



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

T H E S E

Présentée à



L'UNIVERSITE DE BATNA 2

**Faculté De Technologie
Département D'électrotechnique**

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

EN GENIE ELECTRIQUE

Présenté par :

BENDAAS Ismail

Magistère en électrotechnique de l'Université de Batna
Ingénieur d'état en génie électrique de l'Université de Batna

**Contribution à la Commande Hybride par Mode
Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction.
Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle**

Thèse soutenu le : 21/04/2016 devant le Jury composé de :

Dr. ABDESSEMED Rachid	Prof.	Université de Batna	Président
Dr. NACERI Farid	Prof.	Université de Batna	Rapporteur
Dr. MENACER Arezki	Prof.	Université de Biskra	Examineur
Dr. RAHEM Djamel	Prof.	Université d'OEB	Examineur
Dr. DIB Abderrahmane	MCA.	Université d'OEB	Examineur
Dr. BELKACEM Sebti	MCA.	Université de Batna	Examineur

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le Bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance au Monsieur NACERI Farid, professeur de l'enseignement supérieur à l'université de Batna 2 en tant que rapporteur de cette thèse pour son soutien scientifique et humain, pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements continus, ainsi que la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ce travail.

Je remercie sincèrement Monsieur ABDESSEMED Rachid, 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 profonds remerciements à Monsieur MENACER Arezki, professeur de l'enseignement supérieur de l'université de Biskra, à Monsieur RAHEM Djamel, professeur de l'enseignement supérieur de l'Université d'Oum El Bouaghi, à Monsieur DIB Abderrahmane, Maître de Conférences à l'Université d'Oum El Bouaghi et à Monsieur SEBTI Belkacem, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna 2, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptants de l'examiner.

Je tiens à remercier particulièrement le beau-frère LAIB Hichem, Maître assistant classe A de l'Université d'Oum El Bouaghi, pour son aide fraternelle et ses conseils durant le parcours de mes études.

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

BENDAAS Ismail

Dédicaces



Je dédie ce modeste travail A :

Mes chers parents, qu'ils m'ont toujours soutenu tout au long de mes études. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Ma femme, ainsi que ma fille Bouchra qui ont toujours cru en moi, pour leur soutien et les encouragements constants qu'elles m'ont apportés tout au long de ce travail.

Mes frères et sœurs ainsi que ma belle-famille qui m'ont toujours encouragé.

Tous mes amis.



Notations et symboles

Paramètres de Modélisation du moteur à Induction

R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.
$\Phi_{sd,q}$	Composante du flux statorique direct et quadrature.
$\Phi_{r\alpha,\beta}$	Composante du flux rotorique dans le référentiel du stator.
$i_{sd,q}$	Composante du courant statorique direct et quadrature.
$i_{r\alpha,\beta}$	Composante du courant rotorique dans le référentiel du stator.
$u_{sd,q}$	Composante de tension statorique direct et quadrature.
$u_{r\alpha,\beta}$	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.
α, β	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.
θ_s	La position du repère de Park par rapport au stator
θ_r	La position du repère de Park par rapport au rotor.
θ	La position du rotor par rapport au stator.

ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Vitesse angulaire de rotation.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor.
p	Nombre de paire de pôle.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
σ	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	Commande par mode glissant.
FLC	Commande par logique floue.
FIS	floue inférence système.
ANFIS	Adaptatif neuro-floue inférence système.
RLF	Régulateur par logique floue
FSMC	Commande par mode glissant floue.
NFSMC	Commande par mode glissant neuro-floue
PI	Action proportionnelle et intégrale
MRAS	Model Reference Adaptive System
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
<i>ref</i>	Signe d'une grandeur de référence.

 Grandeurs utilisées

x	Vecteur d'état
$f(t)$	Champ de vecteur
$g(t)$	Matrice de commande
$u(t)$	Vecteur de commande
$s(t)$	Surface de glissement
U_{eq}	Commande équivalente
ΔU	Commande attractive
V	Fonction candidate de Lyapunov
μ	Fonction d'appartenance
μ_E	Degré d'appartenance
e_n	Erreurs
de_n	Dérivée de l'erreur
dU_n	Sortie du contrôleur
$f(x)$	Fonction d'activation
w_i	Poids synoptiques
η	Coefficient d'apprentissage
net_i	Nombres des nœuds
N	Nombre d'itération
$\hat{\omega}$	Vitesse rotorique estimée
$\hat{\phi}_r$	Flux rotorique estimé
$\hat{\tau}_r$	Constante de temps rotorique estimée
\hat{R}_s	Résistance statorique estimée
ε	Erreurs d'estimation d'état.
W	Fonction non linéaire
k_p	Paramètre proportionnelle du régulateur PI
k_i	Paramètre Intégrale du régulateur PI

Index des figures

Fig. II.1 Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'un MI	16
Fig. II.2 Transformation de repères	18
Fig. II.3 Schéma équivalent dynamique dans un référentiel fixe (α, β)	20
Fig. II.4 Schéma de l'onduleur de tension	22
Fig. II.5 Bloc de commande de la bande d'hystérésis	24
Fig. II.6 Principe de la bande d'hystérésis	25
Fig. II.7 Allure des signaux à comparer et de tension de sortie de l'onduleur	26
Fig. II.8 Principe de MLI vectorielle	27
Fig. III.1 Trajectoire d'état dans le plan de phase	30
Fig. III.2 Phénomène de broutement (Chattering)	33
Fig. III.3 Fonction « sat (s) »	34
Fig. III.4 Fonction d'adoucissement « cont(s) »	34
Fig. III.5 Classification des ensembles flous	36
Fig. III.6 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance	37
Fig. III.7 Structure d'un contrôleur flou	39
Fig. III.8 Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse	43
Fig. III.9 Schéma de la commande hybride SMC-FLC	45
Fig. III.10 fonctions d'appartenances	47
(a) fonctions des entrées	47
(b) fonction de la sortie	47
Fig. III.11 Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement Floue	48
Fig. III.12 Comportement dynamique d'un MI lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge	49
(a) Commande SMC	49
(b) Commande hybride FSMC	49
Fig. III.13 Comportement dynamique du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge	50
(a) Commande SMC	50

(b) Commande hybride FSMC	50
Fig. III.14 Variation des paramètres du MI	51
Fig. III.15 Comportement dynamique du MI lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge	52
(a) Commande SMC	52
(b) Commande hybride FSMC	52
Fig. III.16 Comportement dynamique du MI lors d'une variation de l'inertie avec application d'un couple de charge	53
(a) Commande SMC	53
(b) Commande hybride par FSMC.....	53
Fig. IV.1 Modèle de base d'un neurone formel.....	55
Fig. IV.2 Réseau non bouclé	57
Fig. IV.3 Réseau bouclé.....	57
Fig. IV.4 Principe de neuro-flou	60
Fig. IV.5 Structure d'un contrôleur neuro-flou.....	61
Fig. IV.6 Schéma de la commande hybride SMC-ANFIS.....	64
Fig. IV.7 Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement neuro-floue..	64
Fig. IV.8 Comportement dynamique d'un MI lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge.....	65
Fig. IV.9 Comportement dynamique du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge	66
Fig. IV.10 Comportement dynamique du MI lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge	67
Fig. IV.11 Comportement dynamique du MI lors d'une variation de l'inertie avec application d'un couple de charge	68
Fig. V.1 Schémas bloc de l'estimateur de vitesse MRAS.....	70
Fig. V.2 Benchmark pour la commande sans capteur mécanique définition de la trajectoire de la vitesse et du couple de Charge	72
Fig. V.3 Schémas générale de la structure de commande sans capteur par la technique MRAS .	72
Fig. V.4 Comportement dynamique des variables estimées et réelle du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge par la technique MRAS	73
Fig. V.5 L'erreur d'estimation de la vitesse lors de la variation simultanée de la résistance statorique et rotorique	74

Fig. V.6 Structure de l'estimateur MRAS de la constante rotorique.....	75
Fig. V.7 Schemas bloc en boucle fermée de la réponse dynamique de l'estimateur MRAS	76
Fig. V.8 Estimation de la résistance rotorique et leur erreur lors de sa variation.....	77
Fig. V.9 Structure d'un estimateur MRAS pour l'estimation simultanée de ω et R_s	78
Fig. V.10 Erreurs d'estimations de la vitesse et la résistance statorique lors de ses variations simultanée.....	78
Fig. V.11 Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-SMC	83
Fig. V.12 Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-FLC.....	83
Fig. V.13 Fonctions d'appartenances d'un régulateur ANFIS.....	84
Fig. V.14 Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-FSMC.....	85
Fig. V.15 Comportement dynamique des variables estimées et réelle du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge par les techniques.....	87
(a)MRAS-SMC.....	86
(b) MRAS-FLC.....	86
(c) MRAS-FSMC	87
Fig. V.16 Erreur d'estimation de la vitesse lors de la variation simultanée de la résistance statorique et rotorique.....	88
(a) : variation des paramètres résistifs.....	87
(b) : profile de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-SMC	87
(c) : profile de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-FLC	88
(d) profile de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-FSMC.....	88

Index des tables

Tableau. III.1 Matrice d'inférences complètes.....	41
Tableau. IV.1 Fonction d'activations.....	57
Tableau. A.1 Etude comparative	100
Tableau. A.7 Paramètres et caractéristiques du moteur à induction.....	109

Table des matières

Remerciement
Notations et symboles
Index des figures et Tables
Table des matières
Introduction générale

Chapitre Un

Etat de l'art de la commande hybride appliquée à un moteur à induction

I.1. Introduction 5
I.2 Problématique de la commande du moteur à induction 6
I. 3 Analyse de l'historique de la commande du moteur à induction 7
 I.3.1 Commande scalaire 7
 I.3.2 Commande vectorielle 8
 I.3.3 Commande non linéaire 9
 I.3.3.1 La linéarisation dynamique par retour d'état 9
 I.3.3.2 La linéarisation entrée-sortie 9
 I.3.3.3 La commande à structure variable 10
I.4 Observation et estimation paramétrique 10
I.5 Les inconvénients et les contraintes liées à la commande classique 11
I.6 Intelligence artificielle et commande du moteur à induction 12
 I.6.1 Commande par logique floue 12
 I.6.2 Commande par réseaux de neurones artificiels 12
I.7 Commande hybrides du moteur à induction 13
I.8 Conclusion 14

Chapitre deux

Modélisation et alimentation du moteur à induction en vue de la commande

II.1 Introduction.....	15
II.2 Modélisation du moteur à induction	15
II.2.1 Description paramétriques –hypothèses simplificatrices	15
II.2.2 Modèle mathématique du moteur à induction triphasé	17
II.2.2.1 Equations des tensions d'un moteur à induction.....	17
II.2.2.2 Equations des flux d'un moteur à induction.....	17
II.2.2.3 Equation mécanique dans le référentiel (a, b, c).....	17
II.2.3 Application de la transformation de Park à un moteur à induction.....	17
II.2.3.1 Transformation de Park.....	18
II.2.3.2 Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)	19
II.2.4 Modèle du moteur à induction dans le repère de Park	19
II.2.4.1 Modélisation en représentation d'état du MI en vue de la commande	20
II.2.4.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator	21
II.3 Association onduleur-moteur à induction	21
II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
II.3.2 Principe des stratégies de commande	24
II.3.2.1 Contrôle des courants par régulateur à hystérésis.....	24
II.3.2.2 MLI sinus-triangle	25
II.3.2.3 La modulation MLI vectorielle.....	26
II.4 Conclusion.....	27

Chapitre Trois

Commande hybride par mode glissant floue d'un moteur à induction

III.1 Introduction	28
III.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement.....	28
III.2.1 Principe de la commande à structure variable en mode glissant.....	28
III.2.2 Conception des expressions générales de la commande par mode de glissement	30
III.2.2.1 Condition d'existence du mode glissant.....	30
III.2.2.2 Choix de la surface de commutation	31
III.2.2.3 Expression analytique de la commande	31
III.2.3 Phénomène de broutement (Chattering	33
III.3 Commande par logique floue.....	35
III.3.1 Principe	35
III.3.2 Ensembles flous	35
III.3.3 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.....	36
III.3.4 Réglage et commande par logique floue.....	38
III.3.5 Structure d'une commande par logique floue.....	38
III.3.5.1 L'interface de fuzzification	39
III.3.5.2 Base de règles	39
III.3.5.3 Moteur d'inférence	40
III.3.5.4 Interface de défuzzification	42
III.3.6 Développement d'un régulateur flou.....	43
III.4 Application de la commande Hybride FSMC à un MI	44
III.4.1 Reconstruction de flux rotorique estimé dans le repère (α, β)	45
III.4.2 Conception de la commande équivalente SMC.....	46
III.4.3 Conception de la commande par logique floue.....	46
III.5 Résultats de simulation et évaluation	48
III.5.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge	48
III.5.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	50
III.5.3 Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques	51

III.5.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	52
III.6 Conclusion	53

Chapitre Quatre

**Commande hybride par mode glissant neuro-floue d'un
moteur à induction.**

IV 1 Introduction	54
IV. 2 Principe et définitions des réseaux de neurones	54
IV.2.1 Neurone formel	54
IV.2.2 La fonction d'activation (transfert)	55
IV.2.3 Architecture des réseaux de neurones artificiels	56
IV.2.3.1. Les réseaux non bouclés	56
IV.2.3.2 Réseaux Bouclés	57
IV.2.4 Apprentissage des Réseaux de Neurone	57
IV.2.5 Procédure d'apprentissage	58
IV.2.6 Algorithme de rétropropagation du gradient	58
IV.3 Système neuro-flou ANFIS	69
IV.3.1 Architecture neuro-flou hybride.....	60
IV.3.2 Développement du Contrôleur d'inférence neuro-floue adaptatif (ANFIS.....	61
IV.3.3 Algorithme d'apprentissage d'ANFIS.....	62
IV.4 Commande hybride par le SMC et le neuro-flou (ANSMC).....	63
IV.5 Résultats de simulation et évaluation	64
IV.5.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge	65
IV.5.2 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	65
IV.5.3 Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques	66
IV.5.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie.....	67
IV.6 Conclusion	68

Chapitre cinq Commande sans capteur mécanique d'un moteur à induction

V.1 Introduction.....	69
V.2 Les méthodes d'estimation de la vitesse rotorique.....	69
V.3 La Technique MRAS	70
V.4 Application à l'estimation de la vitesse du moteur à induction	70
V.5 Benchmark (Commande sans capteur mécanique)	71
V.6 Résultats de simulation MRAS classique	72
V.6.1 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	73
V.6.2 Analyse de robustesse de l'estimateur MRAS	74
V.7 Estimation des paramètres résistifs.....	74
V.7.1 Estimation de la résistance rotorique.....	75
V.7.2 Résultats de simulation et Interprétation.....	77
V.7.3 Estimation simultanée de la vitesse de rotation et de R_s	77
V.7.4 Résultats de simulation et Interprétation.....	80
V.8 Nouvelles techniques d'estimation MRAS-FSMC	80
V.8.1 Technique MRAS-SMC	81
V.8.2 Technique MRAS-FLC.....	83
V.8.3 Technique MRAS-FSMC	85
V.8.4 Résultats de simulation et interprétation.....	85
V.8.4.1 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	85
V.8.4.2 Analyse de robustesse	87
V.10 Conclusion	89
Conclusion générale.....	90
Bibliographie.....	92
Annexe.....	100
Résumé	

Introduction générale

Introduction générale

Dans ces dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien.

Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les récents développements dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et de moindre coûts.

Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type des machines. Leurs modèles multivariables et non-linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

En effet la poursuite des trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (Le couple et le flux) sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande telles que la commande par linéarisation entrées-sorties, commande directe du couple, commande par mode glissant ^{[BOD-98][PER-00][RAS-06][ZHA-08][SAR-09][BEN-10][LTI-10]}.

La linéarisation entrée-sortie a été très utilisée en systèmes non linéaires pour trouver une relation directe entre la sortie du système et son entrée afin de mettre en œuvre une loi de commande ^{[BEN-99][CHI-04][MER-07]}. Cependant, la complexité et la présence de fortes non

linéarités, dans certains cas, ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirées en présence de perturbations externes ^[PER-00].

Connu par sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre, le mode glissant a été largement utilisé pour commander une large classe de systèmes non linéaires ^{[UTK-99][BEN-99][SAR-09][LTI-10]}. Il s'agit de définir une surface dite 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][BEN-13][BEN-14]}.

Cependant, cette loi de commande représente un inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction signe dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et l'endommager.

D'autre part, un important développement, dans les modèles connectifs, a été enregistré pendant les deux dernières décennies. 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 l'inconvénient de phénomène du broutement (Chattering) plusieurs travaux ^{[WAI-03][SHI-93][KIM-09][LIN-04][ZHA-08][HO-09][ORL-10][BEN-13]} ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants avec les techniques de l'intelligence artificielle.

Cette combinaison sera exploitée pour établir un nouveau schéma de commande hybride, à base de réseaux neuro-flous et de la logique floue, en vue d'améliorer les réponses dynamiques du moteur à induction.

La présente thèse de s'articule sur cinq chapitres :

- Après l'analyse de l'état de l'art, sur les problèmes liés à la commande du moteur à induction, dans le premier chapitre, un rappel historique est donné sur les principales techniques utilisées pour la commande du moteur à induction. Ensuite, le problème à résoudre est posé.
- Dans le deuxième chapitre, nous commencerons par la modélisation du système-moteur à induction onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique du moteur à induction dans un référentiel triphasé avant d'utiliser les transformations de Concordia et de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur de tension.
- Le troisième chapitre, comporte trois parties. La première partie est consacrée à un bref rappel de la commande à structure variable. Des éléments théoriques nécessaires à la compréhension du mode de glissement sont introduits. Nous abordons également les conditions d'existence du mode de glissement ainsi que les différentes méthodes qui permettent sa détermination. Nous présentons aussi la conception d'un contrôleur non-linéaire basé sur la technique de mode glissant d'ordre un pour le flux et la vitesse de rotation du moteur à induction. Dans la deuxième partie, nous avons commencé par une introduction à la logique floue. 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 fin nous allons présenter une nouvelle loi de commande hybride par mode glissant floue (FSMC). Cette dernière est utilisée pour remédier le phénomène de broutement (chattering). Des simulations ainsi qu'une comparaison sont présentées pour illustrer l'apport de cette approche.
- Le quatrième chapitre aborde nos derniers développements concernant l'utilisation des systèmes neuro-flous pour l'amélioration des performances de la commande du moteur à induction et réduire le phénomène de chattering. Ce travail permet l'exploitation des capacités d'apprentissage des réseaux de neurones d'une part et les capacités de raisonnement de la logique floue d'autre part. Les résultats de simulation obtenus et leurs discussions sont ainsi présentés.

- Dans le chapitre cinq, nous nous intéresserons plus particulièrement aux techniques d'estimation de la vitesse de rotation, du flux rotorique et des paramètres résistifs pour le moteur à induction. Nous présenterons d'abord la conception d'un estimateur de la vitesse de rotation par la technique MRAS classique, implanté avec la commande hybride mode de glissement-flou. En suite nous avons utilisé cet estimateur pour estimer les paramètres résistifs (Estimation de la résistance rotorique et l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et la résistance statorique). En fin nous étudions successivement dans ce chapitre des nouvelles techniques de l'estimateur MRAS avec l'association des contrôleurs mode glissant, logique flou et un nouveau contrôleur hybride glissant-flou MRAS-FSMC. Des résultats de simulation sont présentés et discutés.

Enfin ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on expose les principaux résultats obtenus et on donne les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre Un

**Etat de l'art de la commande hybride appliquée
à un moteur à induction**

I.1 Introduction

Du point de vue commande, le moteur à induction n'est pas, réellement, un objet trivial de commande. En effet, il possède toutes les propriétés qui violent toutes les suppositions des théories de la commande classique, parce que son modèle est non linéaire et à paramètres variables (chose qui est due à la variation de la température et au changement du niveau de saturation magnétique). Les problèmes de la commande non linéaire peuvent être résolus, dans la plupart des cas, si les variables d'état sont toutes connues. Pour le cas du moteur à induction, les variables rotoriques sont non mesurables et, souvent, l'utilisation des capteurs de vitesse est une solution très coûteuse. Pour les raisons suscitées, le moteur à induction est devenu un objet préféré pour les nouvelles disciplines de commande et pour les méthodes d'identification depuis les années soixante-dix ^[KAB-07].

La commande hybride appliquée à un moteur à induction ou aux systèmes non linéaires a fait l'objet de nombreuses recherches car ses systèmes sont souvent complexes et difficilement exploitables, notamment pour leur commande.

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art de la commande hybride FSMC. Afin de positionner notre travail il est nécessaire de citer les travaux déjà réalisés pour commencer notre étude. La commande par mode de glissant a connu un intérêt croissant chez les chercheurs. Elle se range dans la catégorie des commandes en boucle fermée à structure variable, et possède à ce titre un caractère non linéaire. Elle présente en outre des qualités de convergence en un temps fini et une robustesse face à une large classe d'incertitudes et de perturbations extérieures. Ces différents points justifient son application dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique ou l'électrotechnique ^{[UTK-99][BEN-99][SAR-09][LTI-10]}.

Cependant, ce type de commande est à l'origine du phénomène bien connu de chattering. En effet, ce phénomène est indésirable car :

- Il implique une grande sollicitation de l'organe de commande, ce qui empêche son application à des systèmes réels ^[BUH-86].
- Il peut exciter les dynamiques hautes fréquences négligées au cours de la modélisation ^{[BUH-86] [UTK-99]}.
- Il augmente le degré relatif du système et perturbe le mode de glissement idéal ^[UTK-99].

Pour réduire ce phénomène de chattering de nombreuses solutions ont été proposées parmi lesquelles on peut citer:

- Le remplacement, à l'intérieur de la couche limite, de la commande discontinue par une commande continue.
- L'utilisation d'observateurs d'états asymptotiques.
- L'introduction des modes glissants d'ordres supérieures ^[MSA-13].
- Le remplacement de la commande discontinue par des techniques de l'intelligence artificielle ^{[YIN-97][LIN-04][ORL-10][BEN-13]}.

Dans le bilan que nous présenterons ensuite, nous donnerons les grands axes de recherche vers lesquels nous avons souhaité nous orienter. En commençant par la commande scalaire, ensuite la fameuse commande vectorielle à champ orienté, passant par les différents types de commandes non linéaires et arrivant à l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle. Ensuite, nous tirerons les premières conclusions sur les avantages et les inconvénients de ces types de commande.

I. 2 Problématique de la commande du moteur à induction

En analysant la structure du moteur à induction et son modèle mathématique, on constate que l'élaboration d'une commande adéquate pour ce moteur ne peut être obtenue qu'en proposant des solutions concrètes pour les principaux problèmes suivants ^{[BOD-98] [MAR-93][BEN-99][PER-00]}.

Le problème de couplage existant entre le comportement magnétique du moteur (les flux magnétiques) et le comportement mécanique (vitesse et couple électromagnétique).

Le problème des variables non disponibles à la mesure, telles que : le flux et les courants rotoriques (qui en raison de la structure du moteur à induction, sont inaccessibles à la mesure directe). En plus, malgré la possibilité d'acquisition des valeurs de la vitesse et de la position du rotor (en utilisant des tachymètres et des encodeurs optiques), ces solutions posent des contraintes techniques et économiques lors de l'implémentation de la commande.

Le problème de la variation paramétrique, en particulier, des valeurs des constantes de temps (rotorique et statorique), due à l'effet thermique. En effet, ces résistances subissent des variations considérables qui peuvent dépasser 50% de leurs valeurs nominales, lorsque le moteur est chargé. En outre, les paramètres magnétiques peuvent avoir d'importantes variations, lorsque le moteur s'approche de son régime de saturation.

Le problème du couple de charge, il est très difficile d'obtenir une information précise sur le moment d'inertie de l'ensemble moteur-charge et, par conséquent, sur la valeur du couple de charge (en raison de la diversité des types de charges utilisées (différentes tailles et différentes natures)).

Les lois de commande doivent être simples et faciles à implémenter avec un minimum de coûts.

Pour résoudre ces problèmes, différentes approches ont été étudiées et appliquées pour la commande du moteur à induction dont les plus importantes sont :

- La commande vectorielle à champ orienté.
- La commande non linéaire: linéarisation par retour d'état dynamique, mode de glissement (SMC), commande directe du couple (DTC), linéarisation entrée-sortie, modèle de référence, etc.....
- La commande basée sur l'intelligence artificielle: logique floue, réseaux de neurones, algorithmes génétiques.

I.3 Analyse de l'historique de la commande du moteur à induction

I.3.1 Commande scalaire

L'ère de la commande du moteur à induction a commencé par la commande scalaire. Cette commande simple, en boucle ouverte, s'exécute en ajustant la tension de commande proportionnellement à une fréquence de référence bien déterminée. Elle se base sur le principe de $\frac{v}{f} = \text{const}$ pour maintenir le flux à une valeur constante dans le moteur.

Quelques avantages peuvent être énumérés pour cette technique, à savoir : la non nécessité d'un capteur de vitesse, la non nécessité de connaître avec précision les paramètres du moteur, en plus, elle utilise des convertisseurs de fréquence moins chers et elle peut être utilisée pour commander plusieurs moteurs en même temps. Cependant, les performances dynamiques (du couple et du flux) de cette technique sont extrêmement médiocres, même en cas de compensation de l'effet de la variation paramétrique (par exemple la résistance statorique). En plus, cette technique possède des oscillations pour les faibles couples de charge. Par conséquent, la majeure partie des applications industrielles, qui nécessitent de hautes performances pour la commande du couple, de la vitesse et de la position, sont restées dominées par les moteurs à courant continu ^[KAB-07].

I.3.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle a été établie au début des années 70 par F. Blaschke ^[BLA-72], L'objectif de la commande vectorielle du moteur à induction est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels ^[NAB-10]. Dans la majorité des approches proposées, l'orientation du flux rotorique prouve des avantages remarquables par rapport à l'orientation du flux statorique. Cependant, quelques inconvénients et contraintes caractérisent la commande vectorielle en général, à savoir ^{[RON-05][SHI-93-2][BOU-02]} :

- Dans la conception de la commande vectorielle, l'amplitude du flux est réglée à une valeur constante, alors le découplage ciblé (entre vitesse et flux) n'est assuré qu'asymptotiquement autour du point de fonctionnement sélectionné. Ce découplage asymptotique présente une contrainte lorsque le flux est varié en cas de fonctionnement à grande vitesse ou en vue d'améliorer l'efficacité énergétique du moteur ^[MEH-09].
- La commande vectorielle utilise des régulateurs PI dans les boucles de réglage. Comme il est connu, de la théorie de la commande linéaire, le choix des PI se base sur un modèle exact du système commandé en vue d'achever la poursuite et de rejeter les perturbations. Donc ces régulateurs conviennent mieux pour la commande des processus linéaires (dont le modèle est exactement connu) et non à la commande du moteur à induction dont la dynamique est fortement non linéaire et à paramètres variables.
- La réalisation de la commande vectorielle se base sur une approximation linéaire du modèle du moteur, ce qui génère un écart important entre la commande (développée théoriquement) et la réalité du moteur. Dans ce cas, le concepteur n'a pas de directives claires pour choisir les paramètres des régulateurs, il fait recours donc à l'intuition et à l'essai-erreur.
- Le découplage est très sensible à la variation paramétrique, en particulier celles des constantes de temps rotorique et statorique.

- La conception de la commande nécessite la mesure ou l'estimation des variables commandées, à savoir : la vitesse/position, le couple et le flux.

1.3.3 Commande non linéaire

Les limites de la commande sont toujours adoptés de la précision du modèle employé qui ne constitue qu'une représentation approximative de la réalité physique, ceci se traduit par une diminution de la dimension du vecteur d'état, une simplification des non linéarités lorsqu'elles sont prises en compte, et des perturbations négligées. En effet, les conditions de la conception d'une loi de commande n'est bien souvent valable que dans des instants de fonctionnement donnés, parce que les valeurs des paramètres formant le modèle pouvant changer pendant le fonctionnement du processus. Dès lors, la connaissance des nouvelles valeurs de ces paramètres à chaque instant du fonctionnement nécessite la conception d'un algorithme de commande plus performant et robuste vis-à-vis de ces variabilités et inconnus. Plusieurs techniques de commandes non linéaires ont été étudiées pour piloter le moteur à induction. Elles ont été développées afin de remplacer le contrôle vectoriel, tout en assurant à la fois une commande séparée du flux et du couple et une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques ^[BOD-98]. Parmi les techniques appliquées à la commande du moteur à induction.

1.3.3.1 La linéarisation dynamique par retour d'état

Cette technique a été appliquée, pour la première fois, sur le moteur à induction par ^[DEL-89]. La commande de linéarisation par retour d'état présente l'un des premiers pas dans la commande non linéaire du moteur à induction ^[MAR-93], elle est basée sur la linéarisation et le découplage du modèle en utilisant les outils de la géométrie différentielle. Son inconvénient majeur est la non robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

1.3.3.2 La linéarisation entrée-sortie

Les méthodes de linéarisation entrée-sortie présentent une meilleure alternative pour simplifier le modèle et la commande du moteur à induction. Elle permet d'établir un découplage exact entre le flux et le couple électromagnétique, elle est très simple à mettre en œuvre par rapport à la linéarisation dynamique ^[BOD-98]. Cette technique permet d'étendre le principe de la commande vectorielle en développant des versions adaptatives et robustes, dans les quelles, l'aspect de stabilité est étudié ^{[ALO-00] [PER-00]}.

