# République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AHMED DRAIA ADRAR FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DES SCIENCES DE LA MATIERE



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

# **DE MASTER EN PHYSIQUE ENERGETIQUE**

# Thème

### Commande d'une machine asynchrone par la logique floue

Soutenu le :

Membres de jury :

Président :

Univ.d'ADRAR

KADDOURI Noureddine

Présenté par :

**RAHMANI** Mustapha

Encadré par : HARROUZ Abdelkader

Co-encadreur: BAKOU Youcef

Président : BENATI Lallah Ali

Examinateurs: DAHOU Brahim

Univ.d'ADRAR

Année Universitaire 2014/2015

## Dédicace

Je dédie Mon Travail avant tous A mes Chers Parents

Mon PERE quí ne cesse pas de M'encourager, et quí Ma toujours soutenu, Ma jolie MERE symbole de sacrifice et qui est tout pour moi et ma femme, pour Sa Tendresse profonde « Que Dieux me les protègent ».

À Mes chers Frères et Sœurs et ses famílles

A mes collègues de L'Université D'ADRAR

A tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire.

Kaddourí Noureddine

### Dédicace

Je dédie Mon Travail avant tous A mes Chers Parents

Mon PERE quí ne cesse pas de M'encourager, et quí Ma toujours soutenu, Ma jolie MERE symbole de sacrifice et qui est tout pour moi et ma femme, pour Sa Tendresse profonde « Que Dieux me les protègent ».

À Mes chers Frères et Sœurs et ses famílles

A mes collègues de L'Université D'ADRAR

A tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire.

Rahmaní Mustapha

#### REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mon remerciement et ma gratitude à mon encadreur : M r. HARROUZ Abdelkader

#### Mon remerciement aussi au département de

Science de la matière de l'université d'ADRAR et à tous les enseignants qui m'enseignés durant les années du cursus.

Mon remerciement est également aussi aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui m'aidée de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

# Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	31
Chapitre I	
I. Présentation de la machine asynchrone	03
I.1.Introduction	03
I.1.1. Le moteur asynchrone comprend deux parties principales	03
I.2. Description du moteur asynchrone à cage	03
I.3. Avantages du moteur asynchrone	04
I.4. Problèmes posés par le moteur asynchrone	04
I.5. Principe de fonctionnement	05
I.6. Mise en équation de la machine asynchrone	06
I.6.1. La vitesse de synchronisme.	06
I.6.2. Le glissement	06
I.6.3. Description	06
I.6.4. Hypothèses simplificatrices	06
I.6.5. Équations aux tensions	07
I.6.6. Transformation de Park	07
I.6.7. Choix du référentiel (d. q)	09
I.7. Calcul du couple électromagnétique	11
I.8. Equations mécaniques	12
I.9. Mise sous forme d'équations d'état	13
I.10. L'alimentation de la Machine par un onduleur	14
I.10.1. Réglage de la vitesse de rotation des moteurs asynchrones triphasés	14
I.10.2. Onduleur de courant	14
I.10.3. Onduleur de tension	15
I.11. Résulta de simulation	16
I.12. simulation de la machine asynchrone	16
I.13. Interprétation de résultat de la MAS	18
I.14. Conclusion	18
Chapitre II	
II.1. Introduction	20
II.2.Principe de la commande vectorielle	20
II.3.Orientation du flux rotorique	20
II.4.Commandes vectorielles directes	22
II.5.Commande vectorielle indirecte (IFOC)	23
II.5.1. Régulateur du courant iqs	25
II.5.2. Régulateur de la MAS par la commande vectorielle indirecte	25
II.5.3. Calcul du régulateur de vitesse	25
II.5.4. Résultat de simulation	26
II.6. Conclusion	28
Chapitre III	
III.1. Introduction	30
III.1.1. Commande de la MAS par un contrôleur flou	31
III.1.2. Quelques définitions	31
III.1.3. Opérations	32
III.2. Structure générale d'un contrôleur flou	32
III.2.1. Interface de fuzzification	33
III.2.2. Base de règles	33
III.2.3. Mécanisme d'inférence	
III.2.4. Interface de déffuzzification	36
III.3. Structures de base d'un contrôleur flou	36
III.4. Conception d'un contrôleur flou	38
III.5. Résultats de simulation	42
III.5.1. Choix des paramètres du contrôleur	42
III.5.2. Evaluation des performances	43
III.6. Conclusion	16
CONCLUSION GÉNÉRALE	48

# Notations

Liste des principaux symboles et variables:

Symbole	désignation
Ω	Vitesse mécanique de rotation
$\varphi_s, \phi_r$	Flux (stator, rotor)
Cem	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant
g	Glissement
a ; b ; c	Indices correspondants au trois phases du stator
A, B, C	Indices correspondants au trois phases du rotor
s, r	Indices des grandeurs statoriques et rotorique
$\alpha, \beta$	Axes du référentiel fixe par rapport au stator
d, q	Axes longitudinal et transversal du repère de PARK
Rs, Rr	Résistances d'enroulements statoriques et rotorique par phase
Ls	Inductance statoriques
Lr	Inductance rotorique
Lm	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion
J	Moment d'inertie de la partie tournante
S	Opérateur de LAPLACE
Р	Nombre de paires de pâles
$\varpi_{_{e}}, \varpi_{_{s}}, \varpi_{_{m}}$	Vitesse électrique, statoriques et mécanique
$\sigma_{_g}$	Vitesse de glissement
$\theta_e, \theta_s, \theta_m$	Angle électrique, statoriques et mécanique
ids, iqs	Courants statoriques dans un système d'axes (d, q)
Vds, Vqs	Tension statoriques dans un système d'axes (d, q)
ia, ib, ic	Courants statoriques
idr, iqr	Courants rotorique dans un système d'axes (d, q)
$\Omega^*$	Vitesse mécanique de référence
$\Phi^*$	Flux rotorique de référence
Cem*	Couple électromagnétique de référence
Кр	Paramètre de l'action proportionnelle
Ki	Paramètre de l'action intégrale

# Liste des figures

# CHAPITRE I

Figure.I.1 Constitution générale D'un moteur asynchrone àcage	.4
Figure.I.2. Démarrage avec onduleur MLI	5
Figure.I.3. Schéma des enroulements de la machine asynchrone.	6
Figure.I.4. Schéma des référentiels.	8
Figure.I.5. Schéma d'Expression du couple	11
Figure .I.6. Moteur asynchrone alimenté par un Onduleur de tension	.14
Figure .I.7. Onduleur de tension	.15
Figure .I.8. La tension d'entre Va (V)	16
Figure.I.9. L'allure de vitesse	17
Figure.I.10. Démarrage de la machine asynchrone	17

### **CHAPITRE II**

Figure.II.1. Schéma de principe d'orientation du flux rotorique	21
Figuer. II.2. schéma de principe de la commande vectorielle indirecte	24
Figure. II.3. Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte d'une MAS	25
Figure. II.4. Schéma bloc de régulation de la vitesse.	26
Figure. II.5. Réglage de vitesse de la MAS par commande vectorielle indirecte	27

# **CHAPITRE III**

Figure III .1.Format d'un ensemble flou normalisé	32
Figure III .2 .Union et intersection de deux sous ensemble flous	32
Figure III .3.Structure d'un système de contrôle flou	33
Figure III .4.Méthode d'inférence Max-Min	35
Figure.III .5.Méthode d'inférence Max-Prod.	35
Figure. III .6.Méthode d'inférence floue Somme-Produit	36
Figure. III .7.Schéma de principe d'un contrôleur flou type PI	37
Figure. III .8.Schéma de principe d'un contrôleur flou type PD	37
Figure. III .9. Schéma de principe d'un contrôleur flou type PID	37
Figure.III .10. Partition floue	39
Figure. III.11 . Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle	40
Figure. III.12 . Comportement dynamique de la réponse de vitesse	40
Figure. III.13.Les fonctions d'appartenance des deux entrées	42
Figure.III .14.Les fonctions d'appartenance de la sortie	42
figure. III .15.régulateur par la logique Floue sans onduleur	44
Figure. III .16. régulateur par la logique Floue avec onduleur.	44
Figure. III .17.comparaison entre la command vectoriel de la vitesse et la logique Floue avec onduleur	45

Chapitre III:

Tableau III.2.1 : Règles linguistiques de contrôle.42

Tableau III. 2 : Base de règles du régulateur flou. 43

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

Ces dernières années, le développement de l'électronique de puissance et les évolutions technologiques ont élargis le domaine d'application des machines à courant alternatif. La machine asynchrone (MAS) connue par sa robustesse, coût, fiabilité et efficacité fait l'objet de plusieurs recherches. Cependant, elle est traditionnellement utilisée dans des applications industrielles qui ne demandent pas de hautes performances, ceci est due à sa forte non linéarité et au couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. Par contre, la machine à courant continu à excitation séparée a un découplage naturel entre le flux et le couple ; ceux-ci peuvent être commandés indépendamment par le courant d'inducteur et le courant d'induit. C'est pour cette raison et grâce à sa simplicité de commande qu'elle était largement employée dans le domaine des applications à vitesse variable [08].

