie électrique* » , Edition Dunod, Paris 2006.
- [4] M. JEANRENAUD , « *Electrotechnique* » , Editions ANDRE DELCOURT, 1887
- [5] C. DIVOUX , « *Moteur asynchrone* » , Terminal STI, Edit 1999.
- [6] L. LASNE , « *Exercices et problèmes d'électrotechnique* » , Edition Dunod, Paris 2005.
- [7] S. CANAT & J.FAUCHER « *Simulation temporelle d'un démarrage d'une machine asynchrone à cage* » LEEI / ENSEEIHT / INP Toulouse, Cedex7.
- [8] L. BAGHLI « *Modélisation et commande de la MAS* » IUFM de Lorraine, Nancy 2005.
- [9] C. CONILH , « *Commande d'une machine asynchrone dédiée à la traction des chariots de manutention électrique* » , Thèse de doctorat, INP de TOULOUSE, 2007.
- [10] H. AMIMEUR « *Contribution à la Commande d'une MASDE par Mode de Glissement* » Thèse de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2008.
- [11] D. AIT KAID « *Commande d'une MAS sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires* » Thèse de Magister, Université M. MAMMERI, 2011.
- [12] A. BIROUCHE & N. OUDDAK « *application des algorithmes génétiques à la commande floue d'une machine asynchrone* » PFD, Université A. M de Bejaia , 2001.
- [13] D. SAIGH & L. SAIGH « *Identification d'une machine asynchrone* » Projet de fin d'études, Université A.MIRA de Bejaia, 1997.
- [14] F. SLAMANI & Z. KASMI « *Commande par logique floue d'un Actionneur Asynchrone* » , Projet de fin d'études, Université A.MIRA de Bejaia, 2000.
- [15] R. ACHOURI & M. HIDOUCHE « *Commande vectorielle de la Machine Asynchrone* » *Asynchrone* » , Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, juin 2007.
- [16] [http : // www.energieplus-lesite.be](http://www.energieplus-lesite.be) , Site internet.
- [17] L. GAGOGNE , « *Eléments de logique floue* » , Edition HERMES, Paris 1975.
- [18] B. BOUCHON-MEUNIER & C. MARSALA , « *logique floue, principe, aide à la décision* » , 11 rue Lavoisier 75008 Pris, 2003.
- [19] F. CHEVRIE & F.GUELY, « *la logique floue* » , Cahier technique, Gpe SCHNEIDER.



- [20] B. BOUCHON-MEUNIER , « *La logique floue* » , Presses Universitaire de France.
- [21] G. CABODEVILA, « *Commande et Identification Floue* » , Ecole nationale supérieure de mécanique et des microtechniques cedex – France.
- [22] G. BALMISSE , « *la logique floue* » , septembre 2002.
- [23] M. RIVOIRE & J. L. FERRIER , « *Cours d'automatique, commande par ordinateur, identification* » , Tome3, EYROLLES, Edit.1997.
- [24] H. BUHLER , « *Réglage par logique floue* » , Presses Polytechniques , Edit 1997.
- [25] Y. BENBOUAZZA, Y. AIT GOUGAM & R. IBITOUEN , « *régulation par logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension*» , COMAEL '98, Bejaia.
- [26] H. REZINE, K.BENMANSOUR & M. S BOUCHRIT , « *commande floue d'une MAS à aimant permanents* » , COMAEL '98, Bejaia 08-09 Dec 1998.
- [27] A. EL HAJAJI & A. RACHID , « *Ensembles flous et commande des systèmes* » , MOAD'92', Université de Bejaia 15-16-17 Dec 1992.
- [28] Y. EL-SHAYEB , « *Apport de la logique floue à l'évaluation de l'aléa* »  
Thèse de doctorat de l'INPL , NANCY , 9 Mars 1999.
- [29] B. HEIM , E. METAIS , « *La Logique Floue : le raisonnement humain au cœur du système décisionnel ?* » , Thèse de doctorat, C N A M , Paris, 2011.
- [30] O. GUENOUNOU , « *Optimisation des contrôleurs flous par Algorithmes Génétiques Hiérarchisés* » , Thèse de Magister en Automatique, Université A.M de Béjaia, 2003.
- [31] S. DJAABOUB , « *Logique floue et SMA : Aide à la décision floue dans les systèmes multi-agents* » , Thèse de Magister en informatique , Université de Constantine.
- [32] F. FODIL-PACHA , « *Technique de commande classique et floue appliquées à la MAS modélisée en courant et en tension* » , Thèse de Magister, Université A. M, 2000.
- [33] B. BARRIAL, D. GUIRAUD, G. HAZERA & A. JOUVIN , « *Etude de faisabilité : guidage en rentrée hypersonique par logique floue*» , Rapport de projet France, 2006.
- [34] R. BELHADEF & B. BOUTAYA , « *Commande vectorielle et par logique floue de la machine Asynchrone sans capteur* » , Projet de fin d'étude, E N P , 2008.
- [35] F. MANSOURI & N. BRAHITI , « *commande floue d'une machine synchrone à aimants permanents* » , Projet de fin d'étude, Université A - MIRA de Bejaia 2002.
- [36] Y. SHI & P. C. SEN , « *A New Defuzzification Methode for FUZZY Control of Power Converters* » , Industry Application Conference IEEE 2000.
- [37] J. JANTZEN « *Design of fuzzy controllers* » Publication interne: Technical University, Dept of Automation 1996.