1.3.3 La commande à structure variable

Parallèlement aux techniques de retour d'état, d'autres variantes de commande non linéaires ont été développées pour le moteur à induction, telles que : les commandes à structure variable [UTK-99][SAB-04]. Ce sont des techniques développées pour traiter les incertitudes des systèmes.

Parmi les variantes les plus utilisées, on trouve la commande par mode de glissement [BUH-86][UTK-99]. Le principe du mode de glissement consiste à forcer le mouvement du système à se reproduire dans une tubulure prescrite dans l'espace d'état (surface de glissement), qui est définie suivant l'objectif de commande. Les propriétés les plus significatives du mode de glissement sont la robustesse et la faible sensibilité aux variations paramétriques. Son inconvénient majeur est le phénomène du broutement « chattering ».

On trouve aussi d'autres principes de commande non linéaire, tels que : la commande par progression réursive en arrière 'backstepping' [JOV-07] [MEH-08], la commande à base de passivité et la commande à base de planéité 'Flatness' [DEL-89].

I.4 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. Au 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 se 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 de 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-09A]}. Chacune de ces techniques présentes des avantages et des inconvénients.

I.5 Les inconvénients et les contraintes liées à la commande classique

L'analyse critique, des différentes techniques de commande et d'estimation citées ci-dessus, nous permettent de conclure que ces techniques sont très variées et elles donnent des possibilités pour résoudre les problèmes de commande des moteurs à courant alternatif. Les avantages et les inconvénients sont propres à chaque méthode. Cependant, une multitude d'inconvénients communs peuvent être observés sur ces techniques ^{[BOD-98][MAR-93][SOL-10] [CHE-12][BEN-99]}, les plus importants sont :

- Toutes ces techniques se basent sur un modèle mathématique qui doit être suffisamment précis pour traduire le comportement réel du moteur (cette condition est assez difficile à satisfaire pour le cas du moteur à induction).
- La plupart des techniques de commandes sont incapables de conserver leurs performances pour une large gamme de variation de vitesse et du flux. En effet, dans toutes ces commandes on relève le problème de fonctionnement avec les petites et les grandes vitesses ainsi qu'avec un faible (ou variable) couple de charge, les phénomènes de chattering.
- Des erreurs importantes d'estimation sont enregistrées, en particulier, lors des régimes transitoires qui sont ignorés et, le plus souvent, les estimateurs sont performants, seulement, dans les régimes permanents.
- Généralement, les méthodes de commande et d'estimation sont compliquées, en particulier, celles basées sur la théorie de la commande non linéaire. Avec l'utilisation de telles approches (parallèlement aux algorithmes de commande) le circuit de commande devient très compliqué est difficile à implémenter pratiquement.

I.6 Intelligence artificielle et commande du moteur à induction

Pour surmonter les différentes contraintes liées aux techniques de commande linéaires et non linéaires, plus récemment, les chercheurs ont étudié les possibilités de concevoir des systèmes qui émulent quelques fonctions réalisées par le cerveau humain. Parmi ces fonctions intéressantes on peut citer l'auto-adaptation, l'apprentissage, la flexibilité de fonctionnement et la planification en présence de larges incertitudes et avec un minimum d'informations. En se basant sur ces aspects, des techniques appelées techniques de l'intelligence artificielle ont été développées et appliquées pour résoudre les différents problèmes de commande. En effet, deux problèmes principaux sont ciblés, la modélisation précise et l'adaptation adéquate pour tenir compte du comportement dynamique réel des systèmes. 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.

I.6.1 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]}.

I.6.2 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]}. Parmi leurs propriétés les plus importantes, on peut citer :

- Ils ne nécessitent pas une compréhension à priori du comportement interne des systèmes.
- Ils sont naturellement parallèles, donc, capables de résoudre, rapidement et en temps réel, les problèmes difficiles nécessitant un énorme volume de calcul.
- Ils ont une grande aptitude d'apprentissage, ce qui leur donne une énorme capacité pour approximer les dynamiques non linéaires compliquées par des correspondances entrées-sorties.
- Ils possèdent une architecture distribuée, une mémoire associative et la propriété de généralisation ce qui leur permet de tolérer certaines incertitudes sans perdre leurs performances.
- La capacité d'approximation des fonctions non linéaires incertaines représente un atout important pour améliorer la commande des systèmes en utilisant les techniques de commande non linéaires, qui sont très efficaces pour réaliser des commandes robustes.
- La structure parallèle des RNA permet une implémentation simple et rapide.

I.7 Commande hybrides du moteur à induction

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 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].

I.8 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 de glissement, pour le moteur à induction. À cet effet, dans ce qui suit nous serons consacrés à la présentation du principe de la commande non linéaire par mode de glissement, principe de la logique floue et le neuro-floue avec ces applications sur le modèle du moteur à induction. A rappeler que ces technique représentent un élément de combinaison (FSMC et AFSMC).

Chapitre Deux

Modélisation et Alimentation du Moteur à Induction en Vu de la Commande

II.1 Introduction

Le concept du moteur à induction a environ 120 ans. Depuis, ce moteur s'est imposé dans l'industrie. C'est le moteur le plus répandu, la modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

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 le moteur dans chaque repère. Dans un second temps nous passerons à la modélisation de l'alimentation du moteur qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension), contrôle par la stratégie dite MLI.

II.2 Modélisation du moteur à induction

II.2.1 Description paramétriques – hypothèses simplificatrices

Le moteur 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.

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

- 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 :

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

II.2.2 Modèle mathématique du moteur à induction 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.

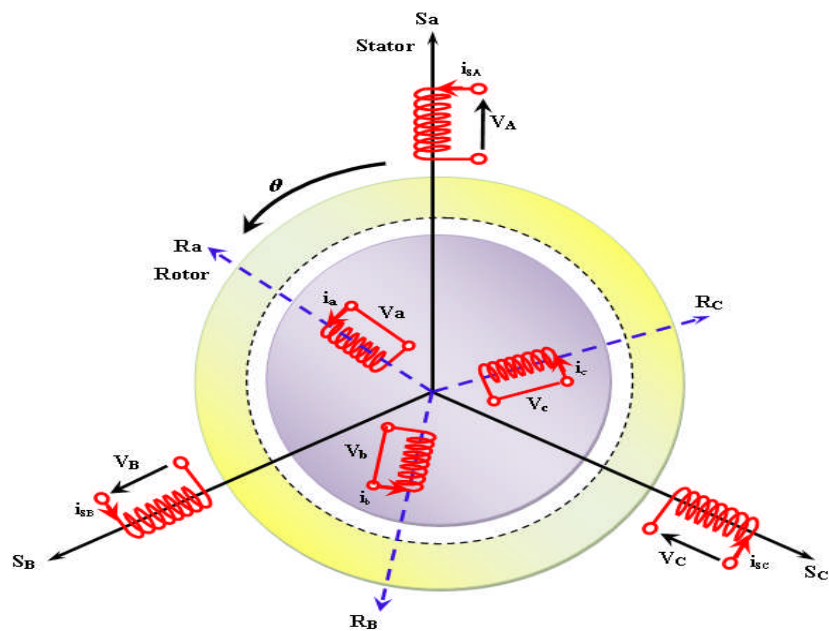


Fig. (II.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'un MI.

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (II.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase A statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire ^{[CAR-95][ROB-07]}.

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

II.2.2.1 Equations des tensions d'un moteur à induction

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

Pour un observateur lié au stator :

$$[V_{ABC}] = R_s [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] \quad (\text{II.2})$$

Pour un observateur lié au rotor :

$$[V_{abc}] = R_r [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (\text{II.3})$$

II.2.2.2 Equations des flux d'un moteur à induction

Les flux totalisés dans les phases statoriques et rotoriques s'exprime sous la forme :

$$[\phi_{ABC}] = [L_s][i_{ABC}] + [M][i_{abc}] \quad (\text{II.4})$$

$$[\phi_{abc}] = [L_r][i_{abc}] + [M][i_{ABC}] \quad (\text{II.5})$$

II.2.2.3 Equation mécanique dans le référentiel (a, b, c)

Par application du principe fondamental de la dynamique au rotor, on obtient :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \quad (\text{II.6})$$

Et par application du théorème de Ferrari, on obtient

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r(abc)} \times i_{s(abc)}) \quad (\text{II.7})$$

II.2.3 Application de la transformation de Park à un moteur à induction

L'introduction du vecteur spatial permet de simplifier grandement le modèle décrit par les équations (II.2) et (II.3).

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés au moteur à induction. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. La structure symétrique et équilibrée du moteur permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park et Concordia). Toutes les grandeurs électromagnétiques du moteur à induction, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel.

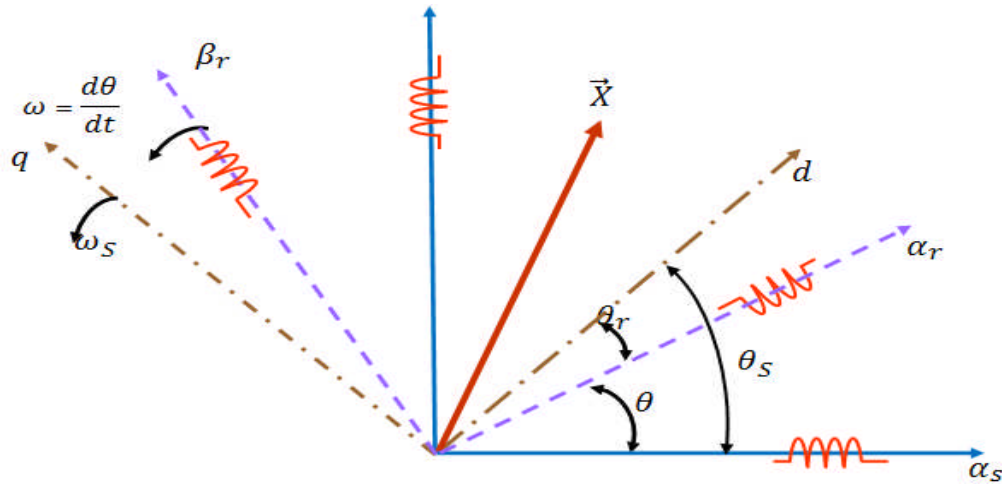


Fig. (II.2) : Transformation de repères.

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande du moteur à induction sont :

- le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q) .
- le référentiel fixe par rapport au stator (α, β) .

II.2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère ABC vers le repère (α, β) puis vers le repère (d, q) . Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère ABC figure (II.2), par contre le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β) 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 :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Puisque La matrice de transformation doit être orthogonale $[A]^T = [A]^{-1}$. Les expressions usuelles de (II.8) sont données par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.2.3.2 Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)

Comme le montre la figure (II.2), cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent.

La transformation de Concordia (α, β) être obtenue à partir des composantes de Park (d, q), et en faisant une rotation de l'angle θ_s . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par ^{[CHE-98] [MER-07]} :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.2.4 Modèle du moteur à induction dans le repère de Park

Après avoir effectué les transformations précédentes, Le modèle du moteur à induction, après la transformation de Park dans le référentiel (α, β) lié au stator, s'écrit:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_s + M i_r \\ \phi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

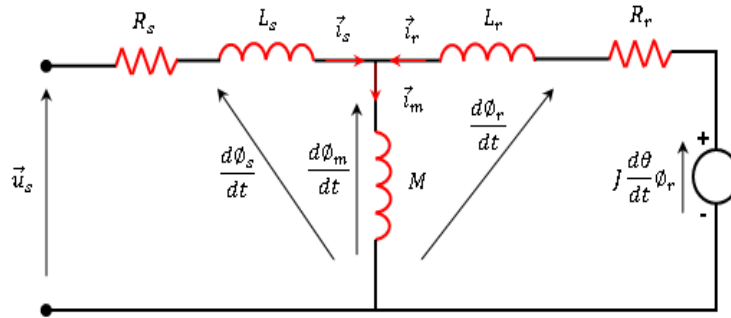


Fig (II.3) : Schéma équivalent dynamique dans un référentiel fixe (α, β)

Dans le référentiel fixe (α, β) le couple est défini par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.15})$$

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

II.2.4.1 Modélisation en représentation d'état du MI 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 multivariable. Le choix des variables d'état d'entrée et de sortie du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation ^[BEH-09].

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

$$X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \omega]^T \quad (\text{II.16})$$

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

Le modèle d'état du moteur à induction est celui d'un système multivariable non linéaire ayant la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

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

Les matrices $f(x)$, $g(x)$ 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 :

$$y = [\omega \quad \Phi_r^2]^T \quad (II.18)$$

II.2.4.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator

Dans un référentiel (α, β) fixe au stator $\omega_s = 0$, le modèle du moteur à induction, tiré par des équations (II.6), (II.13) et (II.15), est défini par le système non linéaire, d'ordre 5, suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t) \quad (II.19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\alpha} + pK\omega \Phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - pK\omega \Phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - p\omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \\ \mu(\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha 0 \\ 0 \alpha \\ 0 0 \\ 0 0 \\ 0 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$, $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2})$, $\mu = \frac{pM}{JL_r}$, $\alpha = \frac{1}{\sigma L_s}$.

II.3 Association onduleur-moteur à induction

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse du moteur à induction, 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.

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) 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 MLI.

II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

La figure (II.4) Présente un schéma d'alimentation pour le moteur à induction 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 du signal déphasé alimenté à travers d'un redresseur à pont de diodes et LC ou C sont des filtres. ^[BOS-02] L'énergie ne peut donc transiter du moteur à induction au réseau.

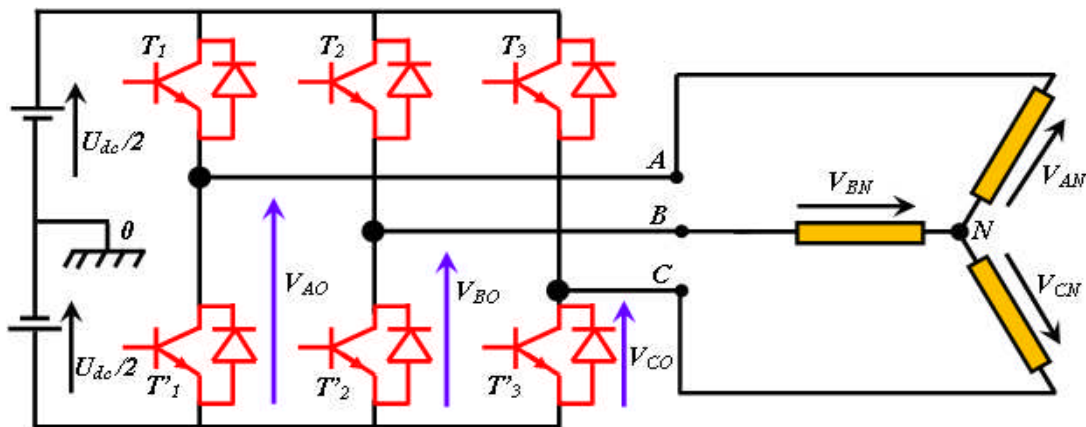


Fig. (II.4) : Schéma de l'onduleur de tension.

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 :

- 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 :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} + V_{OB} \\ V_{BC} = V_{BO} + V_{OC} \\ V_{CA} = V_{CO} + V_{OA} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

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

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{1}{3}[V_{AB} - V_{CA}] \\ V_{BN} = \frac{1}{3}[V_{BC} - V_{AB}] \\ V_{CN} = \frac{1}{3}[V_{CA} - V_{BC}] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sortie de l'onduleur en introduisant le neutre de la charge par rapport au point de référence $N0$.

$$\begin{cases} V_{AN} + V_{NO} = V_{AO} \\ V_{BN} + V_{NO} = V_{BO} \\ V_{CN} + V_{NO} = V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Le système V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} étant équilibré, c.à.d. que la somme des trois tensions égale zéro :

Donc, on peut déduire que :

$$V_{NO} = \frac{1}{3}[V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}] \quad (\text{II.24})$$

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

$$V_{IO} = S_I U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.25})$$

$$\begin{cases} V_{AB} = [S_A - 0.5] \\ V_{BC} = [S_B - 0.5] \\ V_{CA} = [S_C - 0.5] \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant (II.24) dans (II.23), on obtient :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{BN} = \frac{1}{3}V_{AO} - \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{CN} = \frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant (II.27) dans (II.25), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.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 de commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) 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]}.

II.3.2.1 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 (II.5).

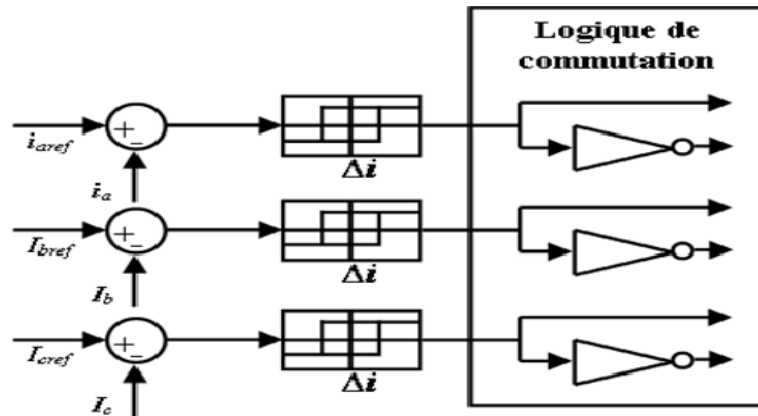


Fig. (II.5) : Bloc de commande de la bande d'hystérésis.

La figure (II.6) 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.

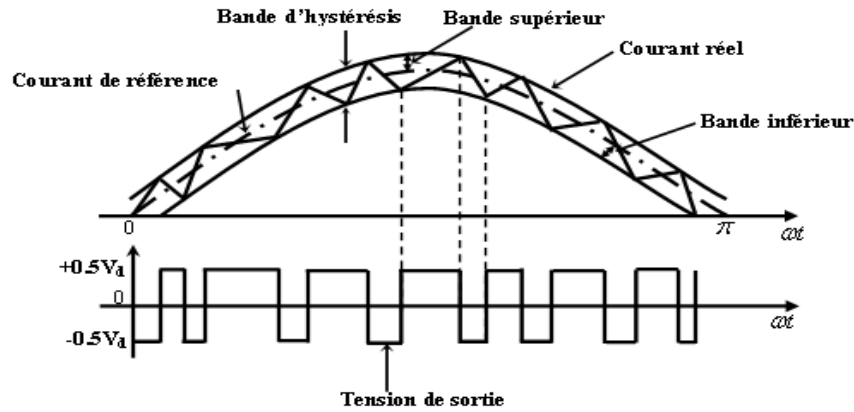


Fig. (II.6) : Principe de la bande d'hystérésis

Le commutateur supérieur dans le demi-pont est éteint et le commutateur du moteur (commutateur en bas) est allumé. En conséquence, la tension de sortie de $0,5 V_d$ à $-0,5V_d$, 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] :

$$\begin{cases} S_i = -1 & \text{si } i_i \geq i_{ref} - \Delta i \\ S_i = 1 & \text{si } i_i \leq i_{ref} + \Delta i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } i_i = i_{ref} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

II.3.2.2 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_{m_ref} de fréquence f_{p_ref} . La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase du moteur. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120° .

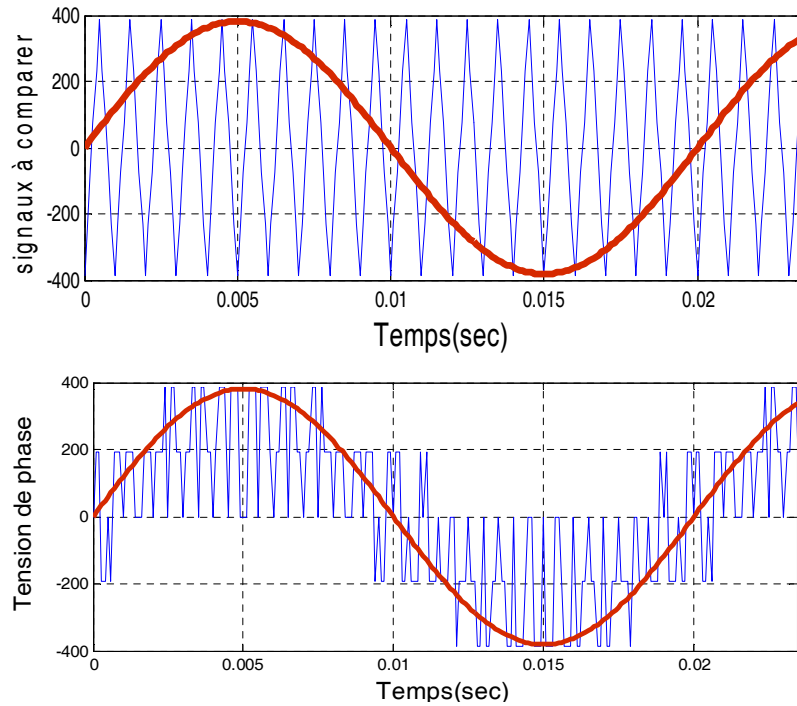


Fig. (II.7): Allure des signaux à comparer et de tension de sortie de l'onduleur.

II.3.2.3 La modulation MLI vectorielle

La MLI vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des moteurs à induction pour obtenir des formes d'ondes arbitraires. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur de tension de référence V_{ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T par un vecteur de tension moyen V_{moy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs de tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$.

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (II.8).

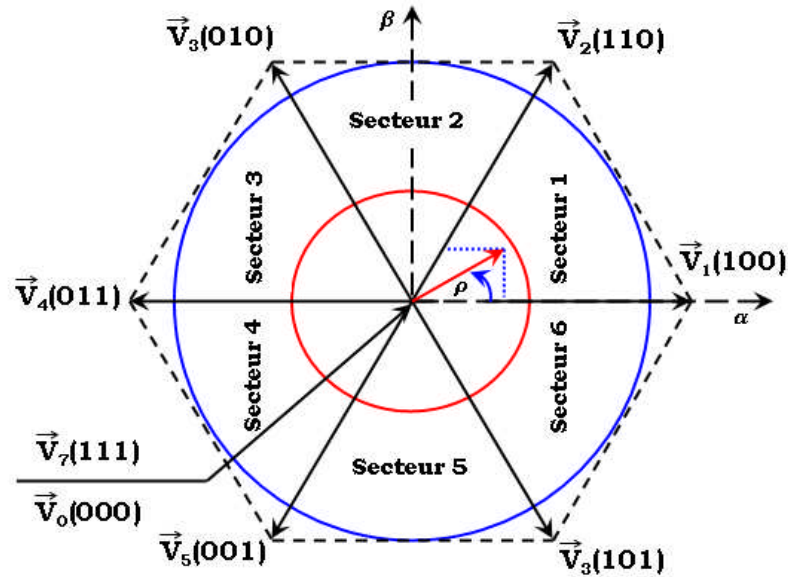


Fig. II.8 : Principe de MLI vectorielle

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné le modèle mathématique d'un moteur à induction 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 commander MLI.

Pour améliorer le comportement dynamique du moteur à induction lorsqu'il est soumis à des perturbations et des variations paramétriques, le troisième chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse de rotation et le flux rotorique du moteur en utilisant la technique de la commande hybride par mode de glissant floue FSMC.

Chapitre Trois

**Commande hybride par mode glissant floue
d'un moteur à induction**

III.1 Introduction

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 [PIN-07][LIN-08][ZHA-08].

Pour remédier 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.

Dans ce chapitre nous appliquons donc le principe de la commande floue (FLC) pour remédier cet inconvénient [YIN-97][WAI-03][LIN-04][CHE-08][HO-09][ORL-10], ce que nous voulons démontrer est que la commande par mode glissant floue (FSMC) peut traiter efficacement ce phénomène.

III.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois conjurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état.

Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

III.2.1 Principe de la commande à structure variable en mode glissant

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permettra de commuter à tout instant entre les différentes

structures, en combinant les propriétés utiles de chacune de ces structures, afin d'avoir le comportement désire du système. Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u) \quad (\text{III.1})$$

Ou $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état $u \in \mathfrak{R}$ est l'entrée de commande on définit également $s \in \mathfrak{R}$, une fonction suffisamment différentiable, telle que $\frac{\partial s}{\partial x}$ soit non nulle, la variété de glissement est définie par :

$$s = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = 0\} \quad (\text{III.2})$$

Dans le but de maintenir l'état représentatif de l'évolution du système sur une variété S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux valeurs (u^-, u^+) selon le signe de la surface de commutation $s(x)$:

$$u = \begin{cases} u_{max}^+(x, t) & \text{Si } s(x) > 0 \\ u_{min}^-(x, t) & \text{Si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$u_{max}^+(x, t)$ et $u_{min}^-(x, t)$ étant des fonctions continues, $s = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = 0\}$ est une variété de glissement qui divise l'espace d'état en deux parties disjointes $s(x) > 0$ et $s(x) < 0$.

Cette logique de commutation a pour but d'abuser la trajectoire à suivre la surface de commutation. On dit alors que la trajectoire du système glisse le long de la surface de commutation $s(x) = 0$ et on parle alors du phénomène de glissement ^{[UTK-99][ZHA-08][LTI-10]}.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de deux parties : le mode d'accès (reaching mode) et le mode de glissement figure (III.1). Dans la première phase, l'état du système (à partir d'une condition initiale quelconque $x_1(0) = x_0$ tend vers une surface de commutation $s(x) = 0$. La deuxième phase est caractérisée par le mode de glissement durant lequel la variable d'état évolue sur la surface de glissement et converge vers l'état désire $x_d(t)$ ^{[BUH-86][VID-04][ZHA-08]}.

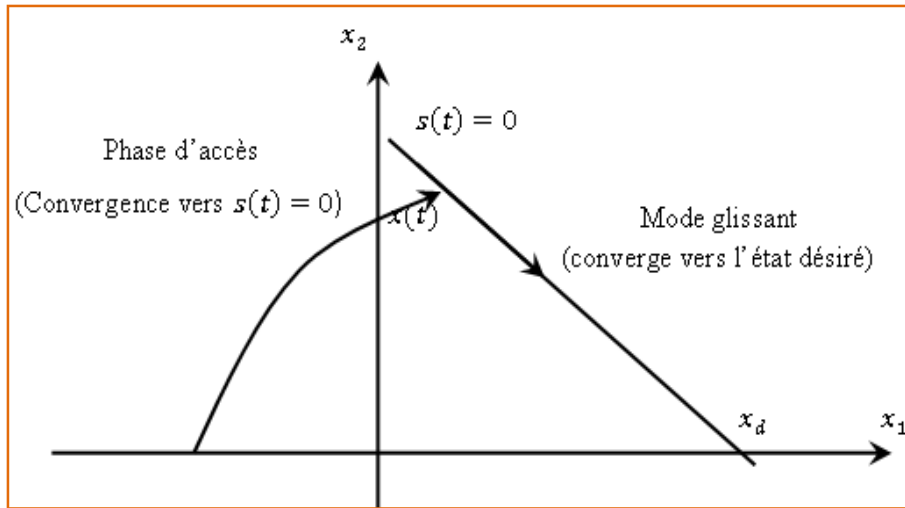


Fig. (III.1) : Trajectoire d'état dans le plan de phase

III.2.2 Conception des expressions générales de la commande par mode de glissement

Considérons le système non linéaire affine en la commande, donné par le modèle dynamique suivant:

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (III.4)$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ le vecteur d'état, $x \in \mathfrak{R}^n$
 $f(x, t) = [f_1(x, t), f_2(x, t), \dots, f_n(x, t)]^T$, le champ de vecteur supposé lisse, $g(x, t)$ est la matrice de commande de dimension $n \times m$, $u \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur de commande tel que chacune de ses composantes u_i subisse une discontinuité sur une hypersurface, de dimension $(n - 1)$, suivant une loi de commande définie par l'équation (III.3) [PER-02][ASI-04][BEN-09].
 Le régime glissant s'effectue alors sur une variété $s = \{x: s(x) = 0\}$.

$$s = \bigcap_{i=1}^m \{x: s_i(x, t) = 0\} \quad (III.5)$$

La dimension $(n-m)$ qui résulte de l'intersection de toutes les m «Hypersurfaces» $s_i = 0$. On peut écrire cette variété sous la forme $s(x) = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$. Si $s, u^-, et u^+$ sont des fonctions continues. Dans ce cas là et $s(x) \neq 0$ les fonctions $f(x)$ et $g(x)$ sont telles qu'il existe une unique solution au problème formulé par l'équation (III.5) alors nous sommes en présence d'un système à structure variable [VID-04].

III.2.2.1 Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les conditions ont lieu continûment entre $u_{min}^- et u_{max}^+$ [BUH-86][UTK-99]. L'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire

du système, qui ne doit pas s'éloigner de l'hypersurface s . Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), cela peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} > 0 \text{ et } \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} < 0 \quad (\text{III.6})$$

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses :

1. le produit de matrice $g \cdot u$ doit être inversible, c'est à dire que son déterminant doit être non nul.
2. les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent.

$$u_{max}^+ < u < u_{min}^- \quad (\text{III.7})$$

$$s \cdot \dot{s} < 0 \quad (\text{III.8})$$

III.2.2.2 Choix de la surface de commutation

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ses surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et l'objectif visé. En générale, pour un système défini par l'équation (III.4). J.J. SLOTINE propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée telle que ^{[BEN-99][BAR-10]} :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref}$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désirée.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

III.2.2.3 Expression analytique de la commande

Nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive définie dans l'espace d'état par l'équation (III.4), le vecteur de commande u est composé de deux grandeurs u_{eq} et Δu il s'agit de trouver l'expression analytique de la commande $u(t)$:

$$u(t) = u_{eq} + \Delta u \quad (\text{III.10})$$

Le vecteur de commande u permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- Permet d'influer sur le mode d'approche.
- Sur le mode de glissement.