Il existe de nombreux principes de commande des machines asynchrones parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). Elle se distingue comme étant un outil puissant et efficace dotant une MAS de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celle obtenues avec une machine à courant continu. Cette méthode permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de couple [10]. À cause de sa simplicité et sa stabilité, Les entraînements électriques utilisent des correcteurs conventionnels Proportionnel - Intégral (PI) pour le réglage du courant et de la vitesse ou de la position. Dans une situation pratique, certaines caractéristiques physiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement ce qui entraîne des variations paramétriques sur le modèle du système [3]. En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas identifié exactement à cause de la non linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle ainsi le contrôleur PI classique ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées.

Dans le domaine de la commande de machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plu vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriel de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande adaptative, la commande par mode de glissement et la commande par la logique floue.

Consacré au développement d'une commande de la MAS basée sur le régulateur classique de vitesse qui se trouve au sein de la commande vectorielle qu'on remplacé par un régulateur flou. Nous avons défini la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues. Nous développerons une méthode de synthèse d'un régulateur flou et aborderons les étapes nécessaires à la réalisation de l'inférence floue. Dans cette partie, les différents résultats obtenus sont comparés et commentés.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres qui sont brièvement résumés Ci-dessous:

Dans le premier chapitre, Il nous a paru utile de donner un aperçu sur la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone, en présentant le modèle classique alimenté en tension.

Le deuxième chapitre est consacré à la préemption de la commande par flux orienté indirecte de la machine asynchrone, ainsi un contrôleur à structure PI a été introduit pour la régulation de la vitesse.

Les dernier Chapitre présente la méthodologie de la conception d'une régulation par la logique floue pour la commande en vitesse de la machine asynchrone.

Nous terminons par une conclusion générale de l'étude et par l'exposition de quelques perspectives de recherche.

# Chapitre I:

Modélisation de la machine asynchrone

### I. Présentation de la machine asynchrone

### I.1. Introduction

La machine asynchrone trouvant actuellement une très forte utilisation dans le domaine industrielle, ainsi que domestiquer, ils sont construits avec des puissances comprises entre une fraction de watt et plusieurs mégawatts.

Le but des constructeurs est la production d'une machine robuste, légère et moins cher, entraineront de plus en plus l'augmentation de la puissance unitaire. Ce type de machine a fait l'objet de différentes études concernant leur conception et leur commande, particulièrement à vitesse variable [1].

### I.1.1. Le moteur asynchrone comprend deux parties principales

### I.1.1.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'une carcasse, sur laquelle est fixée une couronne de tôles d'acier de qualité munies d'encoches, des bobinages de section appropriée sont répartis dans ces dernières et forment un ensemble d'enroulement qui comportent autant de circuit qu'il y a de phase sur le réseau d'alimentation[11].

### I.1.1.2. Le rotor

C'est la partie mobile de moteur. Il est place à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Parmi les types les plus utilises on distingue :

Le rotor bobine (rotor à bagues)

Le rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit)

- rotor à simple cage
- rotor à double cage

### I.2. Description du moteur asynchrone à cage

Un moteur asynchrone à cage se présente (Figure 1) sous la forme d'un carter (2) entourant le circuit magnétique, ferromagnétique qui accueille dans des encoche l'enroulement statorique polyphasé (génialement triphasé) bobine en fil de cuivre isolé (1), a l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présent comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique (3) qui accueille dans ses encoche les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court circuit à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques (5), (6) fixées au carter [05].



Figure .I.1. Constitution générale D'un moteur asynchrone à cage

Le moteur asynchrone utilisé est donc caractérisé :

- Par la présence d'un seul bobinage polyphasé alimenté par une source extérieure au stator.
- Par la présence d'un "bobinage" massif en court circuit au rotor.

### I.3. Avantages du moteur asynchrone

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié sa très bonne standardisation.

### I.4. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage ( $I_r$  par exemple) qu'a travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités. A la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$  en particulier, jusqu'à 50%).

### I.5. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur la production d'un champ tournant permanent N S et un disque de cuivre monté sur un axe XY et susceptible de tourner autour.



Figure .I.2. Démarrage avec onduleur MLI

Lorsque l'aimant entraîné par un artifice quelconque, le champ magnétique qui est produit tourne également et balaye le disque. Celui –ci est alors parcouru par des courants induits du à la rotation du champ magnétique fourni par l'aimant.

Ces courant réagissent sur le champ en donnant un couple moteur suffisant pour vaincre le couple résistant du aux frottements et provoquer la rotation du disque.

Le sens de la rotation indiqué par la loi de Lenz, tend à s'opposer la variation du champ magnétique qui a donné naissance aux courants. Le disque est donc entraîné dans le sens du champ tournant à une vitesse légèrement inférieur à celui-ci (glissement). Si le disque tournait à la même vitesse que le champ (vitesse de synchronisme), il n'y aurait plus de courant induit et le couple exercé serait nul, c'est parce que la vitesse du disque (au rotor) est inférieure à celle du champ tournant que ce type de moteur est dit (asynchrone) [10].

### I.6. Mise en équation de la machine asynchrone

### I.6.1. La vitesse de synchronisme

La vitesse de synchronisme s'écrit sur la forme suivant :  $n_s = \frac{f}{P} 60$ 

- n<sub>s</sub>: la vitesse de synchronisme en (tr/min)
- P : nombre de paire de pole.
- f : la fréquence en hertz.

### I.6.2. Le glissement

On appelle glissement la grandeur : 
$$g = \frac{(n_s - n)}{n_s}$$

### I.6.3. Description

La machine asynchrone représentée par le schéma de la figure (I-3) se compose:

• D'un circuit porté par le stator et comportant trois phases identiques décalées dans l'espace faisant entre elles un angle égale à  $2\pi/3$ . Ce circuit est relié à une source alternative d'alimentation triphasée.

• D'un circuit porté par le rotor, comportant trois phases identiques en court-circuit décalées également de  $2\pi/3$ . (a)



Figure. I.3. Schéma des enroulements de la machine asynchrone.

### I.6.4. Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, qui est employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre des stratégies de commande, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés;
- Seuls les enroulements sont parcourus par des courants, dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs. (L'effet pelliculaire est négligeable);
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale. On ne tiendra compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale.

### I.6.5. Équations aux tensions

Dans ces conditions, les tensions statoriques et rotoriques, représentées sur la figure (I-3) sont données par;

Au stator:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$
(I-1)

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} 0\\0\\0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_A\\I_B\\I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_A\\\Phi_B\\\Phi_C \end{bmatrix}$$
(I-2)

Les relations entre les flux et les courants sont les suivantes :

Au stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a} \\ \Phi_{b} \\ \Phi_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s} & M_{s} & M_{s} & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{s} & L_{s} & M_{s} & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_{s} & M_{s} & L_{s} & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \\ I_{A} \\ I_{B} \\ I_{c} \end{bmatrix}$$
(I-3)

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{A} \\ \Phi_{B} \\ \Phi_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & L_{r} & M_{r} & M_{r} \\ M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{r} & L_{r} & M_{r} \\ M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{r} & M_{r} & L_{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \\ I_{A} \\ I_{B} \\ I_{c} \end{bmatrix}$$
(I-4)

### I.6.6. Transformation de Park

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances.