# Annexe A ( Paramètres de la MAS )

## A. 1. Paramètres nominaux

Paramètres	Valeurs	Unités
Puissance nominale	$P_n = 1500$	$W$
Vitesse de synchronisme	$N = 1420$	$tr / min$
Couple de charge nominale	$C_r = 10$	$N.m$
Tension	$V = 20/380$	$V$
Intensité nominal	$I = 6.3$	$A$
Fréquence de synchronisme	$f_s = 50$	$Hz$
Rendement	$\eta = 0.78$	$\%$
Flux	$\Phi = 0.7$	$Wb$
Nombre de paire de pôle	$p = 2$	

## A. 2. Paramètres électriques

Résistance statorique	$R_s = 4.85$	$\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805$	$\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.274$	$H$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.274$	$H$
Inductance cyclique mutuelle	$M = 0.258$	$H$
Constante du temps rotorique.	$T_r = L_r / R_r$	
Coefficient du dispersion de Blondel	$\sigma = 1 - (M^2 / (L_s L_r))$	

## A. 3. Paramètres mécaniques

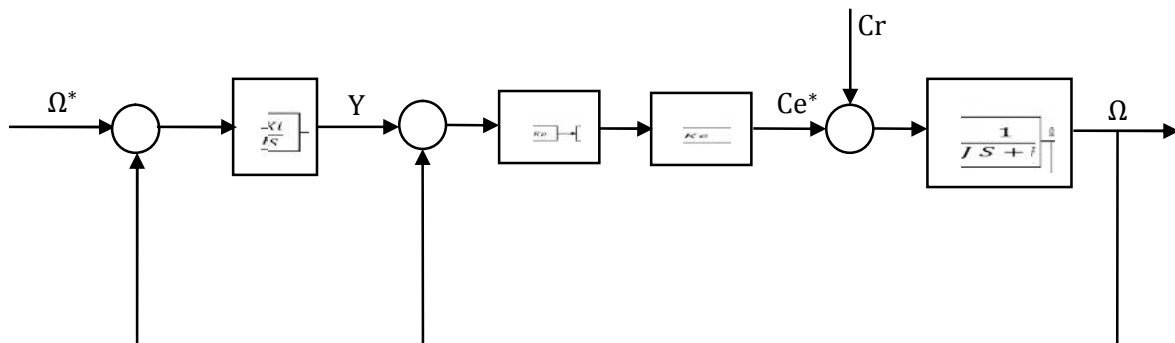
Moment d'inertie	$J = 0.031$	$Kg.m^2$
Coefficient des frottements	$F = 0.0081$	$N.m.s / rad$

