

# République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ BATNA 2 MOSTEFA BEN BOULAÏD

Faculté de Technologie  
Département d'Électrotechnique



Thèse pour l'Obtention du Diplôme de

**Doctorat en Sciences en Électrotechnique**

**Option : Commande Électrique**



Présentée par :

**RAMDANE Amel**

Ingénieur d'État, Magister en Électrotechnique de l'Université de Batna  
Maître Assistante classe A, Université Batna 2 Mostefa Ben Boulaïd

## COMMANDE DE LA MACHINE A INDUCTION PAR LES TECHNIQUES DE L'INTÉLLIGENCE ARTIFICIELLE

Thèse soutenue le, , devant le jury composé de :

<b>AZZOUI Boubakeur</b>	<b>Prof.</b>	<b>Université Batna 2</b>	<b>Président</b>
<b>BETTA Ammar</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Université Batna 2</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>OUNISSI Amor</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Université Batna 2</b>	<b>Examineur</b>
<b>MERABET Elkheir</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Université B.B.Arreridj</b>	<b>Examineur</b>
<b>LOUAZENE Med Lakhdar</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Université Ouargla</b>	<b>Examineur</b>
<b>LAAMAYAD Tahar</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Université Ouargla</b>	<b>Examineur</b>
<b>NACERI Farid</b>	<b>Prof.</b>	<b>Université Batna 2</b>	<b>Invité</b>

# Remerciements

Mes remerciements vont, tout premièrement, à Dieu, le tout puissant, de m'avoir donné le courage, la patience et la force pour réaliser ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **Ammar BETTA**, Maître de conférences au département d'électrotechnique à l'université de Batna 2, en tant que directeur de cette thèse pour ses nombreux conseils ainsi que son soutien tout au long de cette thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur **Boubakeur AZZOU**, Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électrotechnique de l'Université de Batna 2 qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance de la présente thèse.

Mes remerciements vont également aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury pour l'intérêt qu'il ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'évaluer, en l'occurrence : Monsieur **Amor OUNISSI**, Maître de Conférences à l'Université de Batna 2, Monsieur **Elkheir MERABET**, Maître de conférences à l'Université de Bordj Bou Arreridj, Monsieur **Mouhamed Lakhdar LOUAZENE**, Maître de conférences à Université de Ouargla, Monsieur **Tahar LAAMAYAD**, Maître de conférences à Université de Ouargla.

Je remercie sincèrement Monsieur **Farid NACERI**, Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électrotechnique de l'Université de Batna 2, pour son soutien scientifique et humain, pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements continus, qu'il m'a apporté pour l'élaboration de ce travail.

---

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues, mes amis et tous les membres de ma famille, en particulier mon mari, pour leurs encouragements et leur appui moral qui m'ont permis de mener à bon terme ce travail.

Enfin, je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.

---

*À tous ceux que j'aime.*

---

# *RESUMÉ*

**Résumé :** Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande des moteurs à induction. Dans ce contexte, plusieurs algorithmes ont été développés et implémentés. Dans la première partie, une présentation de la commande par mode glissant a été abordée, dans la deuxième partie une des techniques de l'intelligence artificielle est proposée: il s'agit plus précisément d'une commande hybride par mode glissant floue afin d'améliorer les performances obtenues et réduire le phénomène de Chattering.

**Mots Clés :** moteur à induction, commande par mode glissant, logique floue, commande hybride.

**Abstract:** The work presented in this thesis aims to contribute in the methods of control of induction motor. In this context, several algorithms have been developed and implemented. In the first part, a brief presentation of the sliding mode control has been discussed, to improve obtained performance and reduce the phenomenon of Chattering in terms of classical sliding mode control, in the second part, one of techniques of artificial intelligence are proposed: it is more specifically a hybrid fuzzy sliding mode control to improve the performances obtained and reduce the Chattering phenomenon.

**Keywords:** induction motor, sliding mode control, fuzzy logic, hybrid control.

**ملخص:** يهدف العمل المقدم في هذه الأطروحة لاسهام أساليب التحكم والمراقبة في المحرك الحثي. في هذا السياق تم وضع العديد من الخوارزميات و تنفيذها. في الجزء الأول، قدم عرضا موجزا للتحكم عن طريق الوضع الإنزلاقي لتحسين الأداء الذي تم الحصول عليه والحد من ظاهرة Chattering في طريقة التحكم الإنزلاقي الكلاسيكية. أما الجزء الثاني يقترح احد أساليب الذكاء الاصطناعي الجديدة: أكثر تحديدا التحكم الهجين عن طريق الوضع الإنزلاقي الغامض وهذا لتحسين الاداء الذي تم الحصول عليه والحد من ظاهرة Chattering .

### كلمات مفتاحية:

محرك حثي، وضع انزلاقي، المنطق الغامض، تحكم هجين.

# Notations et symboles

## Paramètres de Modélisation du moteur à Induction

$R_s$ et $R_r$	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.
$\varphi_{sd,q}$	Composante du flux statorique direct et quadrature.
$\varphi_{ra,\beta}$	Composante du flux rotorique dans le référentiel du stator.
$i_{sd,q}$	Composante du courant statorique direct et quadrature.
$i_{ra,\beta}$	Composante du courant rotorique dans le référentiel du stator.
$u_{sd,q}$	Composante de tension statorique direct et quadrature.
$u_{rd,q}$	Composante de tension rotorique dans le référentiel du stator.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statorique.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotorique.
$[M]$	Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor.
$a, b, c$	Indice des trois phases rotoriques.
$A, B, C$	Indice des trois phases statoriques.
$\alpha, \beta$	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
$x, y$	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor.
$d, q$	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au champ tournant.
$[V_A V_B V_C]^T$	Vecteur de tension statorique en composantes triphasées.
$[V_a V_b V_c]^T$	Vecteur de tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_A i_B i_C]^T$	Vecteur de courant statorique en composantes triphasées.

---

$[i_a i_b i_c]^T$	Vecteur de courant rotorique en composantes triphasées.
$[\phi_A \phi_B \phi_C]^T$	Vecteur de flux statorique en composantes triphasées.
$[\phi_a \phi_b \phi_c]^T$	Vecteur de flux rotorique en composantes triphasées.
$\theta_s$	La position du repère de Park par rapport au stator.
$\theta_r$	La position du repère de Park par rapport au rotor.
$\theta$	La position du rotor par rapport au stator.
$\omega_s$	Pulsation statorique.
$\omega_r$	Vitesse angulaire de rotation.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique du rotor.
$p$	Nombre de paires de pôle.
$J$	Moment d'inertie.
$F$	Coefficient de frottement.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel.
$T_s$	Constante de temps statorique.
$T_r$	Constante de temps rotorique.

### Sigles utilisés

MAS	Machine Asynchrone.
MI	Moteur à Induction.
SMC	Sliding Mode Control « Commande par mode glissant ».



FSMC	Fuzzy Sliding Mode Control « Commande par mode glissant floue ».
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation.
Ref	Signe d'une grandeur de référence.
FLC	Fuzzy Logic Control « Commande par logique floue ».
RLF	Régulateur Flou

# ***SOMMAIRE***

# Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Notations et symboles..... **i**

Sommaire..... **iv**

*Introduction générale* **1**

## CHAPITRE 1

*Etat de l'art de la commande*

*d'un Moteur à Induction*

1.1 Introduction..... **6**

1.2 Problématique, Objectifs et Etat de l'art..... **9**

1.2.1 Commande Scalaire..... **9**

1.2.2 Commande Vectorielle à flux orienté (FOC)..... **9**

1.2.3 Commande directe du couple (DTC)..... **10**

1.2.4 Commande par structure variable..... **11**

1.2.5 Commande par l'approche du backstepping..... **12**

1.2.6 Commande par retour d'état linéarisant..... **13**

1.2.7 Observation et estimation paramétrique..... **13**

1.2.8 Commande par l'intelligence artificielle..... **14**

1.2.8.1 Commande par logique floue.....	15
1.2.8.2 Commande par réseaux de neurones artificiels.....	15
1.2.9 Commande hybrides du moteur à induction.....	15
1.3 Conclusion.....	16

## **CHAPITRE 2**

### *Commande Vectorielle*

#### *de la Machine à Induction*

2.1 Introduction.....	18
2.2 Modélisation du moteur à induction.....	19
2.2.1 Description paramétriques -hypothèses simplificatrices.....	19
2.2.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé .....	19
2.2.2.1 Equations des tensions d'un moteur asynchrone .....	21
2.2.2.2 Equations des flux d'un moteur asynchrone .....	21
2.2.3 Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasé.....	22
2.2.3.1 Transformation de Park .....	23
2.2.3.2 Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia) .....	25
2.2.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park .....	26
2.2.5 Définition des différents référentiels.....	29
2.2.5.1 Référentiel lié au stator .....	29

---

2.2.5.2 Référentiel lié au rotor : .....	29
2.2.5.3 Référentiel lié au champ tournant .....	30
2.2.6 Modélisation en représentation d'état de la machine asynchrone en vue de la commande.....	31
2.2.6.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator.....	32
2.2.7 Résultats de simulation et interprétations .....	33
2.3 Association onduleur-moteur asynchrone.....	34
2.3.1 Description du système d'association.....	34
2.3.1.1 Modélisation du redresseur.....	35
2.3.1.2 Modélisation du filtre.....	36
2.3.1.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	37
2.3.2 Principe des stratégies de commande.....	40
2.3.2.1 MLI sinus-triangle.....	40
2.3.2.3 Contrôle des courants par régulateur à hystérésis.....	42
2.3.3 Résultats de simulation et interprétations.....	43
2.4 Commande vectorielle de la machine à induction.....	44
2.4.1. Principe de la commande vectorielle par orientation de flux.....	44
2.4.2 Commande vectorielle indirect.....	45
2.5 Calcul des régulateurs.....	49
2.5.1 Régulation de la vitesse $\Omega$ .....	50
2.5.2 Régulation du courant $I_{sq}$ .....	51

2.5.3 Régulation du courant $I_{sd}$ .....	51
2.5.4 Régulation du flux $\phi_r$ .....	52
2.6 Résultats de la simulation et interprétations .....	55
2.7 Conclusion .....	56

## CHAPITRE 3

### *Commande par Mode*

#### *Glissant d'un Moteur à Induction*

3.1 Introduction.....	57
3.2 Système à structure variable.....	58
3.3 Bases théoriques de la commande par mode glissant.....	59
3.3.1 Condition d'existence du mode de glissement .....	60
3.3.2 Calcul de la commande .....	61
3.4 Phénomène de broutement (Chattering).....	62
3.5 Approximation continue de la commande par régime glissant.....	63
3.6 Application de la commande SMC à un MI .....	64
3.6.1 Reconstruction de flux rotorique estimé dans le repère $(a, \beta)$ .....	65
3.6.2 Conception de la commande équivalente SMC .....	65
3.7 Résultats de simulation et évaluation.....	67
3.7.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge .....	68

3.7.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	69
3.7.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique et rotorique .....	70
3.7.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	71
3.8 Conclusion.....	72

## **CHAPITRE 4**

### ***Commande par Mode Glissant Floue d'un moteur à Induction***

4.1 Introduction.....	73
4.2 Principe .....	73
4.3 Généralité sur la logique floue.....	73
4.3.1 Variables linguistiques et ensembles flous .....	73
4.3.2 Réglage et commande par logique floue .....	74
4.3.3 Structure d'une commande par logique floue .....	75
4.3.4 L'interface de fuzzification .....	76
4.3.5 Base de règles .....	77
4.3.6 Moteur d'inférence.....	77
4.3.7 Interface de défuzzification .....	80
4.4 Développement d'un régulateur flou .....	81

---

4.5 Application de la commande Hybride FSMC à un MI .....	83
4.6 Conception de la commande par logique floue .....	84
4.7 Résultats de simulation et évaluation .....	86
4.7.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge .....	87
4.7.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge .....	89
4.7.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique et rotorique.....	90
4.7.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	91
4.8 Conclusion .....	92
<i>Conclusion générale</i> .....	93
<i>Références Bibliographie</i> .....	96
<i>Annexe A</i> .....	106



***INTRODUCTION  
GÉNÉRALE***

# *Introduction Générale*

Au détriment des moteurs à courant continu, les machines à induction utilisées en asservissement de vitesse dans les industries automatisées subissent actuellement un développement spectaculaire au niveau de la commande.

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu a constitué la seule source électromécanique de vitesse variable en raison de sa facilité de commande.

La construction des convertisseurs statiques de puissance élevée, capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitude et de fréquence réglables et ainsi que les performances accrues des algorithmes de commande permettent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués, sont issus de l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs.

Cette disposition est indispensable pour retrouver, avec les machines à courant alternatifs, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu. Ainsi les considérations économiques sur la longévité et la maintenance des équipements ont considérablement élargi le champ d'application des machines asynchrones, plus fiables et plus résistantes [RAM-04].

La vitesse variable est nécessaire pour tout processus de fabrication optimisé; les exemples sont nombreux : machines-outils, convoyeurs, traction,

ligne de traitement, ... etc. dans lesquels le moteur synchrone excelle déjà. La volonté de diminution globale des coûts conduit, de plus en plus, à rechercher les mêmes performances avec le moteur asynchrone dont les qualités de robustesse sont nettement meilleures. En revanche, à l'opposé de sa simplicité structurale, sa commande dynamique exige des algorithmes de contrôle complexes.

La commande des machines asynchrones doit prendre en compte des spécificités propres à ces machines : l'ordre élevé du modèle, les non-linéarités de fonctionnement et de modélisation, et le couplage entre les différentes grandeurs de commande. De plus, les paramètres de la machine dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistances), soit avec l'état magnétique de la machine (inductances), sans omettre que la charge peut être variable [RAM-04].

Pour commander une large classe de systèmes non linéaires, le mode glissant, connu par sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre, a été largement utilisé [UTK-99], [BEN-99], [SAR-09], [LTI-10]. Il s'agit de définir une surface, dite surface de glissement, en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes, le premier permet l'approche jusqu'à cette surface et le second le maintien et le glissement le long de celle-ci vers l'origine du plan de phase. La commande globale, ainsi construite, permet d'assurer en plus des bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court [HUS-09], [RAM-15A], [RAM-15B].

Cependant, pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement, l'utilisation de la fonction signe dans loi de commande, représente un inconvénient majeur. Ceci donne lieu au phénomène de réticence ou de broutement (chattering) qui consiste en des variations brusques et rapides du

signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et même l'endommager.

D'autre part, pendant les deux dernières décennies, un développement spectaculaire, dans les modèles connectifs, a été enregistré. En effet, l'apparition de nouvelles techniques, telles que les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques et d'autres, a permis de former une nouvelle discipline appelée intelligence artificielle. Les techniques d'intelligence artificielle ont permis, non seulement, d'améliorer la commande des systèmes et de surmonter les inconvénients des techniques classiques mais, également, de changer entièrement les concepts utilisés dans l'étude et la réalisation des systèmes de commande.

L'avantage essentiel des techniques suscitées, consiste dans le fait qu'elles s'orientent plus vers l'approximation des systèmes que vers la recherche de leurs modèles précis. En effet, pour remédier à l'inconvénient de phénomène du réticence ou broutement (Chattering) plusieurs travaux [WAI-03], [SHI-93], [KIM-09], [LIN-04], [ZHA-08], [HO-09], [ORL-10], [RAM-15A] ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants avec les techniques de l'intelligence artificielle.

Pour minimiser le phénomène de chattering dans le but d'améliorer les réponses dynamiques du moteur à induction, un nouveau schéma de commande hybride basé sur ces combinaisons sera exploité.

C'est dans ce scoop qu'a été structurée cette thèse.

## **Structure de la thèse**

Cette thèse est organisée en quatre chapitres. Le premier introduit à l'analyse de l'état de l'art, relatif aux problèmes liés à la commande du moteur à induction. Un aperçu historique est donné sur les principales techniques utilisées pour la commande de ce moteur permettant ainsi de définir la problématique de recherche.

Dans le deuxième chapitre, on a abordé l'association du convertisseur moteur à induction suivi d'une commande vectorielle. Une représentation mathématique du moteur à induction dans un référentiel triphasé est présentée. L'utilisation des transformations de Park sert à réduire sa représentation à des référentiels biphasés, ensuite, on a procédé à la modélisation de l'onduleur de tension et en dernier lieu, une commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est établie.

Le troisième chapitre, est consacré à un bref rappel de la commande à structure variable. Afin d'appréhender le mode glissant, on a introduit les éléments théoriques nécessaires ainsi les conditions d'existence du mode glissant et les différentes méthodes qui permettent sa détermination. Un contrôleur non-linéaire basé sur la technique de mode glissant d'ordre un pour la vitesse de rotation et le flux du moteur à induction est conçu.

Le quatrième chapitre, comporte deux parties. La première partie est consacrée à établir une introduction à la logique floue, on a initié les principes de base de la commande par logique floue afin de concevoir un régulateur de vitesse et de flux rotorique d'un moteur à induction. En deuxième partie, une nouvelle loi de commande hybride dite commande par mode glissant floue (FSMC) est présentée pour remédier au phénomène de réticence. Le chapitre est clôturé par une comparaison des résultats de simulations obtenus et des discussions sont ainsi présentées.

Le travail est clôturé par une conclusion générale qui expose un bilan sur l'ensemble des techniques utilisées dans cette étude ainsi qu'on a proposé des perspectives pour d'éventuelles suites à ce travail.

# **CHAPITRE 1**

*Etat de l'art de la commande  
d'un Moteur à Induction*

## 1.1 Introduction

Les machines à induction (MI) sont extrêmement exploitées grâce à leurs avantages en termes de simplicité de construction, de robustesse et de coût. Cependant son comportement dynamique très complexe (système non linéaire multi variable fortement couplé) rend sa commande compliquée et exige des algorithmes de contrôle sophistiqués. En plus, certaines de ses variables d'état sont inaccessibles aux mesures directes comme le flux rotorique.

De nos jours, la variation de vitesse d'un moteur à induction, par les convertisseurs statiques, prend de plus en plus d'importance ; grâce d'une part, au progrès dans le domaine des composants de l'électronique de puissance, et d'autre part, pour ses qualités spécifiques liées à sa robustesse électromagnétique incarnée par le pouvoir d'entraînement des masses par un champ tournant. Ceci lui confère une simplicité technologique, une puissance massique importante, un prix de revient relativement réduit, et un entretien périodique quasi nul.

L'intérêt porté sur la machine à induction s'est accru par le développement considérable des moyens de calcul et du traitement de l'information (microinformatique) associés à une électronique de puissance à commutation rapide (dépassant les 20 kHz). Les systèmes DSP sont aujourd'hui les moyens microinformatiques les plus prisés dans les laboratoires de commande des machines, car ils permettent l'implémentation des algorithmes de control des plus simples aux plus complexes, avec un effort de codage réduit [TAR-97], [BAG-99], [AGU-04], [GHA-05], [TRA-06], [TRA-08]. Par conséquent, les commandes mathématiquement laborieuses deviennent, aujourd'hui, pratiquement réalisables.



En revanche, la commande des machines à induction peut devenir très délicate selon les performances souhaitées. Cette complexité est due principalement au:

Modèle analytique de la machine asynchrone qui est de nature:

- ▲ Non linéaire et multi-variable fortement couplé en plus de
- ▲ La présence d'incertitudes paramétriques et la nécessité de prendre en considération leurs variations dans le temps.

Au demeurant, le problème de la complexité de sa commande a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, dont la plus utilisée est la commande vectorielle sous ses différentes versions. L'objet d'une telle commande est d'imiter carrément les performances réalisées par la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée, qui demeure par sa structure la machine dédiée à la vitesse variable par excellence.

Par nécessité algorithmique ou de contrôle, le fonctionnement de la commande vectorielle, requiert l'installation d'un codeur incrémental (un capteur) pour la mesure de la vitesse et/ou la position du rotor. Néanmoins, l'introduction de ce codeur entraîne un surcoût pouvant être si important que celui de la machine même, spécialement pour les faibles puissances. De plus, il faut prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, tel que les estimateurs ou observateurs, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des terminaux électriques du stator de la machine.

La recherche d'une fiabilité extrême pour le système est théoriquement orientée vers la réduction de la redondance matérielle résidant dans le nombre de capteurs si nécessaire à la commande. Alors, il est important de chercher à

exploiter, au mieux, les capteurs utilisés, ou de chercher à les supprimer chaque fois que les performances de l'application les permettent.

Le problème de la sensibilité paramétrique du modèle de la machine[BOU-07], [CHA-05], aggravé par la présence du bruit de mesure du convertisseur et autres, aura en plus de l'impact sur l'observabilité de la vitesse et/ou de la position, spécialement aux basses fréquences, une influence sur les performances et la robustesse de la commande de la machine ainsi élaborée.

Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront être utilisées à bon escient pour leur qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle analytique du système à commander. A l'instar d'un contrôleur PI (proportionnel intégral) conventionnel, un contrôleur PI flou (FLC Fuzzy Logic Controller), a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection) d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle analytique du système à commander. Ceci pourrait donner un atout favorable pour le FLC, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables et imposées.

En effet, la difficulté ou la complexité de la commande ou de l'estimation sera surmontée par l'usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander. Ainsi, il n'est plus question de connaître le système à commander mais plutôt de connaître son comportement ou son évolution suite à des sollicitations particulières, ce qui est en fait le particularisme de la logique floue.

## 1.2 Problématique, Objectifs et Etat de l'art

La commande de la machine à induction, face à sa simplicité structurale, exige des algorithmes de commande complexes parfois peu robustes et souvent difficiles à mettre en œuvre. Un vif intérêt incite les électrotechniciens et les automaticiens notamment au cours des deux dernières décennies. De façon non exhaustive, on cite les différentes stratégies de contrôle proposées dans la littérature pour la commande d'une machine à induction.

En général, les méthodes de commande de la machine à induction peuvent être divisées en commande scalaire [ELB-11], [KHO-10], [KHE-07] et commande vectorielle [MER-09], [ELB-11].