\_

Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple.

La matrice de transformation est définie par :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(I-5)

L'angle  $\theta$  prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et la valeur ( $\theta_s$ - $\theta$ ) pour les grandeurs rotoriques. (Voir schéma de la figure (I-3)).



Figure . I.4. Schéma des référentiels.

On a alors :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$\left[G_{dq}\right]_{s} = \left[A(\theta_{s})\right] \cdot \left[G_{abc}\right]$$
(I-6)

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$\left[G_{dq}\right]_{r} = \left[A\left(\theta_{s} - \theta\right)\right] \cdot \left[G_{ABC}\right]$$
(I-7)

Avec :

G: grandeur physique (V, I,  $\Phi$ ).

En appliquant la transformation de Park aux équations (I-1) à (I-7), on obtient les équations suivantes:

- Equation des tensions :

- Equations des flux :

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds}$$

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}$$
(I-10)

### I.6.7. Choix du référentiel (d. q)

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

### I.6.7.1. Cas d'un référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par  $\omega_e = 0.11$  est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation. Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr}$$
(I-11)

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_s t + \delta)$$

$$V_{qs} = \sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_s t + \delta)$$
(I-12)

Avec:

 $\delta$  : Angle initial.

### I.6.7.2. Cas d'un référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par  $\omega_e = \omega_m$ . Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Dans ce repère, les équations de la machine s'écrivent :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$
(I-13)

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos(\omega_{sl} t + \delta)$$

$$V_{qs} = \sqrt{3/2} V_m \sin(\omega_{sl} t + \delta)$$
(I-14)

Avec :

 $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m$  : Fréquence de glissement

### I.6.7.3. Cas d'un référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par  $\omega_e = \omega_s$ . Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

C'est dans ce repère que nous allons travailler par la suite. Les équations de la machine s'écrivent dans ce cas sous la forme suivante [08]:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr}$$

$$V_{ds} = \sqrt{3/2} V_m \cos \delta$$

$$V_{qs} = -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta$$
(I-16)

Pour  $\delta = 0$ , les composantes continues  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont données par [08] :

$$V_{ds} = \sqrt{3} V_{eff}$$

$$V_{as} = 0$$
(I-17)

### I.7. Calcul du couple électromagnétique

Dans la machine asynchrone la vitesse dépend de la fréquence mais aussi du glissement g.



Figure. I.5. Schéma d'Expression du couple

Il existe plusieurs méthodes pour calculer le couple électromagnétique. Dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles. En utilisant le principe de conservation de l'énergie et en écrivant les bilans énergétiques au stator et au rotor, on obtient [07]:

### - Au stator :

$$dW_{fs} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = Pe(t)dt$$
(I-18)

Avec:

$$Pe(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}$$

$$D'ou' + \omega_{s} L_{m}[i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}]dt = R_{s}[i_{ds}^{2} + i_{qs}^{2}]dt + [L_{s}i_{ds}di_{ds} + L_{s}i_{qs}di_{qs} + L_{m}i_{qs}di_{qr} + L_{m}i_{qs}di_{qr}] + \omega_{s} L_{m}[i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}]dt$$

Avec :

 $dW_{fs}$ : Energie fournie au stator.

dW<sub>js</sub> : Pertes joules au stator.

dW<sub>ems</sub> : Energie emmagasinée au stator.

 $dW_{tr}$ : Energie transmise au rotor.

Pe(t) : Puissance instantanée fournie au stator.

### - Au rotor :

$$dW_{tr} = dW_{jr} + dW_{emr} + dW_{mv}$$
(I-19)

$$= \mathbf{R}_{r} [i_{dr}^{2} + i_{qr}^{2}] dt + [L_{r} i_{dr} di_{dr} + L_{r} i_{qr} di_{qr} + L_{m} i_{dr} di_{ds} + L_{m} i_{qr} di_{qs}] + (\omega_{s} - \omega_{m}) L_{m} [i_{qr} i_{ds} - i_{dr} i_{qs}] dt$$

$$dW_{mv} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = Pe(t)dt$$
(I-20)

Avec :

- $dW_{jr}$ : Pertes joules au rotor.
- dW<sub>emr</sub>: Energie emmagasinée au rotor.
- $dW_{mv}$ : Energie transmise au rotor.

Donc :

$$C_{em} = P L_m (\mathbf{I}_{dr} \mathbf{I}_{qs} - \mathbf{I}_{qr} \mathbf{I}_{ds})$$
(I-22)

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \mathbf{I}_{qs} - \Phi_{qr} \mathbf{I}_{ds})$$
(I-23)

p : nombre de paires de pôles.

### I.8. Equations mécaniques

En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{J}{p}\frac{d(\omega_m)}{dt} = C_{em} - C_r - C_f$$
(I-24)

Où :

- J : Moment d'inertie des parties tournantes.
- C<sub>r</sub> : Couple résistant.
- C<sub>f</sub> : Couple de frottement.

Le couple de frottement est donné par:

$$C_f = \frac{K_f}{P} \omega_m \tag{I-25}$$

Avec :

 $K_{f}$  : coefficient de frottement.

Ainsi, l'équation mécanique peut être formulée par [08] :

$$\frac{J}{p}\frac{d\omega_m}{dt} = p\frac{L_m}{L_r}(\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds}) - C_r - (K_f/p)\omega_m$$
(I-26)

### I.9. Mise sous forme d'équations d'état

Différentes possibilités sont offertes pour le choix des variables d'état électriques, nous allons choisir le vecteur d'état suivant :

$$\left[I_{ds'} I_{qs'} \Phi_{dr'} \Phi_{qr} \omega_{\rm m}\right]^{7}$$

Pour cela, exprimons  $I_{dr'}$ ,  $I_{qr'}$ ,  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  en fonction des variables d'état choisies, on a:

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds}$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs}$$

$$\Phi_{ds} = L_s \sigma I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s \sigma I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr}$$
(I-27)

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{I-28}$$

En remplaçant  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  en fonction de  $\Phi_{dr}$  et  $\Phi_{qr}$  dans le système (1-15), on aboutit aux équations suivantes:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[ L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \right]$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[ L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \right]$$
(I-29)

D' après (I-15), on a:

$$\frac{d}{dt}\Phi_{dr} = -R_r I_{dr} + (\omega_s - \omega_m)\Phi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt}\Phi_{qr} = -R_r I_{qr} - (\omega_s - \omega_m)\Phi_{dr}$$
(I-30)

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par :

$$\left[ \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\
\frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\
\frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \quad (I-31) \\
\frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \\
\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_m$$

### I.10. L'alimentation de la Machine par un onduleur

### I.10.1. Réglage de la vitesse de rotation des moteurs asynchrones triphasés

Les onduleurs les plus répandus sont les onduleurs MLI (à modulation de largeur d'impulsion) dont le mode permet de garder le rapport U1/f contant et d'obtenir des courant quasiment sinusoïdaux U1 étant la valeur efficace du fondamental.

### I.10.2. Onduleur de courant

### I.10.2.1. Principe

L'onduleur de courant à thyristor fonctionne en commutation forcée grâce aux circuits d'extinctions constituées de diodes et de condensateurs.





### I.10.2.2. Avantage et inconvénient

Ce type de convertisseur est réversible. Il permet donc le freinage avec récupération. L'inconvénient est que le courant est rectangulaire, ce qui donne des pertes supplémentaires dans le moteur qui doit être déclassé.

### I.10.3. Onduleur de tension

L'onduleur de tension constitue la répandue pour l'alimentation des moteurs asynchrones.