Nous avons :

$$s(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial t} \{g(x, t)\Delta u\} \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la parité discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq}(t) = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial t} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (\text{III.12})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial s}{\partial t} g(x, t) \neq 0$.

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.11), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$s(t) = \frac{\partial s}{\partial t} \{g(x, t)\Delta u\} \quad (\text{III.13})$$

Le problème revient à trouver Δu tel que :

$$s(x)\dot{s}(x) = s(x) \frac{\partial s}{\partial t} \{g(x, t)\Delta u\} < 0 \quad (\text{III.14})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais. Dans ce cas la commande s'écrit comme suit :

$$\Delta u = -k \text{sign}(s(x, t)) \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14), on obtient :

$$s(x)\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} g(x, t)k|s(x)| < 0 \quad (\text{III.16})$$

Il faut que $\frac{\partial s}{\partial t} g(x, t)k|s(x)| < 0$ pour satisfaire les conditions d'attractivité de la surface de glissement. Le gain k est choisi positif pour satisfaire la condition (III.16). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering)^[BEN-99].

III.2.3 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 réticence figure (III.2). 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.

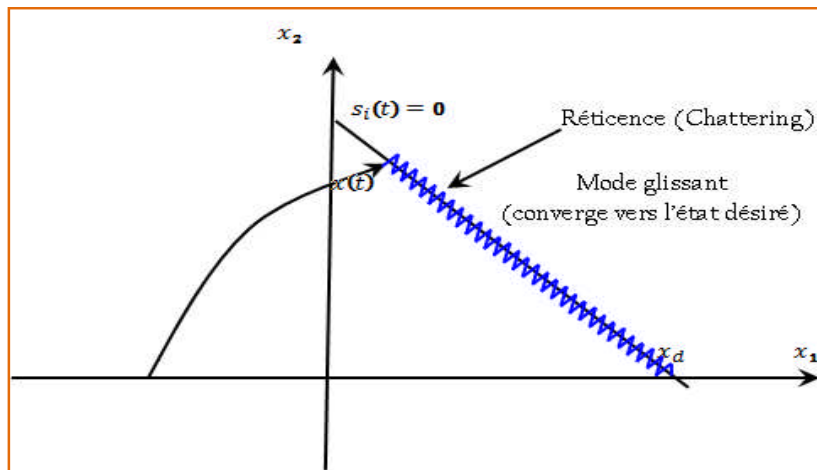


Fig. (III.2) : Phénomène de broutement (Chattering)

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.

III.2.4 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. Dans cette section ^[BEN-09], la composante discontinue devient :

$$\Delta u = -ksat \text{ avec } \begin{cases} sat(s) = \frac{s}{\mu}, |s| \leq \mu \\ sat(s) = \text{sign}(s) \text{ si } |s| > \mu \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Cette fonction de commutation peut être représentée par la figure (III.3).

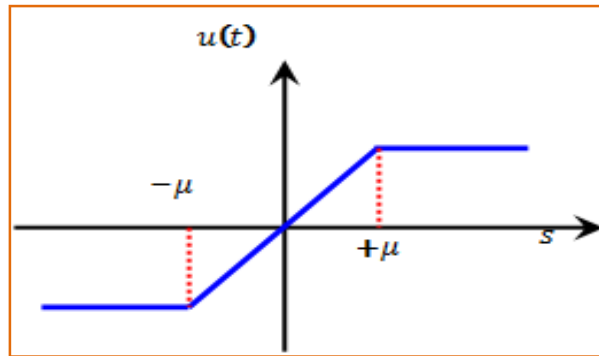


Fig. (III.3) : Fonction « sat (s) »

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 $\text{sign}(s)$ par une fonction continue.

$$\text{cont}(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \text{ avec } \delta > 0 \quad (\text{III.18})$$

Cette fonction de commutation peut se représentée par la figure (III.4).

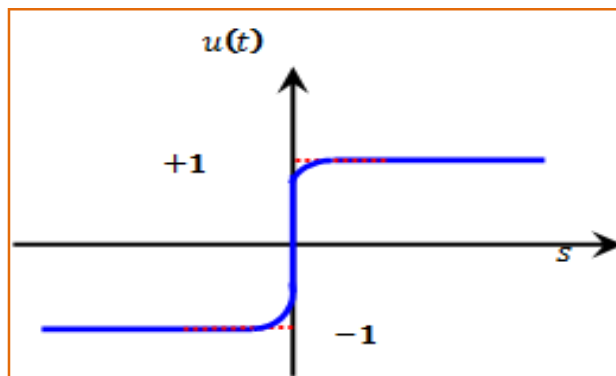


Fig. (III.4) : Fonction d'adoucissement « cont(s) »

III.3 Commande par logique floue

III.3.1 Principe

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh [ZAD-94]. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (*1 ou 0*), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement [MIN-97]. Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [MEU-95].

III.3.2 Ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est *0 ou 1* alors en logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre *0 et 1* (on parle alors de fonction d'appartenance μ) [ZAD-94][MEN-02]. Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (III.5).

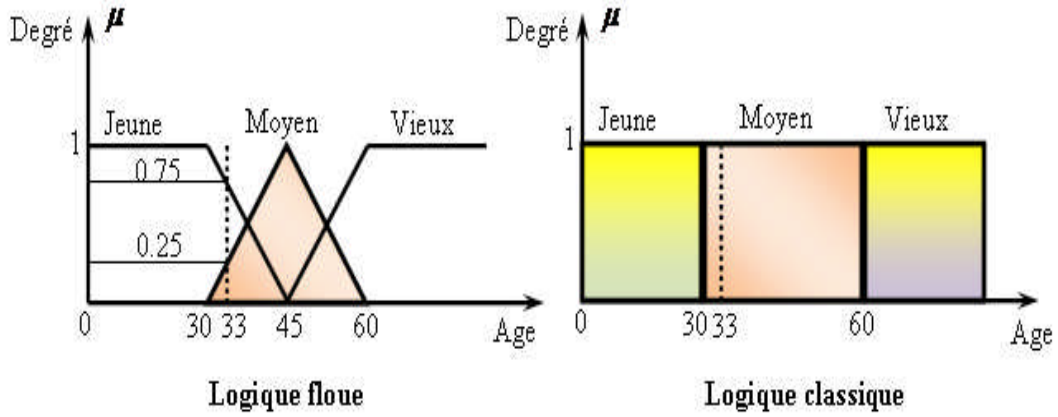


Fig. (III.5) : Classification des ensembles flous.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0,75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyens" avec une valeur $\mu = 0,25$. La figure (III.5) donne donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain *ensemble flou*. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante ^[MIN-97] :

Variable linguistique	: Âge
Valeur d'une variable linguistique	: Jeune, Moyen, Vieux, ...
Ensembles flous	: "jeune", "moyen", "Vieux", ...
Plage de valeurs	: (0, 30, 45, 60, ...)
Fonction d'appartenance	: $\mu_E(x) = a \quad 0 \leq a \leq 1$
Degré d'appartenance	: a

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_E(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A figure (III.5) ^[BAG-99].

III.3.3 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

On peut utiliser pour les fonctions d'appartenance des formes différentes figure (III.6).

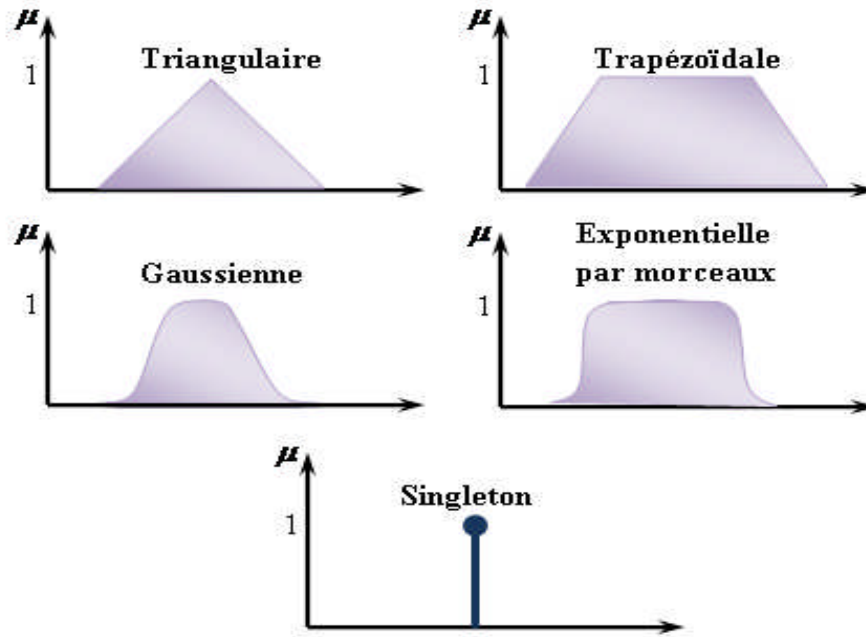


Fig. (III.6) : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.

Dans un domaine discret $X = \{x_i / i = 1, 2, \dots, n\}$ ou continu X , un ensemble flou A peut être défini par un ensemble de paires : degré d'appartenance / élément :

$$\begin{cases} A = \frac{\mu_A(x_1)}{x_1} + \frac{\mu_A(x_2)}{x_2} + \dots + \frac{\mu_A(x_n)}{x_n} = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} & \text{cas discret} \\ A = \int_x \mu_A(x)/x & \text{cas continu} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance. Nous trouvons dans la littérature des formes variées pour les fonctions d'appartenance floues ^[CHA-06].

- *Fonction d'appartenance trapézoïdale.*

$$\mu(x, a, b, c, d) = \max \left(0; \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (\text{III.20})$$

Où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b = a$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

- *Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux.*

$$\mu(x, c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp \left(-(x - c_g / 2w_g)^2 \right) & \text{si } x < c_g \\ \exp \left(-(x - c_d / 2w_d)^2 \right) & \text{si } x < c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Où c_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g et w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $c_g = c_d$ et $w_g = w_d$.

- la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

$$\mu(x, c, \sigma) = \exp(-(x - c/2\sigma)^2) \quad (\text{III.22})$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur.

- Fonction d'appartenance singleton.

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité ^[MIN-97].

III.3.4 Réglage et commande par logique floue

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou (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 approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction 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 acquises par les opérateurs d'un 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'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse du moteur à induction.

III.3.5 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 règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (III.7): ^{[KUN-94][MEU-95][MIN-97]}.

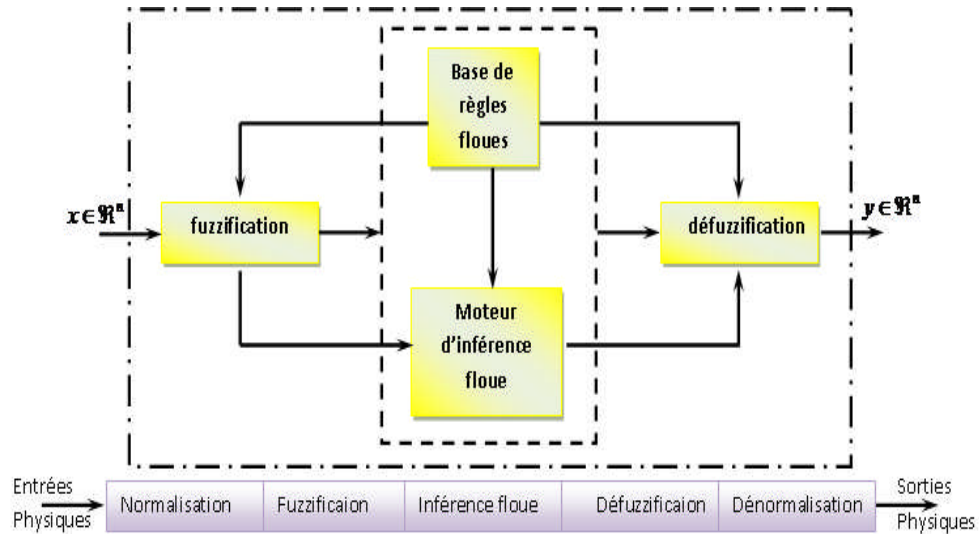


Fig. (III.7) : Structure d'un contrôleur flou.

III.3.5.1 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 μ_0 comme un ensemble flou A dans \mathcal{X} , ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Avec :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.3.5.2 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>.

III.3.5.3 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 réglage adopté. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables flou 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), Où

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 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.

$$\text{SI } (x_1 \text{ NG ET } x_2 \text{ EZ}) \text{ ALORS } x_r = \text{NG},$$

Ou

$$\text{SI } (x_1 \text{ NG ET } x_2 \text{ PM}) \text{ ALORS } x_r = \text{PM},$$

Ainsi de suite.

- Par matrice d'inférence elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau III.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_1						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
x_2	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau (III.1) : Matrice d'inférences complètes.

Pour le réglage 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)**

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

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

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

- **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.

III.3.5.4 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 stratégies 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 : Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

La technique du centre de gravité : 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 :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.25})$$

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

$$x = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x}) \bar{x}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x})} \quad (\text{III.26})$$

Où : \bar{x}^k dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^k , l'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre \bar{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.

III.3.6 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 (III.8) il est composé ^{[KUN-94][CHA-10]} :

- Des facteurs de normalisation associant à l'erreur (e), à sa variation (Δe) et à la variation de la commande (Δu).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou.
- La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type celle présentée dans le tableau (III.8).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.
- D'un intégrateur.

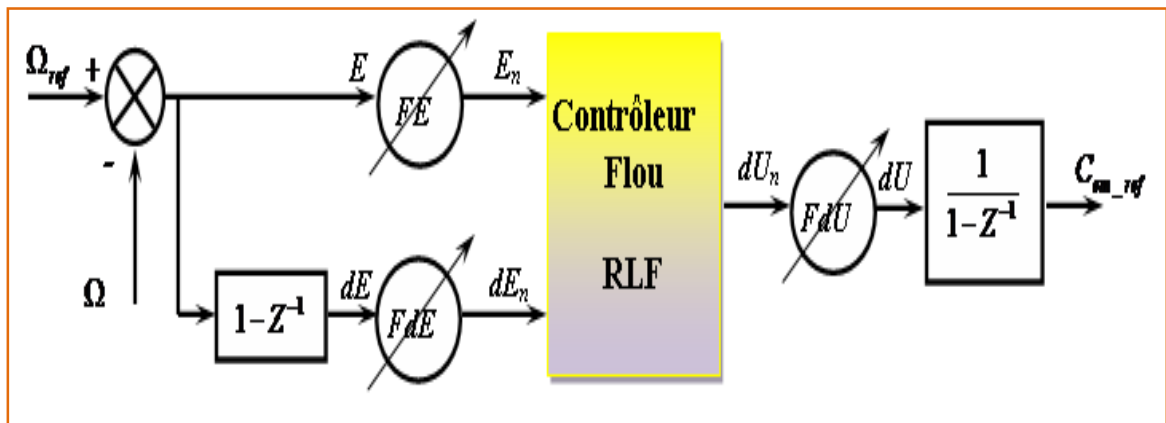


Fig. (III.8) : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : L'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega_{\text{ref}}(k) - \Omega(k) \quad (\text{III.27})$$

dE : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (\text{III.28})$$

T_e : Etant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{em_{ref}}(k) = C_{em_{ref}}(k-1) + dU(k) \quad (\text{III.29})$$

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 (figure III.7). Les entrées du contrôleur flou E_n et dE_n sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$E_n = k_e E \quad (\text{III.30})$$

$$dE_n = k_e dE \quad (\text{III.31})$$

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

$$dU_n = k_e dU \quad (\text{III.32})$$

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]}.

III.4 Application de la commande Hybride FSMC à un MI

L'approche de la commande par mode de glissement 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 gardée la trajectoire

sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [AGA-05][ZHA-08][BEN-13].

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 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

$$U_{FSMC} = U_{eq} + U_{fuzzy} \quad (III.33)$$

Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système [BEN-14], la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de Chattering figure (III.9).

Le bloc « estimateur » de la figure (III.11) est constitué de l'estimateur du flux rotorique qui utilise seulement la mesure des courant statorique dans le repère (α, β) et la vitesse mesurée.

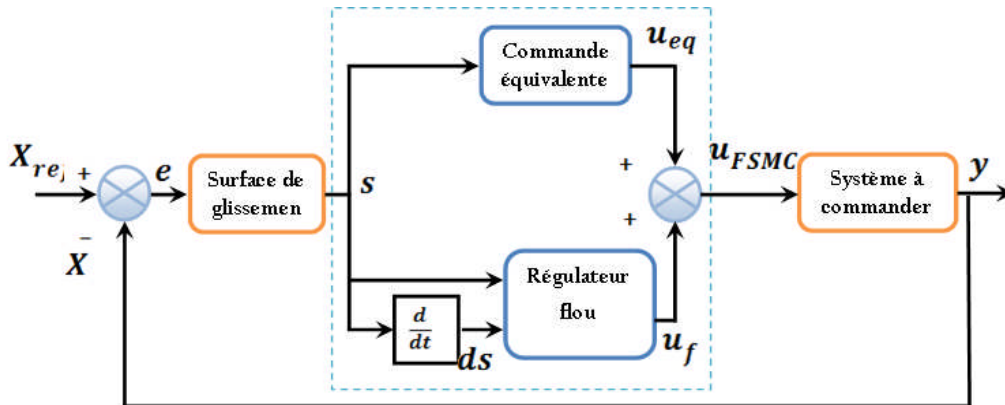


Fig. (III.9) : Schéma de la commande hybride SMC-FLC

III.4.1 Reconstruction de flux rotorique estimé dans le repère (α, β) .

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'équations de la tension rotorique (II.13) Ainsi celles des flux rotorique (II.14), en tirant les courants rotorique on aura :

$$i_r = \frac{1}{L_r} \phi_r - \frac{M}{L_r} i_s \quad (III.34)$$

On injecte l'équation (III.34) dans l'équation de la tension rotorique on obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_s - \frac{1}{T_r} \phi_r + J\omega\phi_r \quad (\text{III.35})$$

III.4.2 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:

$$\begin{cases} s_1 = k_1 e_\omega + \dot{e}_\omega \\ s_2 = k_2 e_{\phi_r} + \dot{e}_{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} e_\omega = \omega - \omega_{ref} \\ e_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{r_ref} \end{cases}$$

De l'équation (III.33) 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 est une constante qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse le développement mathématique de cette commande est donné dans l'annexe.

III.4.3 Conception de la commande par logique floue

Il est bien connu que l'un des désavantages 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 dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC ^{[ZHA-08][WAI-03][BEN-14]}.

Le contrôleur flou utilisé dans ce chapitre est de deux entrées et une seule sortie. Les fonctions d'appartenances sont définies sur la figure (III.10a) et figure (III.10b) les règles floues sont définies à partir de la table de décision Tableau III.1.

Une fois la fonction d'appartenance et des règles floues ont été déterminées, l'étape finale consiste 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 la simulation des résultats.

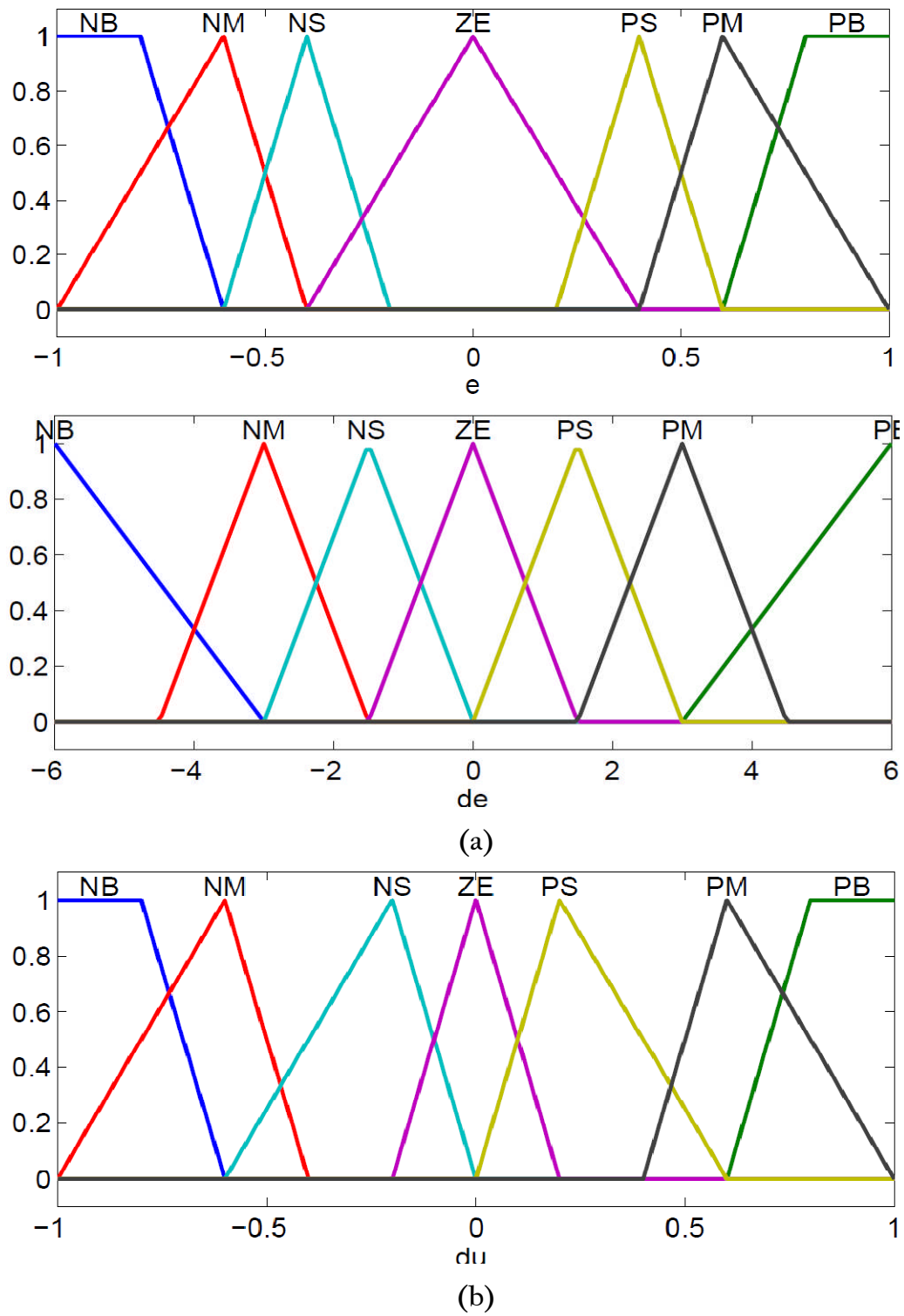


Fig. (III.10) : fonctions d'appartenances
 (a) fonctions des entrées.
 (b) fonction de la sortie.

III.5 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 (III.11).

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, la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques (résistance statorique et résistance rotorique) et tester l'effet de la variation de l'inertie sur le comportement du système.

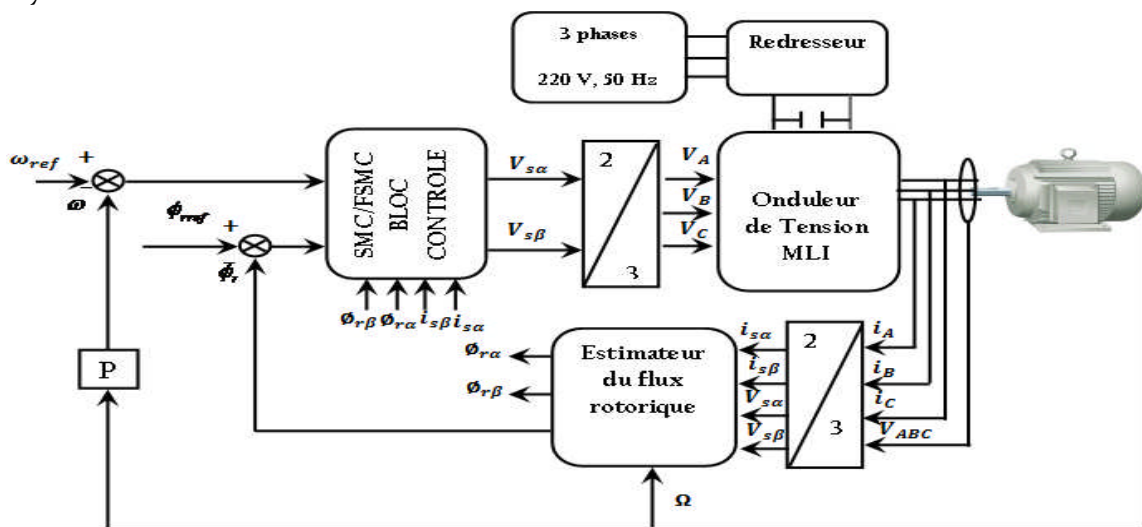


Fig. (III.11) : Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement floue

III.5.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge

La figure (III.12) représente l'évolution du comportement du MI dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , on fait subir au moteur une charge nominale de 5 Nm dans l'intervalle $t=[0.3, 0.8] \text{ s}$. 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).

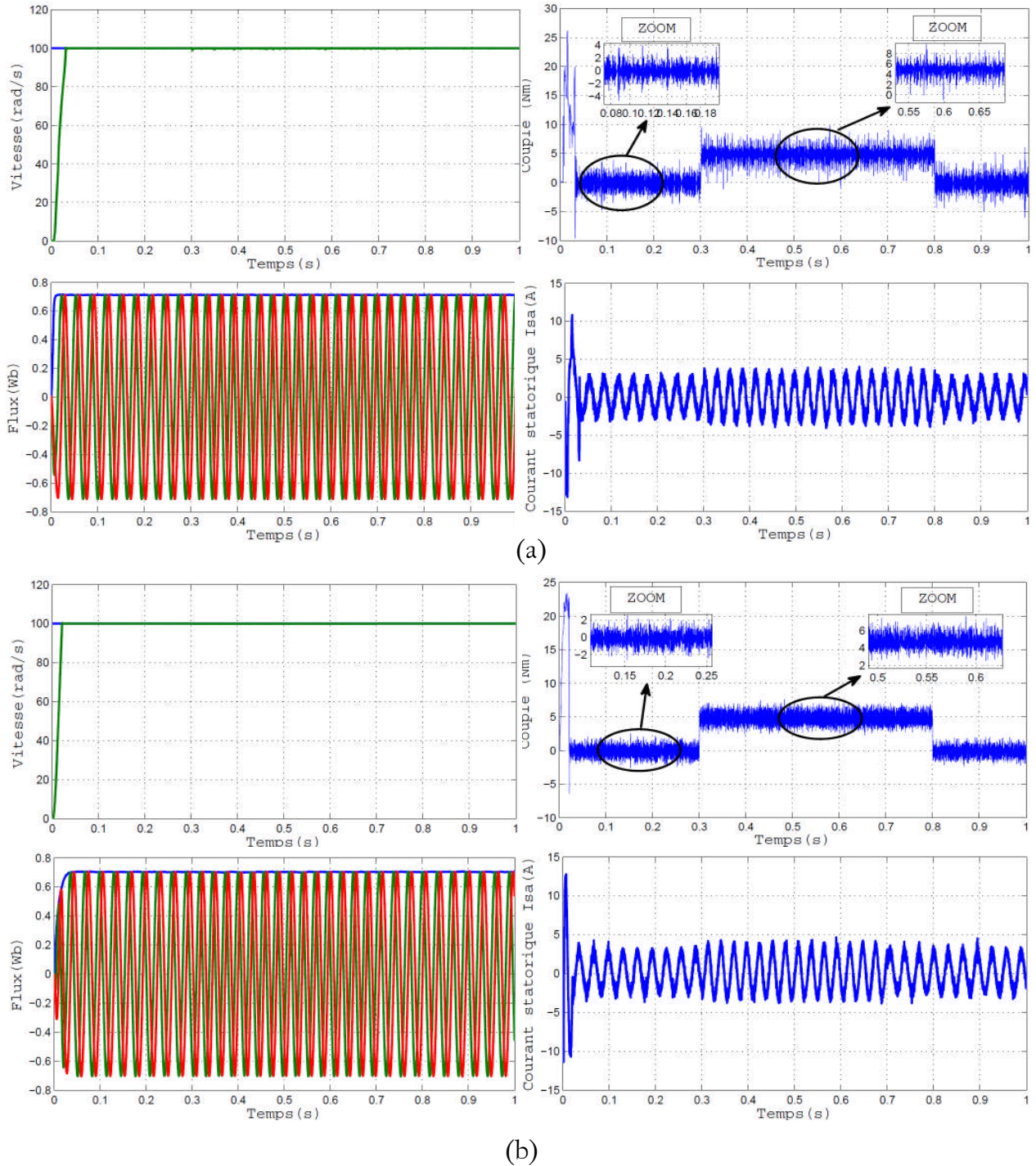


Fig. (III.12) : Comportement dynamique d'un MI lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge :
 (a) Commande SMC, (b) Commande hybride FSMC

III.5.2 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 $C_r = 5Nm$ après un démarrage à vide à l'instant $t=0.2s$ suivi par l'inversion de la vitesse de rotation à $-100 rad/s$ et le couple de charge à $-5 Nm$ à $t=0.3s$ puis la ré-accelération jusqu'au $15 rad/s$ à $t=0.7s$, dès que le moteur fonctionne à basse vitesse, nous avons appliqué un couple de charge à l'intervalle $t= [0.8s, 0.9s]$.