### 1.2.1 Commande Scalaire

La commande scalaire de la machine à induction est la commande la plus ancienne existante [WIT-00], [DRI-05], [ELB-11]. Elle est destinée aux variateurs tel que : les ventilateurs, les compresseurs, les climatiseurs, les pompes,...non nécessitant de fonctionner à basse vitesse, et avec fort couple [EZZ-10]. Sa structure est très simple; elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence ( $v/f=\text{constante}$ ) [MER-09], [HIM-09], [TRZ-01]. Toutefois cette stratégie de commande ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple [CON-07].

### 1.2.2 Commande Vectorielle à flux orienté (FOC)

Dans le milieu industriel, pour subvenir aux applications de moyennes et hautes performances dynamiques et statiques, la commande vectorielle de la machine à induction a été introduite pour pallier aux limitations de la commande scalaire.

Cette commande, introduite en 1972 par BLASHCKE [BLA-72], est élaborée sur la base du modèle de la machine asynchrone projeté dans le repère du flux, [CAR-95], [WIT-00]. Les composantes directe et en quadrature du courant statorique obtenues peuvent donner une commande découplée du flux et du couple. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés.

On peut distinguer deux types de commandes vectorielles, selon la présence ou non de la boucle de régulation de flux: directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la machine asynchrone [PUG-04], [LAR-07].

Elles dépendent du référentiel de travail RST, [DRI-05], de la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer) [CAO-97], [HER-99], [CHA-05], [BOU-07], et enfin de la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte [CAO-97].

L'inconvénient de ces stratégies réside précisément dans la nécessité de mesurer en ligne la direction du flux, en vue de déterminer la position du repère (d, q).

La commande vectorielle abordée dans la plus part des travaux tels que [AGU-04], [CHA-05], en supposant constante ou invariante la résistance rotorique. Or ce paramètre intervient pratiquement dans toutes les équations qui forment le contrôle vectoriel, et varie en fonction de la température et de la fréquence [NBE-09]. Il convient alors d'identifier et de compenser les variations de cette résistance afin d'avoir une commande robuste.

### **1.2.3 Commande directe du couple (DTC)**

L'apparition de la Commande Directe du Couple dite DTC (Direct Torque Control), a pour objectif de concurrencer les commandes précédentes en

matière du contrôle du couple [PUJ-00], [LOR-04], [AYA-06], [RYU-06], [CON-07], [BOU-09], [CAO-09], [NAB-10], [ZHA-10]. Elle a été largement développée par M. Depenbrock en Allemagne et par I. Takahashi, et T. Noguchi au Japon en milieu des années 80 [BEN-09].

Au milieu des années 90, la société ABB a commercialisé le premier variateur de vitesse utilisant cette technique [BEN-09].

Pas comme le cas de la commande vectorielle qui est basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, La DTC cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de commande [AYA-06].

L'inconvénient majeur de la DTC classique réside dans sa difficulté de fonctionnement à très faibles vitesses due aux ondulations élevées des courants et du couple. D'un autre côté, Une sous-estimation de la résistance statorique, qui est le seul paramètre électrique qui intervient pour le calcul des composantes de flux statorique, provoque alors l'instabilité du système [NAB-10].

#### **1.2.4 Commande par structure variable**

Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Les premiers travaux dans ce domaine ont été proposés et élaborés au début des années 50. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, aux passages par des surfaces de commutation appelées surfaces de glissement. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire, [UTK-77], [VID-04].

La commande à structure variable basé sur la méthode du flux orienté a été l'objectif de plusieurs travaux [ZAH-98], [RAZ-03], [KHO-10] dont ils ont remplacé les régulateurs classiques par des régulateurs glissants. Les études ont montré le bon comportement du processus vis-à-vis de la robustesse, des performances dynamiques et du temps de calcul.

La technique de commande par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à la variation paramétrique et aux perturbations extérieures [KHO-10].

### **1.2.5 Commande par l'approche du backstepping**

C'est au début des années 90 que la technique de backstepping a été développée (Kokotovic, 1992). Malgré les grands progrès réalisés par cette technique qui a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, reste manquante des approches générales. La synthèse de lois de commande non linéaires qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires, utilise la méthode systématique et récursive qui est basé sur le principe de stabilité de Lyapunov, [ALV-02], [MEH-10].

L'idée de base de la commande de type Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent, pas à pas, la stabilisation de chaque étape de synthèse.

Kanellakopoulos et al ont abordé à la commande en vitesse de la machine asynchrone par la technique de backstepping où ils ont eu recours à un estimateur en boucle ouverte de flux. Cet estimateur a été conçu sous l'hypothèse d'une parfaite connaissance des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage.

### **1.2.6 Commande par retour d'état linéarisant**

Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties.

Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé.

Plusieurs travaux [ALV-02], [MER-07], [MEZ-09] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux.

### **1.2.7 Observation et estimation paramétrique**

Il est bien connu que la qualité des lois de commande pour le pilotage du moteur à induction nécessite une bonne connaissance des grandeurs d'état nécessaire ainsi que des paramètres intervenant dans son modèle. L'accès à ces grandeurs d'état passe par la mesure au moyen de capteurs dont la précision est primordiale pour obtenir le niveau de performances requis par certaines applications industrielles. Cependant, les problèmes de variations paramétriques, de l'inaccessibilité à la mesure de certains états, de la non observabilité du moteur dans certaines régions, du coût des capteurs et de leur manque de précision, rendent cette tâche très difficile. Pour faire face à ces

problèmes, il est indispensable de recourir à des capteurs logiciels grâce à la conception d'observateurs et d'estimateurs.

Dans le cadre de la commande du moteur à induction, la problématique d'observation se pose en particulier pour les flux rotoriques qui ne sont pas des états accessibles à la mesure, et pour la vitesse rotorique dans le cadre d'une commande sans capteur mécanique.

An niveau des variations paramétriques, la résistance rotorique et la résistance statorique sont les paramètres du moteur les plus critiques, car leurs influence est cruciale que ce soit pour la commande ou pour l'observation [BOU-02]. Ces paramètres peuvent varier jusqu'à 100% de leurs valeurs nominales, à cause de la variation de la température. L'autre paramètre critique qui peut varier est le couple de charge [MEH-08], [MEH-09].

Dans la littérature, on trouve une multitude de schémas qui ont été proposés pour l'estimation du flux rotorique et la vitesse du moteur, parmi lesquels, on peut citer l'observateur à grand gain [KEN-12], l'observateur de Luenberger [CHE-12], [HUS-09A], les techniques de filtrage de Kalman étendu (EKF) [GUO-12], les observateurs adaptatifs [BEN-02], les techniques basées sur les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS) [MEH-08], et les techniques basées sur les modes glissants [SOL-10], [HUS-09]. Chacune de ces techniques présente des avantages et des inconvénients.

### **1.2.8 Commande par l'intelligence artificielle**

Les techniques d'intelligence artificielle ont une importance évidente pour traiter les systèmes non linéaires incertains, non modélisables ou mal identifiés. Etant donné, que le moteur à induction fait partie de ces systèmes, il a constitué, durant les dernières années, un domaine très fertile pour tester et appliquer ces techniques [KAB-07]. Parmi les techniques de l'intelligence artificielle qui ont été largement utilisées dans la commande du moteur à



induction on trouve la logique floue et les réseaux de neurones artificiels. En parallèle, très récemment, des approches basées sur les algorithmes génétiques ont été proposées.

### **1.2.8.1 Commande par logique floue**

Pour la logique floue, l'un de ses aspects d'intimidation est le nom lui-même, qui inclut des connotations d'imprécision. Effectivement, la logique floue ne possède pas une représentation mathématique explicite mais c'est une manière mathématique basée sur la logique booléenne, qui traite des valeurs binaires afin de représenter des quantités imprécises.

Cette méthode a été introduite par Zedeh en 1965 [ZAD-65], est appliquée par Mamdani en 1974 [MAM-74]. Elle représente une variante robuste pour substituer les régulateurs conventionnels dans la commande des systèmes non linéaires. L'application de la commande floue sur le moteur à induction a permis des performances acceptables [MEU-94], [MEU-95], [MIN-97].

### **1.2.8.2 Commande par réseaux de neurones artificiels**

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) représentent des paradigmes de calcul très puissants dont l'architecture est basée sur la reproduction du processus biologique d'apprentissage du cerveau humain, à une échelle réduite. Les RNA possèdent des propriétés qui leurs ont permis d'être l'un des moyens les plus puissants et les plus fiables dans la commande et l'identification des systèmes non linéaires [SHI-93-1], [WAI-00].

## **1.2.9 Commande hybride du moteur à induction**

En général, la commande hybride est une commande alliant plusieurs techniques. Leur but est de bénéficier des performances de chacune de ces

techniques. La commande proposée est basée sur cette approche "hybride" qui repose sur la logique floue et le mode glissant.

La commande par mode glissant (SMC) est une méthodologie de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée [ASI-04].

Le principal inconvénient de cette approche est la fréquence de commutation élevée (chattering). Le phénomène de chattering n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système de contrôle non linéaire [LIN-08], [ZHA-08].

Pour remédier à ce phénomène une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire.

Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés «commande intelligente», travaillant essentiellement sur les principes de la logique floue, réseaux de neurones et algorithmes génétiques [BEN-13].

### **1.3 Conclusion**

De nos jours, la commande des systèmes s'oriente, de plus en plus, vers la combinaison de différentes techniques de commande afin de profiter du maximum d'avantages offerts par chacune d'elles en vue de réaliser des schémas de commande plus performants et plus efficaces. C'est dans ce contexte que s'inscrit l'objectif du présent travail. En effet, pour améliorer les performances dynamiques du moteur à induction, on propose un schéma de commande basé sur une combinaison entre les propriétés des commandes intelligentes et le principe de la commande par mode glissant, pour le moteur à

induction. À cet effet, dans ce qui suit, on va s'intéresser à la présentation du principe de la commande non-linéaire par mode glissant et le principe de la logique floue avec ces applications sur le modèle du moteur à induction.

# ***CHAPITRE 2***

## ***Commande Vectorielle de la Machine à Induction***

## 2.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [LAM- 04].

Dans ce chapitre, nous proposons dans un premier temps la modélisation classique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, en utilisant les transformations de Concordia et de Park, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Et par la suite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension), contrôlé par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion). Et enfin nous effectuons la simulation pour valider le système onduleur-machine, et étudier le comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge).

## 2.2 Modélisation du moteur à induction

### 2.2.1 Description paramétriques –hypothèses simplificatrices

Le moteur asynchrone à induction se compose :

- ✓ D'un primaire généralement le stator, portant un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.
- ✓ D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil [LER-81].

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèse simplificatrice [CAR-95], [LER-81] :

- Entrefer constant
- Effet des encoches négligé
- Distribution spatiale sinusoïdal des forces magnétomotrice d'entrefer
- Circuit magnétique non saturé à perméabilité constante
- Perte ferromagnétique négligeable.
  - Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

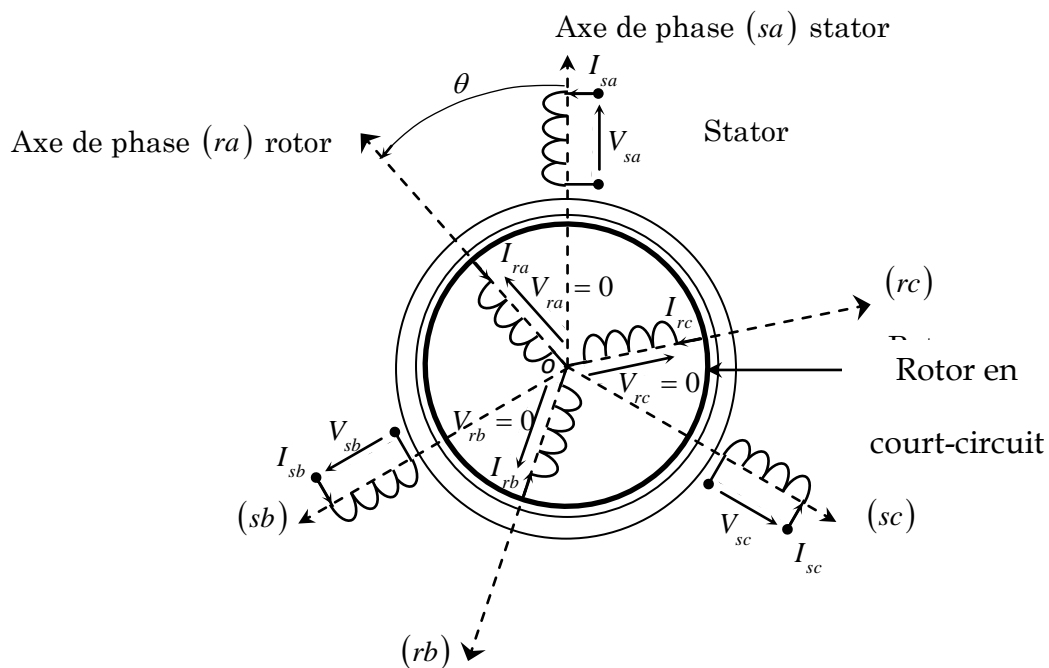
1. L'additivité des flux
2. La constante des inductances propres
3. La loi des variations sinusoïdal des inductances mutuelles entre l'enroulement statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leur axes magnétiques.

### 2.2.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre

part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

Le moteur à induction est alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs [RAM-04].



**Fig. (2.1)** Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (2.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire [CAR-95], [ROB-07] :

$$V = R.I + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

### 2.2.2.1 Equations des tensions d'un moteur asynchrone

Avec les hypothèses précédentes, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [LER-81] :

$$[V_{ABC}] = R_s \cdot [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] \quad (2.2)$$

$$[V_{abc}] = R_r \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (2.3)$$

$[V_{ABC}] = [V_A V_B V_C]^T$  : Le vecteur des tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T$  : Le vecteur des tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \phi_B \phi_C]^T$  : Le vecteur des flux totaux statoriques à travers ces enroulements.

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T$  : Le vecteur des flux totaux rotoriques à travers ces enroulements.

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^T$  : Le vecteur des courants statoriques qui traversent celle-ci.

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$  : Le vecteur des courants rotoriques qui traversent celle-ci.

$R_s$  et  $R_r$  : Désignent les résistances par phase du stator et du rotor.

### 2.2.2.2 Equations des flux d'un moteur asynchrone

Les flux totalisés dans les phases statoriques et rotoriques s'exprime sous la forme [RAM-11] :

$$[\phi_{ABC}] = [L_s][i_{ABC}] + [M][i_{abc}] \quad (2.4)$$

$$[\phi_{abc}] = [L_r][i_{abc}] + [M][i_{ABC}] \quad (2.5)$$



$[L_s]$  : Matrice d'inductance statorique définie par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{AA} & l_{AB} & l_{AC} \\ l_{BA} & l_{BB} & l_{BC} \\ l_{CA} & l_{CB} & l_{CC} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$[L_r]$  : Matrice d'inductance rotorique définie par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$[M]$  : Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor qu'on peut exprimer ainsi :

$$[M] = m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations susmentionnées et pour montrer cette complexité, on fait passer à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

### 2.2.3 Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasé

L'introduction du vecteur spatial permet de simplifier grandement le modèle décrit par les équations (2.1) et (2.2).

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet

le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park et Concordia). Toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel.

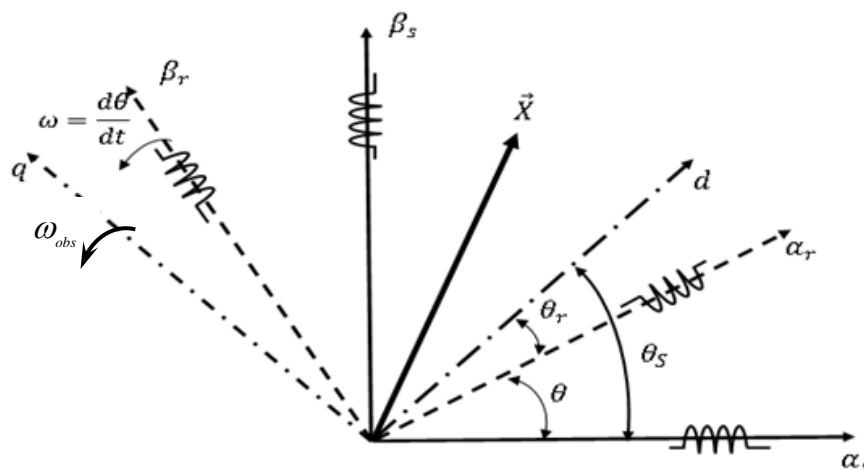


Fig. (2.2) Transformation de repère

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont :

- le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé  $(d, q)$ .
- le référentiel fixe par rapport au stator  $(\alpha_s, \beta_s)$  par convention appelé  $(\alpha, \beta)$ .

### 2.2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $ABC$  vers le repère  $(\alpha, \beta)$  puis vers le repère  $(d, q)$ . Le repère  $(\alpha, \beta)$  est toujours fixe par rapport au repère  $ABC$  figure (2.2), par contre le repère  $(d, q)$  est mobile. Il forme avec le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [LER-81].

La transformée de Park modifiée repose sur l'invariance de la puissance instantanée, dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique [CAR-95].

La transformée de Park modifiée est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Ou encore on notera :

$$[X_{dq0}] = [A][X_{ABC}] \quad (2.10)$$

Avec :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Puisque La matrice de transformation doit être orthogonale  $[A]^T = [A]^{-1}$ .

Les expressions usuelles de (2.9) sont données par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = A^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

### 2.2.3.2 Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)

Comme le montre la figure (2.2), cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent.

Le passage entre coordonnées dans le repère triphasé et coordonnées diphasées et homopolaires et son inverse est défini par [MAR-05]:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Ou encore en notera :

$$[X_{\alpha,\beta,0}] = C \cdot [X_{A,B,C}] \quad (2.15)$$

Avec :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Dans la littérature, elle est généralement appelée transformée inverse de Concordia cette transformation est orthogonale, orthonormée et conserve l'invariance de la puissance instantanée. La composante homolaire est nulle lorsque le système est équilibré [LER-81], [ROB-07].

Evidement la normalisation fait que :  $C^{-1} = C^T$ . Les expressions usuelles de (2.14) sont données par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = C^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

La transformation de Concordia  $(\alpha, \beta)$  peut également être obtenue à partir des composantes de Park  $(d, q)$ , et en faisant une rotation de l'angle  $\theta_s$ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par [CHE-98] [MER-07] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

## 2.2.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park sera donné par les équations suivantes :

Les équations aux tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{s0} = R_s \cdot i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \end{cases} \quad (2.21)$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse  $\omega_r$ , les axes  $(d, q)$  fixes sur le rotor, se déplacent à la vitesse  $(\omega_s - \omega_r)$  relativement au référentiel tournant synchrone, donc, on a :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} \\ V_{r0} = R_r \cdot i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec  $\omega_r$  : vitesse de rotation de l'arbre du moteur.

De plus les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_{AA} - l_{AB} \\ L_r = l_{aa} - l_{ab} \\ M = \frac{3}{2} \cdot m_{sr} \end{cases} \quad (2.24)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p.(\phi_{sd}.i_{sq} - \phi_{sq}.i_{sd}) \\ C_{em} = p.(\phi_{rq}.i_{rd} - \phi_{rd}.i_{rq}) \\ C_{em} = p.M.(i_{sq}.i_{rd} - i_{sd}.i_{rq}) \\ C_{em} = p.\frac{M}{L_r}.(\phi_{rd}.i_{sq} - \phi_{rq}.i_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.25)$$

Ces équations sont utilisées suivant le vecteur d'état choisi.

**Remarque** : dans ce qui suit, on choisit le vecteur d'état  $(i_s, \phi_r)$ .

Où :

$$C_{em} = p.\frac{M}{L_r}.(\phi_{rd}.i_{sq} - \phi_{rq}.i_{sd}) \quad (2.26)$$

$$J.\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \Omega &= \frac{\omega}{p} \\ d\Omega &= \frac{1}{p}.\frac{d\omega}{dt} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Avec :

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique

$C_r$  : Le couple de charge

$J$  : Moment d'inertie du moteur

$f$  : Coefficient de frottement

$\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor

$p$  : Nombre de paires de pôles

## 2.2.5 Définition des différents référentiels

### 2.2.5.1 Référentiel lié au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator et se traduit par ces conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \omega_{obs} = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.29)$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= L_s I_{s\alpha} + M_{sr} I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} &= L_s I_{s\beta} + M_{sr} I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} &= L_r I_{r\alpha} + M_{sr} I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} &= L_r I_{r\beta} + M_{sr} I_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs statoriques.

### 2.2.5.2 Référentiel lié au rotor :

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$  et se traduit par ces conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \omega_{obs} = \omega \quad (2.31)$$



Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r \cdot i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r \cdot i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (2.32)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

### 2.2.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator et se traduit par ces conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \omega_{obs} = \omega_s = \omega + \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{rd} \\ V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.33)$$

Dans le référentiel tournant  $(d, q)$  le couple est défini par :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.34)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans les problèmes de commande.

## 2.2.6 Modélisation en représentation d'état de la machine asynchrone en vue de la commande

La modélisation en représentation d'état en vue de commande est une approche appropriée par tout automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi-variable. Le choix des variables d'état d'entrée et de sortie du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation [BAH-09].

Pour des applications de commande, un choix approprié pour le vecteur d'état, selon le repère est le suivant :

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha(d)} & i_{s\beta(q)} & \phi_{r\alpha(d)} & \phi_{r\beta(q)} & \omega \end{bmatrix}^T \quad (2.35)$$

Le choix des courants statoriques sont justifiés par le fait qu'ils sont accessibles à la mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composants  $u_{s\alpha(d)}$  et  $u_{s\beta(q)}$ .

Le modèle d'état de la machine asynchrone est celui d'un système multi-variable non linéaire ayant la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + b(x).u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (2.36)$$

Le vecteur  $x$  appartient à l'ensemble  $\Omega = \{X \in \mathfrak{R}^5 : \phi_{r\alpha(d)}^2 + \phi_{r\beta(q)}^2 \neq 0\}$ .

Les matrices  $f(x)$ ,  $b(x)$  et  $h(x)$  sont définies selon le choix du repère.