### I.10.3.1. Principe

L'onduleur est un convertisseur continuel alternatif permettent d'obtenir des tensions de fréquence réglable. Il constitue de transistor, particulièrement d'IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances. L'onduleur fonctionne en modulation de largeur impulsions (MLI) : la tension continue est découpée à une fréquence assez élever pour des forme des impulsions rectangulaire d'amplitude et une fréquence réglable. Les caractéristiques de la tension obtenue sont indépendantes de la charge : il s'agit d'une alimentation en tension. L'alimentation continue de l'onduleur est souvent obtenue à partir du réseau, en général triphasé, plus rarement monophasé. Un redresseur en pont suivi d'un filtre LC convient pour cet usage. Cependant, la source de tension continue réalisée ainsi n'est pas réversible et elle ne peut donc pas récupérer l'énergie en cas de freinage.

Une résistance de dissipation associée à un interrupteur électronique doit alors être ajoutée lors d'un freinage, le condensateur commence à recevoir l'énergie du moteur. Un circuit approprié détecte la tension a ses bornes, et des que celle si dépasse un seuil prédéfinit, il commande la mise en conduction de l'interrupteur T.

L'énergie renvoyée par le moteur est ensuit dissipée par l'effet joule dans la résistance R.



Figure .I.7. Onduleur de tension

### I.10.3.2. Avantage et inconvénients

Ce type de convertisseur est devenu aujourd'hui une solution très classique pour les variateurs de vitesse de faible ou de moyenne puissance, de moins d'un kilowatt à plus d'un mégawatt. Il à l'avantage d'être un produit bien standardisé et d'un coût très raisonnable.

L'inconvénient de ce convertisseur est de ne pas permettre la récupération d'énergie lors du freinage (à cause du redresseur a diode).

### I.10.3.3. Onduleur MLI (modulation de largeur d'impulsion)

La MLI sinusoïdale et très répandue dans l'industrie cette stratégie consiste a modulé (comparer) une fondamentale de forme sinusoïdale et de fréquence fm par une porteuse de fréquence très élevée par rapport à fp et de forme triangulaire ainsi les point d'intersection définissent les instants de commutation de' chaque interrupteur [08].

### I.11. Résulta de simulation

Les figures (I.8, I.9 et I.10) donnent les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse  $\Omega$ , du couple  $\Gamma_e$ , des courant  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  et du courant de phase  $i_a$  pour un démarrage à vide la comparaison des résultats obtenus de l'association MAS - onduleur avec ceux obtenus sans onduleur montre une ressemblance notable, de telle manière qu'en peut dire que les résultats sont sensiblement identiques.

La technique de la modulation choisie engendre une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoquerait une pulsation du couple autour de sa valeur.

# 

### I.12 simulation de la machine asynchrone

Figure .I.8. La tension d'entre Va (V)





### I.13. Interprétation de résultat de la MAS

Dans l'état de démarrage dû moteur, on a besoin de couple intense, donc un courant très grand, ainsi qu'un très grand flux rotorique.

Les valeurs du couple, du courant et de flux rotorique, varient qu'on applique la charge, entre les instant t=1,5 s et t=2,5 s.

### I.14. Conclusion

Le but général de ce chapitre est d'étudier la modélisation de la machine asynchrone à partir d'un modèle triphasé. Sous certaines hypothèses simplificatrices.

L'alimentation du stator est l'unique source d'énergie qui crée le champ tournant et le courant induit, il n'y a donc pas de découplage entre les deux axes magnétiques comme dans la machine à courant continu.

Les résultats présentés mettent en évidence la validation du modèle élaboré par simulation d'une machine alimentée en courant sinusoïdale.

Dans le chapitre suivant nous commençons par une étude détaillée de la commande classique qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

# Chapitre II:

Commande vectoríelle d'une Machíne asynchrone

### **II.1. Introduction**

Dans le but de commander la machine asynchrone, les chercheurs ont développés des transformations mathématiques pour extraire des courants de ligne des variables a fin de commander indépendamment le flux et le couple et avoir le découpage qui existe naturellement dans une machine à courant continu.

Ce type de contrôle est connu sous le nom de contrôle vectoriel. Bien avant il existait des méthodes très simples et limitées à certaines applications qui ont connus après un développement au fur et à mesures que le développement de l'électronique de puissance et du micro électronique.

### II.2. Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle (ou commande par flux orienté) est une technique apparaît de nos jours dans la littérature traitent les méthodes de contrôle des machines électrique à courant alternatif, dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire très importante de l'électromagnétique.

La force exercée sur un conducteur parcouru partir courant et placé dans un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Elle sera donc maximale quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ.

Le principe d'orientation du flux est apparu par les travaux de BLASCHKE au début des années 70. Il consiste à placer dans le repère (d q) tel que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux. A fin de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Le flux est donc contrôlé par le courant inducteur et le couple par le courant induit [1, 16]. Le but de cette commande est d'éliminer le couplage entre l'induit et l'inducteur et de ramener son fonctionnement comparable a celui d'une MCC en décomposant le courant statorique en deux composantes, dont l'une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple.

Plusieurs types d'orientation ont été utilisés dans la littérature, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer [07].

Ce principale de commande découlée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique ect.) supportant les perturbations de la charge.

### **II.3.** Orientation du flux rotorique

Dans la machine asynchrone, le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park.

Il s'agit d'imposer la pulsation de glissement comme suit:



Figure.II.1. Schéma de principe d'orientation du flux rotorique

### Nous obtenons:

 $\phi_{dr}=\phi_r, \phi_{qr}=0$  , et l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{P.L_m}{L_r} .\phi_{dr} . i_{qs}$$
(II.2)

Ainsi, le modèle devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}\right) i_{ds} - \omega_s & \sigma L_s i_{qs} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \sigma_s \sigma L_s I_{ds} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right) i_{qs} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \sigma_m \phi_r \end{cases}$$
(II.3)  
$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{ds} \\ \omega_s = \omega_m + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \cdot \phi_r} \\ = -L_r \end{cases}$$

Avec :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 

Après la transformation de Laplace, nous pouvons écrire:

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r}s} i_{ds} \quad \text{et} \quad C_{em} = \frac{L_m P}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.4})$$

D'après l'équation (II.3) et (II.4), nous constatons qu'il est possible d'agir sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statoriques  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  respectivement [07].

Trois méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir la:

- Méthode directe ;
- Méthode indirecte ;
- Méthode simplifiée (qui ne sera pas présentée dans ce travail).

### **II.4.** Commandes vectorielles directes

Pour déterminer la position et le module du flux l'idée principale est de mesurer le flux à l'aide des bobines ou d'un capteur à effet hall placé dans l'entrefer de la machine, ce qui affaibli le rendement du moteur et nécessite une construction spéciale de la machine.

Vu la complexité et les inconvénients liés à l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, nous faisant souvent appel à des modèles dynamiques qui nous permettent l'estimation à partir des grandeurs facilement mesurables telles que les courants, les tensions et la vitesse de rotation.

Nous utilisons le modèle de la machine du flux. La procédure est d'intégrer les équations suivant :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \left( L_m .. i_{ds} - \Phi_r \right) \quad \text{et} \quad \varpi_s = \varpi_m + \frac{L_m P}{L_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{II.5})$$

Le module du flux rotorique et le couple électromagnétique seront contrôlés par des régulateurs du type PI, alors que la pulsation de glissement est directement calculée par l'équation :

$$\varpi_g = \frac{L_m P}{L_r \phi_r} i_{qs} \tag{II.6}$$

En tenant compte de l'alimentation en tension de la MAS, les équations statoriques sont obtenues à partir de l'équation :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} - \sigma \cdot L_s \sigma_s i_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \sigma_s \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_r + \sigma \cdot L_s \sigma_s i_{ds}$$
(II.7)

Pour éviter le couplage entre les deux équations, on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage. Afin d'obtenir les tension de référence, les tensions de couplage sont rajoutée à la sortie des correcteurs de courant.