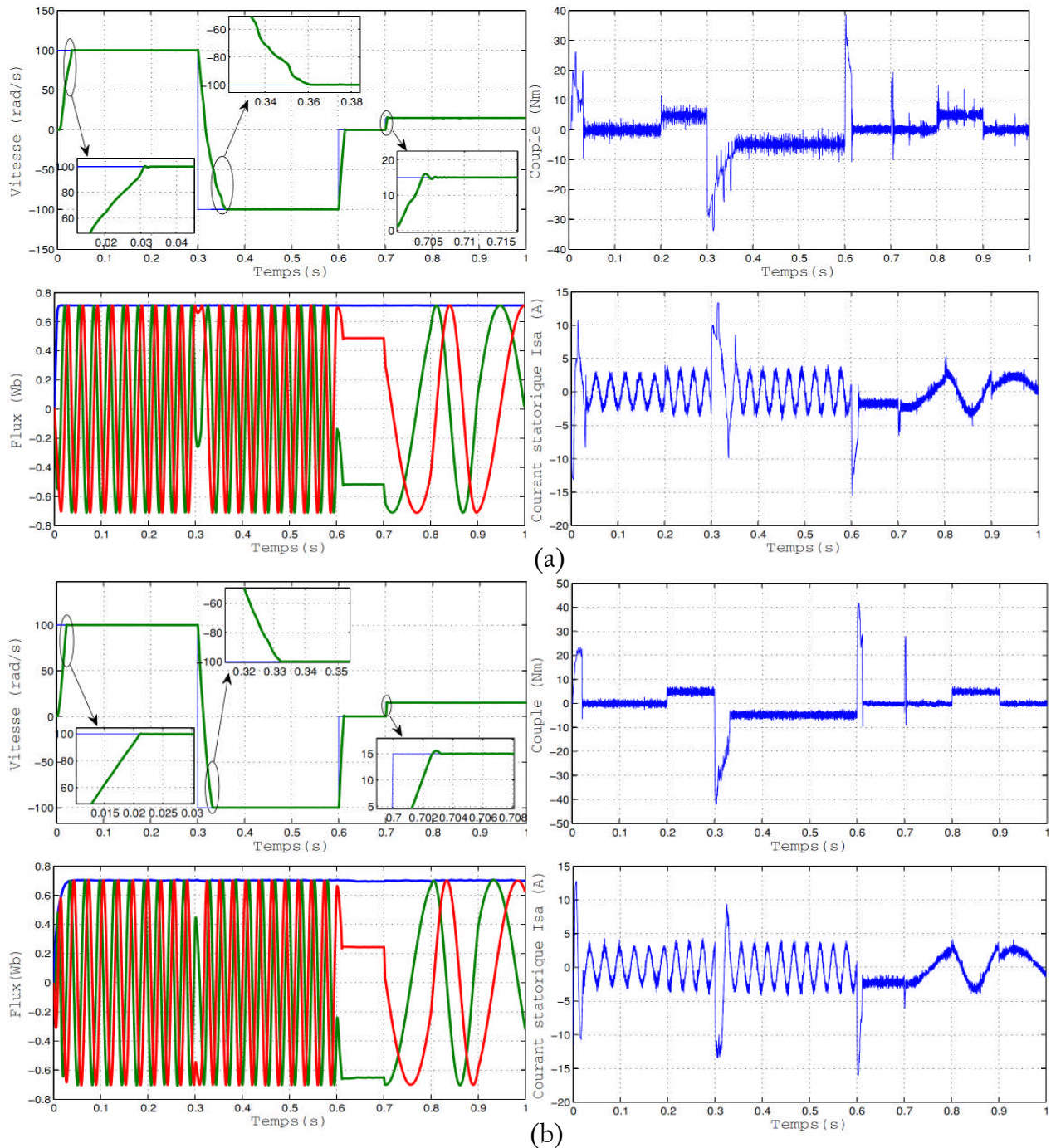


Fig. (III.13) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge :
 (a) Commande SMC, (b) Commande hybride FSMC

La figure (III.13) montre que la réponse de régulation de la vitesse est convenable dans tous les intervalles de fonctionnement. Que le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse inverse, erreur statique nulle, dépassement nul et les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa vitesse de rotation pour les deux commandes (SMC et FSMC).

Le fonctionnement à basse vitesse représente un dépassement de 10% pour la commande conventionnelle SMC et 05% pour la commande hybride FSMC, une erreur nulle pour les deux types de commande et 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 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.

III.5.3 Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques

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 figure (III.14).

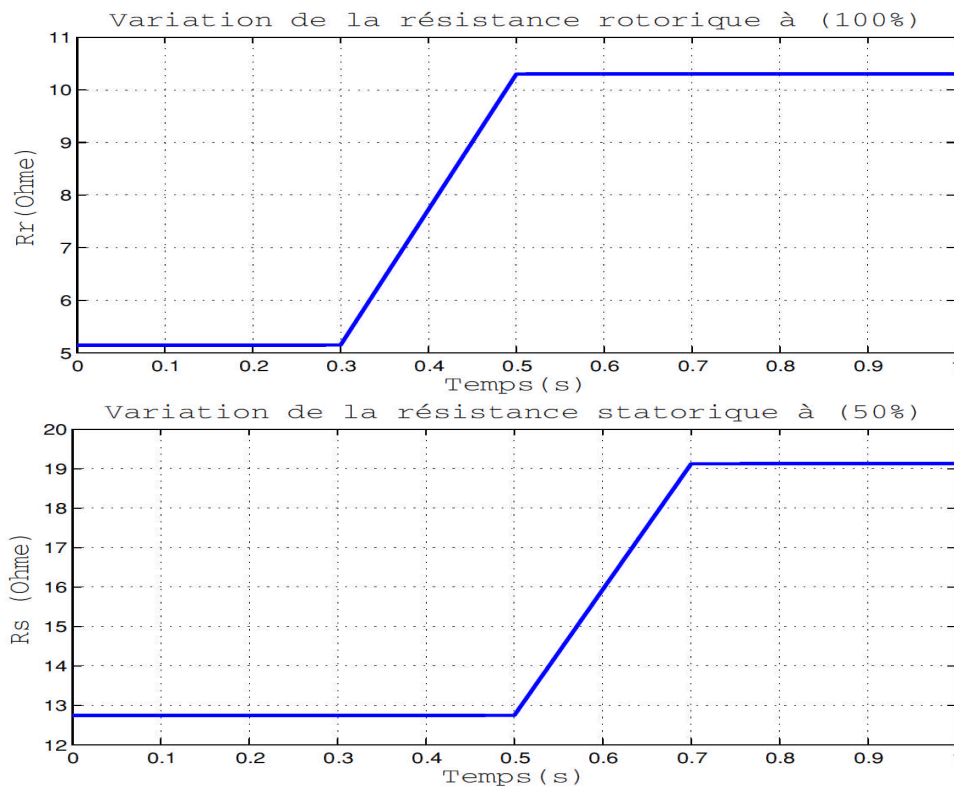


Fig. (III.14) : Variation des paramètres du MI

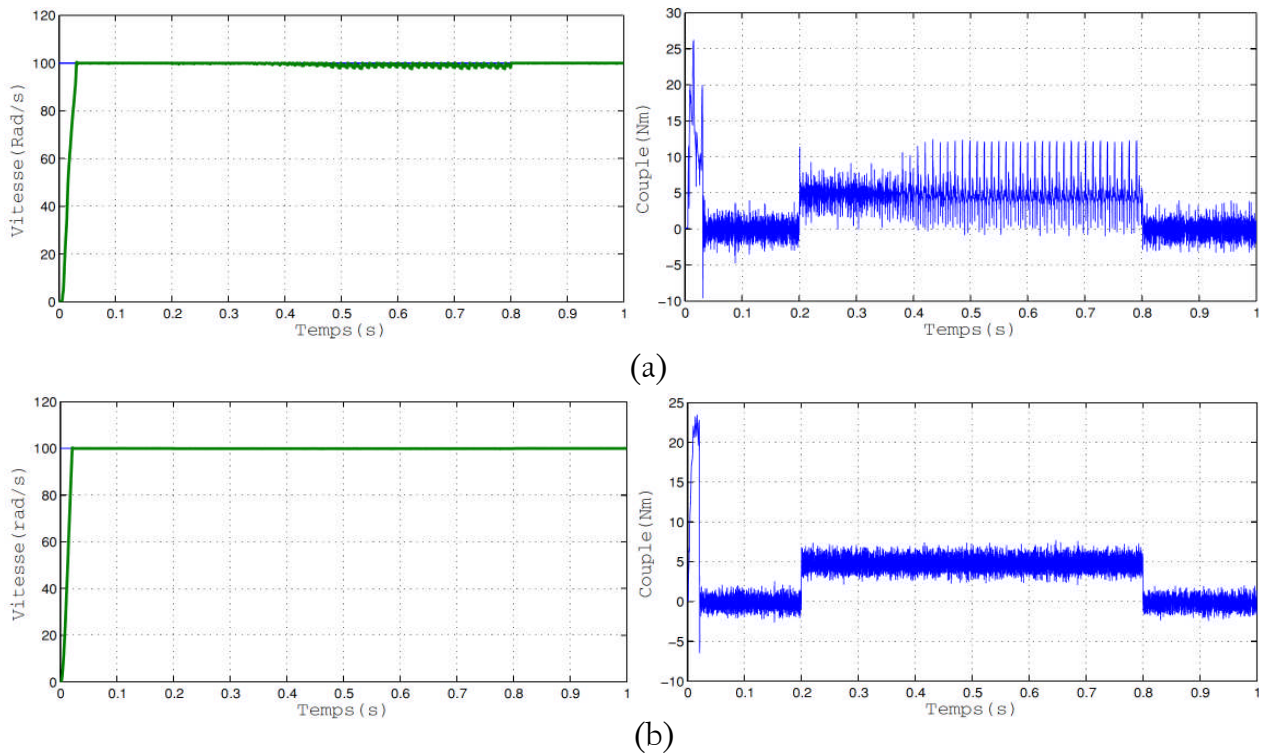


Fig. (III.15) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge :
 (a) Commande SMC, (b) Commande hybride FSMC

Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de R_r (100%) et R_s (50%) respectivement comme illustré par la figure (III.14).

Les résultats de simulation figure (III.15) montrent que :

- le découplage entre le flux et le couple est persiste et le phénomène de chattering augmente en fonction de la variation paramétrique pour la commande SMC.
- Le découplage entre le flux et le couple est persiste et la commande hybride FSMC est robuste vis-à-vis des variations paramétrique.

III.5.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

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

La figure (III.16) montre que la vitesse pour différentes valeurs du moment d'inertie. La régulation de la vitesse du moteur est peu affectée par la variation de la valeur du moment d'inertie.

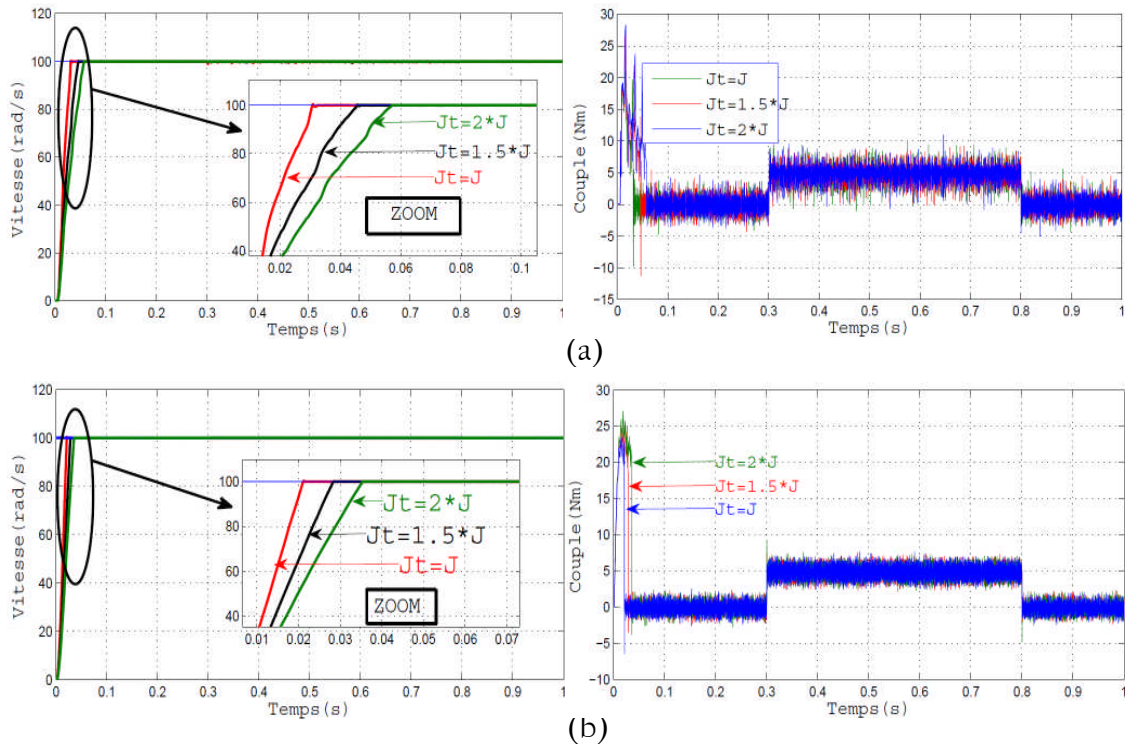


Fig. (III.16) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation de l'inertie avec application d'un couple de charge :
 (a) Commande SMC, (b) Commande hybride par FSMC

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 les deux commandes.

III.6 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.

Chapitre Quatre

Commande Hybride par Mode Glissant neuro-Floue d'un Moteur à Induction.

IV. 1 Introduction

La plupart des techniques de commande des systèmes sont basées sur la connaissance du processus à commander et de son environnement. Or, les phénomènes mis en cause sont généralement trop complexes pour que l'on puisse établir rigoureusement un modèle mathématique de leur comportement. En conséquence, la plupart des systèmes non linéaires sont caractérisés par des paramètres incertains et/ou variable en fonction du temps, ce qui complique leur commande en vue d'améliorer leurs performances.

La théorie des réseaux de neurones et des systèmes flous ont été développée depuis plusieurs années. Mais la plupart du temps dans des domaines séparés et différents. Depuis peu les chercheurs utilisent ces techniques conjointement dans domaines qui ne touchent ni le flou ni les réseaux de neurones. Ils utilisent donc les réseaux de neurones et la théorie floue d'une manière unifiée [KIM-09] [SAB-09] [LIN-10]. Au départ ces techniques sont utilisées dans des techniques plus complexes comme le traitement du signal, procédés aléatoires ainsi que pour l'identification et la commande de système complexes [FEI-08][GUO-11] [BOU-13].

Dans ce chapitre on va présenter un rappel sur les réseaux de neurones puis une vue globale de la nouvelle technique intelligente Neuro-Floue qui sera introduite dans la commande hybride d'un moteur à induction. Le principe général et la théorie de base de la logique floue est présenté en chapitre 3.

IV. 2 Principe et définitions des réseaux de neurones

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [BAG-99]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés.

IV.2.1 Neurone formel

Un neurone formel ou artificiel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique ou est un processeur très simple (simulé sur ordinateur ou réalisé sur circuit intégré). D'une façon générale, un neurone formel est un élément de traitement qui fait une sommation pondérée de n entrées désignées par $x_i (i = 1 \dots n)$. Si cette somme dépasse un certain seuil, le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il ne transmet rien. Il existe aujourd'hui d'autres types de neurones, mieux adaptés aux tâches de traitement du signal ou de classification, dont la

sortie n'est pas le signe de leur potentiel, mais une fonction f non linéaire dérivable de ce potentiel, telle une tangente hyperbolique cette fonction est dite fonction d'activation du neurone figure (IV.1).

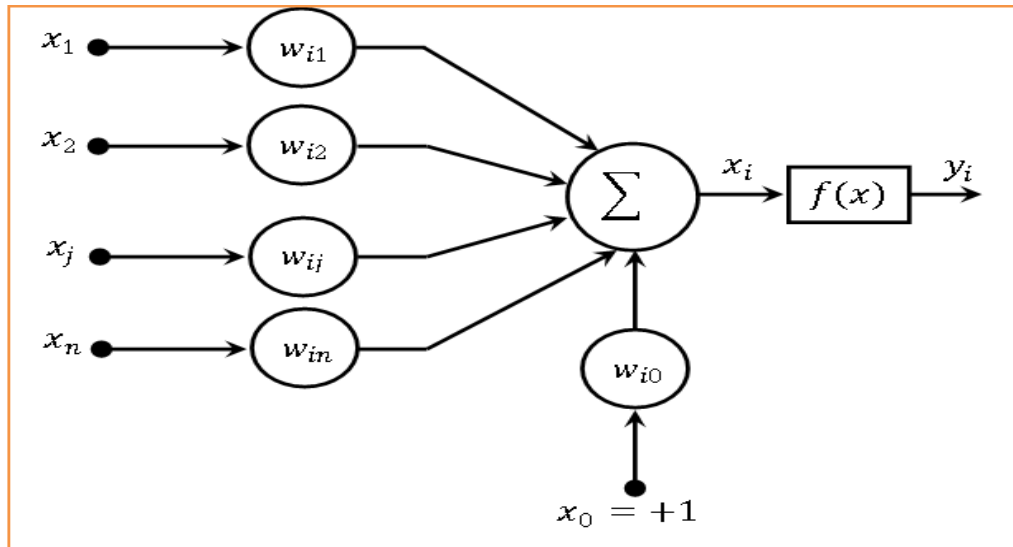


Fig. (IV.1) : Modèle de base d'un neurone formel

Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par ^[BAG-99]:

$$\text{Sortie} = f(x) \text{ avec } x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{IV.1})$$

Ou :

x est l'état d'activation du neurone.

f est la fonction d'activation.

w est le paramètre de pondération.

IV.2.2 La fonction d'activation (transfert)

L'objectif de cette fonction dite aussi fonction d'activation est de rendre la sortie bornée. Le tableau suivant illustre les fonctions de transfert les plus utilisées :

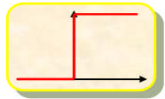
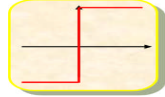
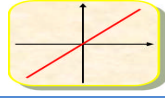
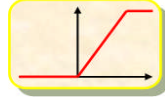
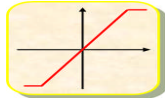
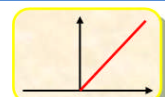

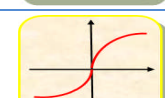

Nom de la fonction	Relation entrée/sortie	Forme
Seuil	$a = \begin{cases} 0 & \text{si } n < 0 \\ 1 & \text{si } n \geq 0 \end{cases}$	
Seuil symétrique	$a = \begin{cases} -1 & \text{si } n < 0 \\ 1 & \text{si } n \geq 0 \end{cases}$	
Linéaire	$a = n$	
Linéaire saturée	$a = \begin{cases} 0 & \text{si } n < 0 \\ n & \text{si } 0 \leq n \leq 1 \\ 1 & \text{si } n > 1 \end{cases}$	
Linéaire saturée symétrique	$a = \begin{cases} -1 & \text{si } n < -1 \\ 0 & \text{si } -1 \leq n \leq 1 \\ 1 & \text{si } n > 1 \end{cases}$	
Linéaire positive	$a = \begin{cases} 0 & \text{si } n < 0 \\ n & \text{si } n \geq 0 \end{cases}$	
Sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + e^{-n}}$	
Tangente hyperbolique	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$	
Compétitive	$a = \begin{cases} 1 & \text{si } n \text{ maximum} \\ 1 & \text{autrement} \end{cases}$	

Tableau (IV.1) : fonction d'activations

IV.2.3 Architecture des réseaux de neurones artificiels

On distingue deux grands types d'architectures de réseaux de neurones.

IV.2.3.1. Les réseaux non bouclés

Le réseau à couches est un réseau dont les neurones sont organisés en couches, la forme la plus simple est le réseau à une seule couche. Tous les signaux d'entrées sont propagés des nœuds d'entrées vers la couche de neurones de sortie.

Le nombre de neurones d'entrée (nœuds) et de sortie est en général lié au problème à résoudre. Les entrées seront propagées à travers la matrice des poids W pour ensuite obtenir la réponse de sortie.

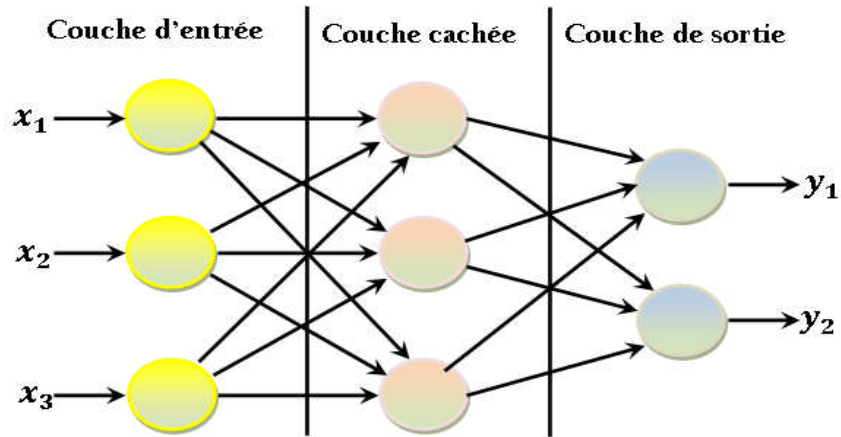


Fig. (IV.2) Réseau non bouclé

IV.2.3.2 Réseaux Bouclés

Appelés aussi réseau dynamique ou récurrent possèdent la même structure qu'un réseau multicouches munie de rétroactions. Les connexions récurrentes dont les sorties de neurones d'une couche sont connectées aux entrées d'une couche située à la droite de la première couche comme illustré par la ^[MER-13]. Figure(IV.3).

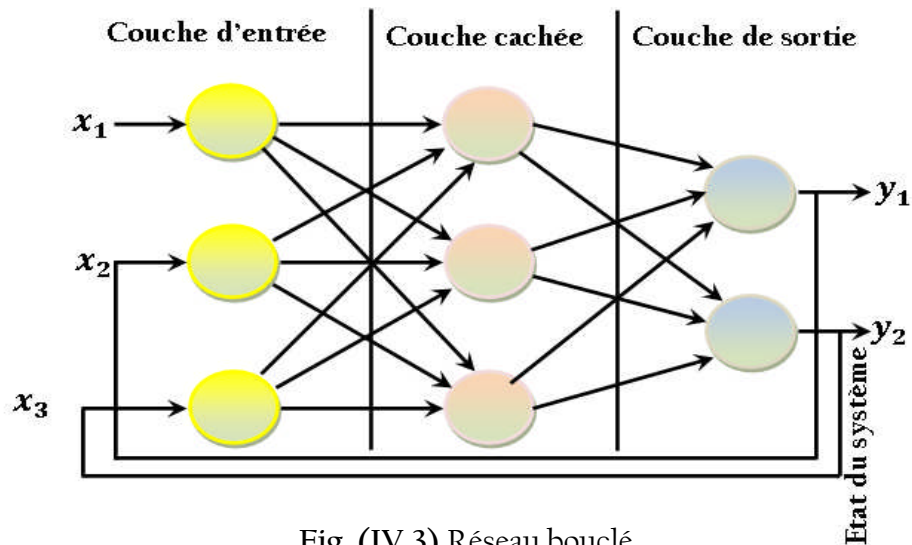


Fig. (IV.3) Réseau bouclé

IV.2.4 Apprentissage des Réseaux de Neurones

On peut définir l'apprentissage comme la capacité d'emmagasiner des informations (acquisition des propriétés) qui peuvent être rappelées par la suite. Les connaissances d'un réseau connexionniste sont mémorisées dans les poids de connexions qui seront déterminés lors de l'apprentissage. Le but de l'apprentissage pour un réseau est de trouver un ensemble de poids synoptiques qui minimisent l'erreur entre la sortie du réseau et le résultat désiré.

C'est la caractéristique principale des réseaux de neurones principalement il existe deux types ^{[ELB-99] [BEN-07] [MER-13]} :

L'apprentissage Supervisé : Dans ce cas, un système pour fournir la sortie désirée (ou la cible) est nécessaire, l'apprentissage consiste à ajuster les paramètres du réseau afin de minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle du réseau neural.

Apprentissage non supervisé : Dans ce type d'apprentissage l'adaptation des coefficients synaptiques n'est pas basée sur la comparaison avec une certaine sortie désirée, mais c'est le réseau qui organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser une certaine fonction de coût, sans lui fournir d'autres éléments de réponses désirées. Cette propriété est dite Auto-organisation (self organisation).

IV.2.5 Procédure d'apprentissage

En général, l'apprentissage se fait sur une période relativement longue, durant laquelle celles d'entrées et les données de sorties peuvent être présentées au réseau un grand nombre de fois. Du point de vue calcul, l'objectif de l'apprentissage est de minimiser l'erreur quadratique globale ^{[ELB-99][WAI-00]}.

$$E = \frac{1}{2} \sum_k e_k^2 \quad (IV.2)$$

E : L'erreur quadratique globale.

e_k : L'erreur entre la valeur désirée et la sortie x .

k : Nombre d'itérations.

À chaque itération, il faut trouver un Δw_{kj} pour ajuster de nouveau les poids.

$$w_{ij}(k + 1) = w_{ij}(k) + \Delta w_{ij}(k) \quad (IV.3)$$

Il y a quatre étapes dans la procédure d'apprentissage:

- 1 - Initialisation des poids du réseau.
- 2 - Présentation des données et propagation d'activation.
- 3 - Calcul d'erreur.
- 4 - Calcul du vecteur de corrélation.

Ou les étapes 2-3-4 sont répétées jusqu'à la fin de l'apprentissage.

VI.2.6 Algorithme de rétropropagation du gradient

L'algorithme de rétro propagation (back propagation) est l'un des algorithmes supervisés les plus utilisés pour l'apprentissage des réseaux de neurones. L'algorithme de rétro

propagation est basé sur la généralisation de la règle de Widrow-Hoff ^{[ELB-99][LIN-10]}, en utilisant une fonction d'activation sigmoïde. C'est d'ailleurs à sa découverte au début des années 80 (Rumelhart et McClelland, 1986) ^[GUN-09], que l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones. Le principe de cet algorithme est la propagation d'un signal provenant des nœuds d'entrées vers la sortie et ensuite on propage l'erreur commise de la sortie vers les couches internes jusqu'à l'entrée. Le critère de performance à minimiser peut être alors exprimé par :

$$J(t) = \frac{1}{2} e^2(t) = \frac{1}{2} [y_d(t) - y(t)]^2 \quad (IV.4)$$

$$\Delta w_{ij} = \eta \frac{\delta J(t)}{\delta y} \quad (IV.5)$$

$e(t)$: est l'écart entre la sortie désirée $y_d(t)$ et la sortie réelle $y(t)$.

η : Le coefficient d'apprentissage.

L'adaptation (ajustement, mise en forme) des coefficients synaptiques se fait par la méthode du gradient basée sur la formule itérative suivante ^[MER-13] :

Pour la couche de sortie :

$$v_{kj}^{nouveau} = v_{kj}^{ancien} + \eta \delta y_k h_j, \quad 1 \leq j \leq m \quad 1 \leq k \leq n \quad (IV.6)$$

Pour la couche cachée :

$$w_{ji}^{nouveau} = w_{ji}^{ancien} + \eta \delta h_j x_i, \quad 1 \leq i \leq m \quad 1 \leq j \leq n \quad (IV.7)$$

Où

$$\delta y_k = e y_k (1 - y_k) \quad (IV.8)$$

$$\delta h_j = h_j (1 - y_k) \sum_{k=1}^n \delta y_k \cdot v_{jk} \quad (IV.9)$$

IV.3 Système neuro-flou ANFIS

Les systèmes Neuro-flous permettent de combiner les avantages de deux techniques complémentaires. Les principaux avantages d'un système flou sont l'approche naturelle de la modélisation et la bonne interprétabilité de la description, en employant des règles linguistiques. Cependant, il n'y a aucune méthode formelle pour déterminer ses paramètres (fonctions d'appartenance et règles floues). Dans ce sens, il serait intéressant de disposer d'algorithmes permettant l'apprentissage automatique de ces paramètres. L'une des approches qui permettent de répondre à ce besoin est les réseaux de neurones connus pour

leur algorithme d'apprentissage et leur précision dans l'ajustement numérique en employant des échantillons entrée/sortie ^{[WAI-00][DOU-11]}.

Un système neuro-flou ne devrait par contre pas être vu comme un système expert (flou), et il n'a rien à voir avec la logique floue dans le sens strict du terme. On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels ^[CHA-10].