## A. 4. Paramètres du contrôleur

$K_e = 1 / 150$	$K_p = 9.25$
$K_{de} = 1 / 15000$	$K_i = 6.25$
$K_a = 300000$	



## Annexe B ( Régulateur de vitesse )



**Schéma fonctionnel d'asservissement de vitesse**

On a :

$$\Omega = \frac{1}{Js+F} \left[ Ke.Kp. \left( \frac{Ki}{s} (\Omega^* - \Omega) - \Omega \right) \right] \quad \text{avec} \quad Ke = P. \frac{M}{Lr} . \Phi^*$$

Après un développement on trouve :

$$\Omega = \frac{Ke.Kp.Ki/J}{s^2 + \frac{Ke + Kp + F}{J} . s + \frac{Ke.Kp.Ki}{J}} . \Omega^* - \frac{S.Cr/J}{D}$$

Avec :  $D = s^2 + \frac{Ke.Kp.F}{J} . s + Ke.Kp.Ki/J$

Par identification à un système de second ordre, on trouve :

$$\frac{Ke.Kp+F}{J} = 2. \varepsilon. \omega_n \implies Kp = \frac{2.\varepsilon.\omega_n.J+F}{Ke} \dots\dots\dots (B-1)$$

et

$$\frac{Ke.Kp+F}{J} = \omega_N^2 \implies Ki = \frac{\omega_N^2.J}{Kp.Ke} \dots\dots\dots (B-2)$$

Avec :  $\omega_n$  : est la pulsation propre.  
 $\omega_N^2$  : est le facteur d'amortissement.

Pour  $\varepsilon = 0.7$  , on a :  $\omega_n = 16 \text{ rd}$ .

Connaissant  $\varepsilon$  et  $\omega_n$ , on peut déterminer les paramètres du régulateur suivant les relations (B-1) et (B-2) :

$$Kp = 9.25$$

$$Ki = 6.25$$



## Annexe C ( Modèles de la MAS )

### C.1. Les différentes équations constituent les modèles utilisés

- ❖ D'après la matrice  $P(\theta)$  on trouve les équations au-dessus qui peuvent être transformé en modèle " MAS "

$$V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos(\theta_s) V_a + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_b + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_c \right)$$

$$V_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\cos(\theta_s) V_a - \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_b - \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_c \right)$$

$$\begin{cases} I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos(\theta_s) I_d - \sin(\theta_s) I_q \right) \\ I_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) I_d - \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) I_q \right) \\ I_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) I_d - \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) I_q \right) \end{cases}$$

- ❖ D'après les équations I.8, I.12.2, I.14, I.20 ; Et après un long calcul et arrangement entre les équations ; on trouve les équations au-dessus qui peuvent être transformé en modèle " MAS "