Les termes de couplage sont définis de sortie que les tensions restantes soient en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. D'où, les tensions à la sortie des régulateurs, les tensions de couplage ainsi que les tensions de référence :

$$V_{ds}^{r} = R_{s}i_{ds} + \sigma \cdot L_{s}\frac{di_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs}^{r} = R_{s}i_{qs} + \sigma \cdot L_{s}\frac{di_{qs}}{dt}$$
(II.8)
$$V_{ds}^{c} = -\sigma \cdot L_{s}\varpi_{s}i_{qs}$$

$$V_{qs}^{c} = \sigma_{s}\frac{L_{m}}{L_{r}} \cdot \phi_{r} + \sigma \cdot L_{s}\varpi_{s}i_{ds}$$

$$V_{qs}^{s} = V \frac{c}{ds} + V \frac{r}{ds}$$
(II.9)
$$V_{qs}^{s} = V \frac{c}{qs} + V \frac{r}{qs}$$

La pulsation  $\sigma_s^*$  est nécessaire pour la transformation de park. Elle est calculée par l'expression suivante [02] :

$$\boldsymbol{\varpi}_{s}^{*} = \boldsymbol{\varpi}_{m} + \frac{L_{m}P_{r}}{L_{r}\phi_{r}}\boldsymbol{i}_{qs} \tag{II.10}$$

### II.5. Commande vectorielle indirecte (IFOC)

Le principe de cette méthode de commande est de négliger l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique et considère uniquement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence Cette méthode présente l'avantage que l'emploi d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) n'est pas nécessaire Cependant l'utilisation d'un capteur de position du rotor est inévitable.

Cette méthode consiste à générer a l'aide d'un bloc IFOC (Indirect Field Oriented Control), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désires

Le schéma de principe de la loi de commande vectorielle indirecte est présenté dans la figure (II.2).



Figure. II.2. schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

Le bloc de contrôle IFOC (génère les trois grandeurs commande V<sub>ds</sub>, V<sub>qs</sub> et  $\omega_s$  en fonction des deux entrées de référence  $(i_{qs}^*, \phi_{dr}^*)$  qui assurent le découplage.

Dans cette commande l'angle  $\theta_s$  utilise dans les transformations de Park est calcule par

$$\theta_s = \int \left( w_m + \frac{i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*} \right) \cdot dt$$
 (II.11)

Avec

$$i_{ds}^* = \frac{\phi r}{L_m}$$
(II.12)

Ces grandeurs de commande générées par le IFOC sont utilisées pour contrôler les composants direct  $i_{ds}$  et quadratiques  $i_{qs}$  du courant statorique de façon a obtenir des courants identiques aux courants de référence, et par conséquent, le flux et le couple maintenus à leurs valeurs de référence.

Le calcul des régulateurs -est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

### II.5.1. Régulateur du courant iqs

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension  $v_{qs}^r$  nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. La fonction de transfert  $i_{qs} / v_{qs}^r$  est donnée par:

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs}^r} = \frac{1/\sigma Ls}{s + \rho_s}$$
(II.13)

### II.5.2. Régulateur de la MAS par la commande vectorielle indirecte

Le schéma de principe de la commande en vitesse et en position de la machine asynchrone par la méthode indirecte est présenté par la figure (II.2)



Figure.II.3. Schéma de Principe de la commande vectorielle indirecte d'une MAS

### II.5.3. Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, a fin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique donne:

$$\frac{\omega_m}{C_{em}} = \frac{P}{f_c + J.s} \tag{II.14}$$

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est donc réalisé comme indiqué par la figure (II.4)



Figure. II.4. Schéma bloc de régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{(K_{pw}.s + K_{iw})\frac{p}{J}}{\rho(s)}$$
(II.15)

L'équation caractéristique p(s) est:

$$\rho(s) = s^{2} + \frac{f_{c} + K_{pw}P}{J} \cdot s + \frac{K_{iw} \cdot P}{J} = 0$$
(II.16)

Par imposition de deux pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho \mp j\rho$  en boucle fermée et par identification, on obtient les paramètres du régulateur PI [10] :

$$K_{i} = \frac{2.J.\rho^{2}}{P}$$
 et  $K_{pw} = \frac{2.\rho.J - f_{c}}{P}$  (II.17)

### II.5.4. Résultat de simulation

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par un emplacement de pôle ( $\rho = 16$ ).

Pour la commande vectorielle indirecte de la vitesse. On évaluer les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide (vitesse consigne  $\omega_m^*=100 \text{ rad/s}$ ) suivi par une application et élimination d'une charge (C=10 N.m) aux instants t=1.5s et t=2.5s, respectivement. Puis une application d'un changement de consigne à l'instant t=4s. Figure (II.5).

Les résultats nous montrent clairement que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement et un bon rejet des perturbations. En plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu.



Figure. II.5. Réglage de vitesse de la MAS par commande vectorielle indirecte

### **II.6.** Conclusion

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone est la détermination de la position et le module du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement. Il est donc nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine.

On a fait deux méthodes d'orientation de flux rotorique (directe et indirecte) mais on a développé la méthode indirecte, qui a permis de maintenir parfaitement le découplage entre le couple et le flux, et rendre la machine asynchrone similaire à une machine à courant continu, rendant aussi la commande de vitesse facile.

L'utilisation du régulateur classique pour la commande en vitesse de la MAS n'a pas été très efficace vis-à-vis des perturbations. D'où l'intérêt de l'introduction de régulateurs plus performants tel que la commande par la logique flou qui sera l'objet du chapitre suivant.

# Chapitre III:

Commande de la MAS par des contrôleurs floue

### **III.1. Introduction**

En 1965 le professeur L.A. Zadeh a posé les lois théoriques de la logique floue, en 1973 il a proposé d'appliquer les principes de la logique floue dans la résolution des problèmes de réglage, par la suite et en 1974 E.H Mamdani a construit un premier contrôleur flou pour la commande d'une turbine à vapeur. En 1980 Sugeno a appliqué le réglage par logique floue à un four à ciment. Après ces travaux la commande floue a connu un grand essor essentiellement au Japon [9]. La logique floue est basée sur un raisonnement humain, réaliste. Avec toutes les imprécisions et incertitudes qu'elle manipule, elle s'adapte très bien à la régulation des processus aussi bien linéaires que non linéaires. La régulation floue est simple à mettre au point et permet de prendre en charge des systèmes complexes mais exige une connaissance du dispositif [08]. Dans ce qui suit nous allons présenter les notions de bases de la logique floue et la méthode manuelle de la conception d'un contrôleur flou (FLC) par la suite nous appliquons ce type de contrôle dans la commande en vitesse de la MAS.

Le réglage par la logique floue avec sa structure non linéaire a présenté des bonnes performances et robustesses dans le contrôle de la MAS, mais dans les contrôleurs flous conventionnels, cette non linéarité est incorporée par un nombre limité des règles (Si-Alors) générés par l'expertise de l'homme, qui ne peut pas être toujours suffisant pour produire un signal de commande nécessaire. Par conséquent, les contrôleurs possédant des facteurs d'échelle fixes, fonctions d'appartenance simples et un nombre limité des règles, ne peuvent pas atteindre les performances désirées. Afin d'améliorer l'adaptabilité et la robustesse du réglage vis-à-vis des conditions de fonctionnement, des variations de perturbations et des paramètres, il est judicieux d'adapter les facteurs d'échelles de l'entrée et de la sortie. Dans ce travail nous proposons une approche d'adaptation des facteurs d'échelle fixes.

Dans une situation pratique, certaines caractéristiques physiques de la MAS peuvent varier au cours du fonctionnement ce qui amène des variations paramétriques sur le modèle du système. En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas connu exactement à cause de la non linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne aussi des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle et le contrôleur PI classique ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées. Le problème peut être résolu par un contrôle adaptatif par lequel le contrôleur est forcé à s'adapter à des conditions de fonctionnement très

variées; en exploitant les informations fournies par le système en temps réel. Dans cette voie nous allons procéder à une technique d'hybridation entre le réglage PI et la logique floue, en effet les paramètres du contrôleur PI seront adaptés par une inférence floue, comme il sera détaillé ultérieurement. Nous obtiendrons un contrôleur appelé PI adaptatif flou (PI-FLC).