En disposant de deux entrées indépendantes, deux sorties doivent être choisies afin d'obtenir un système carré, on peut choisir :

$$y = \begin{bmatrix} \omega & \phi_r^2 \end{bmatrix}^T \quad (2.37)$$

Dans un référentiel  $(d, q)$  tournant à une vitesse  $\omega_s$ , le modèle du moteur asynchrone, tiré des équations (2.27), (2.32) et (2.33) est défini par le système non linéaire, d'ordre 5, suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{rd} + p \cdot K \cdot \omega \phi_{rq} \\ -\omega \cdot i_{sd} - \gamma \cdot i_{sq} - p \cdot K \cdot \omega \cdot \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} - (\omega_s - p \cdot \omega) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} - (\omega_s - p \cdot \omega) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) - \frac{f}{J} \cdot \omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_R}, K = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_R}, \gamma = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} (R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2})$$

### 2.2.6.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator

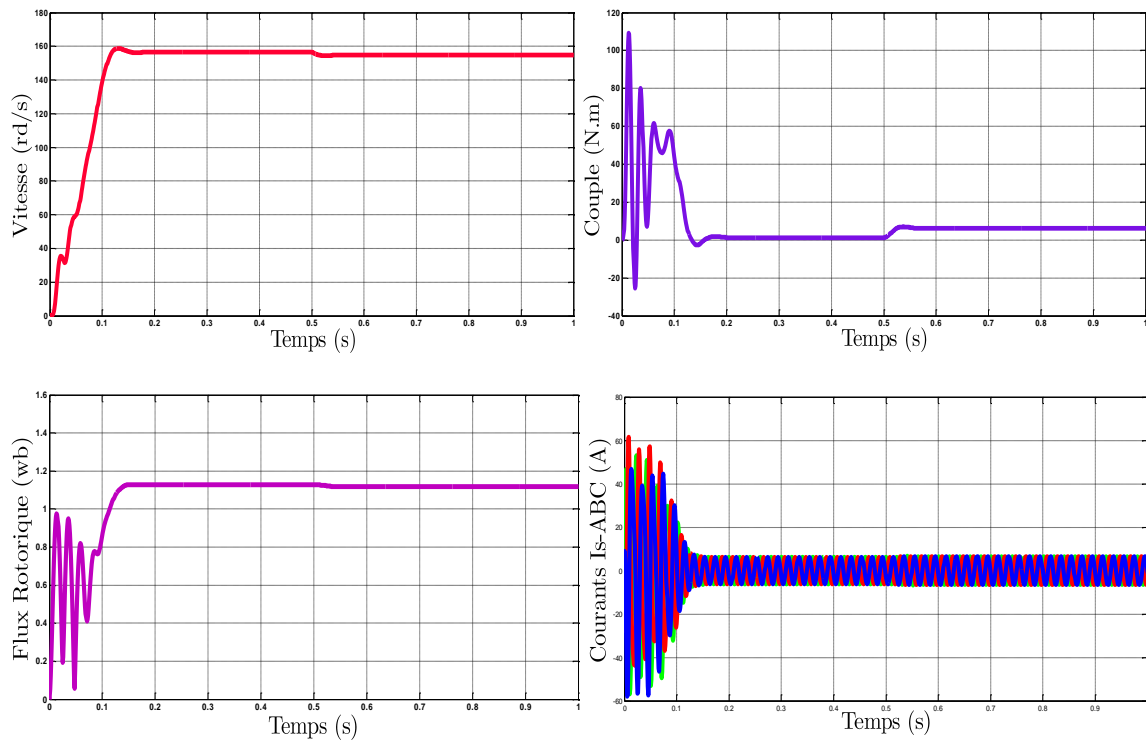
Dans un référentiel  $(\alpha, \beta)$  fixe au stator :  $\omega_{obs} = 0$ , le modèle du moteur asynchrone, tiré des équations (2.27), (2.29) et (2.30), est défini par le système non linéaire, d'ordre 5, suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x) + b(x) \cdot u(t) \quad (2.39)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} + p \cdot K \cdot \omega \cdot \phi_{r\beta} \\ -\gamma \cdot i_{s\beta} - p \cdot K \cdot \omega \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\beta} - p \cdot \omega \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \cdot \omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

### 2.2.7 Résultats de simulation et interprétations

On constate d'après les courbes de la figure (2.3) que la vitesse oscille légèrement (régime transitoire) et cela est dû à l'inertie des masses tournantes ensuite la vitesse atteint son régime permanent (vitesse nominale  $157 \text{ rad/sec}$ ) après un temps de  $t = 0.15\text{s}$ .



**Fig. (2.3)** Démarrage en pleine tension suivi par l'application d'un couple résistant  $C_r = 5 \text{ N.m}$

Lors du démarrage, on remarque aussi un fort appel de courant voisinant les  $60 \text{ A}$ , nécessaire au couple demandé. Ce dernier est transmis à la partie mécanique avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation, après avoir atteint le régime permanent.

Le flux rotorique total dans le repère fixe se stabilise à une valeur de  $1.12 \text{ Wb}$  en régime établi.

On note aussi d'après la figure (2.3), que l'introduction d'un couple de charge de  $5 N.m$  a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, de même pour le flux rotorique ce qui montre bien le fort couplage existant entre ces différentes variables, et la nécessité du réglage de vitesse.

## 2.3 Association onduleur-moteur asynchrone

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [BOU-05].

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoïdale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, ou l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle triangulo-sinusoïdale (MLI) [CHE-09].

### 2.3.1 Description du système d'association

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (2.4) est constitué [BOS-02] :

- ❖ D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- ❖ Un filtre de type passe-bas.

- ❖ Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

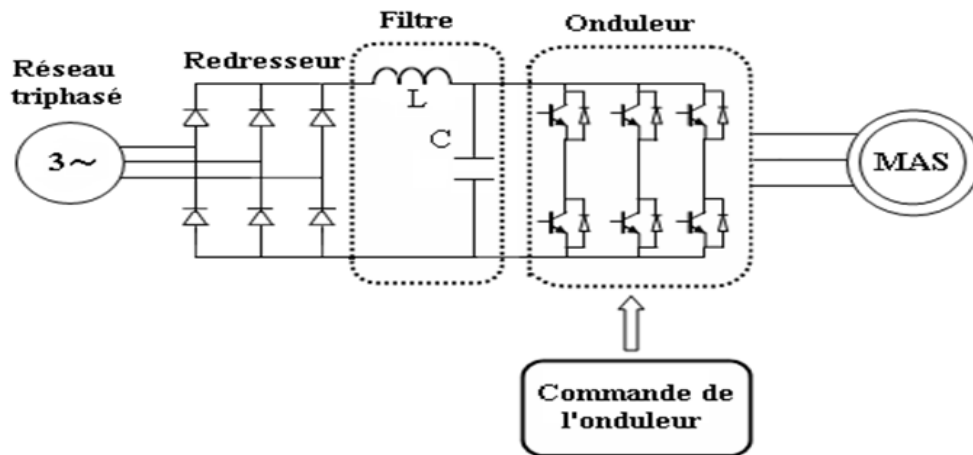


Fig. (2.4) Schéma du convertisseur statique

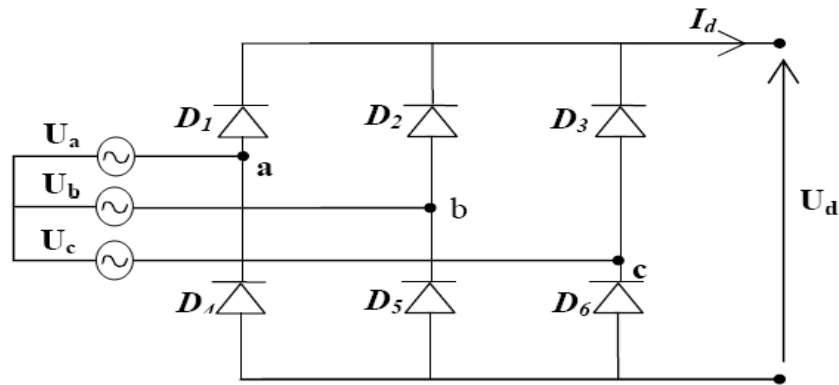
Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble.

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

### 2.3.1.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont en Graetz à six diodes qui convertit une tension alternative à l'entrée et une tension continue à la sortie, il est représenté par la figure (2.5).



**Fig. (2. 5)** Schéma du redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes  $D_1, D_2, D_3$  à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes  $D_4, D_5, D_6$  à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

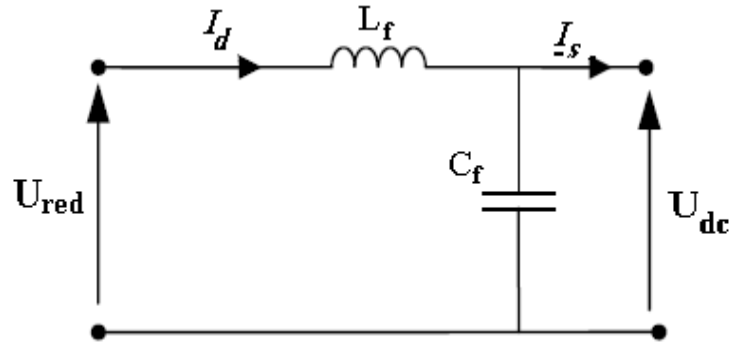
$$\left\{ \begin{array}{l} U_a(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (2.41)$$

Et si on néglige l'effet d'empîement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_m(t) = \text{Max} [U_a, U_b, U_c] - \text{Min} [U_a, U_b, U_c] \quad (2.42)$$

### 2.3.1.2 Modélisation du filtre

Le filtre est constitué par une inductance  $L_f$  en série avec une capacité  $C_f$  en parallèle comme il est représenté à la figure (2.6).



**Fig. (2.6)** Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (U_{red} - U_{dc}) - \frac{R_f}{L_f} \cdot i_d \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} \cdot i_c = \frac{1}{C_f} \cdot (i_d - i_0) \end{cases} \quad (2.43)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f \cdot C_f})^2 s^2} \quad (2.44)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.45)$$

### 2.3.1.3 Modélisation de l'onduleur de tension

La figure (2.7) Présente un schéma d'alimentation pour le moteur asynchrone avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

L'alimentation d'entrée DC est habituellement obtenue à partir d'un approvisionnement signal déphasé alimenté à travers d'un redresseur à pont de diodes et LC ou C son des filtres, comme illustré sur la fig. (2.4), [BOS-02]. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau.



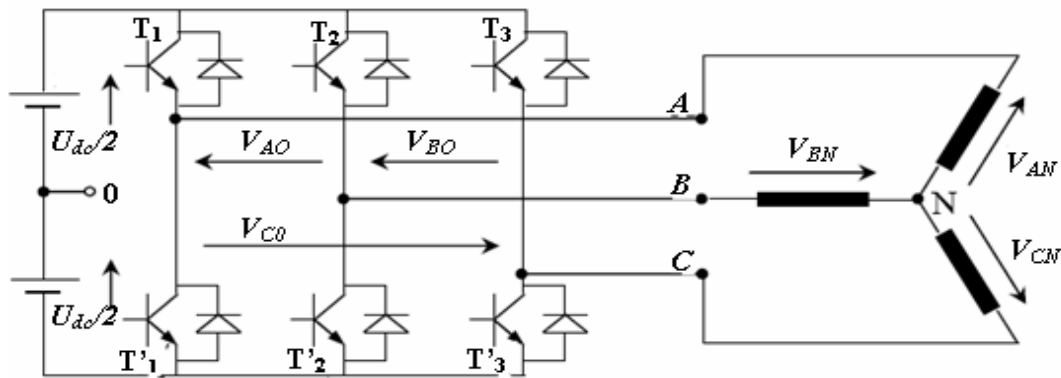


Fig. (2.7) Schéma de l'onduleur de tension.

L'ensemble de transistors constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui impose la fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine. Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal [MER-07].

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on suppose que [BAH-09] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a donc :

Si  $S_i=1$ , Alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert.

Si  $S_i=0$ , Alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{OB} \\ V_{BC} = V_{BO} - V_{OC} \\ V_{CA} = V_{CO} - V_{OA} \end{cases} \quad (2.46)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle donc :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{1}{3} \cdot [V_{AB} - V_{CA}] \\ V_{BN} = \frac{1}{3} \cdot [V_{BC} - V_{AB}] \\ V_{CN} = \frac{1}{3} \cdot [V_{CA} - V_{BC}] \end{cases} \quad (2.47)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sortie de l'onduleur en introduisant la neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$  :

$$\begin{cases} V_{AN} + V_{N0} = V_{AO} \\ V_{BN} + V_{N0} = V_{BO} \\ V_{CN} + V_{N0} = V_{CO} \end{cases} \quad (2.48)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{N0} = \frac{1}{3} \cdot [V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}] \quad (2.49)$$

L'état des interrupteur supposés parfait Si ( $I=A, B, C$ ) on a :

$$V_{IO} = S_I \cdot U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (2.50)$$

$$\begin{cases} V_{AB} = [S_A - 0.5] \\ V_{BC} = [S_B - 0.5] \\ V_{CA} = [S_C - 0.5] \end{cases} \quad (2.51)$$

En remplaçant (2.49) dans (2.48), on obtient :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3} \cdot V_{AO} - \frac{1}{3} \cdot V_{BO} - \frac{1}{3} \cdot V_{CO} \\ V_{BN} = \frac{1}{3} \cdot V_{AO} + \frac{2}{3} \cdot V_{BO} - \frac{1}{3} \cdot V_{CO} \\ V_{CN} = \frac{1}{3} \cdot V_{AO} - \frac{1}{3} \cdot V_{BO} + \frac{2}{3} \cdot V_{CO} \end{cases} \quad (2.52)$$

En remplaçant (2.52) dans (2.50), on obtient :

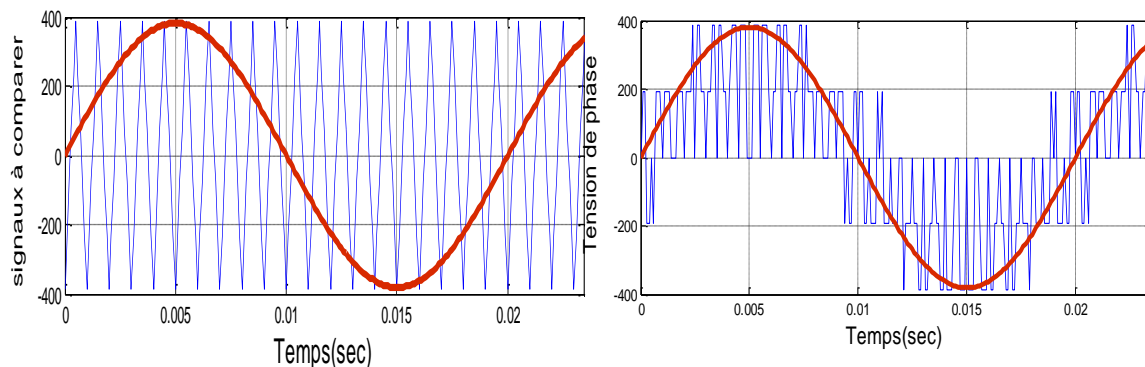
$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

### 2.3.2 Principe des stratégies de commande

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique La technique de commande MLI (triangulo-sinusoïdale) ou (MLI vectorielle) qui permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Si n'est pas le cas, les commandes sont les courants, on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta) [MER-07], [FOD-08].

#### 2.3.2.1. MLI sinus-triangle

Le principe de fonctionnement de la MLI consiste à comparer une onde modulatrice sinusoïdale  $V_m$ , de fréquence  $f_p$  et une onde triangulaire  $V_{mref}$  de fréquence  $f_{ref}$ . La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de  $120^\circ$ .



**Fig. (2.8)** Allure des signaux à comparer et de tension de sortie de l'onduleur

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $R$  tel que :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}}, \quad R = \frac{V_{mref}}{V_m} \quad (2.54)$$

Avec :

$f_p$  : Fréquences de modulation.

$f_{ref}$  : Fréquences de référence.

$V_{mref}$  : Amplitude de la tension de référence.

$V_m$  : Valeur de crête de l'onde de modulation.

#### ❖ Equation de la porteuse :

La forme de la porteuse est donnée par :

$$V_{pm} = -\frac{1}{2}.V_m + 2.V_m \cdot \frac{t}{T} \text{ Partie montante.}$$

$$V_{pm} = \frac{3}{2}.V_m + 2.V_m \cdot \frac{t}{T} \text{ Partie descente.}$$

#### ❖ Equation de la référence :

Les signaux de référence forme un système, tel que :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{mref} \cdot \sin(\omega_{ref} t) \\ V_{ref2} = V_{mref} \cdot \sin(\omega_{ref} t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_{mref} \cdot \sin(\omega_{ref} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.55)$$

### 2.3.2.3 Contrôle des courants par régulateur à hystérésis :

Le contrôle des courants par régulateur à hystérésis est essentiellement une méthode de rétroaction instantanée, où le courant réel suit continuellement la commande en cours au sein d'une bande d'hystérésis comme est illustré sur la figure (2.9).

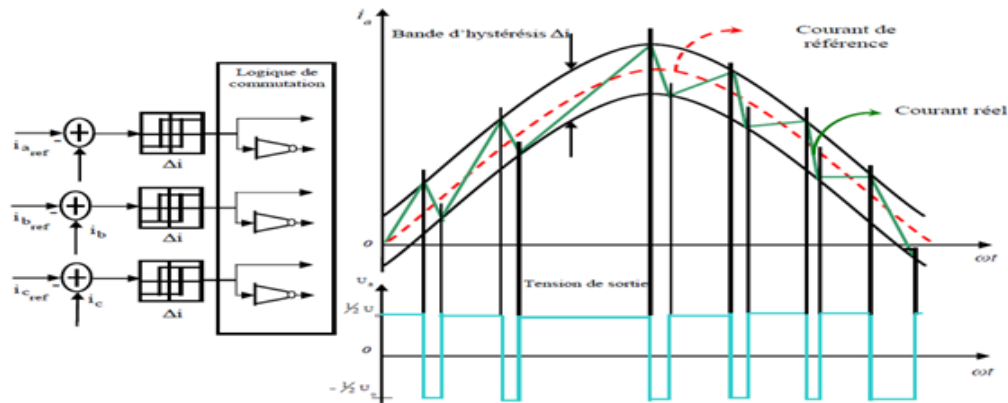


Fig. (2.9) Principe de commande de la bande d'hystérésis

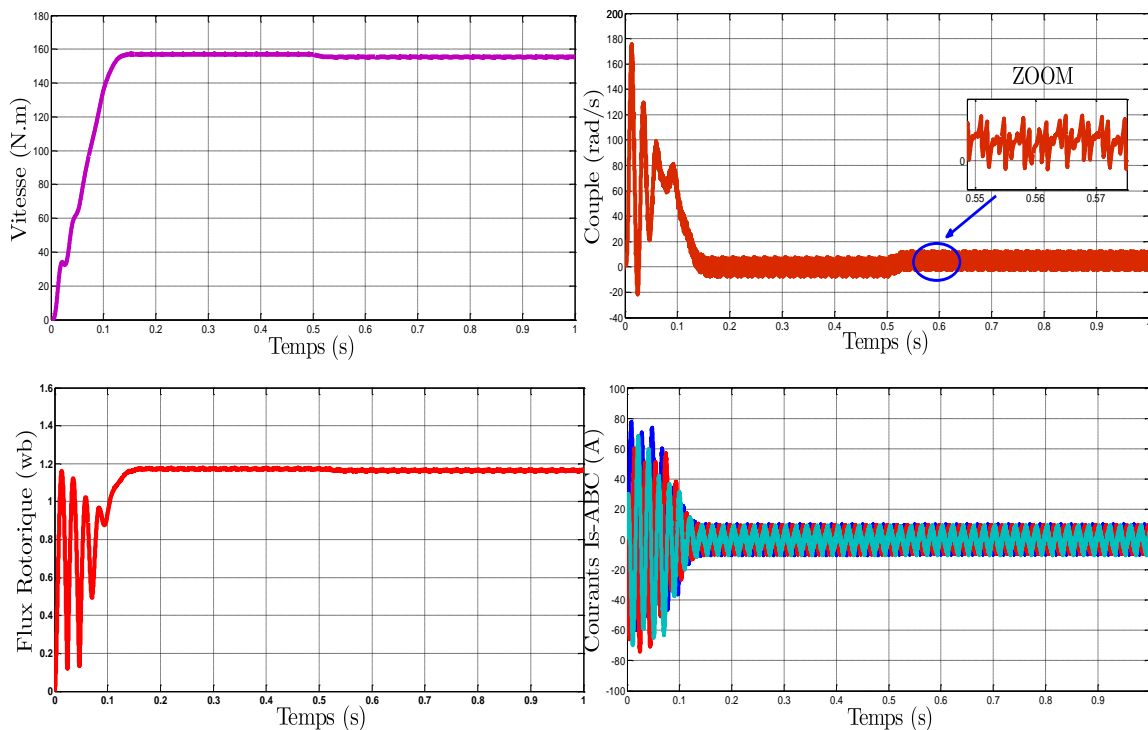
La figure (2.9) explique le principe de fonctionnement de la bande d'hystérésis pour un onduleur en demi-pont. Le circuit de commande génère une onde de courant de référence, grandeur et fréquence désirée, et elle est comparée avec la phase réelle du courant. Si le courant dépasse la bande d'hystérésis, le commutateur supérieur dans le demi-pont est éteint et le commutateur de la machine (commutateur en bas) est allumé. En conséquence, la transition de la tension de sortie de  $0,5 V_d$  à  $-0,5 V_d$ , et le courant commence à se diminuer. Si le courant traverse la limite inférieure de la bande d'hystérésis, le commutateur inférieur est éteint et l'interrupteur du haut est allumé. Le courant réel est donc forcé de suivre le courant de référence dans la bande d'hystérésis par commutation des interrupteurs supérieure et inférieure. L'onduleur devient alors essentiellement une source du courant avec une ondulation du courant crête. Les conditions de commutation des trois

commutateurs statique  $S_i$  (1, 2, 3) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques  $S_i$  correspondants de la façon suivante [BOS-02], [LAA-08] :

$$\begin{cases} S_i = -1 & \text{si } i_i \geq i_{ref} - \Delta i \\ S_i = 1 & \text{si } i_i \leq i_{ref} - \Delta i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } i_i = i_{ref} \end{cases} \quad (2.55)$$

### 2.3.3 Résultats de simulation et interprétations:

Les résultats de simulation de la figure (2.10) présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t=0.5 \text{ s}$ , durant un l'intervalle de temps de  $0.5 \text{ s}$ .