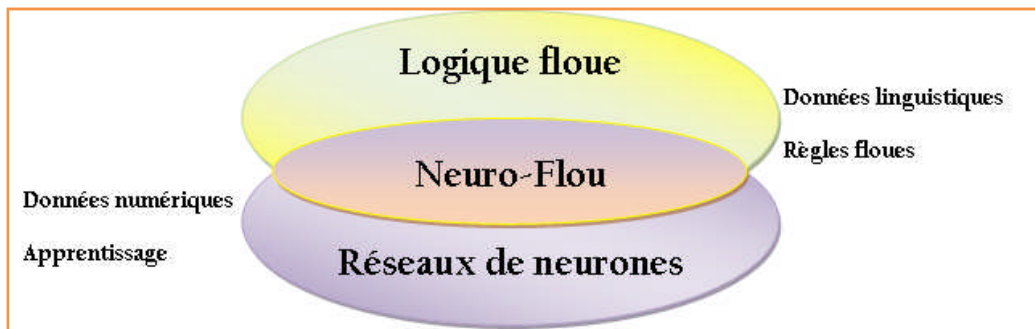


Fig. (IV.4) : Principe de Neuro-flou

IV.3.1 Architecture neuro flou hybride

Plusieurs architectures, mettant en œuvre cette approche hybride, sont décrites dans la littérature ^[SHI-93]. Ces architectures peuvent être classées en trois groupes ^[GUN-09] selon le type de règles floues qu'elles intègrent:

a) Systèmes intégrant des règles floues dans des réseaux: Les réseaux de neurone et l'ensemble flou sont utilisés séparément dans le système, où l'un sert comme un préprocesseur pour l'autre. L'ensemble flou peut être utilisé comme un modèle de supervision pour améliorer la convergence du réseau ^[TOU-08].

b) Systèmes faisant extraction de règles floues à partir de réseau: Dans ce cas, le réseau utilise les neurones flous. Dans cette approche l'apprentissage est basé sur l'ajustement de la fuzzification par la modification des paramètres des fonctions d'appartenances, d'autre part la défuzzification est ajustée par le changement des poids de la couche de sortie qui représentent les centres des fonctions d'appartenances de sortie.

c) Systèmes implémentant des neurones flous: Cette approche est basée sur l'utilisation des neurones réalisant les opérations logiques AND et OR. La structure est composée d'une couche cachée de neurones AND et suivi par les neurones OR à la deuxième couche cachée. On considère deux approches de ce type, dans la première approche référée comme un processeur logique flou. On a plusieurs entrées et une seule sortie, les signaux réels d'entrée

sont évalués par les ensembles flous et les sorties sont converties à une valeur déterminée par le neurone de la défuzzification. Le signal d'erreur utilisée dans l'entraînement est obtenu à partir de la différence entre la sortie désirée et la sortie du réseau, en utilisant la méthode de rétropropagation pour ajuster les neurones AND et OR, ce qui nous permet d'extraire les règles d'inférence du modèle après la convergence du réseau [TOU-08].

IV.3.2 Développement du Contrôleur d'inférence neuro-floue adaptatif (ANFIS)

ANFIS est un modèle de génération automatique de règles floues basé sur le modèle d'inférence de Takagi Sugeno [MOR-08]. Son schéma architectural est donné par figure (IV.5), Elle comporte cinq blocs fonctionnels (base des règles, base de données, une unité de prise de décision, une interface de fuzzification et une interface de défuzzification) qui sont générés en utilisant cinq couches de neurones [SAB-09] [DOU-11].

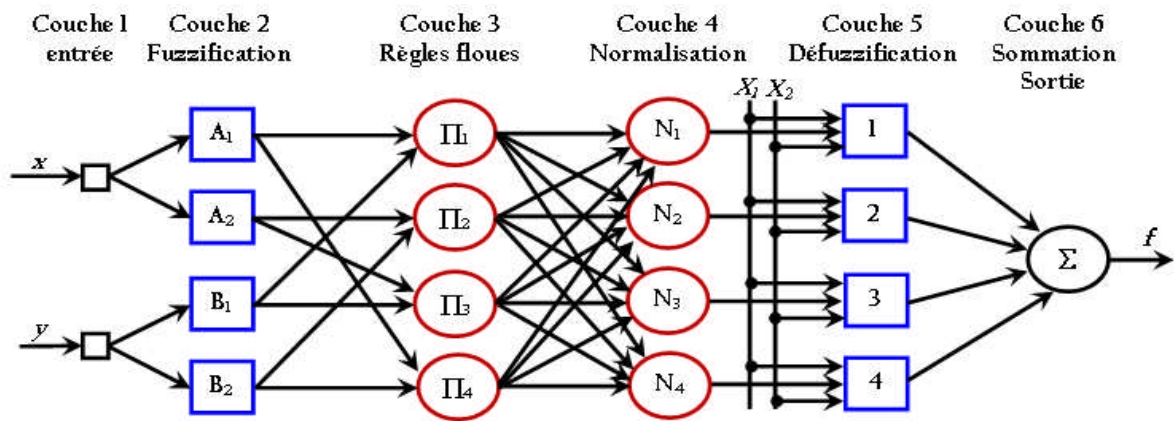


Fig. (IV.5) : Structure d'un contrôleur neuro-flou

Dans le réseau de la figure(IV.5), les nœuds d'une même couche ont des fonctions issues d'une même famille que nous expliquons ci-dessous :

Couche1: Elle est composée d'un nombre de nœuds calculateurs dont les fonctions d'activations sont des fonctions d'appartenances de la forme triangulaires ou cloche. Son rôle principal est la transmission de données d'entrées à la couche de fuzzification, les entrées et les sorties des neurones dans cette couche sont représentées par les équations suivantes :

$$\text{net}_i^1 = x_i^1 + w_i^1 \cdot y_i^1 (N - 1) \quad (\text{IV.10})$$

$$y_i^1(N) = f_i^1(\text{net}_i^1(N)) = \text{net}_i^1(N), i = 1,2 \quad (\text{IV.11})$$

Où : $x_1^1 = y_1, x_2^1 = y_2$, w_i^1 sont des poids fixés et égaux à l'unité et N c'est le nombre d'itérations.

Couche2: Cette couche prend en sortie la valeur minimale de ses entrées. Chaque nœud de cette couche ait une fonction telle que :

$$\text{net}_j^2(N) = -\frac{(x_i^2 - m_{ij})^2}{(\sigma_{ij})^2} \quad (\text{IV.12})$$

$$y_j^2(N) = f_j^2(\text{net}_j^2(N)) = \exp(\text{net}_j^2(N)), j = 1 \dots, n \quad (\text{IV.13})$$

Avec m_{ij} et σ_{ij} sont respectivement, le centre et l'écart type de la fonction Gaussienne.

Couche3: Chaque neurone appartenant à cette couche correspond à une règle floue Sugeno. Il reçoit les sorties des neurones de fuzzification et calcule son activation. La conjonction des antécédents est réalisée avec l'opérateur produit. Ce produit représente le degré d'activation d'une règle:

$$\text{net}_k^3(k) = \Pi_j w_{jk}^3 x_j^3(N) \quad (\text{IV.14})$$

$$y_k^3(k) = f_k^3(\text{net}_k^3(N)) = \text{net}_k^3(N), k = 1, \dots, l \quad (\text{IV.15})$$

Couche4: La sortie des nœuds de cette couche est une fonction linéaire de la sortie des nœuds. Chaque nœud o de cette couche est un nœud circulaire appelé N . La sortie du nœud o est le degré d'activation normalisé de la règle o :

$$\text{net}_o^4(N) = \sum_k w_{ko}^4 x_k^4(N) \quad (\text{IV.16})$$

$$y_o^4(N) = f_o^4(\text{net}_o^4(N)) = \text{net}_o^4(N) \quad (\text{IV.17})$$

IV.3.3 Algorithme d'apprentissage d'ANFIS

Dans l'algorithme d'apprentissage, il est important à sélectionner des paramètres pour les fonctions d'appartenance et des poids pour décider les performances du réseau. Afin de former l'ANFIS efficacement, en ligne. Le paramètre d'apprentissage est exécuté par la méthode gradient. Il y a quatre paramètres ajustables. Notre objectif est de minimiser la fonction d'erreur comme représenté ^[KIM-09].

$$e = \frac{1}{2} (\theta_d - \theta)^2 = \frac{1}{2} (y_1)^2 \quad (\text{IV.18})$$

Couche 4: Par l'utilisation de l'algorithme du gradient descente les nœuds de chaque couche sera donnés comme suit :

$$\Delta w_{ko}^4 = -\eta_w \frac{\partial e}{\partial w_{ko}^4} = \left(-\eta_w \frac{\partial e}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \text{net}_o^4} \right) \left(\frac{\partial \text{net}_o^4}{\partial w_{ko}^4} \right) = \eta_w y_1 x_k^4 \quad (\text{IV.19})$$

Où $y_1 = -\frac{\partial e}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \text{net}_0^4}$ et η_w est le taux d'apprentissage des paramètres des poids de connexion du ANFIS.

Couche 3 : Dès que les poids dans cette couche sont unis, l'erreur approximative doit être calculé et propagée pour calculer l'erreur de la couche 2 comme suit:

$$\delta_k^3 = -\frac{\partial e}{\partial \text{net}_k^3} = -\frac{\partial e}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \text{net}_0^4} \frac{\partial \text{net}_0^4}{\partial y_k^3} \frac{\partial y_k^3}{\partial \text{net}_k^3} = y_1 w_{ko}^4 \quad (\text{IV.20})$$

Couche 2 : la multiplication est exécutée dans cette couche à l'aide de l'équation (IV-18). Pour mettre à jour la moyenne de la fonction de Gaussienne, l'erreur est calculée comme suit:

$$\delta_j^3 = -\frac{\partial e}{\partial \text{net}_j^2} = -\frac{\partial e}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \text{net}_0^4} \frac{\partial \text{net}_0^4}{\partial y_k^3} \frac{\partial y_k^3}{\partial \text{net}_k^3} \frac{\partial y_j^2}{\partial \text{net}_j^2} = \sum_k \delta_k^3 y_k^3 \quad (\text{IV.21})$$

La loi de mise à jour de m_{ij} est :

$$\Delta m_{ij} = -\eta_w \frac{\partial e}{\partial m_{ij}} = -\eta_w \frac{\partial e}{\partial y_j^2} \frac{\partial y_j^2}{\partial \text{net}_j^2} \frac{\partial \text{net}_j^2}{\partial m_{ij}} = \eta_w \delta_j^2 \frac{2(x_i^2 - m_{ij})}{\sigma_{ij}^2} \quad (\text{IV.22})$$

Où η_m est le paramètre de taux d'apprentissage de la moyenne des fonctions gaussiennes. La loi de mise à jour de σ_{ij} est :

$$\Delta \sigma_{ij} = -\eta_s \frac{\partial e}{\partial \sigma_{ij}} = -\eta_s \frac{\partial e}{\partial y_j^2} \frac{\partial y_j^2}{\partial \text{net}_j^2} \frac{\partial \text{net}_j^2}{\partial \sigma_{ij}} = \eta_s \delta_j^2 \frac{2(x_i^2 - m_{ij})^2}{\sigma_{ij}^2} \quad (\text{IV.23})$$

Où η_s est le paramètre de taux d'apprentissage de l'écart type des fonctions gaussiennes. Le poids, de la moyenne et l'écart type de la couche cachée peut être mis à jour à l'aide des équations suivantes:

$$w_{ko}^4(N+1) = w_{ko}^4 + \Delta w_{ko}^4 \quad (\text{IV.24})$$

$$m_{ij}(N+1) = m_{ij}(N) + \Delta m_{ij} \quad (\text{IV.25})$$

$$\sigma_{ij}(N+1) = \sigma_{ij}(N) + \Delta \sigma_{ij} \quad (\text{IV.26})$$

IV.4 Commande hybride par le SMC et le neuro-flou (ANSMC)

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse et le flux rotorique sont substitués par un régulateur mode glissant-neuroflou pour obtenir une régulation performante et robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande neuro-floue (ANFIS) sont contenues dans la présente commande (NFSMC).

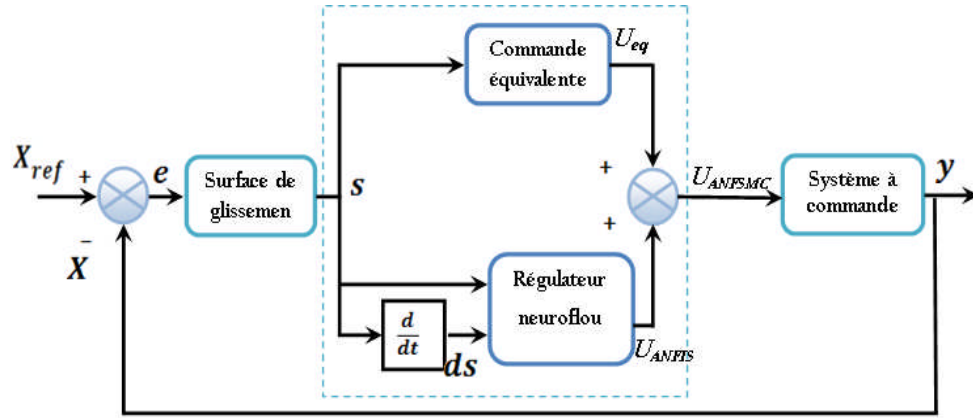


Fig. (IV.6) : Schéma de la commande hybride SMC-ANFIS

IV.5 Résultats de simulation et évaluation

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant neuro-floue nous allons présenter les simulations de la commande hybride (NFSMC) 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 (IV.7). On peut choisir la même conception pour les deux régulateurs neuro-flous $ANFIS(s_1)$ et $ANFIS(s_2)$, 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 trois sous-ensembles (NG, EZ, PG) de forme gaussienne. 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, la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques (résistance statorique et résistance rotorique) et tester l'effet de la variation de l'inertie sur le comportement du système.

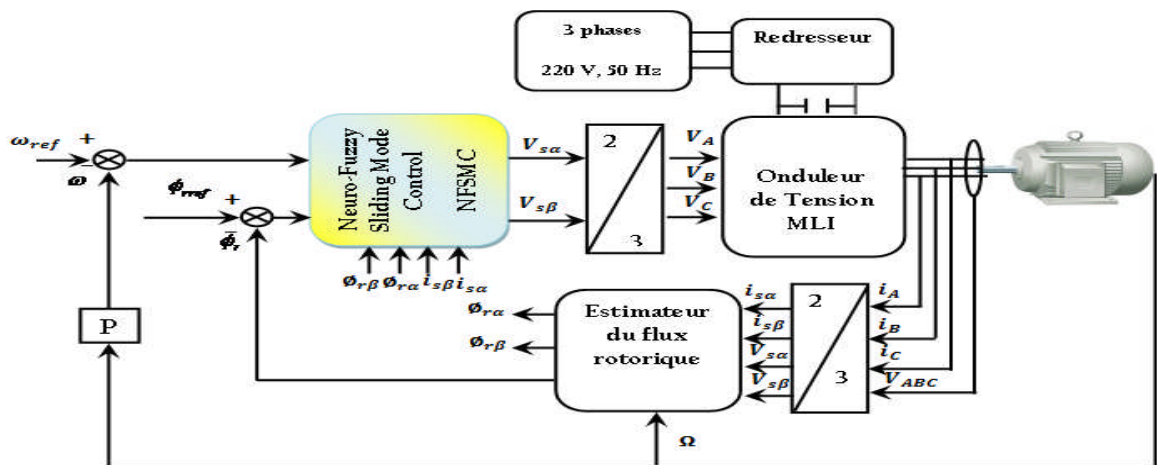


Fig. (IV.7) : Schémas générale de la structure de commande par mode de glissement neuro-floue

IV.5.1 Test d'un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge

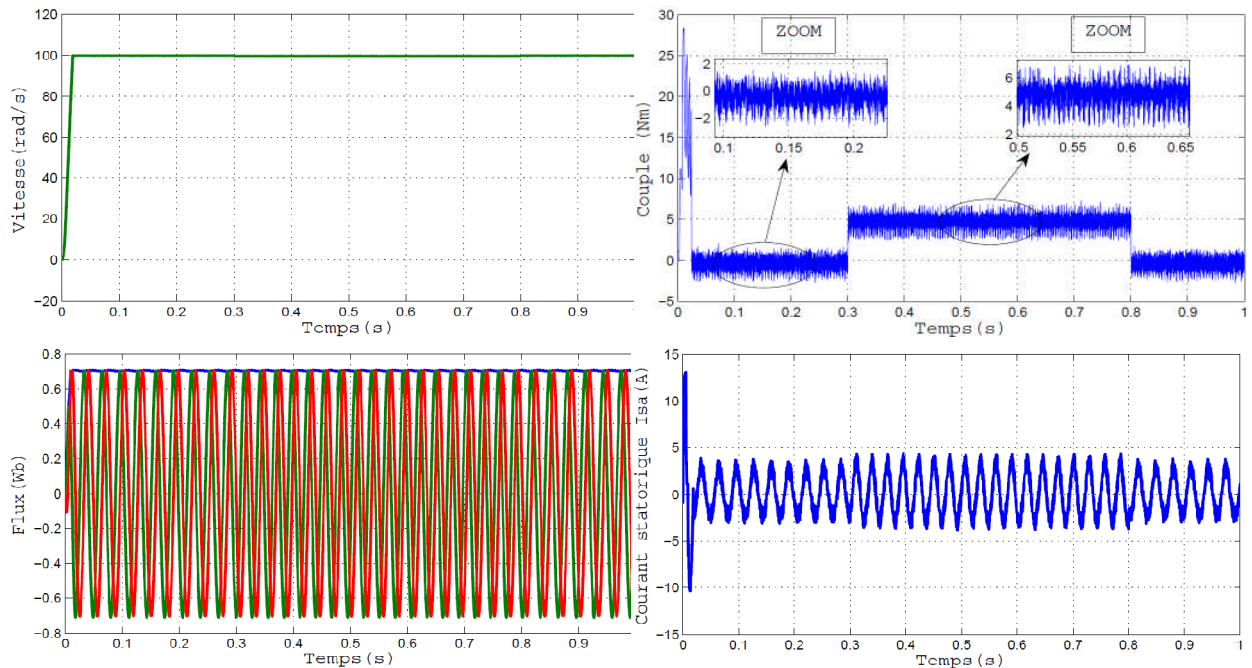


Fig. (IV.8) : Comportement dynamique d'un MI lors d'un démarrage à vide suivi d'une variation de la charge

La figure (IV.8) représente l'évolution du comportement du MI dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , on fait subir au moteur une charge nominale de 5 Nm dans l'intervalle $t = [0,3, 0,8] \text{ s}$. Nous avons obtenu des réponses convenables 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 réduite des broutements (Chattering) pour notre commande (NFSMC). Donc notre nouvelle commande est robuste et performante vis-à-vis le phénomène de chattering.

IV.5.2 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 $C_r = 5 \text{ Nm}$ après un démarrage à vide à l'instant $t = 0,2 \text{ s}$ suivi par l'inversion de la vitesse de rotation à -100 rad/s et le couple de charge à -5 Nm à $t = 0,3 \text{ s}$ puis la ré-accélération jusqu'au 15 rad/s à $t = 0,7 \text{ s}$, dès que le moteur fonctionne à basse vitesse, nous avons appliqué un couple de charge à l'intervalle $t = [0,8 \text{ s}, 0,9 \text{ s}]$. La figure (IV.13) montre que la réponse de régulation de la vitesse est convenable dans tous les intervalles de fonctionnement.

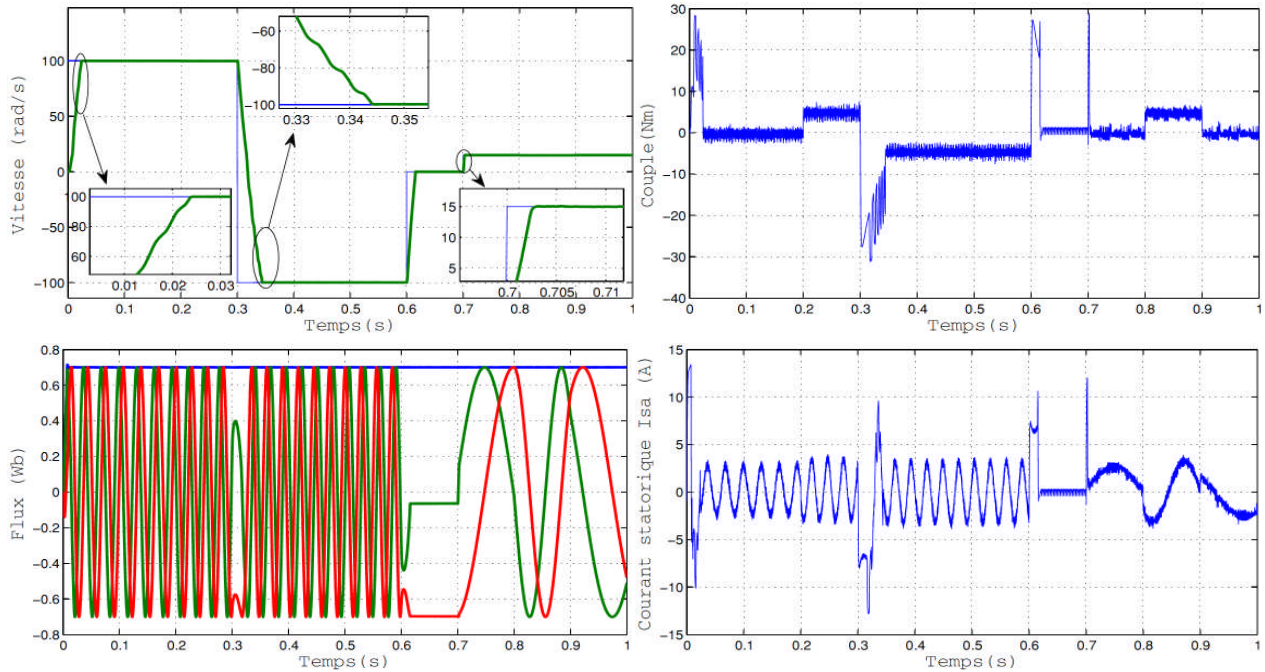


Fig. (IV.9) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.

Que le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse inverse, erreur statique nulle, dépassement nul et les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa vitesse de rotation.

Le fonctionnement à basse vitesse représente un dépassement presque nul pour la commande hybride ANFSMC, une erreur nulle et 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 d'effet sur les deux composantes du flux rotorique pour notre approche hybride ANFSMC

Donc notre contribution est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse, nous pouvons tout de même noter que le phénomène de chattering au niveau du couple à des valeurs réduites pour ANFSMC.

VI.5.3 Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques

Pour la validation de la nouvelle technique hybride de la commande du MI, 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_r (100%) et R_s (50%) respectivement comme illustré par la figure (IV.10). Les résultats de simulation montrent

que le découplage entre le flux et le couple est persiste et la commande hybride NFSMC est robuste vis-à-vis des variations paramétrique.

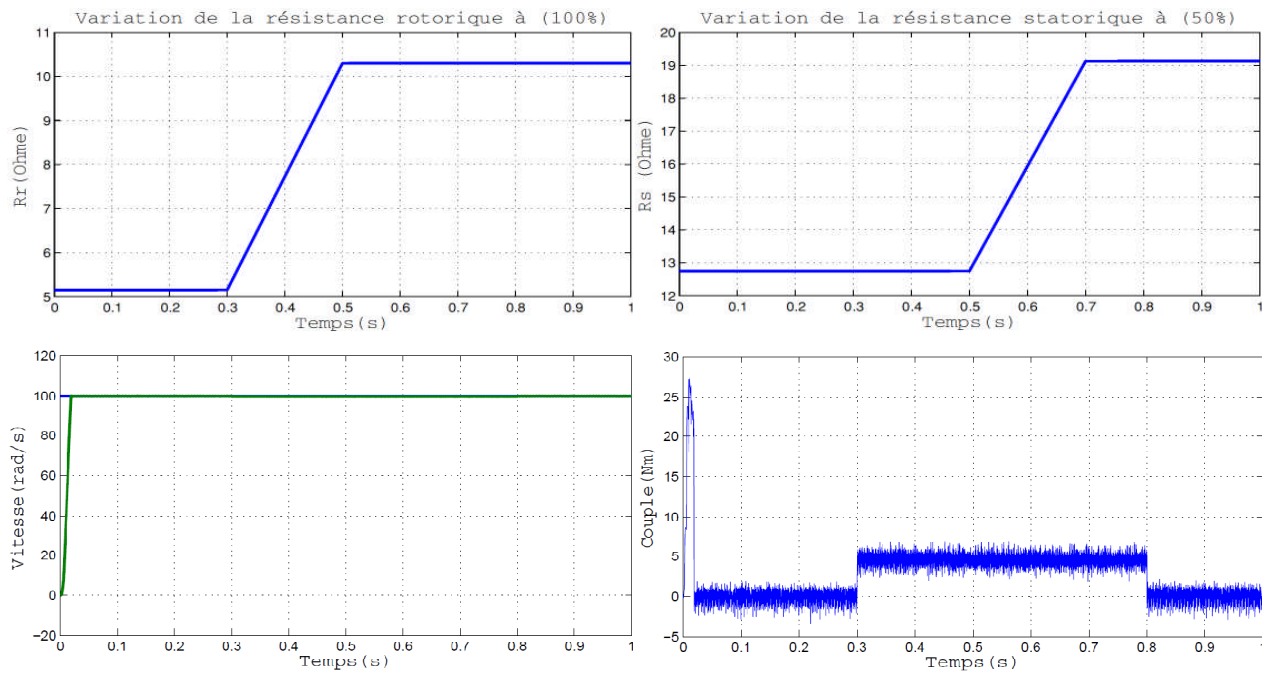


Fig. (IV.10) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge

IV.5.4 Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie

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

La figure (IV.11) montre que la variation d'inertie n'augmente pas le phénomène de chattering mais ce phénomène est toujours persiste avec des valeurs réduites pour cette nouvelle commande hybride (FSMC).

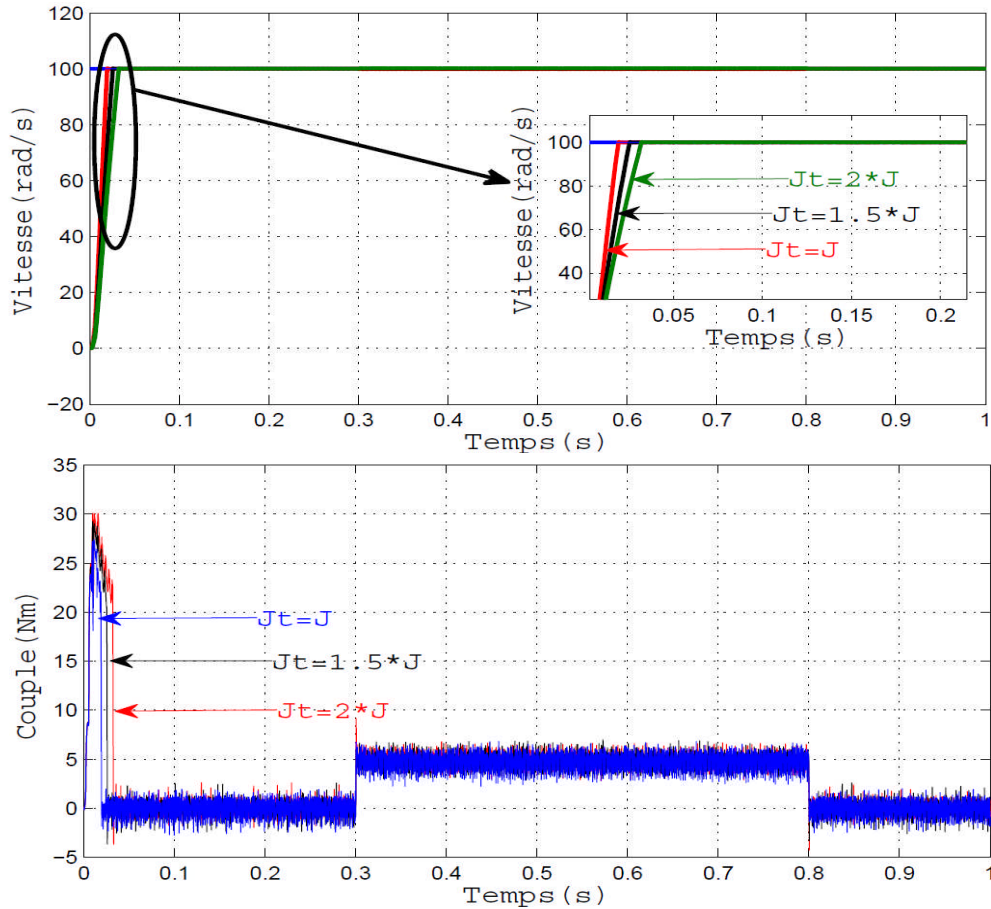


Fig. (IV.11) : Comportement dynamique du MI lors d'une variation de l'inertie avec application d'un couple de charge

IV.6 Conclusion

Dans Ce chapitre, nous avons proposé une technique commande robuste basée sur la combinaison des principes SMC et ANFIS. La stratégie de la commande exige moins d'informations sur le modèle du système et il est simple et facile pour la conception.

Les différents résultats de la simulation obtenue montrent l'efficacité et la robustesse de la nouvelle commande hybride 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.

Chapitre Cinq

Commande Sans Capteur Mécanique d'un Moteur à Induction

V.1 Introduction

La commande des systèmes statiques ou dynamiques repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état est connu à chaque instant. Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc.), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications la mesure de tout l'état n'est pas possible. Il est nécessaire, à l'aide des mesures disponibles de reconstruire les variables d'état non mesurées. C'est le problème bien connu de l'observation. Nous retrouvons cette problématique dans un contexte plus général que celui de la commande, comme par exemple le diagnostic, la détection de panne. Pour toutes ces raisons, il est intéressant d'étudier la suppression du capteur mécanique et de le remplacer par des estimateurs ou des observateurs de la vitesse et de la position basés sur la mesure des grandeurs électriques du moteur ^[KEN-12].