### III.1.1. Commande de la MAS par un contrôleur flou

La logique floue est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courants comme petit, grand, moyen...etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux [10]. Nous donnons ci-dessous quelques définitions sur la logique floue.

### III.1.2. Quelques définitions

### a) Ensemble flou :

Dans un ensemble de référence E, un sous ensemble flou de ce référentiel E est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu$  de E dans l'intervalle des nombres réels  $\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$  qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur [10].

### b) Noyau :

C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans E :  $Noy(E) = \{x \mid \mu_E(x) = 1\}$ 

### c) Support :

C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à des degrés divers.

### d) Hauteur :

C'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance :  $ht(E) = Sup_{(x \in E)} \mu_E(x)$ 

### e) Ensemble normalisé :

Un ensemble est dit normaliser s'il est de hauteur 1.

**Exemple :** Dans la figure 2.1 nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur.



Figure. III.1.Format d'un ensemble flou normalisé

### **III.1.3. Opérations :**

Les opérations possibles sur les ensembles flous sont des opérations de base existant déjà en logique booléenne en respectant quelques propriétés. Soient A et B un couple d'univers de discours, une relation floue R entre A et B est définie par :  $A \times B \rightarrow [0,1]$ ,  $(x, y) \rightarrow \mu_R(x, y)$ 

### a) L'intersection :

L'intersection de deux ensembles flous est le plus petit ensemble flou contenu dans A et dans  $B : \mu_{A \cap B}(x, y) = \mu_{AND}(x, y) = \min(\mu_A, \mu_B)$ 

### b) L'union :

Une union de deux ensembles flous A et B est le plus grand ensemble flou contenant A ou B :  $\mu_{A\cup B}(x, y) = \mu(x, y) = \max(\mu_A, \mu_B)$ 



Figure .III.2 .Union et intersection de deux sous ensemble flous

### c) La complémentation :

Le complémentaire d'un sous ensemble flou A dans un ensemble de référence E est définit par la relation :  $\mu_{\neg A} = 1 - \mu_A$ .

### III.2. Structure générale d'un contrôleur flou :

L'avantage de la commande floue par comparaison avec les commandes classiques est qu'elle ne nécessite pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre elle a besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur la connaissance d'un opérateur qualifié manipulant le système [10] La conception du contrôleur flou (FLC) passe par quatre principales parties distinctes, comme le montre la figure III.3.



Figure. III.3. Structure d'un système de contrôle flou

### **III.2.1 Interface de fuzzification**

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont des grandeurs physiques générées par des capteurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles en des variables floues. Pour cela, on fait appel à une opération dite fuzzification, qui permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses sous ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

Chaque grandeur physique y utilisée doit être normalisée entre -1 et +1 en la divisent par max  $(y_{max} - y_{min})$ .

On utilise en général des fonctions d'appartenance de forme triangulaire, trapézoïdale et/ou gaussienne bien qu'il en existe d'autres. Quelque soit la forme choisie, il faut prendre certaines précautions dans la construction et la disposition des fonctions d'appartenance :

• Pour la variable linguistique « environ zéro » On veillera à éviter un plat au sommet (entraînement d'une indétermination du réglage).

• On évite les recouvrements trop importants ou trop faibles de deux fonctions d'appartenance contiguës.

• On préfère les triangles et les trapèzes pour définir les fonctions d'appartenances pour gagner de l'espace mémoire et minimiser le temps de calculs.

### III.2.2. Base de règles

Le système de contrôle flou comprend un nombre de règles d'inférence reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système. Ces règles se présentent sous la forme usuelle suivante :

Si condition 1 Et/Ou condition 2 (Et/Ou...) alors action sur les sorties.

L'établissement de ces règles est généralement basé sur la connaissance du problème et sur l'expérience de l'opérateur qui peut fixer le nombre de sous-ensembles, leurs fonctions d'appartenance ainsi que les variables linguistiques. Ils existent plusieurs présentations de la base de règles telles que la description linguistique, symbolique ou par une matrice d'inférence. [10]

### III.2.3. Mécanisme d'inférence

Dans cette étape, il s'agit de déterminer comment le système interprète les variables linguistiques floues. Les variables linguistiques (entrées et sorties) sont liées par les règles d'inférence. Les variables sont liées par l'opérateur "ET", tandis que les variables de sortie des différentes règles sont liées par l'opérateur "OU" et l'ensemble des règles sont liées par les connecteurs tels que "ET" et "Alors". La conséquence d'une règle floue est inférée par l'emploi de règle de composition, en utilisant les fonctions d'implications floues et les connecteurs "ET" et "Alors".

Les méthodes d'inférences se différencient selon la combinaison et l'utilisation des opérateurs (ET et OU) dans les règles d'inférence. Parmi ces méthodes on trouve [08] :

### a) Méthode d'inférence MAX-MIN :

Cette méthode représente l'opérateur ''ET' par la fonction ''Min'', la conclusion ''ALORS'' par la fonction ''Max'' et l'opérateur ''OU'' par la fonction ''Min''. La représentation graphique de cette méthode d'inférence est illustrée par la figure III.4.

### b) Méthode d'inférence Max-Produit :

Cette méthode présente l'opérateur "ET" par la fonction "Min", l'opérateur "OU" par la fonction "Max" et la conclusion "Alors" par la fonction "Prod", d'où la représentation graphique de cette méthode est schématisée par la figure III.5.

### c) Méthode d'inférence Somme-Produit :

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est représenté par la fonction "Prod", l'opérateur "OU" est représenté par la fonction "Somme" et la conclusion "Alors" est représentée par la fonction "Prod", sa représentation graphique est illustrée par la figure III.6.



Figure.III.4. Méthode d'inférence Max-Min



Figure .III.5. Méthode d'inférence Max-Prod



#### III.2.4. Interface de déffuzzification

Les méthodes d'inférence génèrent une fonction d'appartenance, il faut transformer cette grandeur floue en grandeur physique réelle. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les sous-ensembles flous de la variable de sortie, la valeur de sortie à appliquer au système. Il y a plusieurs méthodes de déffuzzification à savoir la méthode du maximum, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode du centre de gravité, cette dernière est la plus utilisée dans plusieurs travaux pour cela nous avons opté pour l'utilisation de cette méthode dans notre travail [9]. L'expression de la sortie dans cette méthode donnée par l'équation III.1.

$$u = \frac{\int x \cdot u_R(x) \cdot dx}{\int u_R(x) \cdot dx}$$
(III.1)

### III.3. Structures de base d'un contrôleur flou

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées, ces approches se distinguent selon les entrées et la sortie du contrôleur.

La figure III.7 représente un contrôleur flou de type PI (FLC-PI). Dans ce cas la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande. Dans notre travail nous avons utilisé cette structure dans la commande de la MAS.



Figure. III.7.Schéma de principe d'un contrôleur flou type PI

Par contre, si la sortie du contrôleur est directement appliquée au processus, le contrôleur est appelé : contrôleur flou de type PD (FLC-PD), la structure de ce type de régulateur est représentée dans la figure III.8 :



Figure. III.8 : Schéma de principe d'un contrôleur flou type PD

Le contrôleur flou de type PID peut être obtenu en combinant les deux contrôleurs flous de type PI et PD comme il est indiqué dans la figure III.9.