**Fig. (2.10)** Association onduleur-machine avec application d'un couple résistant ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ).

On remarque que la vitesse atteint le régime permanent après un temps de  $0.16$  s avec des petites oscillations dues aux harmoniques résultantes de l'ajout de l'onduleur, alors que le couple électromagnétique présente des ondulations importantes lors du régime transitoire. Une fois le régime permanent est atteint, on applique une charge perturbatrice à l'instant  $t = 0.5$  s.

On remarque que le couple électromagnétique augmente afin de compenser cette perturbation, dès que la vitesse subisse une chute significative. Les allures des courants statoriques présentent au démarrage des pulsations importantes qui disparaissent après que le régime permanent est atteint pour avoir une forme sinusoïdale et une amplitude constante.

## **2.4 Commande vectorielle de la machine à induction**

La commande de la machine à induction est effectuée par deux méthodes, une consiste à traiter la commande directe du modèle non linéaire (commande scalaire), et l'autre à appliquer le contrôle au modèle découplé par l'orientation du flux (commande vectorielle).

L'avantage de la technique de commande vectorielle c'est que le flux et le couple électromagnétique sont complètement découplés, ce qui améliore les performances dynamiques de la machine à induction. C'est cette technique, qui est de plus en plus appliquée dans l'industrie, que nous allons décrire et présenter également le modèle de la machine à induction commandée en tension à flux orienté.

### **2.4.1 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux**

La commande vectorielle par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante.

Pour cela, il faut choisir convenablement le système d'axe  $(\vec{O}_u, \vec{O}_v)$  qui convient pour l'adapter à la commande qui garantit le découplage du couple et du flux [RAM-04].

Dans la commande vectorielle, les courants statoriques sont contrôlés dans un repère synchrone  $(\vec{O}_d, \vec{O}_q)$  lié au champ tournant, après ils sont transformés dans un repère lié au stator pour alimenter la machine. Le principe est donc d'éliminer le problème de couplage entre les deux axes : l'axe direct  $\vec{O}_d$  et l'axe en quadrature  $\vec{O}_q$ . La composante du courant statorique  $I_{sd}$  orientée suivant l'axe  $\vec{O}_d$  produit le flux et la composante  $I_{sq}$  orientée suivant l'axe  $\vec{O}_q$  produit le couple [RAM-04].

### 2.4.2 Commande vectorielle indirect

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor, elle permet le contrôle de la vitesse par contre-réaction et le contrôle du module de Flux par réaction [RAM-04]. La condition de l'orientation du flux rotorique est :

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= \phi_r \\ \phi_{rq} &= 0\end{aligned}\tag{2.56}$$

En considérant cette condition, l'expression de couple sera alors :

$$C_e = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{sq}\tag{2.57}$$

On obtient les deux équations de tension aux bornes du stator de la machine à induction qui seront le plus possible des tensions de référence. Mais il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations



statorique, il y a des termes de couplage entre les deux axes  $\vec{O}_d$  et  $\vec{O}_q$ . Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe :

$$V_{sd} = \sigma \cdot L_s \cdot \left[ \left( \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) I_{sd} + \dot{I}_{sd} - \omega_s \cdot I_{sq} - \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} \cdot T_r} \right) \cdot \phi_r \right] \quad (2.58)$$

$$V_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot \left[ \left( \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) I_{sq} + \dot{I}_{sq} + \omega_s \cdot I_{sd} + \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}} \right) \cdot \omega \cdot \phi_r \right] \quad (2.59)$$

La troisième et la quatrième équation dû du système (2.38) sont données par :

$$\dot{\phi}_r = \frac{M_{sr}}{T_r} \cdot I_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_r \quad (2.60)$$

$$\frac{M_{sr}}{T_r} \cdot I_{sq} - \omega_{gl} \cdot \phi_r = 0 \quad (2.61)$$

De l'équation (2.60), on tire l'expression suivante :

$$\phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r \cdot S} \cdot I_{sd} \quad (2.62)$$

Les équations (2.58) et (2.59) peuvent être écrites comme suit :

$$V_{sd} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S) \cdot I_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot S \cdot \phi_r \quad (2.63)$$

$$V_{sq} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S) \cdot I_{sq} + \omega_s \cdot \left( \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \cdot \phi_r \quad (2.64)$$

À partir de ces équations, il est possible de définir plusieurs termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer plus cette étude, nous considérons

le cas de décomposition des tensions. Donc, les équations (2.63) et (2.64) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \underbrace{\sigma \cdot L_s \cdot \dot{I}_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot S \cdot \phi_r}_{\text{Terme de couplage}} \quad (2.65)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \dot{I}_{sq} + \omega_s \cdot \underbrace{\left( \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right)}_{\text{Terme de couplage}} \cdot \phi_r \quad (2.66)$$

Dans l'équation (2.65), on sépare la tension selon l'axe  $\bar{O}_d$  en deux parties :

$$V_{sd} = V_{sd1} + V_{sqc} \quad (2.67)$$

Avec :

$$V_{sd1} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S) I_{sd} \quad (2.68)$$

Et :

$$V_{sqc} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot S \cdot \phi_r \quad (2.69)$$

De l'équation (2.68), on tire l'expression suivante :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma \cdot T_s \cdot S} \quad (2.70)$$

On peut considérer de manière analogue l'équation (2.66) et définir :

$$V_{sq} = V_{sq1} + V_{sdc} \quad (2.71)$$

Avec :

$$V_{sq1} = (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S) I_{sq} \quad (2.72)$$

$$V_{sdc} = \omega_s \cdot \left( \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \phi_r \quad (2.73)$$

De même, de l'équation (2.72), on tire l'expression suivante :

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s \cdot S} \quad (2.74)$$

Les expressions (2.70) et (2.74) montrent le découplage entre les deux composantes du courant.

En régime permanent, (2.67) et (2.71) deviennent en terme de tensions de référence de commande comme suit :

$$V_{sd}^* = V_{sd1} + V_{sqc} \quad (2.75)$$

$$V_{sq}^* = V_{sq1} + V_{sdc} \quad (2.76)$$

En tenant compte de la condition (2.56), la direction du flux  $\phi_r$  sera instantanément donnée par  $\theta_s$ , qui est la position instantanée du référentiel  $(\vec{O}_d, \vec{O}_q)$  par rapport au référentiel  $(\vec{O}_\alpha, \vec{O}_\beta)$ . Cette position est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (2.77)$$

Où  $\omega_s$  est le résultat de l'autopilotage définit par :

$$\omega_s = \omega + \omega_{gl} = p \cdot \Omega + \omega_{gl} \quad (2.78)$$

Avec  $\omega_{gl}$  est déduite de l'équation (2.61) :

$$\omega_{gl} = \frac{M_{sr}}{T_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\phi_r} \quad (2.79)$$

En résumé, le module et la position du flux peuvent être évalués comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_r &= \frac{M_{sr}}{T_r} \cdot I_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= p \cdot \Omega + \frac{M_{sr}}{T_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\phi_r} \end{aligned} \quad (2.80)$$

## 2.5 Calcul des régulateurs

Dans le contrôle vectoriel l'idée sur la régulation consiste à contrôler les deux grandeurs importantes de la machine à induction : le flux et le couple. Ces réglages doivent annuler l'erreur existante entre les valeurs des grandeurs et leurs consignes de référence, en imposant un nouveau vecteur de tension de référence ( $V_s^*$ ).

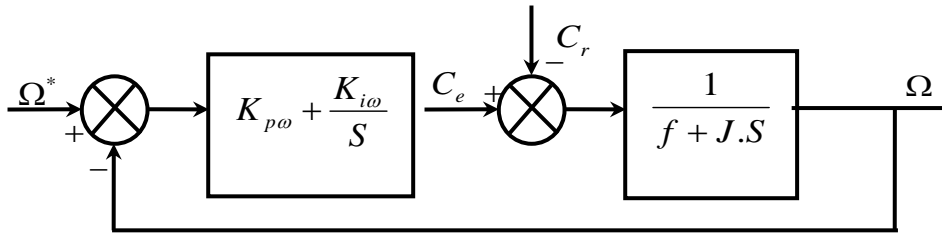
La grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est le couple électromagnétique, en présence de la charge mécanique qui peut varier très brutalement. Cependant, il est aussi nécessaire de bien contrôler le flux pour éviter les surintensités des courants et d'obtenir un bon rendement de l'ensemble du système. Etant donné que le flux est défini par le courant  $I_{sd}$ , il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux. Le couple dépend du produit entre le flux  $\phi_r$  et le courant  $I_{sq}$ . Le flux est une variable qui évolue plus lentement que le courant  $I_{sq}$ , c'est ce dernier qui est pris en compte pour contrôler le couple.

Ce type de contrôle dans lequel la régulation du moteur se fait en courant et l'alimentation en tension permet d'obtenir le couple maximal sur toute la plage de vitesses. Pour la régulation des courants, de la vitesse et du flux, nous avons choisi d'utiliser des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le dimensionnement des régulateurs sera basé sur la dynamique en boucle fermée par imposition de pôles. Les boucles de régulation de vitesse et des courants étant en cascade, la boucle interne doit avoir une dynamique plus rapide que la boucle externe étant donné que dans le cas d'une machine à induction la

constante de temps des courants statoriques est généralement de 10 à 20 fois supérieure à celle du flux.

### 2.5.1 Régulation de la vitesse $\Omega$

A partir de l'équation mécanique du moteur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple.



**Fig.(2.11)** Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation  $\Omega$

On a :

$$\frac{\Omega}{\Delta C} = \frac{1}{f + J.S} \quad \text{avec : } \Delta C = C_e - C_r \quad (2.81)$$

Le schéma bloc de régulation de vitesse est réalisé comme indiqué par la figure (2.11). Le régulateur PI, est donné par la fonction de transfert suivante :

$$G_c = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S} \quad (2.82)$$

La fonction de transfert de la boucle fermée (BF) sera :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(K_{p\omega}.S + K_{i\omega}) \cdot \frac{\Delta C}{J}}{S^2 + \frac{f + K_{p\omega} \cdot \Delta C}{J} \cdot S + \frac{K_{i\omega} \cdot \Delta C}{J}} \quad (2.83)$$

La dynamique de cette boucle de régulation, est celle d'un système du 2<sup>ème</sup> ordre, les deux pôles seront choisis pour donner de bonnes performances de régulation. On peut imposer deux pôles complexes conjugués :

$S_{1,2} = \rho_1(-1 \pm j)$  en boucle fermée, et par identification on obtient des gains du régulateur PI :

$$\begin{aligned} K_{p\omega} &= 2 \cdot J \cdot \rho_1 - f \\ K_{i\omega} &= 2 \cdot J \cdot \rho_1^2 \end{aligned} \quad (2.84)$$

### 2.5.2 Régulation du courant $I_{sq}$

Le régulateur du couple permet de maintenir le couple égal au couple de référence par l'intermédiaire du courant  $I_{sd}$ . La fonction de transfert est donnée par:

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S} \quad (2.85)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq}^*} = \frac{(K_{pq} \cdot S + K_{iq}) \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s}}{S^2 + \frac{R_s + K_{pq}}{\sigma \cdot L_s} \cdot S + \frac{K_{iq}}{\sigma \cdot L_s}} \quad (2.86)$$

L'équation caractéristique est du deuxième ordre, si on impose deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative :  $S_{1,2} = \rho_2(-1 \pm j)$  d'où par identification :

$$\begin{aligned} K_{pq} &= 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_2 - R_s \\ K_{iq} &= 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_2^2 \end{aligned} \quad (2.87)$$

### 2.5.3 Régulation du courant $I_{sd}$

Le régulateur de courant direct fournit la tension  $I_{sd}$  nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence. La fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma.L_s.S} \quad (2.88)$$

Les mêmes calculs effectués pour dimensionner le régulateur de courant  $I_{sq}$  sont appliqués pour ce régulateur. Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients  $K_{pd}$  et  $K_{id}$  seront identiques à ceux du régulateur de courant  $I_{sq}$  donc :

$$\begin{aligned} K_{pd} &= 2.\sigma.L_s.\rho_2 - R_s \\ K_{id} &= 2.\sigma.L_s.\rho_2^2 \end{aligned} \quad (2.89)$$

#### 2.5.4 Régulation du flux $\phi_r$

Pour assurer un bon fonctionnement du moteur, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application de charges additives. D'après l'équation (2.62) on obtient :

$$\frac{\phi_r}{I_{sd}} = \frac{M_{sr}/T_r}{1/T_r + S} \quad (2.90)$$

Supposons que le courant  $I_{sd}$  a déjà atteint sa valeur de référence  $I_{sd}^*$  (la dynamique du flux est plus lente que la dynamique courant), dans ce cas la boucle interne peut faire la régulation du flux rotorique. Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure (2.12).

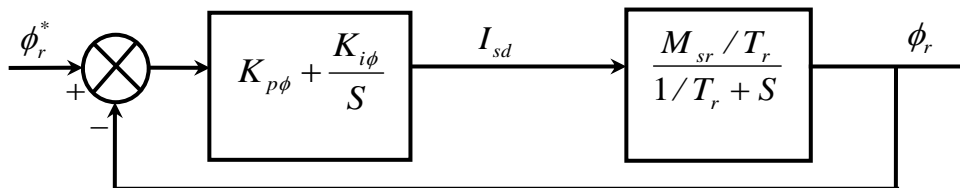


Fig.(2.12) Schéma bloc de la boucle de régulation du flux  $\phi_r$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{(K_{p\phi} + K_{i\phi})M_{sr}/T_r}{S^2 + (1/T_r)(1 + M_{sr} \cdot K_{p\phi})S + (M_{sr}/T_r) \cdot K_{i\phi}} \quad (2.91)$$

De la même manière en imposant deux pôles complexes conjugués :  
 $S_{1,2} = \rho_3(-1 \pm j)$  ; d'où par identification :

$$\begin{aligned} K_{p\phi} &= 2 \cdot \frac{T_r}{M_{sr}} \cdot \rho_3 - \frac{1}{M_{sr}} \\ K_{i\phi} &= 2 \cdot \frac{T_r}{M_{sr}} \cdot \rho_3^2 \end{aligned} \quad (2.92)$$

Le schéma-bloc de commande correspondant à cette structure est donné par la figure (2.13) [RAM-04].



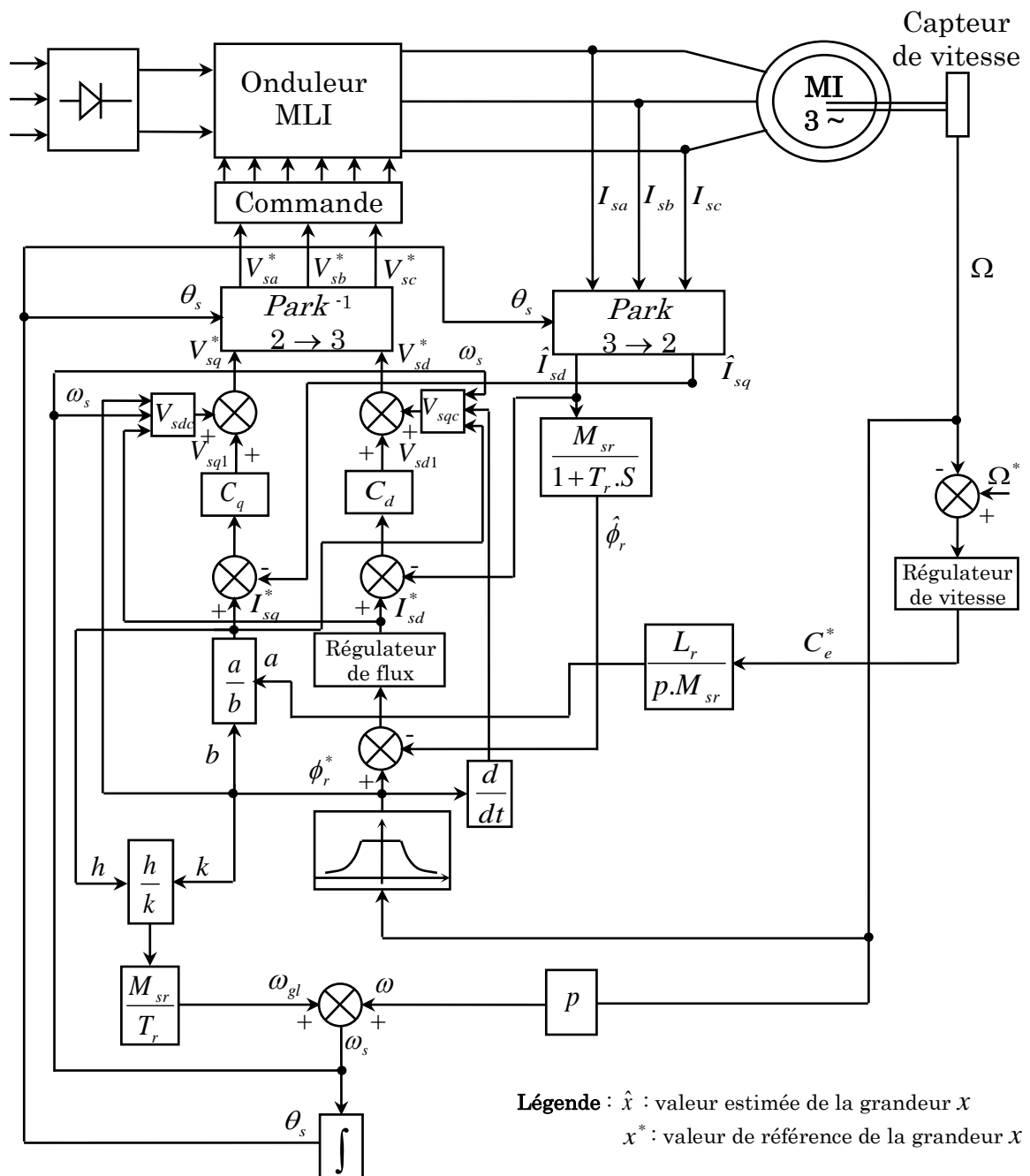
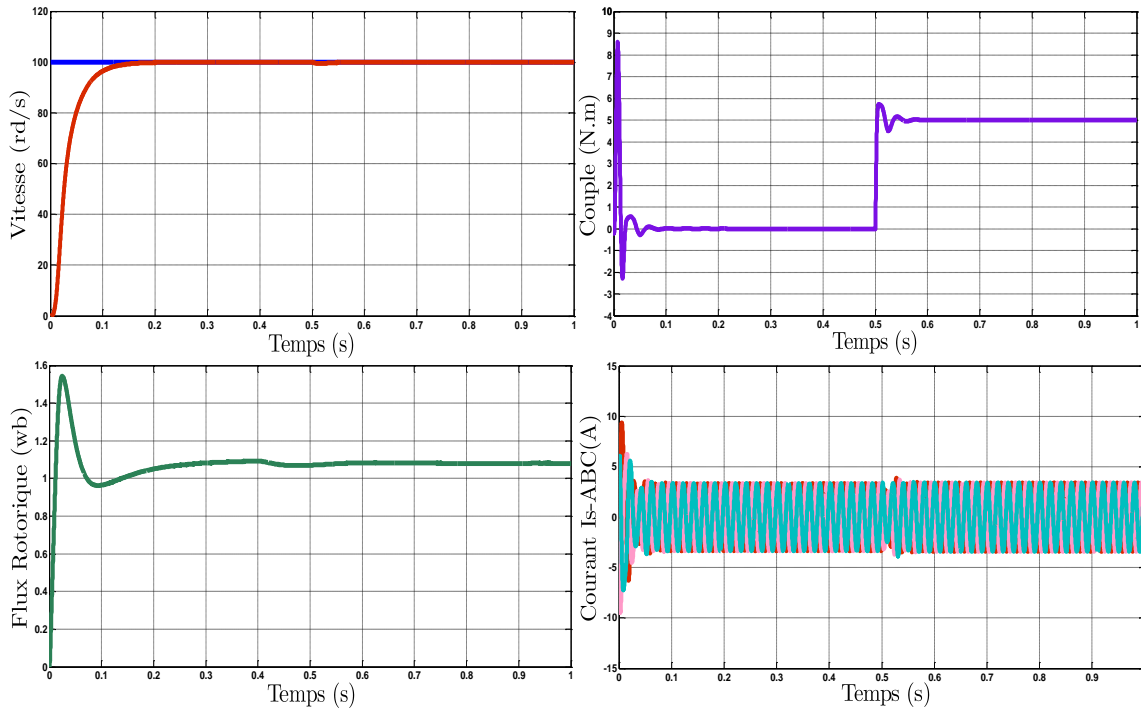


Fig.(2.13) Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction alimentée en tension

## 2.6 Résultats de la simulation et interprétations

Les résultats de simulation sont rassemblés dans la figure (2.14).



**Fig. (2.14).** Résultats de la simulation de la machine à induction commandée en tension avec contrôle vectoriel indirect du flux rotorique

$$(\Omega^* = 100 \text{ rd/s et } C_r = 5 \text{ N.m})$$

Pour un fonctionnement à charge de la machine à induction, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega^* = 100 \text{ rd/s}$ , puis la réponse à un échelon de couple résistant  $C_r = 5 \text{ N.m}$  appliqué à l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ . Les résultats de simulation de la figure (2.14) obtenus, montrent que lors de l'application de la charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a donné le modèle mathématique d'un moteur asynchrone dans les différents repères. Les modèles sont obtenus par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia selon le repère désiré. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commande MLI.