Nous étudions successivement dans ce chapitre un estimateur par la méthode de MRAS (*Model Reference Adaptive System*), l'association MRAS – SMC, MRAS-Fuzzy et enfin une nouvelle technique d'estimation MRAS-FSMC.

V.2 Les méthodes d'estimation de la vitesse rotorique

Dans un observateur de flux rotorique, la vitesse de rotation est mesurée soit par une génératrice tachymétrique, soit déduite de la mesure de position par un encodeur. Le coût de tels capteurs est prohibitif et la fiabilité est non garantie, ce qui a donné naissance à de nombreuses techniques de commande dites "sans capteur mécanique". Ainsi le flux et la vitesse doivent être estimés simultanément.

Les deux techniques les plus utilisées sont basées sur ^[KEN-12] :

- Les systèmes adaptatifs avec modèle de référence (MARS).
- Les observateurs adaptatifs.

Pour les deux techniques un observateur de flux est mis en œuvre et l'estimation est adaptée au travers d'une loi d'adaptation pour assurer la convergence de l'ensemble. Les estimateurs de vitesse avec modèle de référence MRAS sont basés sur un modèle de référence du moteur ne dépendant pas de la vitesse rotorique et sur un modèle adaptatif dépendant directement de la vitesse. Suivant le choix de la variable estimée, on distingue plusieurs structures MRAS. Il y'a une structure MRAS basée sur ^{[CHE-09][MEH-10]} :

- L'estimation du flux.
- L'estimation de la f.e.m.
- L'estimation de la puissance réactive.

Dans notre étude on s'est intéressé aux estimateurs MRAS.

V.3 La Technique MRAS

La technique du MRAS (*Model Reference Adaptive System*) est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé « *modèle de référence* » l'autre sera nommé « *modèle adaptatif* ». Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence, conformément à la figure (V.1) [VAC-03][GAD-09].

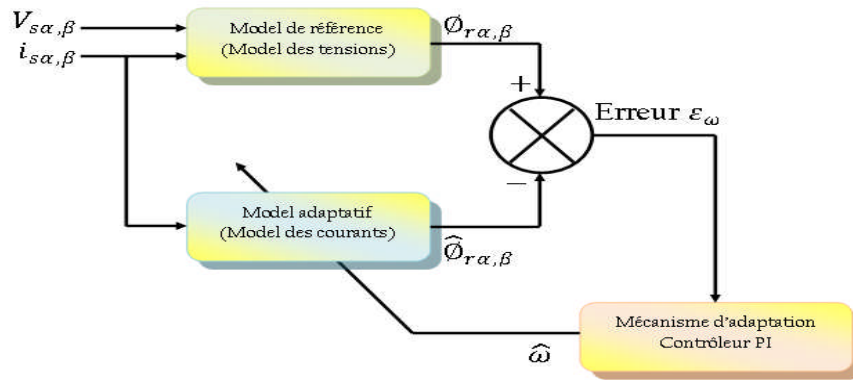


Fig. (V.1) : Schémas bloc de l'estimateur de vitesse MRAS

V.4 Application à l'estimation de la vitesse du moteur à induction

Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) est l'une des méthodes les plus populaires utilisées pour l'observation des paramètres et des états du moteur à induction. En utilisant les équations statoriques (modèle de référence) et les équations rotoriques dans le repère fixe, on peut estimer le flux rotorique par deux formes différentes [MEH-10][VAC-03].

- *Modèle de référence* : qui ne dépend pas explicitement de la vitesse rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{r\alpha} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{M} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + \sigma L_s p) & 0 \\ 0 & (R_s + \sigma L_s p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (V.1)$$

- *Modèle adaptatif* : qui dépend explicitement de la vitesse rotorique.

$$\begin{bmatrix} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \\ \widehat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-\frac{1}{T_r}) & -\omega \\ \omega & (-\frac{1}{T_r}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

Les grandeurs d'entrée sont les deux tensions ($u_{s\alpha}, u_{s\beta}$), les deux grandeurs de mesure sont les deux courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), la fonction d'erreur choisie est :

$$\varepsilon_\omega = \widehat{\Phi}_{r\alpha}\Phi_{r\beta} - \Phi_{r\alpha}\widehat{\Phi}_{r\beta} \quad (\text{V.3})$$

Le choix d'une telle fonction d'erreur va lui permettre de vérifier la deuxième condition d'hyperstabilité de POPOV) et le mécanisme d'optimisation est un simple correcteur PI.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de $\widehat{\omega}$ vers ω est :

$$\dot{\widehat{\omega}} = k_p \varepsilon_\omega(t) + k_i \int \varepsilon_\omega(\tau) dt \quad (\text{V.4})$$

V.5 Benchmark (Commande sans capteur mécanique)

Pour compléter les tests de simulation de l'estimateur MRAS, nous avons utilisé le benchmark représenté sur la figure (V.2). Ce benchmark a pour objectif de valider les algorithmes de commande sans capteurs du MI et donc de l'estimation des grandeurs mécaniques dans des trajectoires sévères définies selon des contraintes industrielles ^[ALO-00] ^{[GHA-05][KEN-12]}. Les trajectoires de référence du Benchmark, présenté par la même figure sont définies de la manière suivante : la valeur initiale de la vitesse est prise de telle manière que le moteur soit dans des conditions observables, Pour réaliser ce test nous avons introduit soudainement un couple de charge $C_r = 5Nm$ après un démarrage à vide à l'instant t_2 suivi par l'inversion de la vitesse de rotation -100 rad/s et le couple de charge $C_r = -5 Nm$ à t_4 et la réaccélération jusqu'à 15 rad/s à t_{12} passant par une vitesse de rotation et un couple de charge nuls $t=[t_8, t_{12}]$, dès que le moteur fonctionne à basse vitesse, nous avons réintroduit et éliminé le couple de charge dans l'intervalle $t=[t_{13}, t_{14}]$. La première phase a pour but de tester le comportement des lois de commande sans capteur durant un fonctionnement à vitesse nominale, ainsi que leur robustesse en fonctionnement inverse.

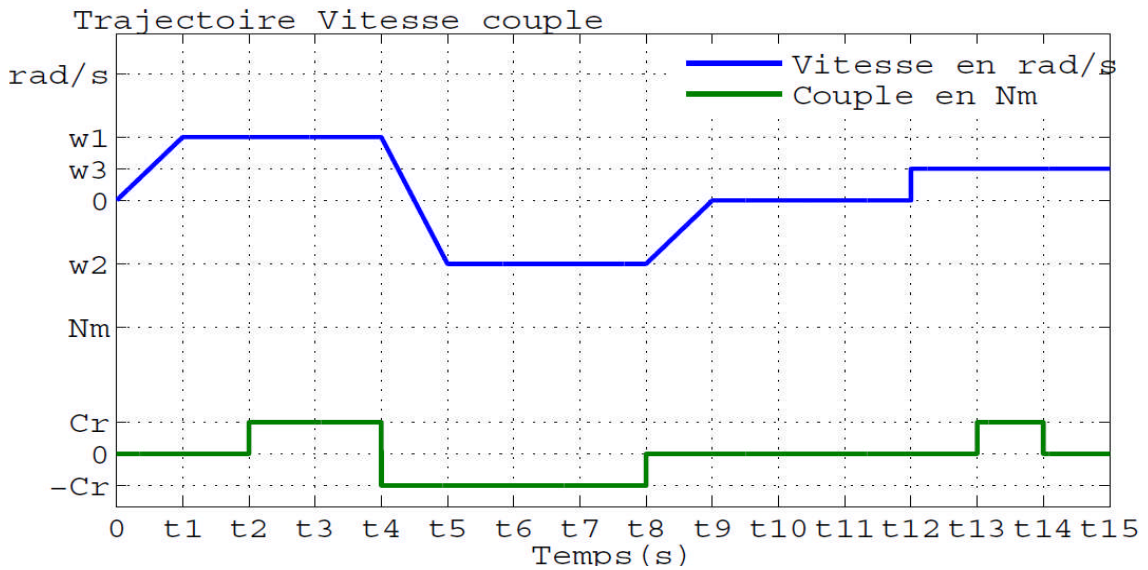


Fig. (V.2) : Benchmark pour la commande sans capteur mécanique définition de la trajectoire de la vitesse et du couple de charge

La deuxième phase permet de tester et d'évaluer les performances et la robustesse des lois de commandes sans capteur en basse vitesse avec charge nominale. Par ailleurs, des tests de robustesse sont définis par la variation des résistances statorique et rotorique.

V.6 Résultats de simulation MRAS classique

Pour tester les performances de l'estimateur proposé, il a été inséré, premièrement, dans un schéma de commande hybride FSMC. Les capacités d'estimation sont étudiées dans différents cas de figures, à savoir :

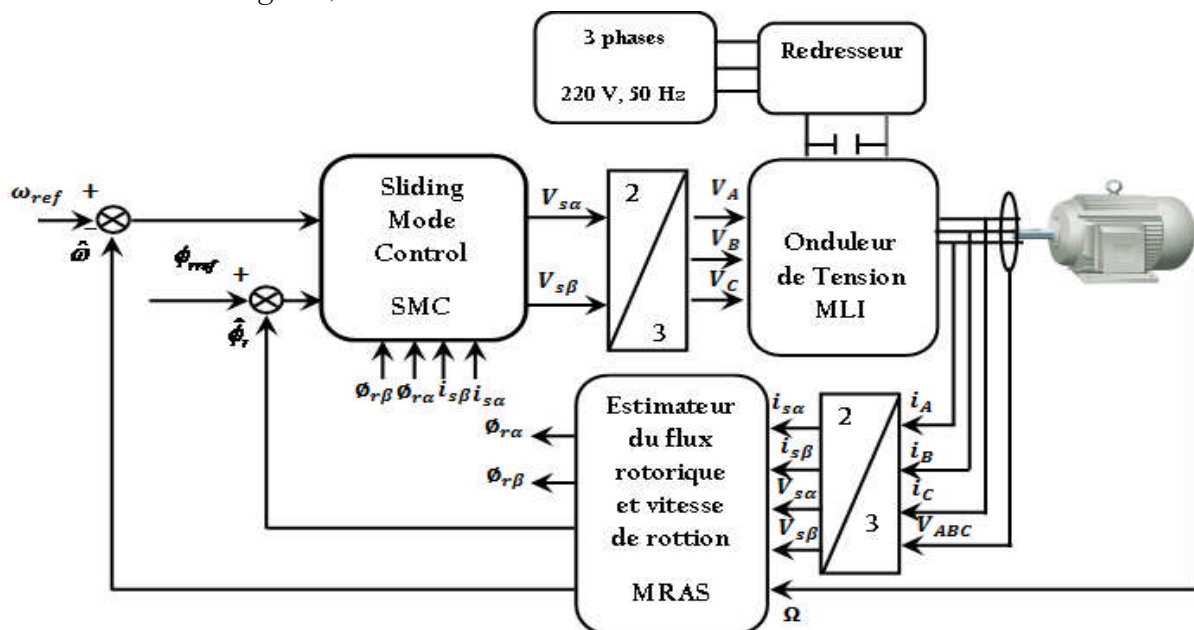


Fig. (V.3) : Schémas générale de la structure de commande sans capteur par la technique MRAS

- variation de vitesse avec une application d'un couple de charge.
- robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques.

V.6.1 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge

Pour la confirmation de cet estimateur en simulation associé au réglage de la vitesse et le flux rotorique d'un MI, des tests ont été réalisés sous l'environnement Matlab/Simulink.

La figure (V.4) représentent les résultats de simulation avec le benchmark dédié commande sans capteur mécanique. On remarque l'écart entre la vitesse estimée et mesurée est très faible. Une erreur est survenue au moment du changement de la charge et le sens de rotation. Le couple de charge et la variation de la vitesse de rotation ont d'effet sur les deux composantes du flux rotorique pour la commande sans capteur mécanique.

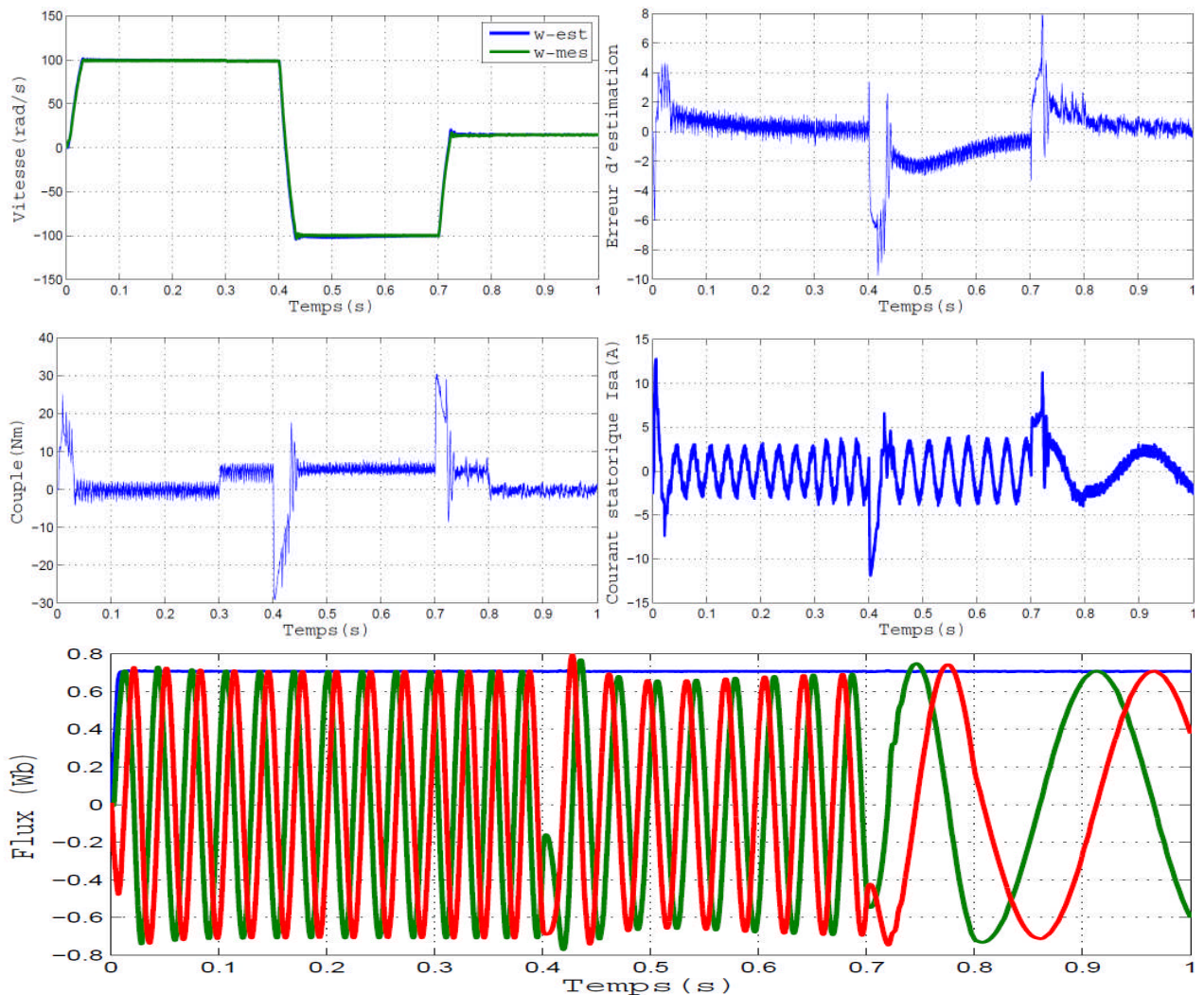


Fig. (V.4) : Comportement dynamique des variables estimées et réelle du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge par la technique MRAS.

V.6.2 Analyse de robustesse de l'estimateur MRAS

La robustesse d'un estimateur est sa capacité d'assurer la stabilité du système face à un type de perturbation.

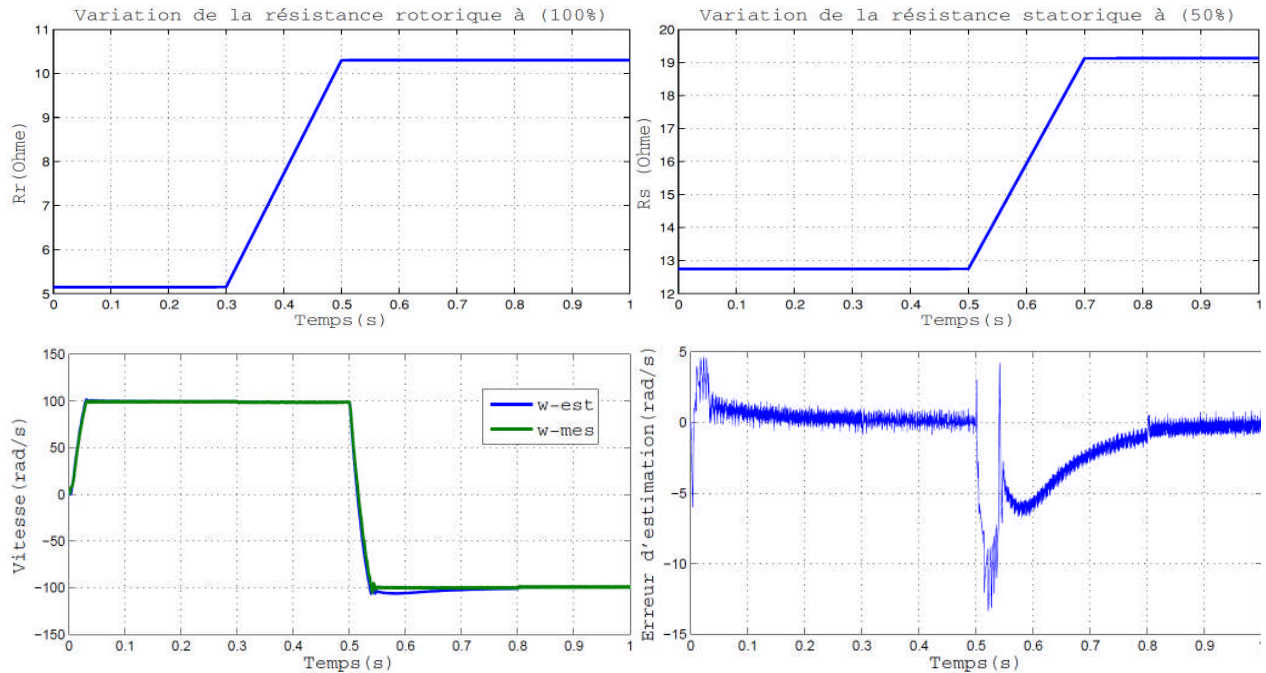


Fig. (V.5) : L'erreur d'estimation de la vitesse lors de la variation simultanée de la résistance statorique et rotorique.

Plusieurs types de perturbations sont envisageables, soit au niveau des signaux mesurés soit au niveau du modèle mathématique considéré. Dans ce travail, nous nous intéressons particulièrement à la robustesse par rapport à l'imprécision du modèle mathématique du processus en tenant compte des variations paramétrique. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de $R_r(100\%)$ et $R_s(50\%)$ respectivement comme illustré par la figure (V.5).

La figure (V.5) montre que la commande FSMC sans capteur est sensible aux variations simultanées de la résistance rotorique et statorique.

V.7 Estimation des paramètres résistifs

Le modèle du moteur à induction ainsi que celui utilisé pour l'estimation du flux et la vitesse de rotation dépendent des différents paramètres électriques du moteur. Les incertitudes sur ces paramètres vont induire des erreurs sur l'estimation de l'amplitude et la position du flux et de la vitesse. L'estimation du flux rotorique et la vitesse de rotation se fait

à partir des grandeurs statoriques mesurées (courants et tensions). Toute imprécision commise sur R_s et R_r entraîne une détérioration des estimations ^{[BEN-02][GUO-12][CHE-12]}.

Les valeurs de ces deux résistances peuvent aussi changer en fonction de la température du moteur. Leurs estimations deviennent alors primordiales surtout pour les commandes sans capteur. Elles doivent être adaptées en temps réel au niveau des algorithmes de commande et d'estimation.

Plusieurs travaux ont été effectués pour l'estimation des paramètres résistifs ^{[MEH-08] [GUO-12][CHE-12]}. Dans notre étude on s'est intéressé à l'étude de l'estimation de la résistance rotorique puis à l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique.

V.7.1 Estimation de la résistance rotorique

Comme nous avons dit auparavant le principe de fonctionnement du MRAS. Il s'agit de construire d'abord deux estimateurs de flux indépendants, le premier est basé sur l'équation (V.1), car il ne dépend pas de la constante de temps rotorique ($\tau_r = \frac{1}{T_r}$). Le deuxième est basé sur l'équation (V.2), car par le biais de l'adaptation de la constante de temps rotorique, il sera recalé sur le modèle de référence. Cette adaptation de la constante de temps rotorique est assurée par un mécanisme d'adaptation basé sur l'erreur entre les deux modèles. Il est conçu pour assurer la stabilité du système.

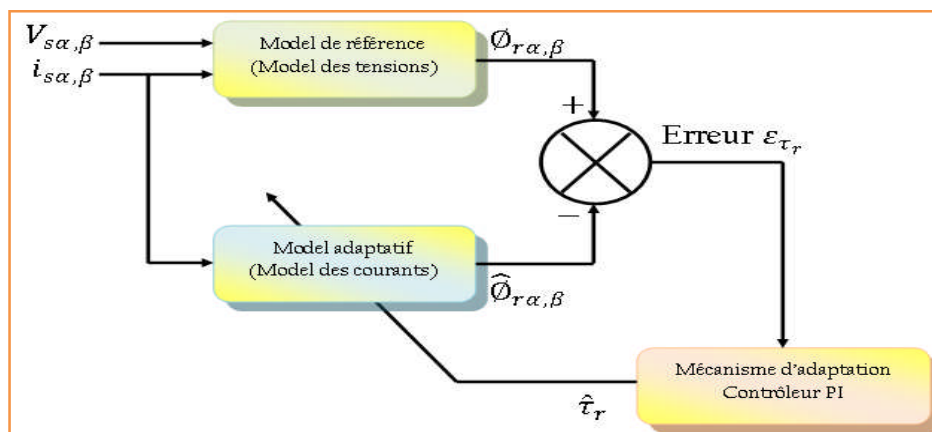


Fig. (V.6) : structure de l'estimateur MRAS de la constante rotorique

La constante de temps rotorique estimée est obtenue à partir du mécanisme d'adaptation suivant :

$$\hat{\tau}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) (|\phi_r| - |\hat{\phi}_r|) \quad (V.5)$$

Le mécanisme d'adaptation approprié est déduit en utilisant le critère d'hyperstabilité de Popov [VAC-03]. On considère que les grandeurs τ_r et $\hat{\tau}_r$ varient dans le temps et que chacune d'elles constitue une entrée de l'équation rotorique (V.2). L'étude de la réponse dynamique de cet identificateur nécessite de linéariser les équations statoriques et rotoriques pour une petite variation autour d'un point de fonctionnement. Ainsi, les variations de l'erreur ε sont décrites par l'expression suivante [MEH-10][GUO-12].

$$\Delta\varepsilon(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta T) \quad (V.6)$$

La fonction de transfert reliant $\Delta\varepsilon$ et $\Delta\hat{\tau}_r$ est exprimée par :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\Delta\hat{\tau}_r} = \frac{(p+\tau_{r0})[M.(\phi_{r\alpha 0}.i_{s\alpha 0}+\phi_{r\beta 0}.i_{s\beta 0}-|\phi_0|^2)]}{[(p+\tau_{r0})^2+\omega_{sl}^2].|\phi_0|} \quad (V.7)$$

En régime permanent, on a :

$$|\phi_0^s| = |\phi_0^r| \quad (V.8)$$

$$|\phi_0|^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (V.9)$$

$$\tau_{r0} = \hat{\tau}_r \quad (V.10)$$

Le diagramme en boucle fermée de la réponse dynamique de l'identificateur MRAS peut être construit comme suit :

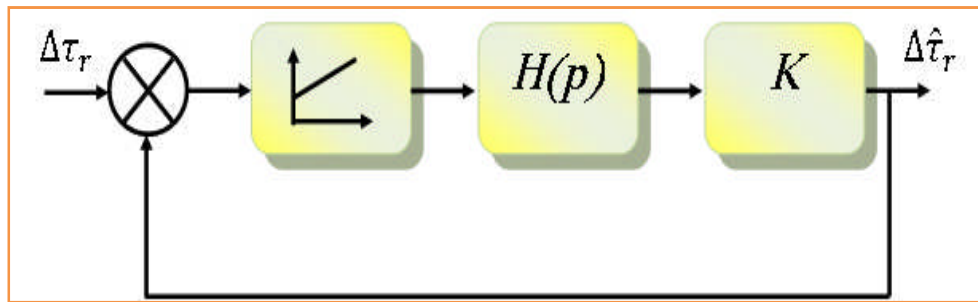


Fig. (V.7) : Schémas bloc en boucle fermée de la réponse dynamique de l'estimateur MRAS.

Où :

$$h(p) = \frac{(p+\tau_{r0})}{[(p+\tau_{r0})^2+\omega_{sl}^2]} \quad (V.11)$$

$$K = \frac{[M.(\phi_{r\alpha 0}.i_{s\alpha 0}+\phi_{r\beta 0}.i_{s\beta 0}-|\phi_0|^2)]}{|\phi_0|} \quad (V.12)$$

V.7.2 Résultats de simulation et Interprétation

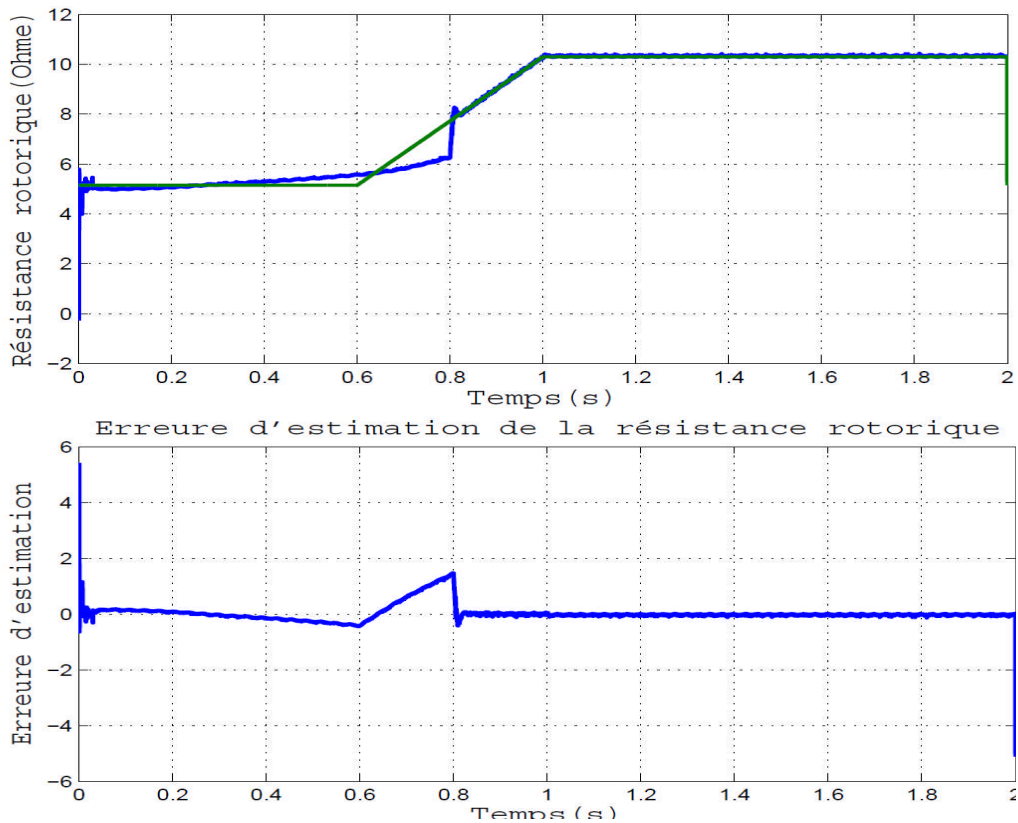


Fig. (V.8) : Estimation de la résistance rotorique et leur erreur lors de sa variation.

Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (V.8). Le moteur a démarré à vide pour atteindre une certaine vitesse en régime permanent. Après quelques secondes, un couple résistant de 5Nm a été appliqué. L'estimation est efficace, et converge très rapidement (en moins d'une seconde) vers une valeur très proche de la valeur nominale. La valeur de la résistance rotorique a été changée volontairement. D'après la figure (V.8), notre commande suit parfaitement ce changement et convergent rapidement vers la nouvelle valeur. Nous constatons que l'estimateur MRAS donne une bonne estimation de ce paramètre résistif.

V.7.3 Estimation simultanée de la vitesse de rotation et de R_s

La mise en œuvre d'une technique pour l'estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique est basée sur le concept de l'hyperstabilité pour obtenir un système asymptotiquement stable ^[VAC-03]. Le mécanisme d'adaptation est basé sur l'hypothèse d'une vitesse de rotation constante du fait qu'elle varie lentement par rapport aux variations du flux. Comme la variation de la résistance statorique est lente, elle est considérée également

comme paramètre constant. La structure de l'estimateur parallèle proposé est montrée dans la figure (V.9) ^[MEH-10].