Figure.III.9. Schéma de principe d'un contrôleur flou type PID

Les gains  $K_e$  et  $K_{\Delta e}$  sont nommés facteurs d'échelle, ils servent à transformer les valeurs physiques des entrées dans un domaine normalisé  $\begin{bmatrix} -1 & 1 \end{bmatrix}$ . De plus, la dénormalisation change la valeur normalisée du signal de commande à son domaine physique respecté à l'aide des deux facteurs d'échelle  $K_u$  et  $K_{\Delta u}$ . Par conséquent, les entrées du contrôleur flou  $e_n$  et  $\Delta e_n$  sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_n = K_e \cdot e \\ \Delta e_n = K_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases}$$
(III.2)

De la même façon, la sortie  $u_n$  du contrôleur est dénormalisée à u en utilisant la relation suivante:

$$u = K_u \cdot u_n + K_{\Delta u} \cdot \Delta u_n \tag{III.3}$$

#### III.4. Conception d'un contrôleur flou

La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

### 1<sup>ère</sup> étape : choix des entrées et sorties

Pour le choix des variables d'entrée habituellement on utilise l'erreur e qui est la différence entre la sortie du système et sa référence ainsi que la dérivé de l'erreur  $\Delta e$ :

$$e = \omega^* - \omega \tag{III.4}$$

Avec :  $\omega$  et  $\omega^*$  sont la vitesse angulaire et la vitesse de référence respectivement.

$$\Delta e = e(k) - e(k-1) \tag{III.5}$$

2<sup>ème</sup> étape : Définition des fonctions d'appartenance

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous-ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenance. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique : choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, chevauchement 10 à 50% de l'espace des sous-ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance) [08].

On a envisagé pour toutes les variables d'entrée et de sortie sept sous ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont de formes triangulaire et trapézoïdale. La figure A1.10 montre le choix de la forme des fonctions d'appartenance pour les deux entrées et la sortie définies dans l'intervalle [-1,1]. On note que ces fonctions d'appartenance ont une forme symétrique par rapport au zéro.



Figure. III.10. Partition floue

Dans la figure les abréviations utilisées signifient :

GN	: Grand Négatif ;	Ζ	: Zéro ;	GP : Grand Positif.
MN	: Moyen Négatif ;	PP	: Petit Positif;	
PN	: Petit Négatif ;	MP	: Moyen Positif ;	

3<sup>ème</sup> étape : définition du comportement du contrôleur flou - Détermination du jeu de règles :

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur. C'est de nouveau à un expert et à sa connaissance du problème que l'on se fiera le plus souvent. Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus). A partir de ces deux entrées, traduites sous la forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel et on peut construire une matrice comprenant toutes les possibilités linguistiques de ces règles.

L'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on sera fixé en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus.

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neufs points indiqués sur la réponse à un échelon (figure III.11) et pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Si  $e = \text{GP Et } \Delta e = Z \text{ Alors } \Delta u = \text{GP (départ, commande importante)}$ 

Si  $e = \text{GP Et } \Delta e = \text{PN Alors } \Delta u = \text{MP}$  (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)

Si e = MP Et  $\Delta e = PN$  Alors  $\Delta u = PP$  (très faible augmentation de commande pour ne pas avoir de dépassement)

Si e = PP Et  $\Delta e = PN$  Alors  $\Delta u = Z$  (convergence vers l'équilibre correct)

Si e = Z Et  $\Delta e = PN$  Alors  $\Delta u = PN$  (freinage du processus)

Si e = PN Et  $\Delta e = PN$  Alors  $\Delta u = MN$  (freinage et inversion de la variation de la commande)

Si e =MN Et  $\Delta e =$ Z Alors  $\Delta u =$ MN (rappel du processus vers l'équilibre correcte)

Si e = PN Et  $\Delta e = PP$  Alors  $\Delta u = Z$  (convergence vers l'équilibre correcte)

Si e = Z Et  $\Delta e = Z$  Alors  $\Delta u = Z$  (équilibre)



Figure. III.11.Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

Pour déduire les autres règles, nous procédons à nouveau à une autre expertise. La forme générale de la réponse de vitesse est représentée sur la figure III.11. Selon l'amplitude de (e) et le signe de  $(\Delta e)$ , la réponse de vitesse est divisée en quatre régions. Les indices utilisés pour identifier chaque région sont définies comme suit :

a1 : e > 0 et  $\Delta e < 0$ , a2 : e < 0 et  $\Delta e < 0$ ; a3 : e < 0 et  $\Delta e > 0$ , a4 : e > 0 et  $\Delta e > 0$ .

Pour accroître la résolution de la représentation dynamique, les réponses autour du point de fonctionnement et aux extremums de la figure III.12.a sont représentées respectivement sur la figure III.12.b et III.12.c.





Figure III.12 : Comportement dynamique de la réponse de vitesse

Pour identifier la pente de la réponse lors du passage par le point de référence on utilise l'indice c<sub>i</sub> défini comme suit :

c1:  $(e > 0 \rightarrow e < 0)$  et  $\Delta e <<<0$ c2:  $(e > 0 \rightarrow e < 0)$  et  $\Delta e <<<0$ c3:  $(e > 0 \rightarrow e < 0)$  et  $\Delta e <<0$ c4:  $(e < 0 \rightarrow e > 0)$  et  $\Delta e > 0$ c5:  $(e < 0 \rightarrow e > 0)$  et  $\Delta e >>0$ c6:  $(e < 0 \rightarrow e > 0)$  et  $\Delta e >>>0$ 

Quant à l'indice mi, représentatif du dépassement de la consigne, il est défini par :

m1 : $\Delta e \approx 0$ et $e \ll 0$	m4 : $\Delta e \approx 0$ et $e > 0$
m2 : $\Delta e \approx 0$ et $e \ll 0$	m5: $\Delta e \approx 0$ et $e >> 0$
m3: $\Delta e \approx 0$ et $e < 0$	m6: $\Delta e \approx 0$ et $e >>> 0$

Les trois types mentionnés ci-dessous sont combinés ensemble, ceci est représenté sur le tableau III.1.

$e$ $\Delta e$	GN	MN	PN	Z	PP	MP	GP	
GN	[			c <sub>1</sub>				
MN	a <sub>2</sub>			c <sub>2</sub>	$a_1$			
PN	/ <b></b> //			<b>C</b> <sub>3</sub>				
Ζ	$m_1$	$m_2$	m <sub>3</sub>	Ζ	<b>m</b> 4	m5	$m_6$	
PP				c <sub>4</sub>				
MP	aa	3		c <sub>5</sub>	<b>a</b> 4			
GP				C <sub>6</sub>				

Tableau III.1 : Règles linguistiques de contrôle

4<sup>ème</sup> étape : Sélection d'une méthode de défuzzification

La méthode de déffuzzification utilisée dans notre travail est la méthode du centre de gravité.

5<sup>ème</sup> étape : choix de mécanisme d'inférence

Le mécanisme d'inférence qui a été choisi est le mécanisme d'inférence MAX-MIN.

### 6<sup>ème</sup> étape : choix des valeurs des facteurs d'échelle

Ce choix résulte après différents essais de simulation afin d'avoir le meilleur.

### III.5. Résultats de simulation

### III.5.1. Choix des paramètres du contrôleur

Les fonctions d'appartenance choisies pour les variables d'entrée sont représentées dans la figure III.13 et pour la sortie dans la figure III.14.



Figure III.13 : Les fonctions d'appartenance des deux entrées



Figure. III.14. Les fonctions d'appartenance de la sortie

Comme il a été déjà expliqué en décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table présentée dans le tableau III.2 (table de règles du contrôleur flou), qui correspond en fait à la table de règles très connue de Mac Vicar – Whelan [08].

e De	GN	MN	PN	Z	PP	MP	GP
GN	GN	GN	MN	MN	PN	PN	Ζ
MN	GN	MN	MN	PN	PN	Ζ	PP
PN	MN	MN	PN	PN	Ζ	PP	PP
Ζ	MN	PN	PN	Ζ	PP	PP	MP
PP	PN	PN	Ζ	PP	PP	MP	MP
MP	PN	Ζ	PP	PP	MP	MP	GP
GP	Ζ	PP	PP	MP	MP	GP	GP

 Tableau III. 2 : Base de règles du régulateur flou.

Après des différents essais de simulation, les valeurs des gains :  $K_e$ ,  $K_{\Delta e}$  et  $K_u$  qui ont donné de bons résultats sont présentées dans le tableau qui suivra.