Cette partie nous a permis d'étudier la commande vectorielle en tension de la machine à induction, avec l'orientation indirecte du flux rotorique. C'est cette commande qui a permis d'imposer à la machine à induction des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Au vu de ces résultats, on peut remarquer, que cette commande vectorielle est très performante et permet en particulier le positionnement de la machine à induction qu'il n'est pratiquement pas possible de faire avec un contrôle scalaire. Cependant le point faible de cette commande est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et en particulier de la variation avec la température et la saturation de la constante de temps rotorique  $T_r$ , qui intervient sur la définition de la pulsation de l'autopilotage  $\omega_s$ .

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations et des variations paramétriques, une technique de commande plus robuste telle que la commande par mode glissant fait l'objet du troisième chapitre.

# **CHAPITRE 3**

*Commande par  
Mode Glissant d'un  
Moteur à Induction*

### 3.1 Introduction

La commande par mode glissant SMC (Sliding Mode Control) est une technique de commande nonlinéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. Cette commande est utilisée pour le contrôle des systèmes linéaires et non linéaires en robotique, en aviation militaire ainsi qu'en milieu sous-marin dans la commande des véhicules amphibies....[FLO-20].

Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface donnée (représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état). La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement* ou de *commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé *régime glissant idéal*, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface. L'avantage d'obtenir un tel comportement est double : d'un côté, on a une réduction de l'ordre du système, et de l'autre, le régime glissant est insensible aux perturbations intervenant dans les mêmes directions que les entrées (*Matching Perturbations*).

La réalisation se déroule en deux temps. Une surface est déterminée de façon à ce que le régime glissant ait les propriétés désirées (pas forcément présentes dans le système original), puis une loi de commande discontinue est synthétisée de façon à rendre la surface invariante et (au moins localement) attractive. Cependant, l'introduction de cette action discontinue, agissant sur la première dérivée par rapport au temps de la variable de glissement, ne génère pas un régime glissant idéal. En moyenne, les variables contrôlées peuvent être considérées comme évoluant idéalement sur la surface. En réalité, le mouvement est caractérisé par des oscillations à hautes fréquences dans un voisinage de la surface (dont l'épaisseur est de l'ordre de la période d'échantillonnage ou de commutation).

Ce phénomène est connu sous le nom de *broutement* ou *réticence* ou *chattering* (en anglais) et est un des inconvénients majeurs de cette technique. Il peut en outre exciter des dynamiques non modélisées et conduire à l'instabilité.

Pour remédier à ce phénomène une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu, est nécessaire. Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres comme aux perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés commande intelligente, articulant essentiellement sur les principes de la logique floue, réseaux de neurones et algorithmes génétiques.

### 3.2 Système à structure variable

La commande à structure variable (CSV), par sa nature, est une commande non linéaire [AMM-11]. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre à celle définie par cette dernière. Lorsque les trajectoires d'état sont maintenues sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est, alors, insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Aujourd'hui, la commande par mode glissant est appliquée avec succès à une grande variété de systèmes technologiques, tels que la robotique, l'avionique, les systèmes d'alimentation, ...etc.

La technique de mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de l'y maintenir à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes de ce type.

✚ *Structure par commutation au niveau de l'organe de commande* : Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

✚ *Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état* : c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

✚ *Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente"*.

Cette dernière structure est retenue pour la suite dans notre étude.

### 3.3 Bases théoriques de la commande par mode glissant

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante [TRZ-01]:

$$\dot{X}(t) = F(X, t) + B(X, t) \cdot U(t) \quad (3.1)$$

Où

$F(X, t)$  et  $B(X, t)$  sont des fonctions non linéaires,  $B(X, t)$  est supposée inversible.

$U(t)$  : L'entrée du système.

$X(t)$  : État du système.

Soit  $X_d$  la consigne désirée et  $e$  l'erreur de poursuite définie par :

$$e = X_d - X \quad (3.2)$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système comme suit :

$$S(X) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \cdot e(X) \quad (3.3)$$

Où

$r$  est le degré relatif du système par rapport à la sortie  $y(t)$ . Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie  $y(t)$  par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée.

### 3.3.1 Condition d'existence du mode de glissement

Le choix de la fonction de glissement étant fait, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande qui puisse amener le vecteur d'état à converger vers la surface et y demeurer  $S(X) = 0$ . Pour cela, il faut que la loi de commande soit conçue de telle manière à ce que  $S(X)$  soit attractive.

Pour déterminer la condition d'attractivité, considérons la fonction de Lyapounov suivante :

$$V(S) = \frac{1}{2} \cdot S^2 \quad (3.4)$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour qu'une variable de glissement  $S(X)$  tende vers 0 est que la dérivée temporelle de  $V(S)$  soit définie négative :

$$\dot{S} \cdot S < 0 \quad (3.5)$$



Si la condition (3.5) est vérifiée, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour  $S$ . Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « Reaching time »  $t_r$ , dépend directement du choix de  $S$ . Pour une convergence en temps fini, la condition (3.5) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de  $\eta$ -attractivité et donnée par :

$$\dot{S} \cdot S \leq -\eta |S|, \quad \eta > 0 \quad (3.6)$$

### 3.3.2 Calcul de la commande

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente. La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S = 0$ . Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface :

$$S(X) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(X) = 0 \quad (3.7)$$

Où  $U^{eq}$  est déduite de la relation :  $\dot{S} = 0$ .

Physiquement la commande équivalente présente la valeur moyenne de la commande  $U$ .

Cependant, cette commande ne force pas les trajectoires du système à converger vers la surface de glissement. Ainsi, la commande  $U$  est la somme de la commande équivalente et d'une composante discontinue assurant une convergence et un régime glissant.

$$U = U^{eq} + U^n \quad (3.8)$$

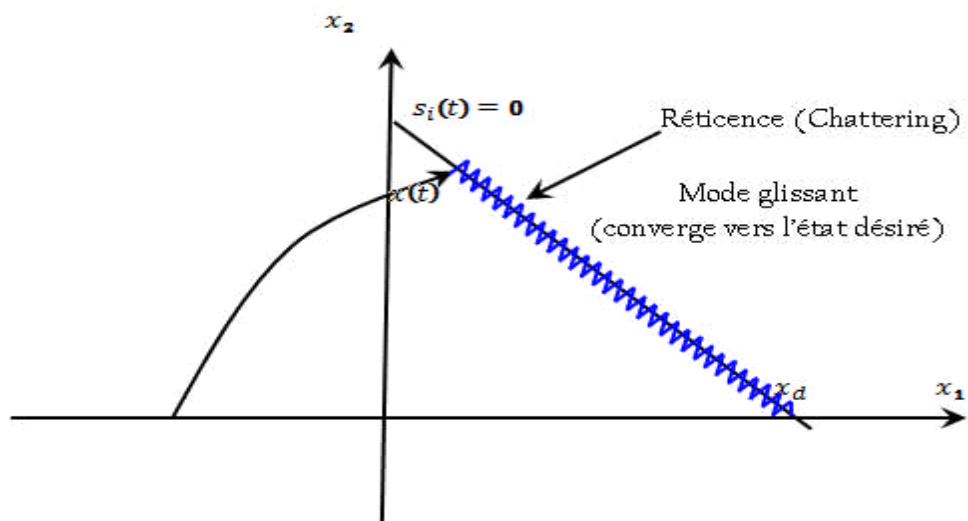
$$U^n = -k \cdot \text{sign}(S(X)) \quad (3.9)$$

$k$  est une constante positive,  $\text{sign}$  est la fonction signe et  $U^n$  est la commande discontinue.

### 3.4 Phénomène de broutement (Chattering)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de broutement ou réticence figure (3.1). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.



**Fig. (3.1)** Phénomène de broutement (Chattering)

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

### 3.5 Approximation continue de la commande par régime glissant

Le phénomène de réticence (broutement) est le principal inconvénient de la commande par mode de glissement d'ordre un. Pour remédier à ce problème de nombreux algorithmes à structure variable ont été développés. On peut citer la commande continue dans une bande de la surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent, l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions par limitation de la condition de glissement. Parmi les nombreuses méthodes proposées pour résoudre le problème de broutement, nous allons étudier en particulier une méthode de synthèse où la fonction « *sign* » est remplacée par une fonction « *sat* » pour le calcul de la commande. Donc, la composante discontinue devient [BEN-09]:

$$U^n = -k.sat \quad \text{avec} \quad \begin{cases} sat(S) = \frac{S}{\mu}, & |S| \leq \mu \\ sat(S) = sign(S), & |S| > \mu \end{cases} \quad (3.10)$$

Cette fonction de commutation peut être représentée par la figure (3.2).

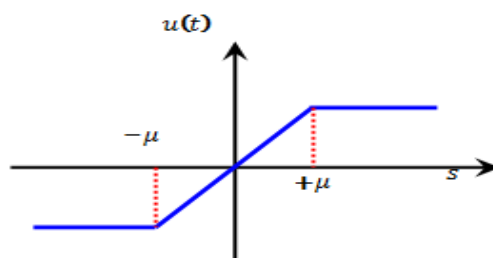


Fig. (3.2) Fonction « *sat*(S) »

Une autre solution pour lisser la commande au voisinage de la surface de glissement  $S=0$ , est de remplacer dans la bande  $|S| < \delta$ , la fonction discontinue  $sign(s)$  par une fonction continue.

$$cont(S) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad \text{avec } \delta > 0 \quad (3.11)$$

Cette fonction de commutation peut être représentée par la figure (3.3).

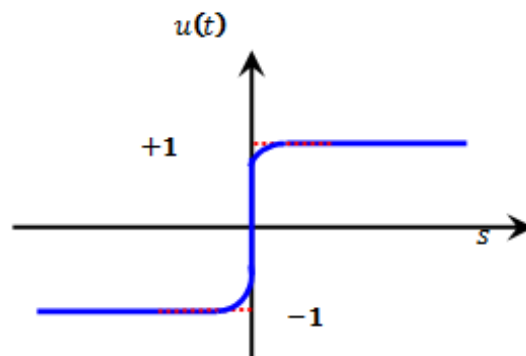


Fig. (3.3) Fonction d'adoucissement «  $cont(S)$  »

### 3.6 Application de la commande SMC à un MI

L'approche de la commande par mode de glissant est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une surface de glissement. Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue garde la trajectoire sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [AGA-05], [ZHA-08], [RAM-15.A].

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse et le flux rotorique sont substitués par un régulateur mode glissant pour obtenir une régulation performante et robuste.

### 3.6.1 Reconstruction de flux rotorique estimé dans le repère $(\alpha, \beta)$

Dans cette partie, nous reconstruisons le flux à partir des équations rotoriques (tension et flux) de notre modèle, par mesure directe des courants statoriques. Qui sont des grandeurs accessibles, ainsi que la vitesse mesurée par l'utilisation d'un tachymètre (capteur mécanique).

D'après L'équation de la tension rotorique (2.29) ainsi celles des flux rotorique (2.30), en tirant le courants rotorique on aura :

$$I_r = \frac{1}{L_r} \phi_r - \frac{M}{L_r} I_s \quad (3.12)$$

On injecte cette dernière équation dans l'équation de la tension rotorique on obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_s - \frac{1}{T_r} \phi_r + J\omega\phi_r \quad (3.13)$$

### 3.6.2 Conception de la commande équivalente SMC

Dans la conception de la commande par mode glissant de la vitesse de rotation et le flux rotorique du système, la fonction de commutation est choisie comme suit:

$$\begin{aligned} S_1 &= k_1 \cdot e_\omega + \dot{e}_\omega \\ S_2 &= k_2 \cdot e_{\phi_r} + \dot{e}_{\phi_r} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega - \omega_{ref} \\ e_{\phi_r} &= \phi_r - \phi_{r ref} \end{aligned} \quad (3.15)$$

De l'équation (3.15), la commande par mode glissant est désignée par la commande équivalente  $U_{eq}$ , [WAI-03].

Où  $U_{eq}$  est la commande équivalente qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement,  $k_i$ , ( $i=1, 2$ ) sont des constantes qui sont établies pour satisfaire l'exigence de robustesse.

La conception de la commande de mode glissant consiste à sélectionner une surface de glissement qui modélise les performances en boucle fermée souhaitées dans un espace variable d'état. Ensuite, concevoir la commande de sorte que les trajectoires de l'état du système soient forcées vers la surface de glissement et y demeurent. Maintenant, supposons qu'une surface de glissement soit donnée comme suit :

$$S_1(e_1) = \lambda_1 \cdot e_1 + \dot{e}_1 \quad \text{avec:} \quad e_1 = \omega_{ref} - \omega \quad (3.16)$$

$$S_2(e_2) = \lambda_2 \cdot e_2 + \dot{e}_2 \quad \text{avec:} \quad e_2 = \phi_{rref}^2 - \phi_r^2 \quad (3.17)$$

Le développement des dérivées calculées des surfaces donne:

$$\begin{aligned} \dot{S}_1(e_1) &= \lambda_1(\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + (\ddot{\omega}_{ref} - \ddot{\omega}) \\ &= \lambda_1 \cdot \dot{\omega}_{ref} + \ddot{\omega}_{ref} - (\lambda_1 - a_5) \cdot \dot{X}_5 \\ &\quad + b_5 [a_1(X_2 \cdot X_3 - X_1 \cdot X_4) + c_1 \cdot \phi_r^2 \cdot X_5 + X_1 \cdot X_4 - X_2 \cdot X_3] + \\ &\quad + c_5 \cdot \dot{C}_r + b_5 \cdot d_1 \cdot X_4 \cdot U_1 - b_5 \cdot d_1 \cdot X_3 \cdot U_2 \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2(e_2) &= \lambda_2(\dot{\phi}_{rref}^2 - \dot{\phi}_r^2) + (\ddot{\phi}_{rref}^2 - \ddot{\phi}_r^2) \\ &= \lambda_2 \cdot \dot{\phi}_{rref}^2 + \ddot{\phi}_{rref}^2 - (\lambda_2 - 2 \cdot b_3) \cdot \dot{\phi}_r^2 \\ &\quad - 2 \cdot a_3 [X_1 \cdot \dot{X}_3 + X_2 \cdot \dot{X}_4 - a_1(X_1 \cdot X_3 + X_2 \cdot X_4) + b_1 \cdot I_s^2] \\ &\quad - 2 \cdot a_3 \cdot d_1 \cdot X_3 \cdot U_1 - 2 \cdot a_3 \cdot d_1 \cdot X_4 \cdot U_2 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Avec :

$$I_s^2 = I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2 \quad (3.20)$$

$$\text{Et : } a_1 = \frac{1}{\sigma \cdot \tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot \tau_r}, \quad b_1 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot M_{sr} \cdot \tau_r}, \quad c_1 = \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot M_{sr}}, \quad d_1 = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}, \quad a_3 = \frac{M_{sr}}{\tau_r}, \quad b_3 = \frac{1}{\tau_r},$$

$$a_5 = \frac{f_r}{p \cdot J}, \quad b_5 = \frac{p^2 \cdot M_{sr}}{J \cdot L_r}, \quad c_5 = \frac{p}{J} \cdot \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \\ \dot{X}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix}.$$

Les dérivés de surfaces peuvent être écrits sous la forme condensée suivante:

$$\dot{S} = [\dot{S}_1(e_1) \quad \dot{S}_2(e_2)]^T = G(X) + Q(X) \cdot U^{eq} \quad (3.21)$$

$$G(X) = [G_1(X) \quad G_2(X)]^T \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} G_1(X) = & \lambda_1 \cdot \dot{\omega}_{ref} + \ddot{\omega}_{ref} - (\lambda_1 - a_5) \cdot \dot{X}_5 + \\ & + b_5 [a_1 (X_2 \cdot \dot{X}_3 - X_1 \cdot X_4) + c_1 \cdot \phi_r^2 \cdot X_5 + X_1 \cdot X_4 - X_2 \cdot X_3] \\ & + c_5 \cdot \dot{C}_r \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} G_2(X) = & \lambda_2 \cdot \dot{\phi}_{rref}^2 + \ddot{\phi}_{rref}^2 - (\lambda_2 - 2 \cdot b_3) \cdot \dot{\phi}_r^2 - \\ & - 2 \cdot a_3 [X_1 \cdot \dot{X}_3 + X_2 \cdot \dot{X}_4 - a_1 (X_1 \cdot X_3 + X_2 \cdot X_4) + b_1 \cdot I_s^2] \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$Q(X) = \begin{bmatrix} b_5 \cdot d_1 \cdot X_4 & -b_5 \cdot d_1 \cdot X_3 \\ -2 \cdot a_3 \cdot d_1 \cdot X_3 & -2 \cdot a_3 \cdot d_1 \cdot X_4 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

La condition nécessaire pour que le système d'états suive la trajectoire définie par les surfaces de glissement est :  $S_i(e_i) = 0, (i = 1, 2)$ , la partie équivalente  $U^{eq}$  est la commande à fournir  $\dot{S}_i(e_i) = 0$ .

Pour le système nominal  $\dot{S}_i(e_i) = 0$ , donne:

$$\begin{aligned} \dot{S} = 0 & \Rightarrow [\dot{S}_1(e_1) \quad \dot{S}_2(e_2)]^T = 0 \\ & \Rightarrow G(X) + Q(X) \cdot U^{eq} = 0 \\ & \Rightarrow U^{eq} = -Q^{-1}(X) \cdot G(X) = U^{eq} \end{aligned} \quad (3.26)$$

### 3.7 Résultats de simulation et évaluation

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant, nous allons présenter les simulations de commandes (SMC) réalisée sur un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension commandé en tension, le schéma bloc des simulations est présenté par la figure (3.4).

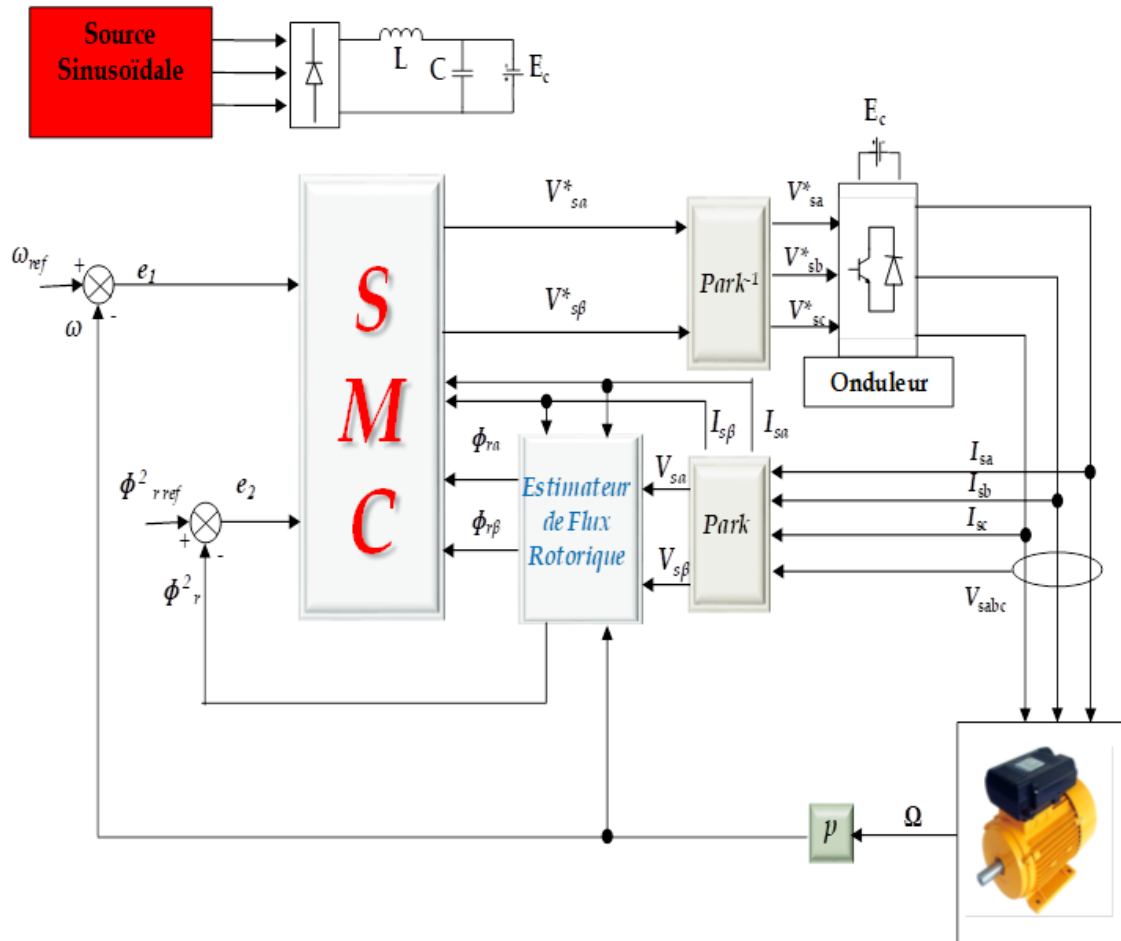


Fig. (3.4) Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement

Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

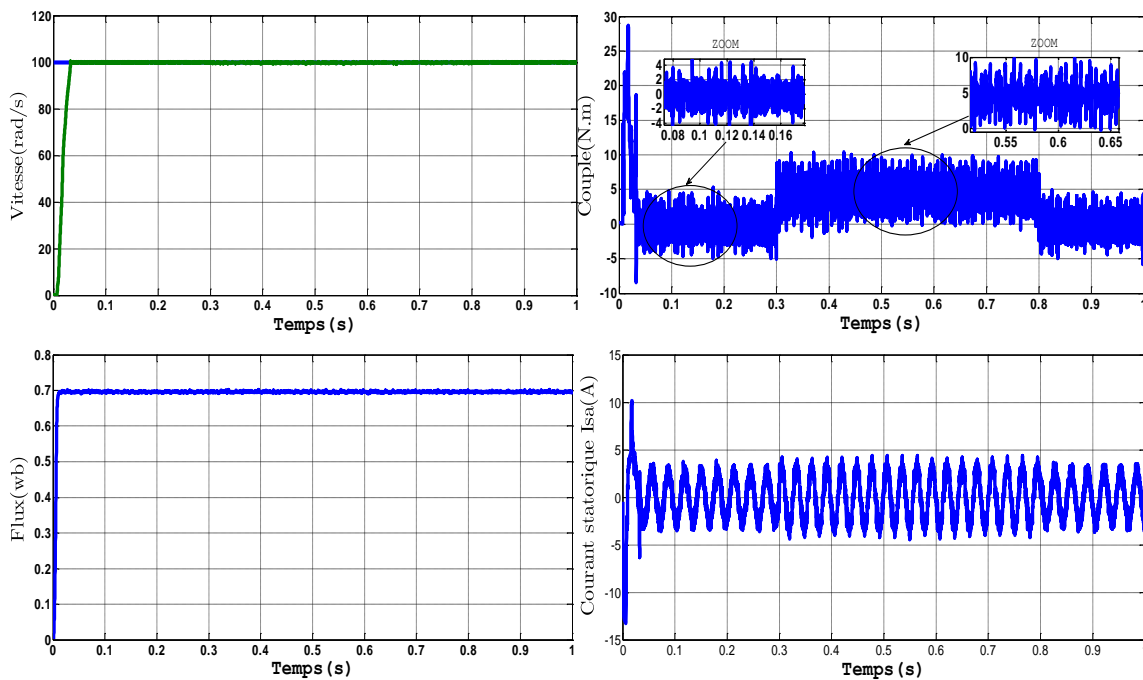
1. Un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge.
2. Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge.
3. Test sur l'effet de la variation de l'inertie sur le comportement du système.