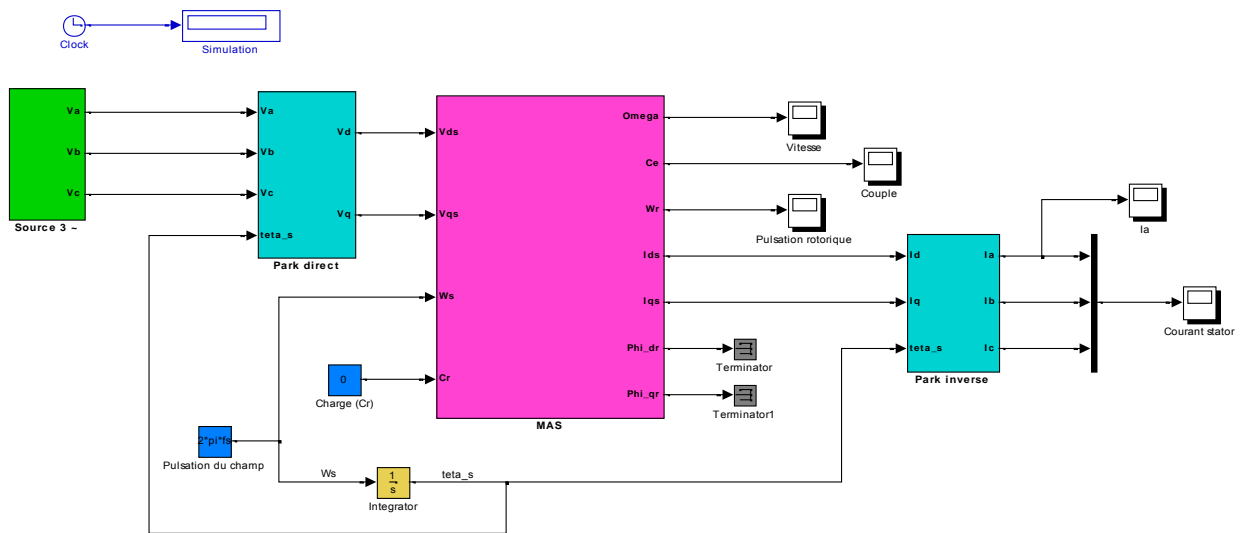
$$\left\{ \begin{array}{l} [i] = [L]^{-1} \{ [B][U] - [C][I] + \omega_{gl}[D][I] \} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{sr} I_{qs} \\ C_e = P M_{sr} [ I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr} ] \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad \text{avec : } \omega_r = P \Omega \\ \Omega = \frac{1}{J_S + F} (C_e - C_r) \end{array} \right.$$

- ❖ On remplaçant l'équation (III.9) dans (III.5) et (III.8) ; après arrangement on trouve les équations au-dessus qui peuvent être transformé en modèle " Pilotage Vectoriel "

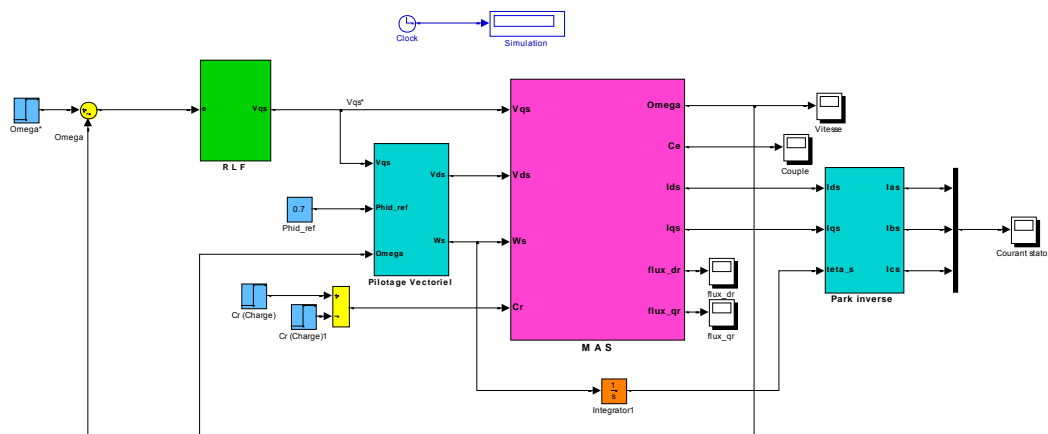
$$V_{ds} = \frac{R_s}{M_{sr}} \Phi_{dr\_ref} - \hat{\omega}_s \sigma L_s \left[ \frac{1}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} \left( V_{qs} - P \Omega \frac{L_s}{M_{sr}} \Phi_{dr\_ref} \right) \right]$$

$$\hat{\omega}_s = P \Omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr\_ref}} \left[ \frac{1}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} \left( V_{qs} - P \Omega \frac{L_s}{M_{sr}} \Phi_{dr\_ref} \right) \right]$$

## C. 2. Modèles de la MAS



Modèle du système\_Park



Modèle du système\_contrôle