Tableau	<b>III.3:</b> I	Les gains	de norma	alisation	et dénorn	nalisation	choisis	:
---------	-----------------	-----------	----------	-----------	-----------	------------	---------	---

K <sub>e</sub>	$K_{\Delta e}$	K <sub>u</sub>
$63 \cdot 10^{-4}$	$2.22 \cdot 10^{-4}$	2550

### **III.5.2.** Evaluation des performances

Pour évaluer les performances du réglage par le FLC nous avons effectué les étapes de simulations suivantes pour un temps de simulation  $t_{sim} = 6$  sec :

- Un démarrage à vide avec un échelon de référence  $\omega^* = 100 \text{ rad / sec}$ ;
- Application d'une charge nominale  $C_{ch} = 10 N \cdot m$  et son élimination aux instants t = 1,5 sec et t = 2,5 sec respectivement ;
- Une inversion de la consigne à -100 rad / sec à l'instant t = 4 sec.

D'après les résultats de simulations (figures : III.15 et III.16), nous remarquons une amélioration de la performance globale du système avec l'insertion du régulateur flou par rapport au PI classique présenté dans le chapitre précèdent. Lors du démarrage et de l'inversion de sens de rotation, la vitesse atteint sa valeur de consigne avec dépassement pratiquement nul. Un bon rejet de la perturbation dû à l'application et l'élimination de la charge. Le découplage est assuré par ce type de régulateur. Le courant est bien maintenu à sa valeur admissible, et le flux possède une dynamique rapide pour atteindre sa valeur de référence.



Figure III.15 : régulateur par la logique Floue sans onduleur





Figure. III.17. comparaison entre la commande vectorielle de la vitesse et la logique Floue avec onduleur

### **III.6. Conclusion :**

La logique floue ne doit en aucun cas être considérée comme une méthode qui apporterait les solutions à tous les problèmes, mais comme un outil de plus qui permet la mise en oeuvre de connaissance pratique d'un processus et tente à éviter la phase de modélisation.

Ses applications touchent tout les domaines, parce qu'elle s'efforce d'apporter des solutions à un problème clef tel la représentation de connaissances imprécises.

Mais cela n'empêche pas qu'elle présent aussi des inconvénients tel que :

- pas d'outil systématique pour l'extraction des règles.
- Difficultés dans l'optimisation des fonctions d'appartenance.

On procède tout d'aborde à la partition en sous ensembles floues des différents référentiels que le système impose. Ensuit on détermine la base des règles qui va caractériser le fonctionnement désiré du système puis il faut transformer les variable réelles, c'est-à-dire celles qui ont une réalité physique, en variable floues.

# Conclusion générale

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

Ces dernières années, le développement de l'électronique de puissance et les évolutions technologiques ont élargis le domaine d'application des machines à courant alternatif. La machine asynchrone (MAS) connue par sa robustesse, coût, fiabilité et efficacité fait l'objet de plusieurs recherches. Cependant, elle est traditionnellement utilisée dans des applications industrielles qui ne demandent pas de hautes performances, ceci est due à sa forte non linéarité et au couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. Par contre, la machine à courant continu à excitation séparée a un découplage naturel entre le flux et le couple ; ceux-ci peuvent être commandés indépendamment par le courant d'inducteur et le courant d'induit. C'est pour cette raison et grâce à sa simplicité de commande qu'elle était largement employée dans le domaine des applications à vitesse variable [08].

Il existe de nombreux principes de commande des machines asynchrones parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). Elle se distingue comme étant un outil puissant et efficace dotant une MAS de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celle obtenues avec une machine à courant continu. Cette méthode permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de couple [10]. À cause de sa simplicité et sa stabilité, Les entraînements électriques utilisent des correcteurs conventionnels Proportionnel - Intégral (PI) pour le réglage du courant et de la vitesse ou de la position. Dans une situation pratique, certaines caractéristiques physiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement ce qui entraîne des variations paramétriques sur le modèle du système [3]. En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas identifié exactement à cause de la non linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle ainsi le contrôleur PI classique ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées.

Dans le domaine de la commande de machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plu vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriel de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande adaptative, la commande par mode de glissement et la commande par la logique floue.

Consacré au développement d'une commande de la MAS basée sur le régulateur classique de vitesse qui se trouve au sein de la commande vectorielle qu'on remplacé par un régulateur flou. Nous avons défini la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues. Nous développerons une méthode de synthèse d'un régulateur flou et aborderons les étapes nécessaires à la réalisation de l'inférence floue. Dans cette partie, les différents résultats obtenus sont comparés et commentés.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres qui sont brièvement résumés Ci-dessous:

Dans le premier chapitre, Il nous a paru utile de donner un aperçu sur la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone, en présentant le modèle classique alimenté en tension.

Le deuxième chapitre est consacré à la préemption de la commande par flux orienté indirecte de la machine asynchrone, ainsi un contrôleur à structure PI a été introduit pour la régulation de la vitesse.

Les dernier Chapitre présente la méthodologie de la conception d'une régulation par la logique floue pour la commande en vitesse de la machine asynchrone.

Nous terminons par une conclusion générale de l'étude et par l'exposition de quelques perspectives de recherche.

### Annexe

### Les paramètres de la MAS :

Les paramètres de la machine asynchrone à cage que nous avons utilisée dans les simulations. Adons De ce travail sont donnés par le tableau ci-dessous :

Alimentation	220 (	380 (Y)	V
Puissance nominale	Р	1,5	KW
Vitesse nominale		1428	Tr/min
Couple nominale		10	Nm
Courant nominale		6	Α
Résistance statoriques	Rs	3,805	Ω
Résistance rotorique	Rr	4,85	Ω
Inductance mutuelle cyclique	Lm	0,258	Н
Inductance statoriques	Ls	0,274	Н
Inductance rotorique	Lr	0,274	Н
Moment d'inertie	J	0,031	Kg.m <sup>2</sup>
Frottement visqueux		0,00114	Ns/rad
paire de pôles	Р	2	
Rendement		0,84	
glissement	g	0,048	

### Tableau : paramètre du moteur et valeur maximales admissible

On a supposé le couple résistant nul lors de ce démarrage

Tous les résultats obtenus dans ce travail sont simulés avec le logiciel «SIMILNK »

Le schéma de la page A : Interface graphique du modèle de la MAS

Le schéma de la page B : figure de la MAS lié avec bloc commande vectoriel et onduleur

Le schéma de la page C : figure de la MAS lié avec bloc de la logique floue et onduleur.

### **Références bibliographiques**

**[01] :** F. BEKKOUCHE , contribution a l'étude des commande robustes de la machine asynchrone, Mémoire de Magister, ENSET 2006.

[02]: G. Grellet, G. Clerc, 'Actionneurs électriques, principes, modèles, commande, Edt. Eyrolles.

**[03] :** M. Butzberger, 'Etude et comparaison de différentes stratégies de réglage et de commande de servomoteurs asynchrone', Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne 1995.

**[05] :** Karboua, 'Commande et observateurs par mode de glissement, Application à une Machine Asynchrone Alimentée en Tension', Mémoire de Magister, ENP Alger, 1999.

**[06] :** L. Baghli, 'Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques', Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, janvier 1999.

**[07]**: Boukhelifa, 'Sensibilité de la commande par flux orienté indirecte aux variations des paramètres rotoriques', International Conference on Electrotechnic ICEL'2000, USTO, Algérie.

**[08] :** R. Gouri, 'commande par mode flou glissant et par backstepping d'une machine asynchrone', Mémoire de Magister, CU Béchar 2004.

**[09] :** S. Tab, 'Contrôleurs flous et par mode flou glissant optimisés par l'AG pour la commande d'un bras manipulateur', Mémoire de Magister, CU Béchar 2004.

**[10] :** I.K. Bousserhane, 'Contrôleurs flous optimisés par l'algorithme génétique pour la commande d'une machine asynchrone', Mémoire de Magister, UST Oran 2003.

[11]: J.P. Caron, J.P. Hautier, 'Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technip, 1995.