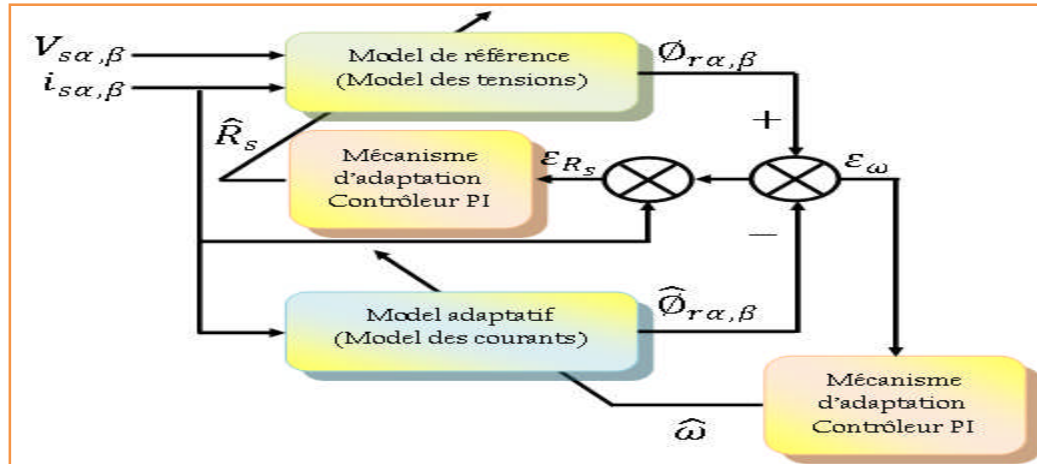


Fig. (V.9) : Structure d'un estimateur MRAS pour l'estimation simultanée de ω et R_s .

Les équations du modèle de référence et le modèle adaptatif peuvent être écrites comme

- *Modèle de référence* (Model des tensions)

$$\dot{\epsilon}_V = -\frac{L_r}{M}(R_s - \hat{R}_s)i_{s\alpha,\beta} \quad (V.13)$$

$$\epsilon_V = \Phi_{r\alpha,\beta(V)} - \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(V)} \quad (V.14)$$

- *Modèle de adaptatif* (Model des courants)

$$\dot{\epsilon}_I = \left(j\omega - \frac{1}{T_r}\right)\epsilon_I + j(\omega - \hat{\omega})\Phi_{r\alpha,\beta(I)} \quad (V.15)$$

$$\epsilon_I = \Phi_{r\alpha,\beta(I)} - \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(I)} \quad (V.16)$$

Les équations (V.13) (V.15) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_{\alpha(I)} \\ \epsilon_{\beta(I)} \\ \epsilon_{\alpha(V)} \\ \epsilon_{\beta(V)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon_{\alpha(I)} \\ \epsilon_{\beta(I)} \\ \epsilon_{\alpha(V)} \\ \epsilon_{\beta(V)} \end{bmatrix} - \mathbf{W} = \mathbf{A}\epsilon - \mathbf{W} \quad (V.17)$$

Où $\epsilon^T = [\epsilon_{\alpha(I)} \quad \epsilon_{\beta(I)} \quad \epsilon_{\alpha(V)} \quad \epsilon_{\beta(V)}]$ et \mathbf{W} est la fonction non linéaire définie comme suit :

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} -\Delta\omega & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M}\Delta R_s I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(I)} \\ i_{s\alpha,\beta} \end{bmatrix} \quad (V.16)$$

$$\text{Ou } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Le système est hyperstable si l'entrée et la sortie de la fonction non linéaire \mathbf{W} satisfait le critère de Popove ^[VAC-03] :

$$S = \int_0^{t_1} \varepsilon^T \cdot \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2, \forall t_1 \quad (\text{V.17})$$

De l'équation (V.17) on peut écrire :

$$\varepsilon^T \cdot \mathbf{W} = -\Delta\omega (\varepsilon_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(l)}) + \frac{L_r}{M} \Delta R_s (\varepsilon_V^T \cdot i_{s\alpha,\beta}) \quad (\text{V.18})$$

Par la substitution l'équation (V.18) dans l'équation (V.17) on trouve :

$$S = -\int_0^{t_1} \Delta\omega (\varepsilon_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(l)}) dt + \frac{L_r}{M} \int_0^{t_1} \Delta R_s (\varepsilon_V^T \cdot i_{s\alpha,\beta}) dt \quad (\text{V.19})$$

$$S = S_1 + \frac{L_r}{M} \cdot S_2 \geq -\gamma^2, \forall t_1 \quad (\text{V.20})$$

Pour valider l'équation (V.20) on peut vérifier l'inégalité des équations (V.21) et (V.22) avec des mécanismes adaptatifs donnés dans les équations (V.23), (V.24) pour l'estimation de la vitesse rotorique et la résistance statorique, respectivement :

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \Delta\omega (\varepsilon_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(l)}) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{V.21})$$

$$S_2 = \int_0^{t_1} \Delta R_s (\varepsilon_V^T \cdot i_{s\alpha,\beta}) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{V.22})$$

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{s} \right) (\varepsilon_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(l)}) = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{s} \right) \varepsilon_\omega \quad (\text{V.23})$$

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{s} \right) (-\varepsilon_V^T \cdot i_{s\alpha,\beta}) = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{s} \right) \varepsilon_{R_s} \quad (\text{V.24})$$

Où $K_{p\omega}, K_{pR_s}, K_{I\omega}$ et K_{IR_s} sont les paramètres du régulateur PI des mécanismes d'adaptation de la vitesse de rotation et la résistance statorique, respectivement. La valeur $\varepsilon_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha,\beta(l)}$ dans (V.21), (V.23) est évaluée en tenant compte du fait que, pour l'estimation de vitesse rotorique, la sortie du modèle de référence (V.1) est égale au flux rotor réel.

L'erreur d'estimation de la vitesse rotorique est donnée par l'équation (V.3) et l'erreur d'estimation de la résistance rotorique est donnée par :

$$\varepsilon_{R_s} = i_{s\alpha} (\Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + i_{s\beta} (\Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{V.25})$$

V.7.4 Résultats de simulation et Interprétation

Les résultats obtenus par simulation lors de l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et la résistance statorique sont représentés sur la figure (V.10).

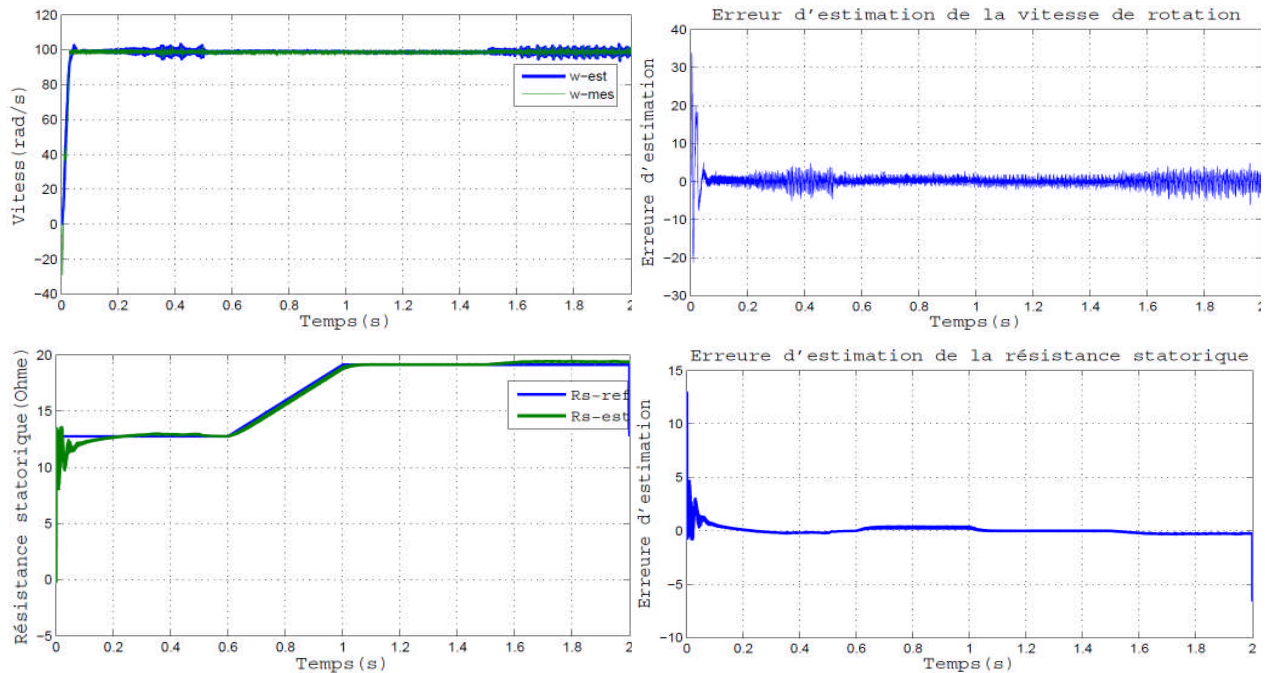


Fig. (V.10) : Erreurs d'estimations de la vitesse et la résistance statorique lors de ses variations simultanée

Le moteur sous une commande hybride FSMC a démarré sans couple de charge, avec une résistance statorique nominale. La résistance statorique nominale est égale à 12.75 ohms. La vitesse de référence a été fixée à 100rad/s. Le mécanisme d'identification de la résistance statorique est activé quelques secondes après l'atteinte du régime permanent. La mise en service du mécanisme d'identification de la résistance statorique a corrigé l'erreur initiale de l'estimation en moins d'une seconde comme le montre la figure (V.10). La figure (V.10) met en évidence la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur réelle.

V.8 Nouvelles techniques d'estimation MRAS-FSMC

Dans cette partie, un mécanisme d'adaptation SMC-flou sera proposé, pour estimer la vitesse de rotation du moteur à induction, c'est-à-dire que l'écart entre les flux déduits des deux modèles de la technique MRAS sera ajusté moyennant un contrôleur SMC-flou substituant le PI. La figure (V.14), représente l'architecture de la nouvelle approche MRAS-FSMC proposée.

V.8.1 Technique MRAS-SMC

La commande par mode glissant (SMC) est une commande à structure variable avec action de contrôle discontinue à haute fréquence qui commute entre plusieurs fonctions selon les états de système ^[MOR-07]. Cela peut être l'une des stratégies de commande les plus efficaces et robustes en plus de sa capacité de faire face aux perturbations externes aussi bien que l'imprécision du modèle qui le rend approprié pour le contrôle robuste non-linéaire du moteur à induction. Les bases mathématiques, les procédures de conception et les principes d'applications de SMC dans les entraînements électriques ont été abordés dans ^{[GAD-09], [BEN-14]}.

La stratégie du contrôleur SMC classique s'est appliquée pour les applications de contrôle sont modifiées ici pour adapter aux problèmes d'estimation de la vitesse rotorique.

Ainsi une nouvelle technique d'estimation (MRAS-SMC) est développée pour remplacer le contrôleur classique à gain constant PI. Une nouvelle loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse en régime mode glissant est dérivée, elle se base sur la théorie de Lyapunov pour assurer la stabilité et une erreur dynamique rapide. Nous avons défini l'erreur d'estimation par l'équation (V.3) et on choisi la surface de glissement comme suit :

$$s = \varepsilon_\omega + \int k\varepsilon_\omega dt \quad k > 0 \quad (V.26)$$

Tels que l'erreur dynamique à la surface de glissement $s = 0$ sera forcé d'une manière exponentielle vers zéro. Lorsque le système atteint la surface de glissement, ce qui donne:

$$\dot{s} = \dot{\varepsilon}_\omega + k\varepsilon_\omega = 0 \quad (V.27)$$

La loi de commande SMC peut être défini en utilisant la théorie de Lyapunov, en définissant la fonction candidate de Lyapunov ^{[BEN-99][AGA-05]}.

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (V.28)$$

Par la différenciation de l'équation (V.3) on obtient :

$$\dot{\varepsilon}_\omega = \dot{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} + \varphi_{r\beta} \hat{\dot{\varphi}}_{r\alpha} - \dot{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \varphi_{r\alpha} \hat{\dot{\varphi}}_{r\beta} \quad (V.29)$$

En remplaçant le modèle des courants (V.2) dans (V.29) on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_\omega = & \dot{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \dot{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \varphi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} \varphi_{r\beta} - \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \varphi_{r\alpha} + \\ & \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} \varphi_{r\alpha} - \hat{\omega}_r (\varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\beta} + \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\alpha}) \end{aligned} \quad (V.30)$$

On tire

$$f_1 = \dot{\Phi}_{r\beta}\widehat{\Phi}_{r\alpha} - \dot{\Phi}_{r\alpha}\widehat{\Phi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r}i_{s\alpha}\Phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r}\widehat{\Phi}_{r\alpha}\Phi_{r\beta} - \frac{M}{T_r}i_{s\beta}\Phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}\widehat{\Phi}_{r\beta}\Phi_{r\alpha} \quad (V.31)$$

$$f_2 = (\Phi_{r\beta}\widehat{\Phi}_{r\beta} + \Phi_{r\alpha}\widehat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (V.32)$$

Les équations (V.30) et (V.27) peuvent être écrites comme:

$$\dot{\varepsilon}_\omega = f_1 - \widehat{\omega}_r f_2 \quad (V.33)$$

$$\dot{s} = f_1 + k\varepsilon_\omega - \widehat{\omega}_r f_2 \quad (V.34)$$

La substitution de (V.34) dans (V.28) on obtient:

$$\dot{v} = s(f_1 + k\varepsilon_\omega - \widehat{\omega}_r f_2) \quad (V.35)$$

Cette dérivée est définie négative si

$$\begin{aligned} &< 0 \text{ pour } s > 0 \\ (f_1 + k\varepsilon_\omega - \widehat{\omega}_r f_2) &= 0 \text{ pour } s = 0 \\ &> 0 \text{ pour } s < 0 \end{aligned} \quad (V.36)$$

Cela peut être assuré que si:

$$\widehat{\omega}_r = \frac{f_1 + k\varepsilon_\omega}{f_2} + K_{SMC} \text{sign}(s) \quad K_{SMC} > 0 \quad (V.37)$$

Où la fonction signe est défini comme suit:

$$\text{sign} = \begin{cases} -1 & \text{pour } s < 0 \\ +1 & \text{pour } s > 0 \end{cases} \quad (V.38)$$

L'équation (V.37) représente la loi de commutation du contrôleur SMC et pourrait être écrit en forme générale comme:

$$\widehat{\omega}_r = u_{eq} + u_{SMC} \quad (V.39)$$

Les expressions de la commande équivalente et la fonction de commutation peuvent être écrites comme suit:

$$u_{eq} = \frac{f_1 + k\varepsilon_\omega}{f_2} \quad (V.40)$$

$$u_{SMC} = M_{SMC} \text{sign}(s) \quad M_{SMC} > 0 \quad (V.41)$$

La présence de la fonction f_2 dans le dénominateur de la commande équivalente u_q peut causer des problèmes dans la performance d'estimation de l'approche proposée si sa valeur se rapproche vers zéro. Ce problème peut être résolu en permettant de magnétisation du moteur avant le démarrage et en ajoutant une petite valeur positive pour f_2 ^[GAD-09].

L'utilisation de la fonction de signe dans l'équation (V.37) de la commande SMC provoque un phénomène de chattering due à l'action de contrôle discontinue qui représente un problème majeur lorsque l'état du système est proche de la surface de glissement [GAD-09].

Le schéma bloc du nouvel estimateur MRAS utilisant un mécanisme d'adaptation SMC (MRAS-SM) est représenté sur la figure (V.11).

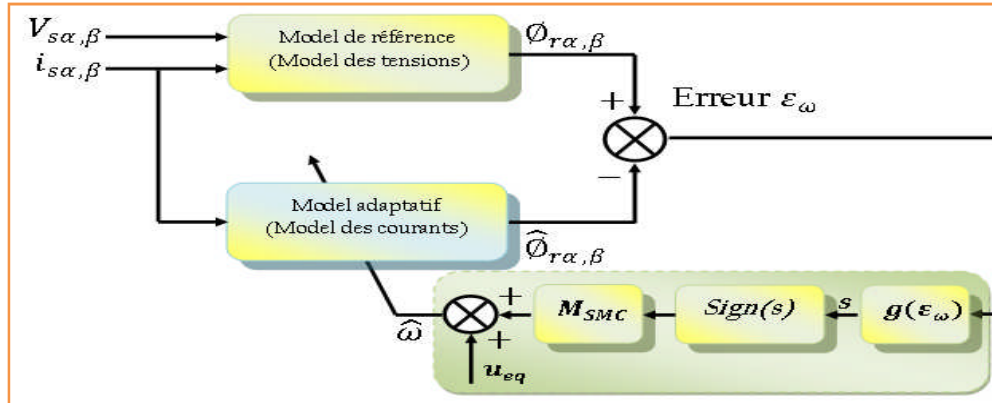


Fig. (V.11) : Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-SMC

V.8.2 Technique MRAS-FLC

Au cours des dernières années, les diverses applications de la logique floue ont montré une croissance rapide. Le contrôleur FLC est devenu populaire dans les domaines d'application de contrôle industriel pour résoudre la commande, l'estimation et l'optimisation des problèmes. Dans cette section, le contrôleur FLC est proposé pour remplacer le contrôleur PI utilisé pour minimiser l'erreur dans l'estimateur classique de vitesse MRAS figure (V.12) [GAD-09].

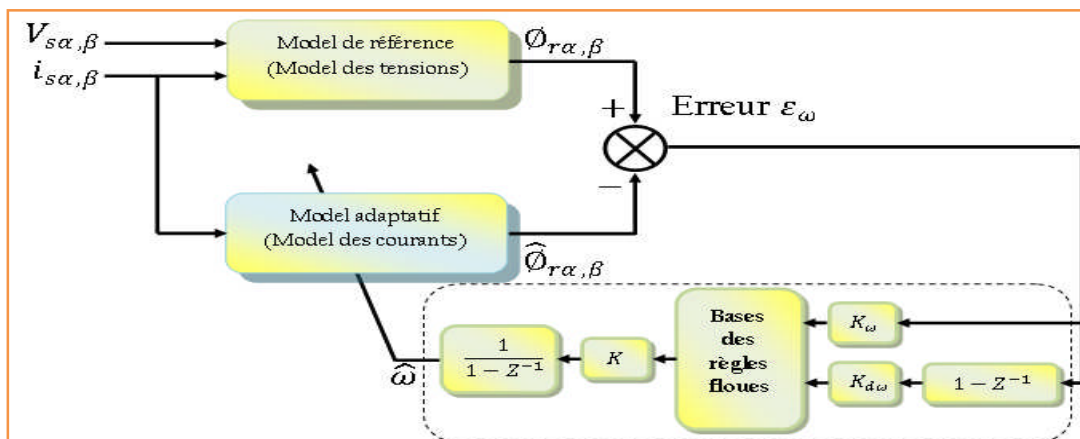


Fig. (V.12) : Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-FLC

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue au chapitre 3, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au contrôleur flou de la vitesse d'un estimateur MRAS au sein d'une commande par mode glissant du moteur à induction, le contrôleur FLC peut remplacer le contrôleur PI classique pour résoudre le problème d'optimisation.

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani figure (III.8) où les entrées sont l'erreur d'estimation ε_ω équation (V.3) et sa variation $\Delta\varepsilon_\omega$

Où :

$$\Delta\varepsilon_\omega(k) = \varepsilon_\omega(k) - \varepsilon_\omega(k-1) \quad (V.42)$$

Cependant, le contrôleur de type FLC est développé, où l'expression de la vitesse estimée peut être écrite comme:

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + \Delta\hat{\omega}(k) \quad (V.43)$$

Les fonctions d'appartenances sont définies sur la Figure (V.13a) et Figure (V.13b), les règles floues sont définies à partir de la table de décision Tableau III.1.

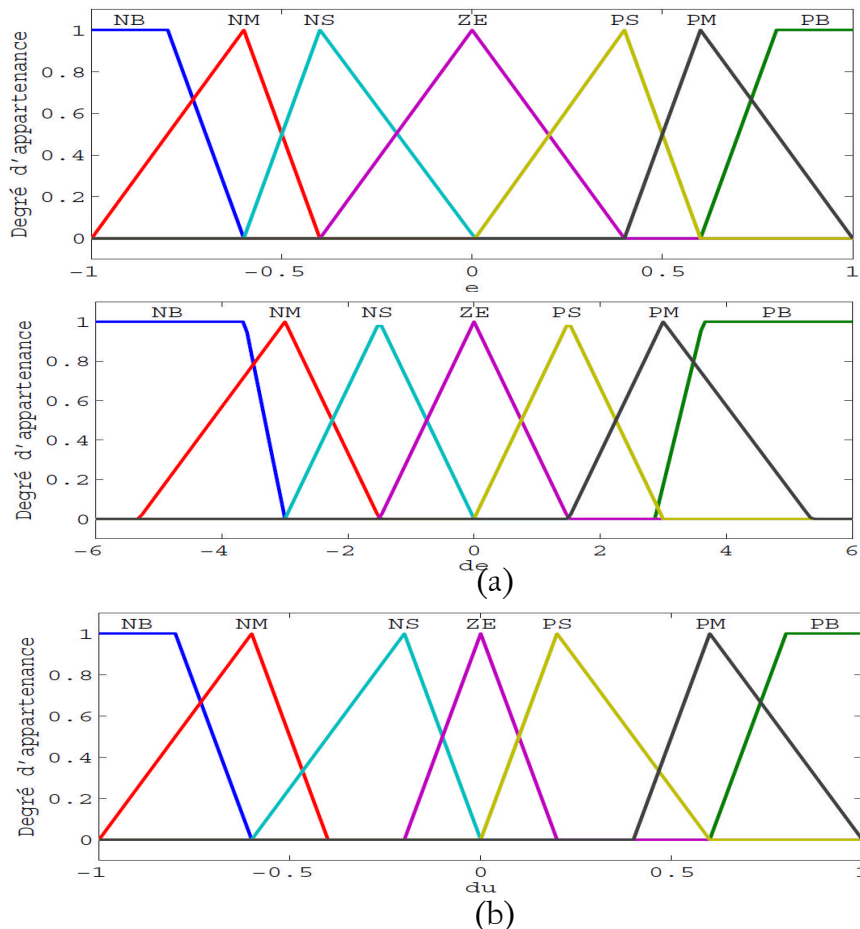


Fig. (V.13) : Fonctions d'appartenances d'un régulateur ANFIS

V.8.3 Technique MRAS-FSMC

Dans ce qui suit, le contrôleur du mécanisme d'adaptation de la vitesse est substitué par un contrôleur mode glissant-flou pour obtenir une estimation performante et robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenues dans la commande (FSMC) proposée par l'équation (III.33).

Les deux parties sont combinées pour résoudre des problèmes d'optimisation, et améliorer l'erreur d'estimation de la vitesse rotorique.

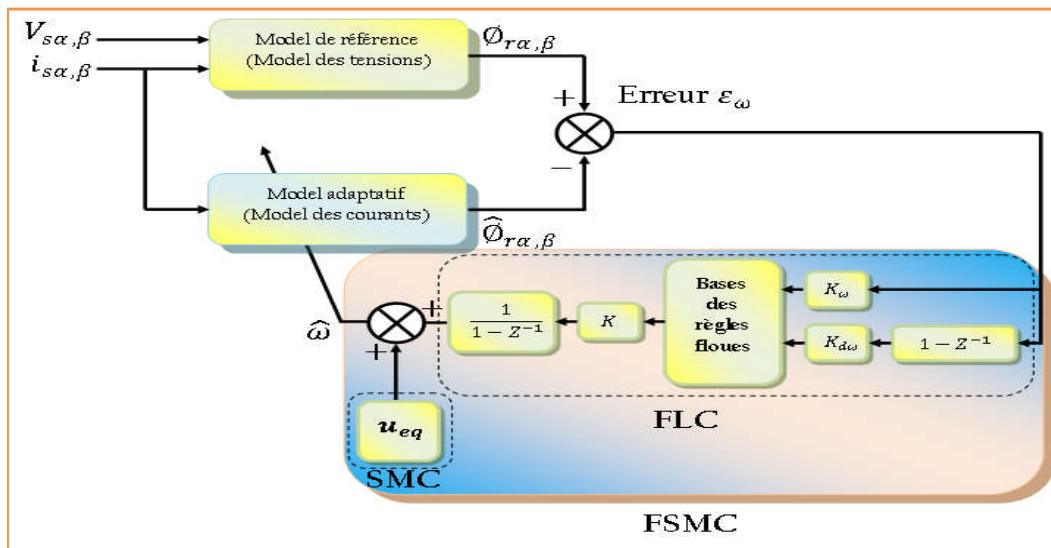


Fig. (V.14): Schémas bloc de la technique d'estimation MRAS-FSMC

V.8.4 Résultats de simulation et interprétation

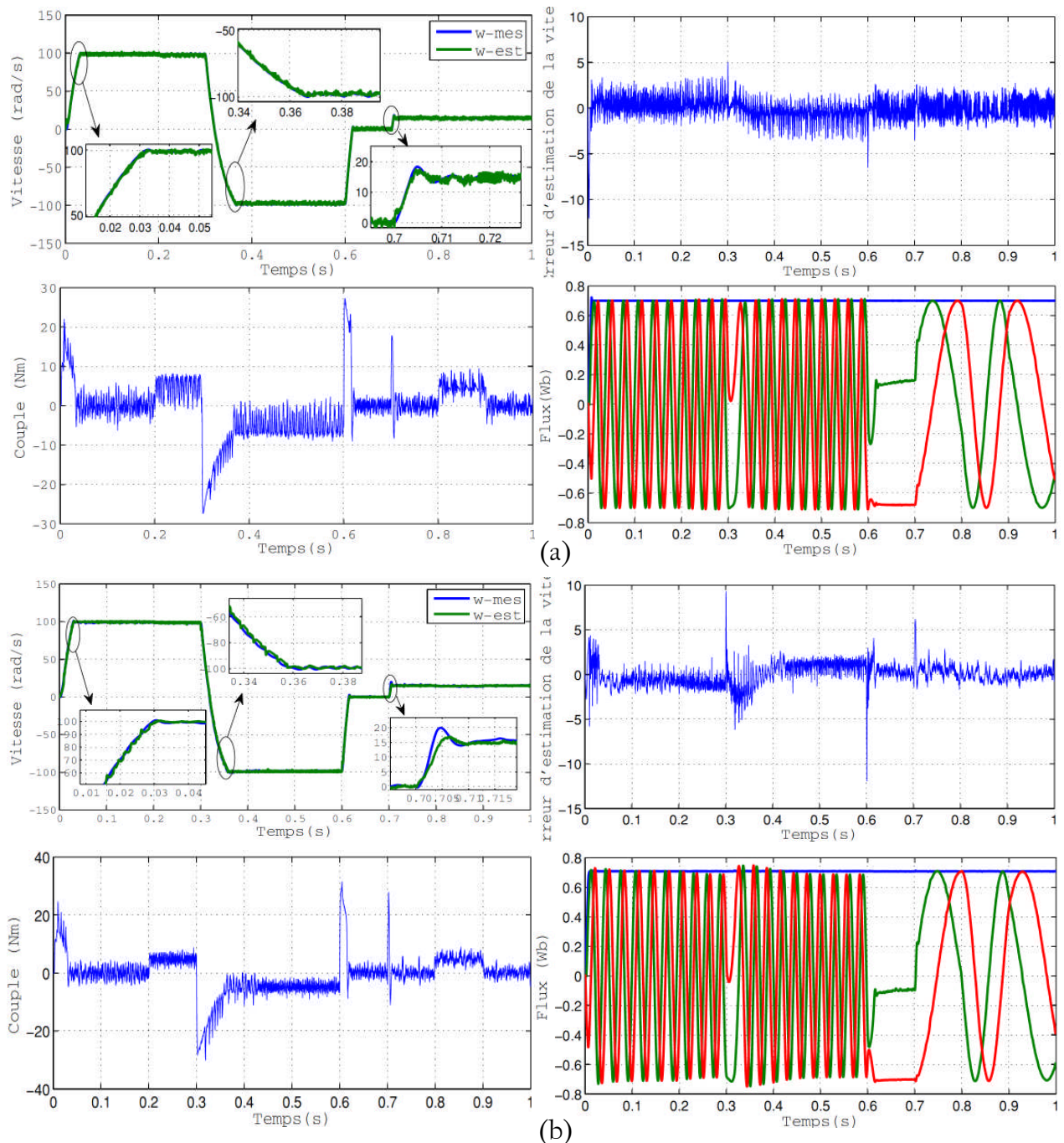
Pour tester les performances de l'estimateur proposé MRAS-SMC, il a été inséré, premièrement, dans un schéma de commande Hybride (FSMC). Les capacités d'estimation sont étudiées dans différents cas de figures, à savoir.

- variation de vitesse avec une application d'un couple de charge.
- robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques.