### 3.7.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge

La figure (3.5) représente l'évolution du comportement du MI dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de



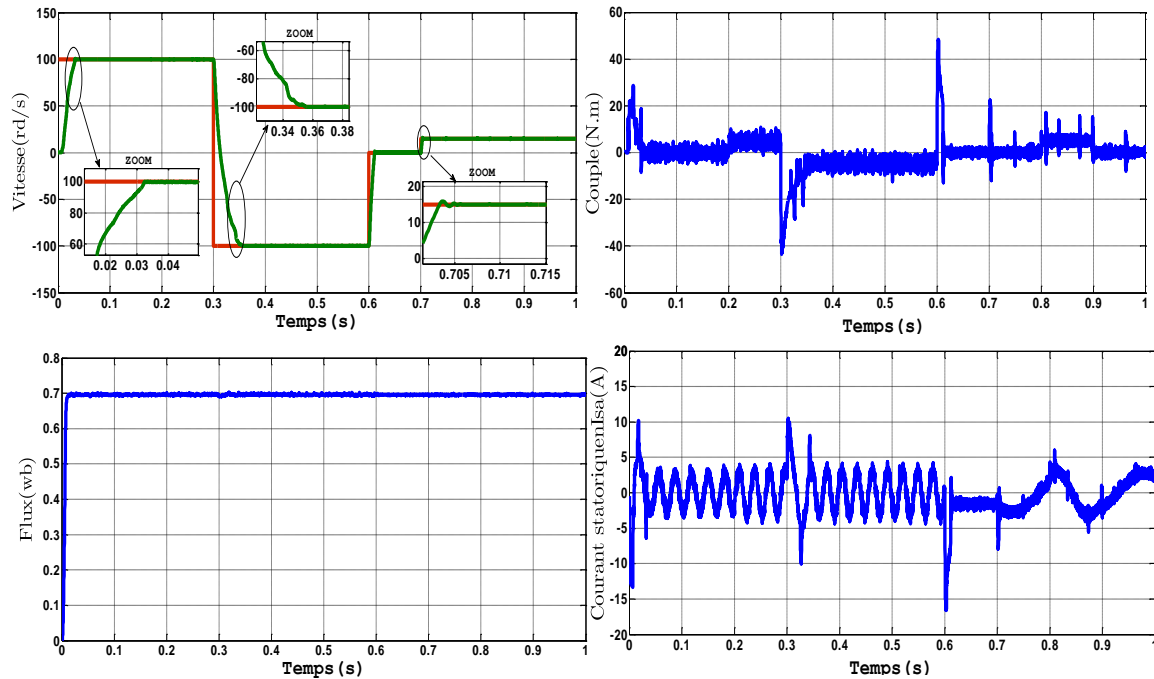
référence  $100 \text{ rad/s}$ , on fait subir au moteur une charge nominale de  $5 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=0.3 \text{ s}$ . Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour la vitesse et le carré du flux rotorique (transitoire de court durée), les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge comme le couple suit sa référence avec l'apparition des broutements importants (Chattering).



**Fig. (3.5)** Comportement dynamique d'un MI, lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge

### 3.7.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge

Pour réaliser ce test nous avons introduit soudainement un couple de charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  après un démarrage à vide à l'instant  $t = 0.2 \text{ s}$  suivi par l'inversion de la vitesse de rotation à  $-100 \text{ rad/s}$  et le couple de charge à  $-5 \text{ Nm}$  à  $t = 0.3 \text{ s}$ .



**Fig. (3.6)** Comportement dynamique du MI, lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge

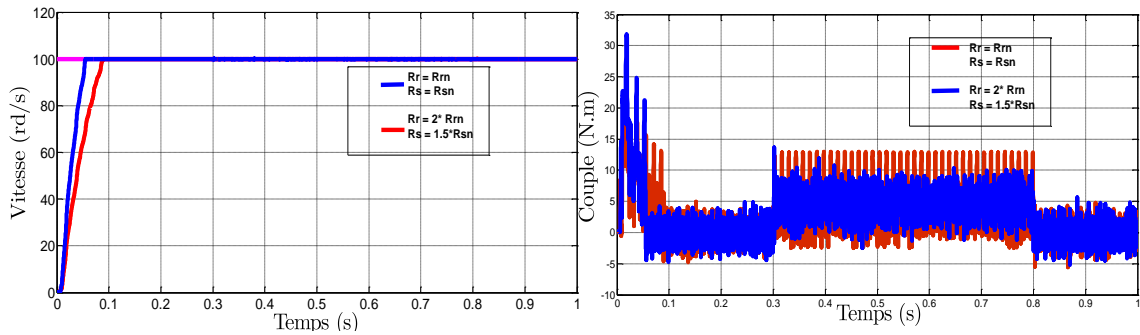
La figure (3.6) montre que la réponse de régulation de la vitesse est convenable dans tous les intervalles de fonctionnement. Les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa vitesse de rotation.

Le couple de charge et la variation de la vitesse de rotation n'ont pas d'effet sur les deux composantes du flux rotorique .

### 3.7.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique et rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance statorique  $R_s$  et la résistance rotorique  $R_r$  sur le découplage entre le flux et le couple et la régulation de la vitesse. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_s$  (50%) et  $R_r$  (100%) illustré par la figure (3.8).

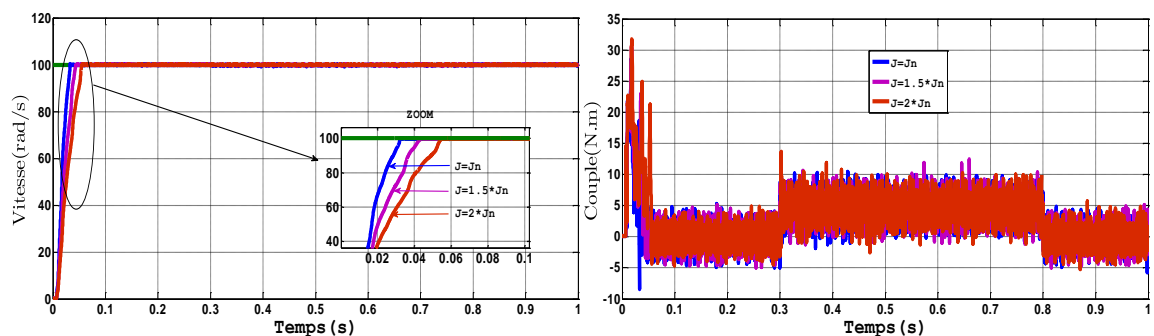
Les résultats de simulation montrent que la régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique.



**Fig. (3.8)** Comportement dynamique du MI, lors de la variation de la résistance statorique et rotorique

### 3.7.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de  $J = 1.5 * J_n$  et  $J = 2 * J_n$ . Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse et le couple électromagnétique.



**Fig. (3.7)** Comportement dynamique du MI, lors d'une variation de l'inertie

La figure (3.7) montre la vitesse pour différentes valeurs du moment d'inertie. Pour des valeurs du moment d'inertie supérieures à la valeur nominale, le système répond plus lentement à la consigne de la vitesse. Il est

clair que la variation du moment d'inertie n'augmente pas le phénomène de chattering mais ce phénomène est toujours persiste pour cette commandes.

### **3.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons établi la possibilité de contrôle d'un moteur à induction par la technique de la commande par mode de glissement. Ce chapitre a été consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissement (condition d'existence, phénomène de chattering, propriétés de robustesse,...) et par la suite nous avons appliqué la commande par mode glissant à un moteur à induction contrôlé en vitesse et au flux rotorique par les deux composantes.

Les résultats des simulations obtenus montrent les avantages de la commande par mode de glissement ainsi sa robustesse qu'elle offre vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations extérieures. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées par le phénomène, appelé broutement (Chattering) à cause des oscillations fortes de l'organe de commande.

# **CHAPITRE 4**

*Commande hybride par*

*Mode Glissant*

*Floue d'un*

*Moteur à Induction*

## 4.1 Introduction

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base de la logique floue. La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle.

## 4.2 Principe

En réalité, elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude *d'Heisenberg* qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}.

## 4.3 Généralité sur la logique floue

### 4.3.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir :

-Quelque **Q**, Beaucoup **B**, Souvent **S**,

-Chaud **C**, Froid **F**, Rapide **R**, Lent **L**,

-Grand **G**, Petit **P**, etc.

Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un

intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montre le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [ZOU-07].

Dans le cas d'un ensemble de référence  $E$ , un sous ensemble flou de ce référentiel  $E$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu$ , et de  $E$  dans l'intervalle des nombres réels [BUH-94] 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.

Dans la figure (4.1), nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur :

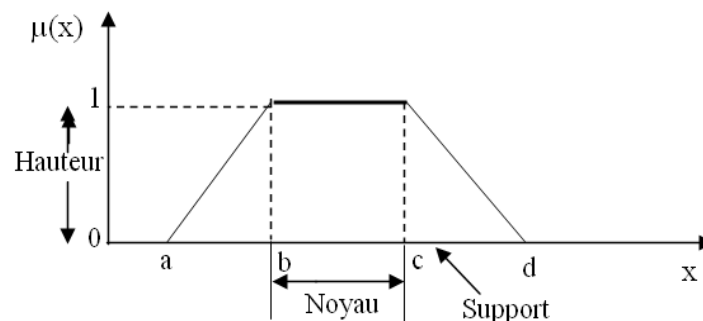


Fig. (4.1) format d'un ensemble flou normalisé.

### 4.3.2 Réglage et commande par logique floue

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou, comme une technique non conventionnelle, sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnels. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

La commande par logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations analytiques approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à retour d'état, le régulateur par logique flou RLF ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences et d'expertises acquises par les opérateurs et les experts du processus technique [MIN-97].

Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'une commande par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse du moteur à induction.

### **4.3.3 Structure d'une commande par logique floue**

Un régulateur flou est un système à base de connaissance, particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (4.2): [KUN-94], [MEU-95], [MIN-97].



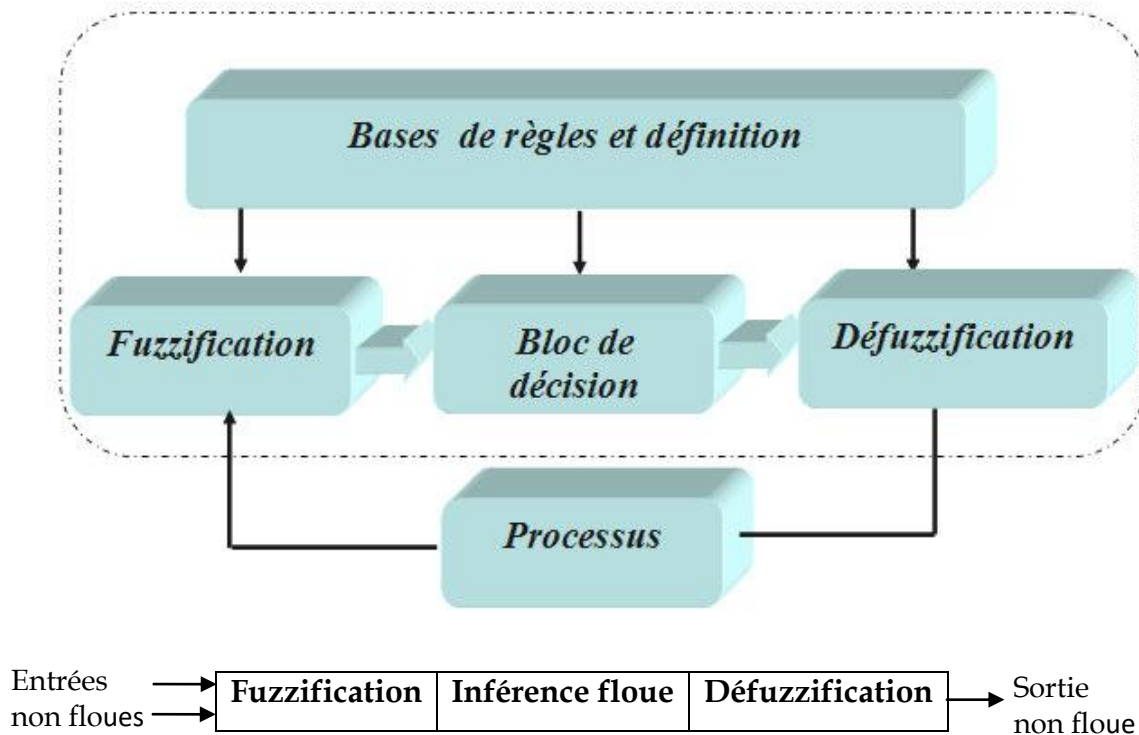


Fig. (4.2) Structure d'un contrôleur flou

#### 4.3.4 L'interface de fuzzification

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.
- Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées par les règles d'inférences.

Il existe deux techniques de fuzzification :

1. La fuzzification singleton.
2. La fuzzification non singleton.

La fuzzification singleton est la plus utilisée en contrôle, elle interprète un point numérique  $\mu_0$  comme un ensemble flou  $A$  dans  $x$ , ayant pour fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$ .

$$\text{Avec : } \mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases}$$

#### 4.3.5 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final. Elle est composée [BAR-09], [CHA-10] :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles :

Si <condition> Alors <conséquence>.

#### 4.3.6 Moteur d'inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise.

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole SI et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole ALORS. Selon la stratégie du commande adopté. Pour la

présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à réguler avec deux variables floues  $x_1$  et  $x_2$  qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie  $x_r$ , exprimée elle aussi comme variable floue. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

*SI* ( $x_1$  est négatif grand *ET*  $x_2$  est environ zéro) *ALORS* ( $x_r$  est négatif grand), Ou  
*SI* ( $x_1$  est négatif grand *ET*  $x_2$  est positif moyen) *ALORS* ( $x_r$  est positif moyen).

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs logiques OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée [BAG-99].

• Symboliquement, il s'agit, en fait, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

**SI** ( $x_1$  NG **ET**  $x_2$  EZ) **ALORS**  $x_r =$  NG, Ou

**SI** ( $x_1$  NG **ET**  $x_2$  PM) **ALORS**  $x_r =$  PM,

Et ainsi de suite.

▪ La matrice d'inférence rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau (4.1) représentent les ensembles flous des variables d'entrées  $x_1$  et  $x_2$ . L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie  $x_r$  définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes.

$x_2$	$x_1$	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
	<b>NG</b>	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
	<b>NM</b>	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
	<b>NP</b>	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
	<b>ZE</b>	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	<b>PP</b>	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
	<b>PM</b>	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
	<b>PG</b>	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

**Tableau (4.1)** Matrice d'inférence

Pour la commande par logique floue, on utilise, en générale, une des méthodes suivantes [KUN-94], [MEU-95], [BOS-02] :

- Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) : Elle est réalisée ; au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) : Celle-ci est réalisée ; au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «ALORS» est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.
- Méthode de Sugeno : L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

### 4.3.7 Interface de défuzzification

La défuzzification a pour rôle de fournir une action physique de contrôle à partir d'une action de contrôle flou, il existe plusieurs stratégie de défuzzification [KUN-94], les plus utilisées sont :

- La technique du maximum.
- La technique de la moyenne pondérée.
- La technique du centre de gravité.
- La technique des hauteurs pondérées.

La technique du maximum est la plus simple ; elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité. Cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

La technique de la moyenne pondérée, où le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification est exécuté.

La technique du centre de gravité : Elle est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x\mu_B(x)dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x)dx} \quad (4.1)$$

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

La technique des hauteurs pondérées : Le défuzzificateur évalue, d'abord,  $\mu_B^k(x)$  en  $x^{-k}$  et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$\bar{x} = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x}) \bar{x}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x})} \tag{4.2}$$

Où

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

#### 4.4 Développement d'un régulateur flou

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur flou RLF, au sein d'une commande par mode glissant, du moteur à induction [ZHA-10].

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est présenté par la figure (4.3) il est composé [KUN-94], [CHA-10] des facteurs de normalisation associé à l'erreur  $e$ , à sa variation  $\Delta e$  et à la variation de la commande  $\Delta u$  en terme :

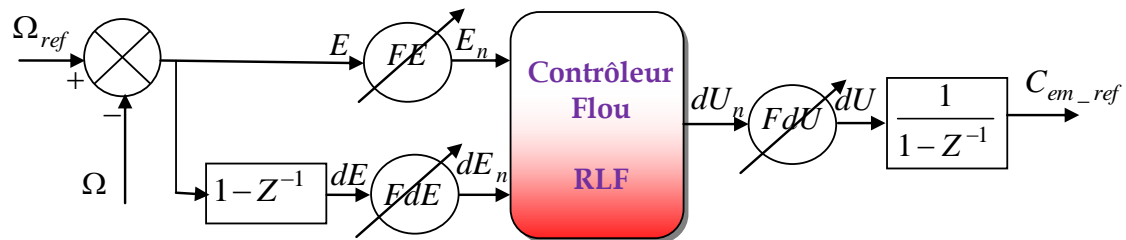


Fig. (4.3) Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.

- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou où la stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau (4.1).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.
- D'un intégrateur.

L'erreur  $E$  est définie comme :

$$E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (4.3)$$

La dérivée de l'erreur  $dE$  est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (4.4)$$

$T_e$  : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{em_{ref}}(k) = C_{em_{ref}}(k-1) + dU(k) \quad (4.5)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains, dits "facteurs d'échelle", qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont, donc, les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification d'après figure 4.2. Les entrées

du contrôleur flou  $E_n$  et  $dE_n$  sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$E_n = k_e E \quad (4.6)$$

$$dE_n = k_e dE \quad (7.7)$$

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

$$dU_n = k_e dU \quad (4.8)$$

Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [MIN-97], [BAG-99].

#### 4.5 Application de la commande Hybride FSMC à un MI

L'approche de la commande par mode de glissant est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une surface de glissement. Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue garde la trajectoire sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [AGA-05], [ZHA-08], [RAM-15.A].

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse et le flux rotorique sont substitués par un régulateur mode glissant-flou pour obtenir une régulation performante et robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenues dans la présente commande (FSMC) proposée par l'équation suivante :



$$U_{FSMC} = U_{eq} + U_{fuzzy} \quad (4.9)$$

Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système, la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de Chattering figure (4.4). Le bloc «estimateur » de la figure (4.6) est constitué de l'estimateur du flux rotorique qui utilise seulement la mesure des courants statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et la vitesse mesurée.

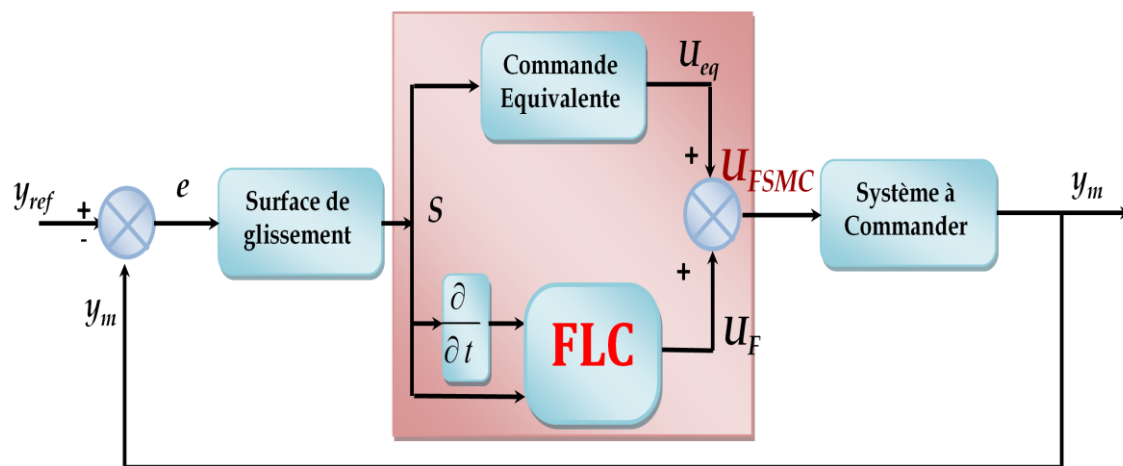


Fig. (4.4) Schéma de la commande hybride SMC-FLC

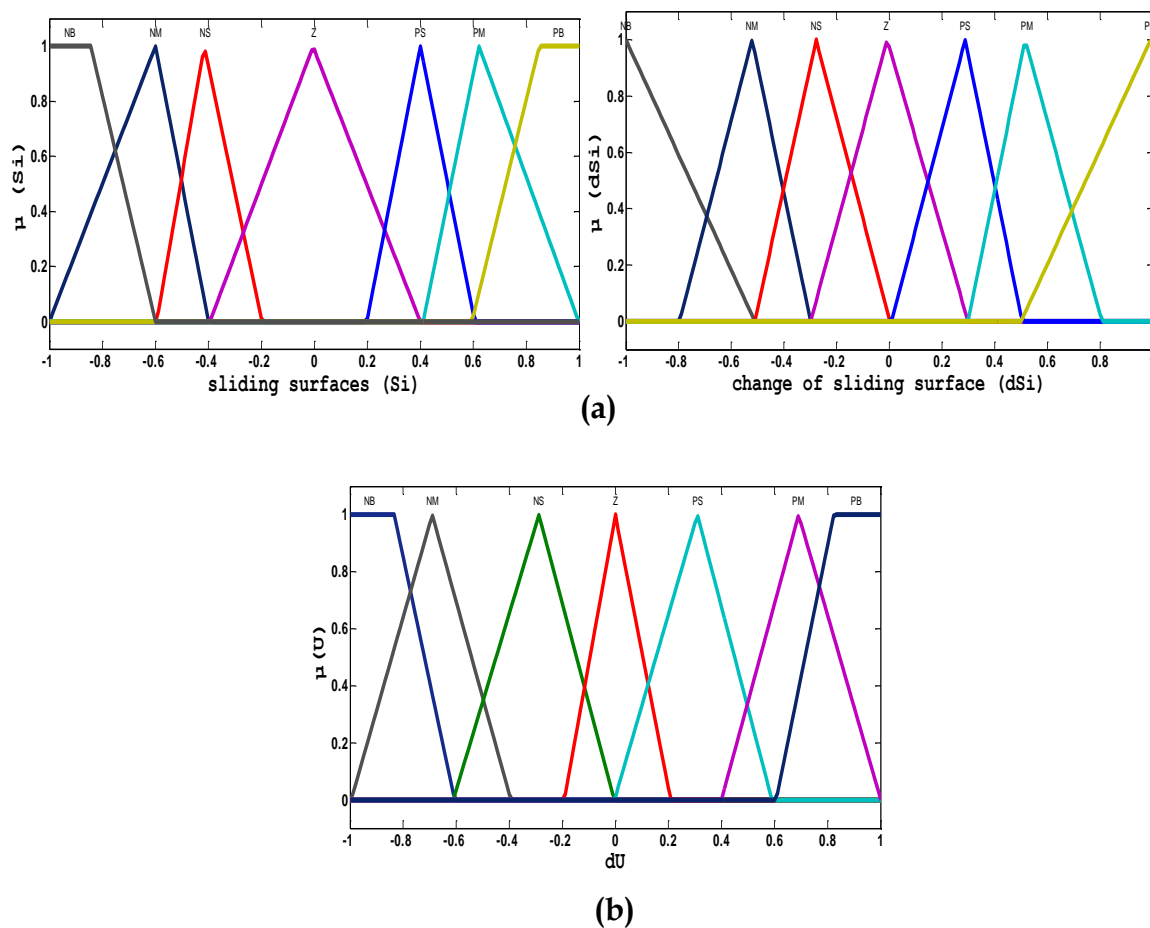
#### 4.6 Conception de la commande par logique floue

Il est bien connu que l'un des inconvénients de la SMC est le phénomène de Chattering.

Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer la fonction  $k_{1,2} \text{sign}(S_{1,2})$ , de telles sortes que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long la surface de changement, une bonne performance en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC [ZHA-08], [WAI-03], [RAM-15.B].

Le contrôleur flou utilisé dans ce chapitre est de deux entrées et une seule sortie. Les fonctions d'appartenances sont définies sur la figure (4.5 a) et figure (4.5 b). Les règles floues sont définies à partir de la table de décision donnée par Tableau (4.1).

Une fois la fonction d'appartenance et les règles floues ont été déterminées, l'étape finale réside dans le processus de la défuzzification. Dans cette section, la défuzzification se fait par la relation, dite centre de gravité, comme susmentionné, les avantages de la proposition de la commande par mode glissant floue sera vérifiée par les résultats de simulation.



**Fig. (4.5)** Fonctions d'appartenances

(a) fonctions des entrées

(b) fonction de la sortie

## 4.7 Résultats de simulation et évaluation

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant floue, nous allons présenter les simulations des deux commandes (SMC) et (FSMC) réalisées sur un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension commandé en tension, le schéma bloc des simulations est présenté par la figure (4.6).

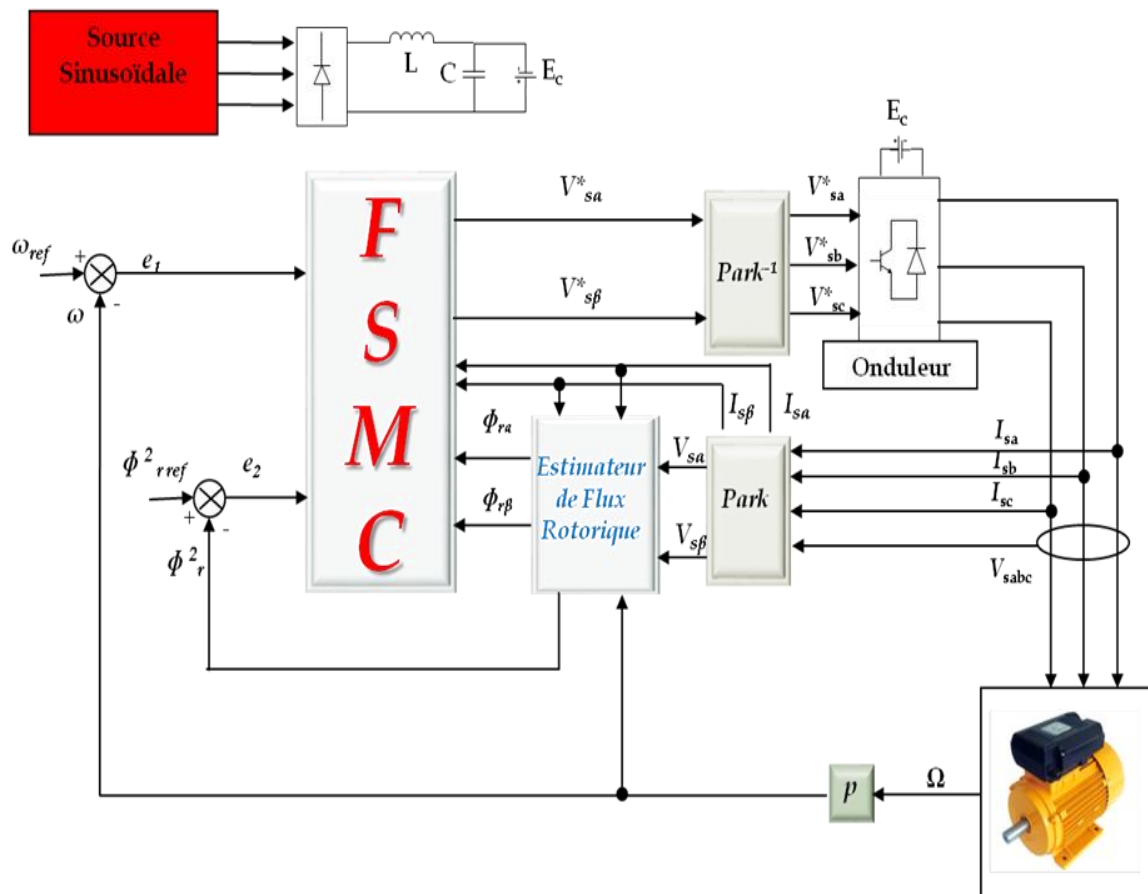


Fig. (4.6) Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement floue

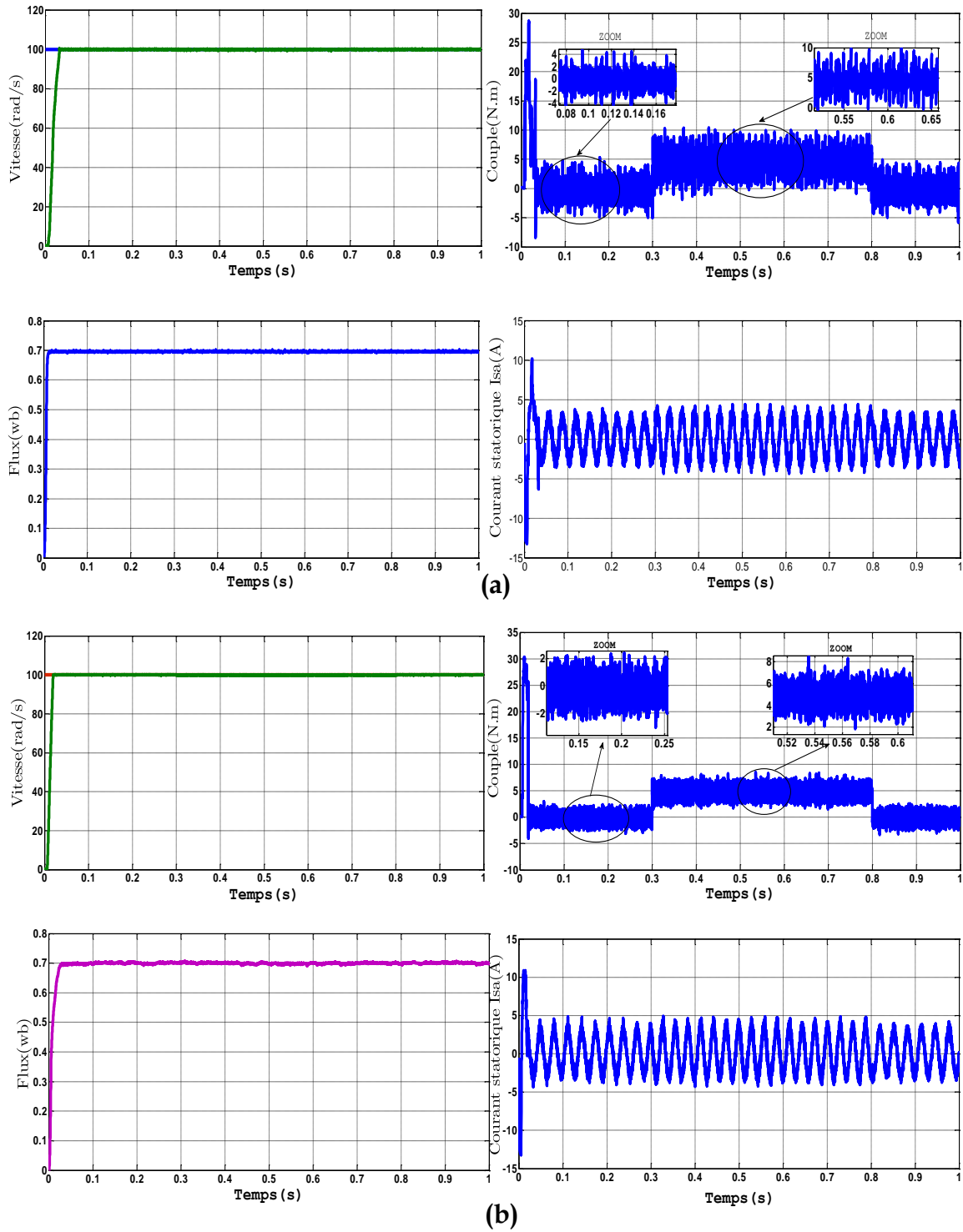
On peut choisir la même conception pour les deux régulateurs flous  $FLC(S_1)$  et  $FLC(S_2)$ , les gains des deux régulateurs flous sont ajustés par tâtonnement pour atteindre les performances désirées. L'univers de discours

des variables d'entrées et de sortie du contrôleur est divisé en sept sous-ensembles (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG) de forme triangulaire et trapézoïdale.

Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : Un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge et tester sur l'effet de la variation de l'inertie sur le comportement du système.

#### **4.7.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge**

La figure (4.7) représente l'évolution du comportement du MI dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $100 \text{ rad/s}$ , on fait subir au moteur une charge nominale de  $5 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 0.3 \text{ s}$ . Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour la vitesse et le carré du flux rotorique (transitoire de court durée), les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge comme le couple suit sa référence avec l'apparition des broutements importants (Chattering) pour la commande (SMC) et réduits pour la commande hybride (FSMC).

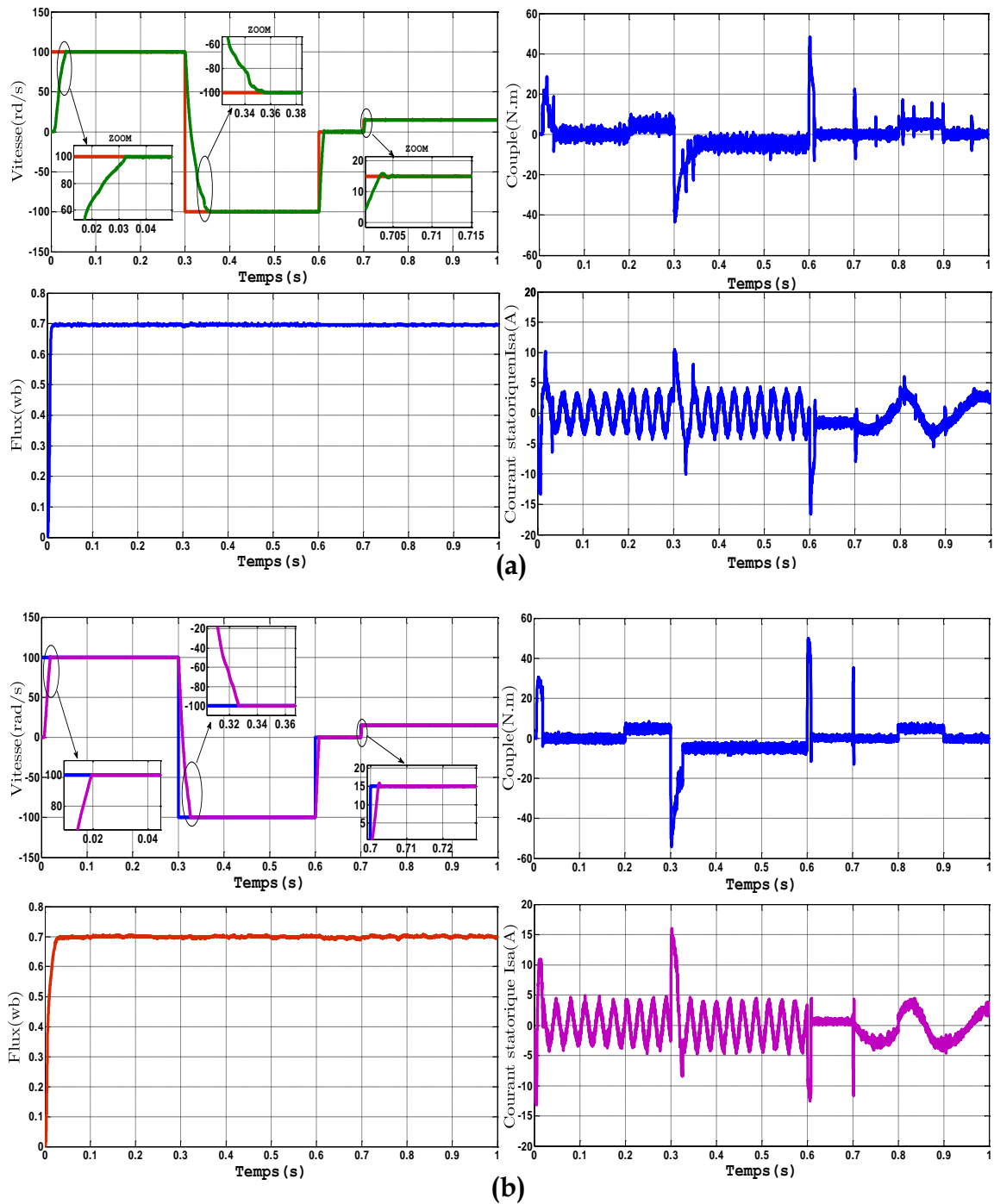


**Fig. (4.7)** Comportement dynamique d'un MI, lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge :

(a) Commande SMC

(b) Commande hybride FSMC

### 4.7.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge



**Fig. (4.8)** Comportement dynamique du MI, lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge :

(a) Commande SMC

(b) Commande hybride FSMC

Pour réaliser ce test nous avons introduit soudainement un couple de charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  après un démarrage à vide à l'instant  $t = 0.2 \text{ s}$  suivi par l'inversion de la vitesse de rotation à  $-100 \text{ rad/s}$  et le couple de charge à  $-5 \text{ Nm}$  à  $t = 0.3 \text{ s}$ .

La figure (4.8) montre que la réponse de régulation de la vitesse est convenable dans tous les intervalles de fonctionnement. Les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa vitesse de rotation pour les deux commandes (SMC et FSMC).

Le couple de charge et la variation de la vitesse de rotation n'ont pas d'effet sur les deux composantes du flux rotorique pour les deux commandes (SMC et FSMC).

Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse, nous pouvons tout de même noter qu'une présentation du phénomène de chattering au niveau du couple pour SMC et en valeurs réduites pour FSMC.

### **4.7.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique et rotorique**

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance statorique  $R_s$  et la résistance rotorique  $R_r$  sur le découplage entre le flux et le couple et la régulation de la vitesse. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_s$  (50%) et  $R_r$  (100%) illustré par la figure (4.9).

La figure (4.9) montre l'évolution de la vitesse pour les différentes valeurs de la résistance rotorique et statorique. On constate que la variation de  $R_s$  et  $R_r$  n'affecte pas le phénomène de chattering. Cependant des valeurs réduites, avec cette nouvelle commande hybride (FSMC), sont obtenues.

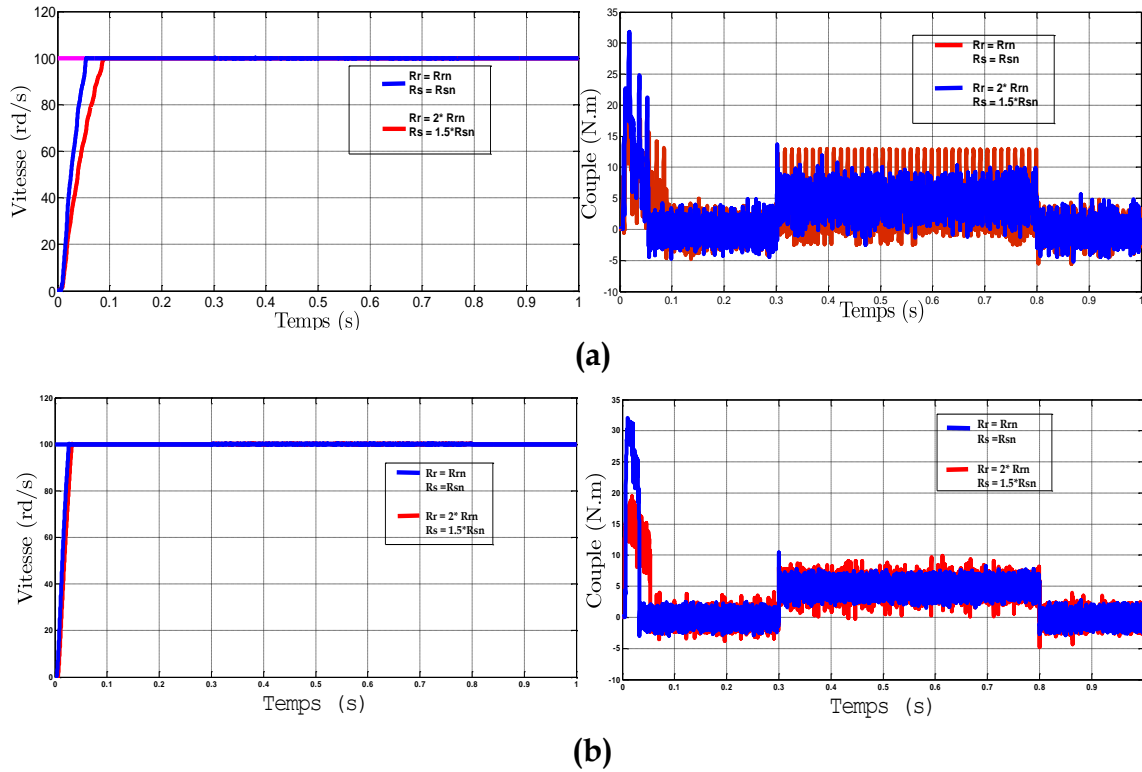
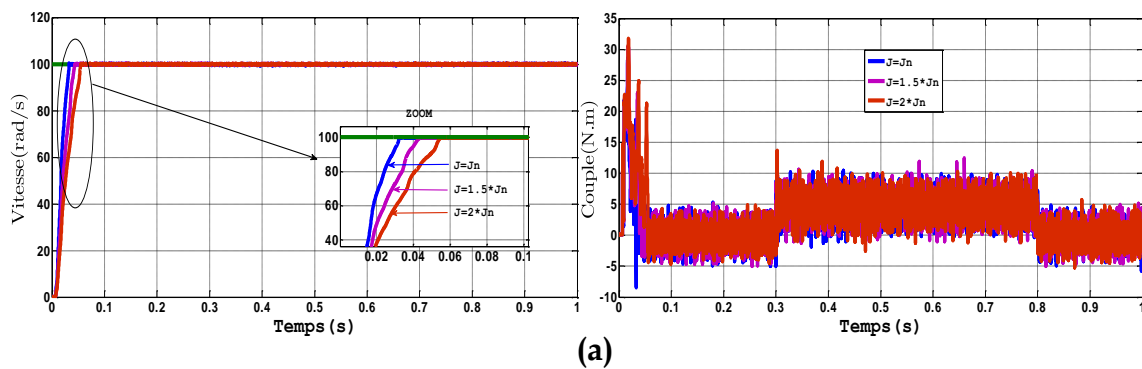


Fig. (4.9) Comportement dynamique du MI, lors d'une variation de la résistance statorique et rotorique

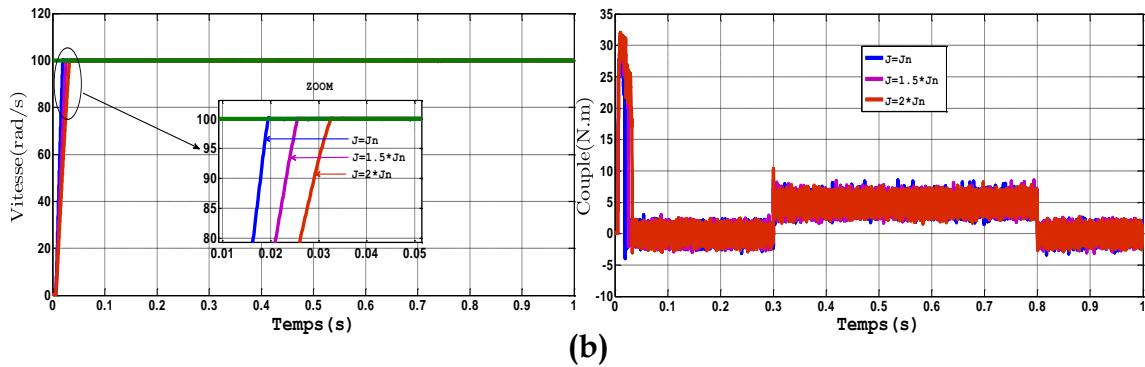
(a) Commande SMC                      (b) Commande FSMC

#### 4.7.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

Nous avons procédé à une variation du moment d'inertie de  $J = 1.5 \cdot J_n$  et  $J = 2 \cdot J_n$ . Les grandeurs étudiées sont respectivement : la vitesse et le couple électromagnétique.







**Fig. (4.10)** Comportement dynamique du MI, lors d'une variation de l'inertie :

(a) Commande SMC

(b) Commande FSMC

La figure (4.10) montre la vitesse pour différentes valeurs du moment d'inertie. La figure (4.9) montre que la variation d'inertie n'affecte pas le phénomène de chattering. Cependant des valeurs réduites, avec cette nouvelle commande hybride (FSMC), sont obtenues.

## 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle approche de commande robuste basée sur la combinaison des principes SMC et FLC. La stratégie de la commande exige moins d'informations sur le modèle du système et elle est simple et facile pour la conception. Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'amélioration des performances et la robustesse du contrôleur sur la présence de la variation des paramètres et des perturbations externes (Couple de charge). Le contrôle de la vitesse donne une dynamique rapide réponse sans dépassement et zéro erreur en régime permanent. Le découplage entre le flux et le couple (vitesse) est maintenu en ce qui concerne les variations des paramètres et perturbation externe. Dans l'état d'équilibre, le problème de chattering est diminué par rapport à la première commande. En fin nous avons fait une comparaison entre les résultats obtenus des différentes commandes.

*CONCLUSION  
GÉNÉRALE*

# CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail effectué dans cette thèse porte essentiellement sur des stratégies de commandes hybrides de variables d'état du moteur à induction.

Ce travail a pour but d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de l'intelligence artificielle, à la rigueur du mode glissant. Il s'agit de développer une loi de commande hybride par modes glissants floue pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains et perturbés et réduire le phénomène de chatterning.

Dans la première partie, nous avons commencé par aborder en détail l'état de l'art de la commande de la machine à induction.

Dans la deuxième partie, nous avons abordé, dans un premier temps, le modèle mathématique du moteur à induction obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, en appliquant la transformation de Park ou celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état du moteur à induction obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé. Dans un second temps nous avons passé à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension), contrôlé par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion). Concernant la commande vectorielle de la MI moyennement un réglage classique, nous avons conclu que ce réglage est sensible aux perturbations externes et aux variations paramétriques.

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre 3, la commande par modes glissants ainsi que ses avantages

(simplicité de conception, robustesse vis-à-vis des perturbations externes). Nous rappelons également le principal inconvénient de ce type de commande est l'existence d'un phénomène important de chattering. Des simulations ont été présentées pour illustrer les améliorations apportées par cette approche.

Dans le chapitre 4, nous avons proposé une autre nouvelle technique intelligente combinant l'approche de la commande floue et les techniques de commande par modes glissants. Dans un premier temps, nous avons évoqué à l'approche de commande par logique floue. Comme il s'agit d'une méthode de commande relativement nouvelle, les notions de bases ont été présentées dans ce chapitre. Les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en fixant notre choix de cette méthode sur la réduction du phénomène de chattering. Un contrôleur hybride glissant flou est, par la suite conçu étape par étape pour la boucle de vitesse et le flux rotorique. Le choix de ces deux stratégies a été motivé par des considérations de stabilité et de robustesse qu'elles offrent. La combinaison de la commande floue avec le mode glissant rentre toujours dans le contexte à remédier l'inconvénient de chattering. Des simulations ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

Le choix et la combinaison de ces deux stratégies, motivée essentiellement par des considérations de stabilité et de robustesse qu'elles offrent, visent à remédier au problème de « chattering ». Cette approche hybride est validée par divers résultats de simulation afin d'évaluer et appréciée son apport dans ce contexte.

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse s'est étalé sur plusieurs axes de recherche, ce qui justifie que certains aspects n'ont pas été traités d'une façon très profonde. Plusieurs suggestions et perspectives peuvent faire l'objet d'une étude future, parmi lesquelles :

- Introduction de la saturation et des pertes fer dans le modèle de la machine par introduction de la caractéristique de magnétisation du moteur.
- Utilisation des observateurs plus évolués pour la reconstruction des états non mesurés (vitesse nulle).
- Utilisation de la technique SVM pour minimiser encore les chattering au niveau du couple.
- L'implémentation de ces schémas de commandes hybrides proposées par utilisation des microprocesseurs rapides (DSP).

*REFERENCES*

*BIBLIOGRAPHIQUES*

# RÉFÉRENCES

## BIBLIOGRAPHIQUES

- [AGA-05] M. S. AGAMY, « Sliding Mode Control of Induction Motors with Minimized Control Effort: A Comparative Study », Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE, Saskatoon, Canada, pp. 2237-2240, 2005.
- [AGU-04] Davide AGUGLIA, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle », pour l'obtention du grade de Maître ès Sciences (M.Sc), Université Laval, Québec, Canada, 2004.
- [ALV-02] Ricardo ALVAREZ SALAS, « Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone », Thèse de doctorat, INPG, 2002.
- [AMM-11] Amar Si AMMOUR, « Contribution à la commande par mode glissants d'ordre fractionnaire », Thèse de doctorat, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [ASI-04] S. ASIF, M. F. LEONID, S. SARAH, « Variable Structure Systems from principles to implementation », IEEE The Institution of Engineering and Technology 2004.
- [AYA-06] Benjamin AYACHE, Benjamin BRADU, Alexandre MORAUX, « Commande d'une MAS par méthode DTC », cours, 2006.
- [BAH-09] M. BAHLOUL « Commande Directe Du Couple Par Mode Glissant (DTC-SMC) D'un Actionneur Asynchrone Destine Pour Un Bras De Robot », Thèse de magistère université de Batna, 2009.
- [BAG-99] Lotfi 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, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 14 Janvier 1999.

- [BAR-09] L. BARAZANE, P. SICARD, R. OUIGUINI, « Cascade Fuzzy Variable Structure Control of Induction Motor Based on the Approach of Fuzzy Modelling of Ben-Ghalia », *International Journal of Systems Science*, Vol. 40, No. 3, pp. 309-326, 2009
- [BEN-02] N. BEN SI ALI, « Contribution à L'amélioration des Performances Statiques et Dynamiques d'un Moteur Asynchrone Alimenté par un Convertisseur de Fréquence », Thèse de doctorat de l'université de Badji Mokhtar Annaba 2002.
- [BEN-09] Khelifa BENMANSOUR, « Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride », Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise (Spécialité Automatique) 29 /06/ 2009.
- [BEN-99] A. BENCHAIIB, A. RACHID, E. AUDREZET, « Sliding Mode Input-Output Linearization and Field Orientation for Real-Time Control of Induction Motors », *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 14, No. 1, pp. 3-13, January 1999.
- [BLA-72] F. BLASCHKE, « The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines », *Siemens Revue*, 1972.
- [BOU-02] M. BOUSSAK, K. JARRAY, « New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives », *IEEE 28<sup>th</sup> Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pp. 311 - 316, Nov. 2002.
- [BOU-05] O. BOUAKAZ « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Magister, Université De Batna, mai 2005.
- [BOU-07] Akkila BOUKHELIFA, « Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel », Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, ENP, El-Harrach (Alger) 2007.
- [BOU-09] Badii BOUZIDI, Abderrazak YANGUI, Abdessat TARGUERMAZI, Ahmed MASMOUDI, « DTC based position control induction motor: a comparison between different



- strategies », 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2009.
- [BOS-02] B. K. BOSE, « Modern Power Electronics AC and Drivers », Prentice Hall, PTR 2002.
- [BUH-94] Hansruedi BÜHLER, « Réglage par logique floue », Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- [CAO-97] Minh Ta CAO, « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse de doctorat (Ph.D.), Université Laval, Québec, Décembre 1997.
- [CAO-09] Xianqing CAO, Liping FAN, « New DTC Scheme Based-on SVM with Sliding-Mode Observer for Induction Motors »; Proceedings of the IEEE, International Conference on Automation and Logistics Shenyang, China August 2009.
- [CAR-95] J.P CARON, J.P HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Volume 7, Editions TECHNIP, Paris, 1995.
- [CHA-05] Souad CHAOUICHE, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [CHE-98] O. CHEE-MUN, « Dynamic of Simulation of Eclectic Machinery using MATLAB/SIMULINK », Prentice Hall, PTR 1998.
- [CHE-09] S. CHEKROUN, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magistère Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran, 2009.
- [CHE-12] D. CHERIFI, Y. MILOUD, A. TAHRI, « Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Stator Resistance in Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motor Drives Using a Luenberger Observer », International Journal of Computer Science Issues, Vol. 9, No. 2, pp. 325-335, May 2012.
- [CON-07] Christophe CONILH, « Commande d'une machine asynchrone dédiée à la traction des chariots de manutention électriques », Thèse de doctorat, INP, Toulouse, 2007.
- [DRI-05] Saïd DRID, « Contribution à la modélisation et à la commande

- robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [ELB-11] Abdelhadi ELBACHA, Zakaria BOULGHASOUL, « Electrotechnique Approfondie et Commande des moteurs à induction », Cours, Université Cadi Ayyad, Ecole Nationale des Sciences Appliquées, Marrakech, 2010/2011.
- [EZZ-10] Nabil EZZIANI, « Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne, Ardenne, 1<sup>er</sup> Avril 2010.
- [FOD-08] M. FODIL « Commande Adaptative Par Logique Floue De La Machine Asynchrone », Thèse de magistère, université de M'sila, 2008.
- [GHA-05] Malek GHANES, « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [GUO-12] L. GUOHAN, W. QIN, « Estimation of Rotor Resistance of Induction Motor Based on Extended Kalman Filter », *Advances in CSIE*, Vol. 2, AISC 169, pp. 193–198, 2012.
- [HER-99] Marc A. HERWALD, « Control design and analysis of an advanced induction motor electric vehicle drive », Master of Science, Blacksburg, Virginia, 1999.
- [HIM-09] Ismail HIMDI, « Observation et commande de moteurs asynchrones », Rapport de projet, Ecole nationale supérieure d'ingénieurs, ENSICAEN, Caen, 2009.
- [HO-09] H.F. HO, K.W.E. CHENG, « Position Control of Induction Motor using Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control », *Proceeding of IEEE 3<sup>rd</sup> International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, Hong Kong, pp. 1-5, 2009.
- [HUS-09] S.M.N. HASAN, I. HUSAIN, « A Luenberger–Sliding Mode Observer for Online Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 2, pp. 772-781 March 2009.
- [KAB-07] N. KABACHE, « Amélioration des Performances de la

- Commande d'un Moteur Asynchrone à Cage et Elaboration d'un Estimateur universel de ses Paramètres en Utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels », Thèse de doctorat de d'université de Boumerdès 2007.
- [KEN-12] K. KENDOUCI, « Contribution à la Commande sans Capteur Mécanique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de doctorat Université d'Oran 2012.
- [KHE-07] Aissa KHELDOUN, «Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, université de Boumerdès, Faculté des hydrocarbures et de la chimie, 2007.
- [KIM-09] Han Me KIM, Seong Ik HAN, Jong Shik. KIM, « Precision Position Control of Servo Systems Using Adaptive Back-Stepping and Recurrent Fuzzy Neural Networks », Journal of Mechanical Science and Technology Vol. 23, pp. 3059-3070, 2009.
- [KUN-94] C. C. KUNG AND, C. C. LIAO, « Fuzzy-Sliding Mode Controller Design for Tracking Control of Non-Linear System », Proceeding of IEEE the American Control Conference Baltimore, Maryland, pp. 180-184, June 1994.
- [KHO-10] Abed KHOUDIR, « Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 22 Juin 2010.
- [LAA-08] T. LAAMAID « Commande Optimale D'une Machine Asynchrone Apport De La Logique Floue », Thèse de magistère, université de Batna, 2008.
- [LAM-04] M. LAMINE, A. TRAORE, « Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink », pp. 38-45, 2004.
- [LAR-07] Edouard LAROCHE, « Identification et commande robuste de systèmes électromécaniques », Habilitation à diriger des recherches, Université Louis Pasteur, Strasbourg, 2007.
- [LIN-04] C. M. LIN, C. F. HSU, « Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for Induction Servomotor Systems », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, pp. 362-368, 2004.
- [LIN-08] L.LINSHENG, L. JIANNING, « Chattering-Free Fuzzy Sliding

- Mode Control Strategy for Uncertain Discrete Systems with Input Saturation », Proceeding of IEEE 8<sup>th</sup> International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, Kaohsiung, pp. 378-382, 2008.
- [LOR-04] Ana LIOR, Bruno ALLARD, Xuefang LIN-SHI, Jean-Marie RETIF, « Comparison of DTC implementations for synchronous machines », 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [LTI-10] A. LTIFI, M. GHARIANI, R. NEJI, « Sliding Mode Control of the Nonlinear Systems », Proceeding of IEEE XI<sup>th</sup> International Workshop on Symbolic and Numerical Methods, Modeling and Applications to Circuit Design, Gammath, pp. 1-6, 2010.
- [MAM-74] E.H. MAMDANI, « Applications of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant », Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 121, No. 12, pp. 1585-1588, 1974.
- [MAR-05] M. MARTY, D. DIXNEUF, D.G. GILBERT, « Principes D'électrotechnique », Edition Dunod, Paris, 2005.
- [MEH-08] Fateh MEHAZZEM, Abdellatif REAMA, Yskandar HAMAM ; Hocine BENALLA, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction motors with varying parameters », IEEE, 5<sup>th</sup> International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, Amman, Jordan , 2008.
- [MEH-09] Fateh MEHAZZEM, Abdellatif REAMA, Yskandar Hamam, H. Benalla, « Real time implementation of backstepping controller in indirect field oriented control of induction motor drive », IEEE, POWERENG '09, International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Lisbon, Portugal, 2009.
- [MEH-10] Fateh MEHAZZEM, « Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique », Thèse de doctorat, université Paris-Est, ESIEE, Paris, 2010.
- [MER-07] Adel MERABET, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université du Québec, Chicoutimi, Mai, 2007.
- [MER-09] A. MEROUFEL, « Contrôle de la machine asynchrone », polycopie, cours, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès,

2008/2009.

- [MEU-94] Bernadette Bouchon MEUNIER, « Réglage par Logique Floue », Presse polytechniques et universitaires Romandes, 1994.
- [MEU-95] Bernadette Bouchon MEUNIER, « La Logique Floue et ces Applications », Addison Wesley France, 1995.
- [MEZ-09] Salima MEZIANE, « Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2009.
- [MIN-97] T. C. MINH, « Commande Numérique de la Machines Asynchrones par Logique Floue », Thèse de Philosophie doctorat faculté des études supérieure de l'université Laval 1997.
- [NAB-10] Khalil NABTI, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2010.
- [NBE-09] Nourddine BENBAHA, « Commande Robuste Tolérante aux Défauts : Application à la Machine à Courant Alternatif », Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [ORL-10] T. ORLOWSKA-KOWALSKA, M. DYBKOWSKI, K. SZABAT, « Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Control of the Two-Mass Induction Motor Drive Without Mechanical Sensors », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 2, pp. 553-564, 2010.
- [PUG-04] Gareth PUGSLEY, « Modélisation paramétrique non linéaire des machines asynchrones et démarche d'optimisation associé », Thèse de doctorat, INPG, Grenoble, 2004.
- [PUJ-00] Antoni Arias PUJOL, « Improvements in direct torque control of induction motors », thèse de doctorat, Université polytechnique, UPC, Catalunya, 2000.
- [RAM-04] Amel RAMDANE, « Commande par EMCS d'une machine à induction alimentée par un convertisseur de fréquence », Thèse De Magistère, Université de Batna, 2004.
- [RAM-11] Amel RAMDANE, Farid NACERI, Saïd RAMDANE, « Extended Minimal Controller Synthesis for Voltage-Fed Induction Motor

Based on the Hyperstability Theory », International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, World Academy of Science, Engineering and Technology Vol. 5, No 5, 2011, pp.595-599.

- [RAM-15.A] Amel RAMDANE, Ammar BETTA, Farid NACERI , Saïd RAMDANE, « A Comparative Performance Analysis Based on Artificial Intelligence Techniques Applied to Three-Phase Induction Motor Drives », International Journal for Engineering Modeling, Vol.28 (2015) No.1-4, pp. 61-73.
- [RAM-15.B] Amel RAMDANE, Ammar BETTA, Farid NACERI , Sebti BELKACEM, « A Robust Hybrid Control for Voltage-Fed Induction Motor Drives based on The Artificial Intelligence Techniques », International Journal of Hybrid Information Technology Vol.8, No.1 (2015), pp.85-96.
- [RAS-03] Farzan RASHIDI, Mehran RASHIDI, « Robust sliding mode speed control with fuzzy approach for induction motors », IEEE, ICIT 2003, Maribor, Slovenia, 2003.
- [ROB-07] B. ROBYNS, B. FRANÇOIS, P. DEGOBERT, J.P. HAUTIER, « Commande vectorielle de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 2007.
- [RYU-06] Joon Hyoung RYU, Kwang Won LEE et Ja Sung LEE, « Unified Flux and Torque Control Method for DTC-Based Induction-Motor Drives », IEEE Transaction on power Electronics, Vol. 21, No. 1, January 2006.
- [SAR-09] R. Saravana KUMAR, K.V. KUMAR, K.K. RAY, « Sliding Mode Control of Induction Motor using Simulation Approach », International Journal of Computer Science and Network Security, Vol.9 No.10, pp. 93-104, October 2009.
- [SOL-10] S. SOLVAR, V. LE, M. GHANES, J.P. BARBOT, G. SANTOMENNA, « Sensorless Second Order Sliding Mode Observer for Induction Motor », proceeding of IEEE, International Conference on Control Applications, Multi-Conference on Systems and Control, Yokohama, Japan, pp. 1933-1938, September 2010.
- [TAR-97] Mohammed TARBOUCHI, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé », Thèse de doctorat (Ph.D.), Université Laval, Quebec, Sep.1997.

- [TRA-06] D. TRAORE, J. De LÉON, A. GLUMINEAU, L. LORON, « Interconnected observer for sensorless induction motor in dq frame: Experimental tests », 32<sup>nd</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006.
- [TRA-08] Dramane TRAORE, « Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2008.
- [TRZ-01] Andrzej M. TRZYNADLOWSKI, « Control of induction motors », Edition Academic Press, 2001.
- [UTK-77] V. UTKIN, « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, pp. 212-222, 1977.
- [UTK-99] V. UTKIN, J. GULDNER, J. SHI, « Sliding Mode Control in Electromechanical Systems », Taylor and Francis 1999.
- [VID-04] Paul Etienne VIDAL, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », thèse de doctorat, INP, Toulouse, 2004.
- [WAI-03] R.J. WAI, K.H. SU, C.Y. TU, « Implementation of Adaptive Enhanced Fuzzy Sliding-Mode Control for Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive », Proceeding of IEEE the 12<sup>th</sup> International Conference on Fuzzy Systems, Vol.3, pp. 1440-1445, May 2003.
- [WIT-00] Carlos Canudas de WIT, « Modélisation, Contrôle Vectoriel, et DTC », T1, Hermès Science Publication, Paris, 2000.
- [ZAD-65] L.A. ZADEH, « Fuzzy Sets », Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [ZAH-98] Drit Théodora ZAHARIEVA, « Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position », Thèse de L'INSA de Toulouse, 1998.
- [ZHA-08] J. ZHAO, M. WANG, Y. LI, Y. ZHOU, S. LIU, « The Study on the Constant Switching Frequency Direct Torque Controlled Induction Motor Drive with a Fuzzy Sliding Mode Speed Controller », IEEE the Natural Science Foundation of Chongqing

(CSTC 2007BB3169), Wuhan, pp. 1543-1548, 2008.

- [ZHA-10] Yongchang ZHANG, Jianguo ZHU, Zhengming ZHAO, Wei XU, David G. DORRELL, « An Improved Direct Torque Control for Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Sensorless Drive », IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, N° 5, November 2010.
- [ZOU-07] Zouhir ZOUAOUI, « Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue », De Magistère, Université de Batna, 2007.



# ***ANNEXE A***

# ANNEXE A

## *Paramètres et caractéristiques*

### *de la machine à induction utilisée en simulation*

#### **A.1. Caractéristiques de la machine**

$$P_n = 1 \text{ Kw}$$

$$N_n = 1500 \text{tr/mn}$$

$$V_n = 220 \text{V}$$

$$I_n = 3.7 \text{ A}$$

$$f_{sn} = 50 \text{ Hz}$$

#### **A.2. Paramètres de la machine**

$$R_s = 12.75 \ \Omega$$

$$R_r = 5.1498 \ \Omega$$

$$L_s = L_r = 0.1554 \text{H}$$

$$M_{sr} = 0.15 \text{H}$$

$$J = 0.00035 \text{ Kg.m}^2$$

$$f = 0.0001 \text{SI}$$

$$p = 2$$