V.8.4.1 Test de variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge

Pour la validation de cet estimateur en simulation associé au réglage de la vitesse et le flux rotorique d'un MI, des tests ont été réalisés sous l'environnement Matlab/Simulink. Les figures (V.15a, V.15b et V.15c) représentent les résultats de simulation des trois nouvelles techniques d'estimation avec le benchmark dédié commande sans capteur mécanique. Nous

avons remarqué l'écart entre la vitesse observée et mesurée est très faible des trois nouvelles techniques d'estimation par rapport à l'estimateur classique MRAS. Une erreur est survenue au moment du changement de la charge et le sens 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 pour la commande sans capteur mécanique. D'après la figure (V.15a) nous avons remarqué l'erreur d'estimation est très faible par rapport au MRAS-FLC figure (V.15b) mais le phénomène de chattering est plus important que la deuxième technique, c'est pour cela nous avons combiné les deux première technique pour réduire l'erreur d'estimation et le phénomène de chattering en même temps figure (V.15c).



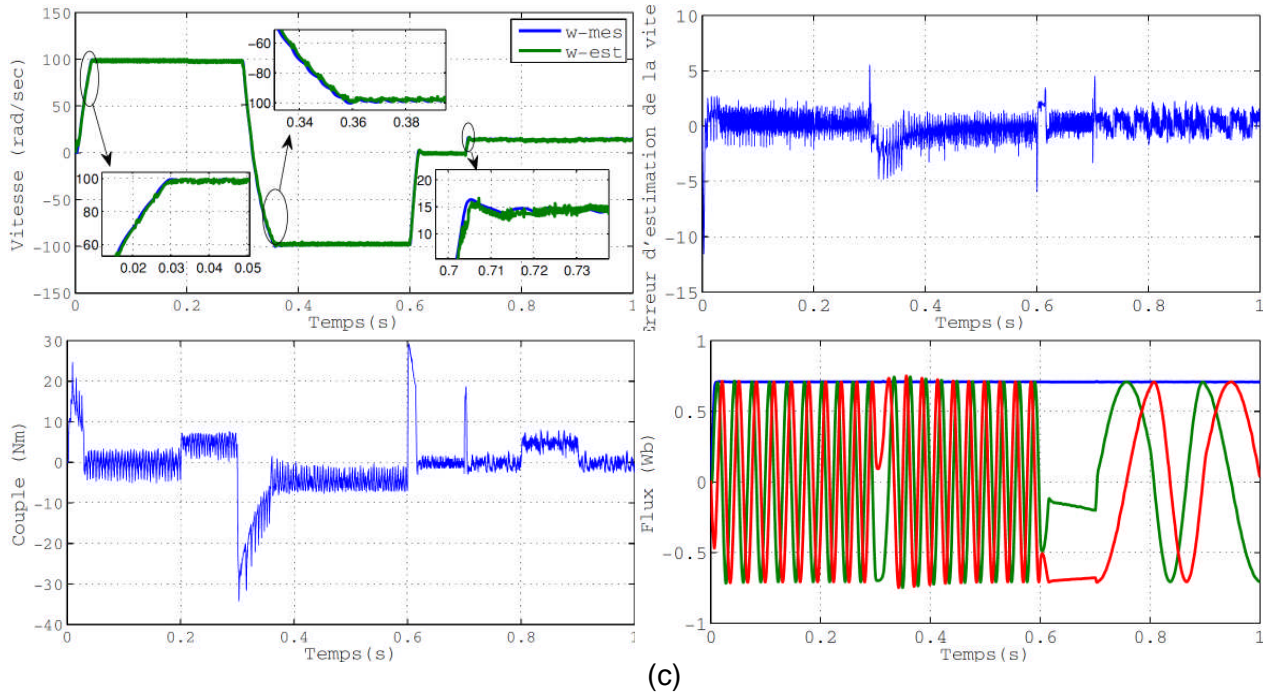
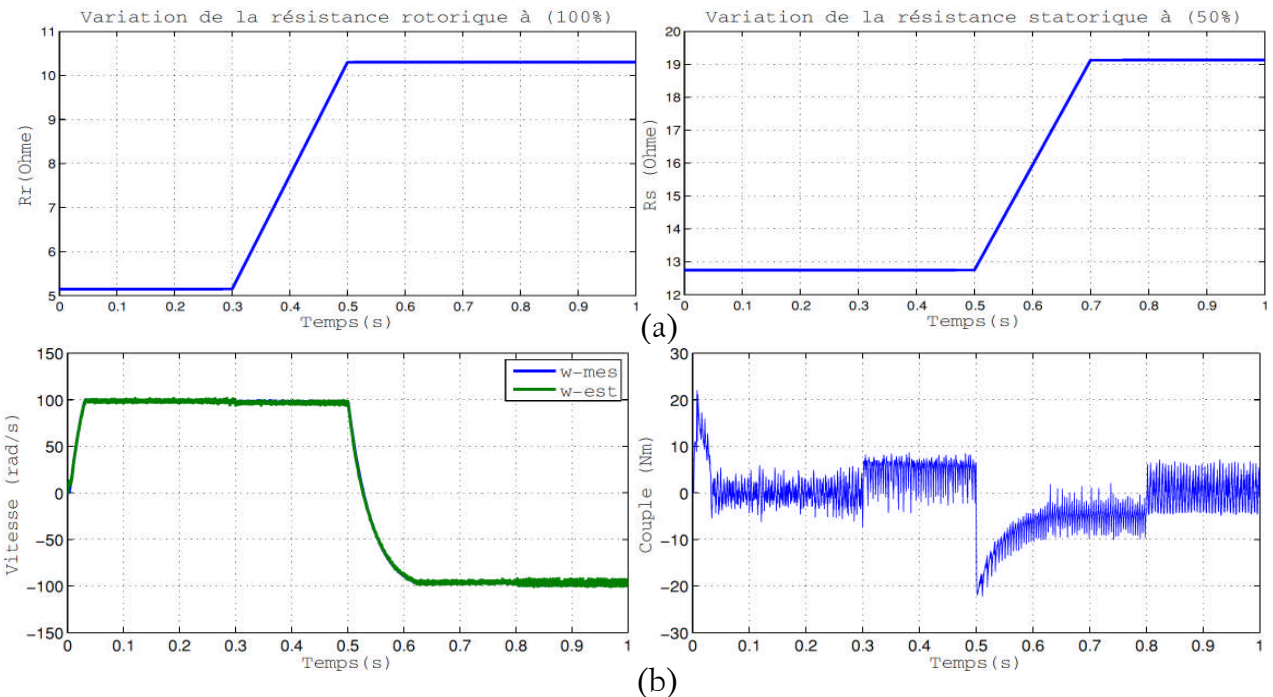


Fig. (V.15): Comportement dynamique des variables estimées et réelle du MI lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge par les techniques :
 (a)MRAS-SMC, (b) MRAS-FLC et (c) MRAS-FSMC.

V.8.4.2 Analyse de robustesse

Dans ce qui suit, nous nous intéressons particulièrement à la robustesse par rapport à l'imprécision du modèle mathématique du processus en tenant compte des variations paramétrique.



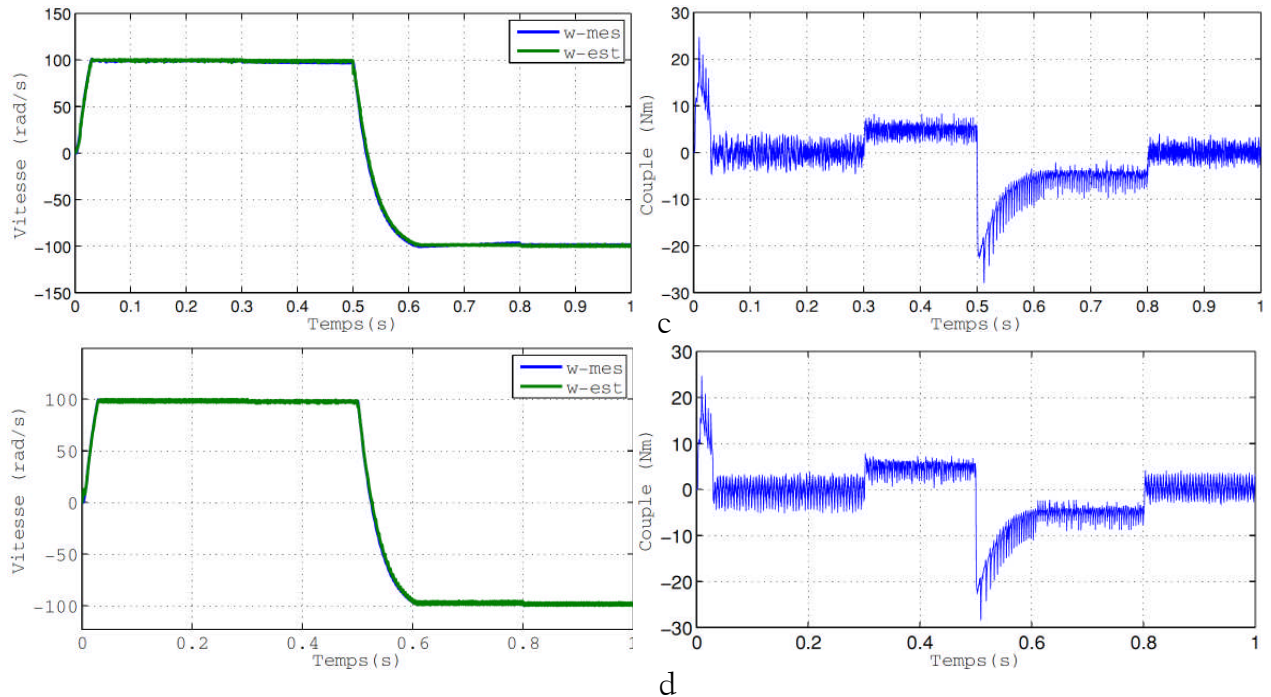


Fig. (V.16) : Erreur d'estimation de la vitesse lors de la variation simultanée de la résistance statorique et rotorique.

(a) : variation des paramètres résistifs, (b) : profil de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-SMC, (c) : profil de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-FLC, (d) : profil de vitesse avec l'erreur d'estimation MRAS-FSMC

Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de $R_r(100\%)$ et $R_s(50\%)$ respectivement comme illustré par la figure (V.16a). Le moteur a démarré à vide pour atteindre une certaine vitesse en régime permanent, après quelques secondes nous avons inversé le sens de rotation. A $t=0.3s$ un couple de charge a été appliqué et éliminé à $t=0.8s$. Pour les trois nouvelles techniques, l'estimation est efficace, et converge vers une valeur très proche de la valeur nominale. D'après la figure (V.16), les trois méthodes suivent parfaitement ce changement et convergent vers la nouvelle valeur. Lors de la variation des paramètres résistifs à $t=0.3s$, nous constatons que les trois techniques d'identification proposées fournissent de bonnes performances lorsque la vitesse de rotation est constante ou varie lentement. Notons que les deux dernières techniques d'estimation MRAS-FLC et MRAS-FSMC améliorent les performances en termes de précision et de robustesse par rapport à la première méthode d'estimation. Notons par ailleurs qu'en l'absence du couple de charge, les deux premières méthodes sont incapables de donner une estimation précise de la vitesse de rotation alors que la troisième MRAS-FSMC fournit toujours une bonne estimation, comme le montre la figure (V.16c).

V.10 Conclusion

Dans ce chapitre, et comme notre commande par mode glissant-floue est réalisée sans capteur de vitesse, le schéma de la commande étudié propose l'utilisation des estimateurs qui remplacent ce capteur.

Le but de l'étude des différents modèles des estimateurs est bien le choix d'un estimateur qui répond aux exigences de la commande par mode glissant floue, donc, donné des informations insensibles par la variation des paramètres du moteur.

Plusieurs techniques d'estimation et d'observation du moteur à induction ont été présentées. Ces techniques répondent principalement aux besoins les plus critiques des lois de commande du moteur à induction en matière de robustesse paramétrique et assurent un bon fonctionnement sur toute la plage de vitesse. Elles ont permis de traiter l'estimation des grandeurs suivantes : le flux rotorique, la résistance rotorique, la résistance statorique, la vitesse de rotation. Plusieurs idées ont été exploitées afin de répondre à ces besoins.

L'estimateur MRAS donne des bons résultats vis-à-vis les applications du couple électromagnétique, avec un découplage assuré dans toutes les conditions d'entraînement, au moment des variations paramétriques le MRAS présente une erreur d'estimation importante de la vitesse de rotation.

L'intervention des techniques de régulation intelligentes, dans la suite de chapitre, améliore l'observation. Le remplacement des correcteurs PI par des PI-Flou, ou par des correcteurs glissants dans les sorties de l'estimateur donne des résultats satisfaisants vis-à-vis les applications du couple charge, avec un découplage assuré dans toutes les conditions d'entraînement, au moment des variations paramétriques les nouvelles techniques d'estimation MRAS-SMC, MRAS-FLC et MRAS-FSMC présentent une erreur d'estimation faible de la vitesse de rotation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail effectué dans cette thèse porte essentiellement sur des stratégies de commandes hybrides et d'observations 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 et neuro-floue pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains, perturbés et réduire le phénomène de chatterning.

Toujours, dans le contexte de la commande robuste du MI et vu la fragilité des capteurs, la synthèse d'estimateurs pour certaines variables d'état du moteur à induction a été abordée dans cette thèse. Notre objectif était la conception d'estimateurs robuste de flux et de la vitesse et des paramètres résistifs. Les solutions proposées étaient basées principalement sur la structure MRAS, le mode glissant et la logique floue. Ce dernier algorithme a permis de réduire le phénomène de chattering dans la commande par mode glissant. Les résultats obtenus ont montré la robustesse et l'efficacité technique de l'estimation par rapport à l'estimateur classique MRAS.

Dans la première partie nous avons abordé dans un premier temps par le modèle mathématique du moteur à induction obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasée, puis on applique la transformation soit de Park où 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 passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension), contrôle par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion).

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre 2, la commande par modes glissants dans un premier temps, 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 à savoir, l'existence

d'un phénomène important de chattering. Puis nous avons abordé à l'approche de commande par logique floue. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées dans ce chapitre. Les principes de la commande par logique floue ont été introduits tout en raisonnant notre choix de cette méthode pour réduire le phénomène de chattering. Un contrôleur floue est par la suite conçu étape par étape pour la boucle de vitesse et le flux rotorique. Des simulations ainsi qu'une étude comparative ont été présentées pour mieux 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 neuro-floue et les techniques de commande par modes glissants. Le choix de ces deux stratégies a été motivé par les objectifs de stabilité et de robustesse qu'elles offrent. La combinaison de la commande neuro-floue avec le mode glissant rentre toujours dans le contexte de remédier l'inconvénient de chattering. Des simulations ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

La construction d'observateurs et d'estimateurs pour le moteur à induction a été la seconde problématique abordée. Notre objectif dans le chapitre 5 était de concevoir des estimateurs capables de satisfaire au besoin des algorithmes de commande en matière de la variation paramétrique et de l'observation du flux et de la vitesse. Les solutions proposées dans ce cadre étaient basées principalement sur des structures MRAS qui garantissent la simplicité de la mise en œuvre, combinées avec le mode glissant et la logique floue qui garantissent la robustesse. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de ces structures combinées vis à vis de la structure classique MRAS.

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 être l'objet d'une étude future citons par exemple :

- 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 des schémas de commandes hybrides proposées par utilisation des microprocesseurs rapides (DSP).

Références

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.
- [ALO-00] B. Aloliwi. H.K. Khalil. E.G. Strangas, “Robust Speed Control of Induction Motors: Application to a Benchmark Example”, Int. J. Adapt. Control Signal Process, Vol. 14, pp. 157-170, 2000.
- [ASI-04] S. Asif, M. F. Leonid, S. Sarah, “Variable Structure Systems from principles to implementation” *IEEE The Institution of Engineering and Technology* 2004.
- [BAG-99] L. Baghli « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques » Thèse de doctorat en génie électrique université Henri Poincaré, Nancy-I 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.
- [BAR-10] L. Barazane, M. Laribi, M.M. Krishan, R. Ouiguini, “A New Gaussian Radial Basis Function Neural Network Controller for Induction Motor Control Drives”, Proceedings of IEEE 18th Mediterranean Conference on Control and Automation Congress Palace Hotel, Marrakech, Morocco June 23-25, 2010.
- [BEH-09] M. Behloul, “Commande Directe du Couple par Mode Glissant (DTC-SMC) d’un Actionneur Asynchrone Destiné pour un Bras de Robot”, Thèse de magistère université de Batna, 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-07] M. Bendjebbar, “Contribution à l'étude d'algorithmes de l'intelligence Artificielle pour le Développement de Stratégies de Commande des Machines Asynchrones”, Thèse de Doctorat d'Etat, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Décembre 2007.
- [BEN-09] R. Benayache, “Contribution à la Commande Robuste des Systèmes non Linéaires Incertains : Application à un Système Hydraulique”, thèse doctorat à l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [BEN-10] H. Benderradji, A. Makouf, L.C. Alaoui, “Field-oriented Control using Sliding Mode Linearization Technique for Induction Motor”, Proceedings of IEEE 18th Mediterranean Conference on Control and Automation Congress Palace Hotel, Marrakech, Morocco June 23-25, 2010.
- [BEN-13] I. Bendaas, F. Naceri, “A New Method to Minimize the Chattering Phenomenon in Sliding Mode Control Based on Intelligent Control for Induction Motor Drives”, Serbian Journal of Electrical Engineering Vol. 10, No. 2, pp. 231-246, June 2013.
- [BEN-14] I. Bendaas, F. Naceri, S. Belkacem, “Improving Asynchronous Motor Speed and Flux Loop Control by Using Hybrid Fuzzy-SMC Controllers”, International Journal of Automation and Computing Vol. 11, No. 4, pp. 361-367, August 2014.
- [BEN-99] A. Benchaib, 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 for Rotating Machines”, Siemens Rev., Vol. 39, No. 5, pp. 217-220, 1972.
- [BOD-98] M. Bodson, J. Chiasson, “Differential-geometric Methods for Control of Electric Motor”, Int. J. Robust and Nonlinear control”, Vol. 8, pp. 923-954, 1998.
- [BOS-02] B. K. Bose, “Modern Power Electronics AC and Drivers”, Prentice Hall PTR 2002.
- [BOU-02] M. Boussak, K. Jarray, “New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, pp. 311 – 316, Nov. 2002.
- [BOU-13] A. Boumediene, L. Abdellah, “A Novel Sliding Mode Fuzzy Control based on SVM for Electric Vehicles Propulsion System”, 13 International Conference 2013 Advancements in Renewable Energy and Clean Environment. Energy Procedia Vol. 36, pp. 120-129, 2013.
- [BUH-86] H. Buhler, “Réglage par Mode de Glissement”, Presses Polytechniques romandes 1986.

- [CAR-95] J.P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition technique Paris 1995.
- [CHA-06] K. Chafaa, "Structures D'identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues", Thèse de doctorat en électronique université de Batna, 2006.
- [CHA-10] A. Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des Techniques de L'intelligence Artificielle", thèse de doctorat en sciences en électrotechnique de l'université de Batna, 2010.
- [CHE-08] C.A. Chen, H.K. Chiang and C.H. Tseng, "The Novel Fuzzy Sliding Mode Control of Synchronous Reluctance Motor", Proceeding of IEEE The Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications. Kaohsiung, pp. 576-581, Nov. 2008.
- [CHE-09] S. chekroun, "Commande Neuro-Floue sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasee", 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.
- [CHE-98] O. Chee-Mun, "Dynamic of Simulation of Eclectic Machinery using MATLAB/SIMULINK", Prentice Hall PTR 1998.
- [CHI-04] B.H.K. Chia, S. Morris, P.K Dash, "A Fuzzy-Feedback Linearizing Nonlinear Control of CSI based STATCOM for Synchronous Generator Stabilization", Proceedings of IEEE International Conference on Control Applications Taipei, Taiwan, September 2-4, 2004
- [DEL-89] A. DeLuca, G. Ulivi, "Design of Exact Nonlinear Controller for Induction Motor", IEEE Trans. Auto. Cont, Vol. 34, No. 12, pp. 1304-1307, 1989.
- [DOU-11] M. R. Douiri, M. Cherkaoui, T. nasser, A. Essadki, "A Neuro Fuzzy PI Controller Used for Speed Control of a Direct Torque to Twelve Sectors Controlled Induction Machine Drive" Proceeding of IEEE International Conference on Multimedia Computing and Systems, pp. 1-6, 2011.
- [ELB-99] Y. El Bittioui, "Adaptation de la Constante de Temps Rotorique du Moteur A Induction", Mémoire présenté à l'université du québec à trois-rivières, Février 1999.

- [FEI-08] D. Feipeng, "Fuzzy Neural Network Sliding Mode Control for Long Delay Time Systems based on Fuzzy Prediction", *Neural Comput and Applic*, Vol. 17, pp. 531-539, 2008.
- [FOD-08] M. Fodil, "Commande Adaptative par Logique Floue le la Machine Asynchrone", Thèse de magistère université de M'sila, 2008.
- [GAD-09] S. M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch, "MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding Mode and Fuzzy Logic Adaptation Mechanisms", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 25, No. 2, pp. 394-402, 2009.
- [GHA-05] M. GHANES, "Observation et Commande de la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique" Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, 2005.
- [GUN-09] O. Guenounou, "Méthodologie de Conception de Contrôleurs Intelligents par L'approche Génétique- Application à un Bioprocédé", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Avril 2009.
- [GUO-11] X. Guozheng S. Aiguo L. Huijun, "Adaptive Impedance Control for Upper-Limb Rehabilitation Robot Using Evolutionary Dynamic Recurrent Fuzzy Neural Network", *J Intell Robot Syst*, Vol. 62, pp. 501-525, 2011.
- [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.
- [HO-09] H.F. Ho, K.W.E. Cheng, "Position Control of Induction Motor using Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control", *Proceeding of IEEE 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, Hong Kong, pp. 1-5, 2009.
- [HUS-09] A. Hussain, "Contribution à la Commande Adaptative Robuste par Modes Glissants", Thèse de Doctorat université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [HUS-09A] 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.
- [JOV-07] M.R Jovanovic, B. Bamieh, "Architecture Induced by Distributed Backstepping Design", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 52, No. 1, pp. 108-113, January 2007.
- [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.
- [KIM-09] H. M. KIM, S. k HAN and J. S. 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.
- [LER-81] J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier, “Introduction à L’électrotechnique Approfondie”, Edition technique et documentation, Paris 1981.
- [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 Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, Kaohsiung*, pp. 378-382, 2008.
- [LIN-08] L. Linsheng, L. Jianning, “Chattering-Free Fuzzy Sliding Mode Control Strategy for Uncertain Discrete Systems with Input Saturation» *IEEE Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications 2008*
- [LIN-10] W.M. Lin, C.M. Hong, F.S. Cheng, “Fuzzy Neural Network Output Maximization Control for Sensorless Wind Energy Conversion System”, *Energy*, Vol. 35, pp. 592-601, 2010.
- [LTI-10] A. Ltifi, M. Ghariani and R. Neji, “Sliding Mode Control of the Nonlinear Systems”, *Proceeding of IEEE Xlth 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-93] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, “Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 208- 221, 1993.
- [MEH-09A] F. Mehazzem, A. Reama, Y. Hamam, H. Benalla, “Real time Implementation of Backstepping Controller in Indirect field oriented control of Induction motor drive”,

- Proceeding of IEEE Second International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG, , Lisbon, Portugal. pp. 611-616 March, 2009.
- [MEH-09B] F. Mehazzem, P. Syam, A. Reama, H. Benalla, “Online Estimation of the Rotor Resistance of Induction Motor Using a Synchronous Resonating Filter”, *International Review of Electrical Engineering*, Vol. 3, No. 6, p975-, Nov. 2009.
- [MEH-10] F. Mehazzem “Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique”, thèse de doctorat en science de l’université de Constantine 2010.
- [MEN-02] J. M. Mendel, R. I. B. John, “Type-2 Fuzzy Sets Made Simple”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 10, No. 2, pp. 117-127, Apr. 2002.
- [MER-07] A. Merabet, “Commande non Linéaire à Modèle Prédictif pour une Machine Asynchrone”, thèse de doctorat université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [MER-13] E. Merabet, “Amélioration des Performances de Régulation d’une Machine Double Etoile par les Techniques de l’Intelligence Artificielle”, Thèse de doctorat en science, Université de Batna, Janvier 2013.
- [MEU-94] B. Meunier, Bernadette, “Réglage par Logique Floue”, *Presse polytechniques et universitaires Romandes*, 1994
- [MEU-95] B. Meunier, Bernadette, “La Logique Floue et ces Applications”, *addisonwesley France*, 1995.
- [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.
- [MOR-08] M. Mordjaoui, “Modélisation des Effets Electromagnétiques- Apport de la logique floue et neuro-floue”, Thèse de doctorat en science, Université de Batna, Juin 2008.
- [MSA-13] A. Msaddek, A. Gaaloul, F. M’sahli, “A Novel Higher Order Sliding Mode Control: Application to an Induction Motor” *Proceedings Engineering and Technology International Conference on Control, Engineering and Information Technology - Vol.1*, pp. 13-21, 2013.
- [NAB-10] K. Nabti, “Strategies de Commande et Techniques Intelligentes Appliquees aux Machines de type Synchrones”, Thèse de doctorat en science de l’université de Constantine 2010.
- [ORL-10] T. Orłowska-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.

- [PER-00] S. Peresada, A. Tonielli, “High-Performance Robust-Flux Tracking Controller for Induction Motor”, *Int. J. Adapt. Cont. Sign. Process*, Vol. 14, pp. 177-200, 2000.
- [PER-02] W. Perruquetti, J.P. Barbot, “Sliding Mode Control in Engineering”, Marcel Dekker, inc. 2002.
- [PIN-07] M. Pinard, “Convertisseurs et Electronique de Puissance”, Dunod, Paris, 2007.
- [RAS-06] M. Rashed, P.F.A. MacConnell, A.F. Stronach, “Nonlinear Adaptive State-Feedback Speed Control of a Voltage-Fed Induction Motor With Varying Parameters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 3, pp. 723-732, May 2006.
- [ROB-07] B. Robyns, B. François, P. Degobert and J.P. Hautier, “Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone”, Edition Technip, Paris, 2007.
- [RON-05] J.W. Rong, D.L. Jeng, M.L. Kuo, “Robust Decoupled Control of Direct Field Oriented Induction Motor Drive”, *IEEE Industrial Electronics Transactions on* Vol.52, No 3, pp. 837-854. June 2005.
- [SAB-04] A. Sabanovic, L.M. Fridman, S. Spurgeon, “Variable Structure Systems from Principles to Implementation”, Published by The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, First edition © 2004 The Institution of Electrical Engineers 2004.
- [SAB-09] K. Sabahi, M. Teshnehlab, M.A. Shoorhedeli, “Recurrent Fuzzy Neural Network by Using Feedback Error Learning Approaches for LFC in Interconnected Power System” *Energy Conversion and Management* Vol. 50, pp. 938-946, 2009.
- [SAR-09] R. SaravanaKumar, 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.
- [SHI-93] M. Shigeo, T. Yoji, H. Keita, T. Yi, H. Takao, “Design and Control System of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 6, pp. 1150-1155, November 1993.
- [SHI-93] J. Shing, R. Jang, “ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System”, *IEEE Transactions on system, Man, and cybernetics*, Vol. 23, No. 3, pp. 665-685, May 1993.
- [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.

- [TOU-08] R. Toufouti, "Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat en science, Université de Constantine, Juin2008.
- [UTK-99] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", Taylor and Francis 1999.
- [VAC-03] V. Vasic, S.N. Vukosavic, E. Levi, "A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 4, pp. 476-483, December 2003.
- [VID-04] P. Vidal, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", thèse doctorat à l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [WAI-00] R.J. Wai, H.H. Lin, F.J. Lin "Hybrid Controller Using Fuzzy Neural Networks for Identification and Control of Induction Servo Motor Drive" Neurocomputing Vol. 35, pp. 91-112, 2000.
- [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 12th International Conference on Fuzzy Systems, Vol.3, pp. 1440-1445, May 2003.
- [YIN-97] L. Ying, F. Xi, "The Study of Self-Adaptive Sliding Mode Variable Structure-Fuzzy Control for Induction Motor", proceeding of IEEE International Conference on intelligent Processing systems, pp. 232-236, 1997.
- [ZAD-65] L.A. Zadeh, "Fuzzy Sets", Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [ZAD-94] L.A. Zadeh, "Fuzzy Logic, Neural Networks and Soft Computing", Communications of the ACM, vol. 37, no. 3, pp. 77-84, 1994.
- [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] Y.C. Zhang, J. Zhu, W. Xu, J. Hu, D.G. Dorrell, Z. Zhao, "Speed Sensorless Stator Flux Oriented Control of Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Drive Based on Fuzzy Logic and Sliding Mode Control", proceeding of IEEE 36th Annual Conference on Industrial Electronics Society IECON, Glendale, AZ, pp. 2932-2937, November 2010.

Annexe

Annexe

A.1 Etude comparative

Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenue dans le chapitre 3 et le chapitre 4, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes. Cette étape apporte une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée.

Cette étude nous a conduits à prévoir les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telle que :

Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleures poursuites des trajectoires prédéterminées, meilleure robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnues avec une réponse performante tout en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (Le couple et le flux).

Les performances offertes par chaque type de commande données par le tableau suivant :

Tableau (A.1) : Etude comparative

	Commande par mode de glissement	Commande hybride mode glissant floue	Commande hybride mode glissant neuro-floue
Temps de réponse	0.03 s	0.022s	0.024s
Pic du couple au démarrage	26.6	23.5	28.3
Amplitude de courant	6 à vide 8 en charge	6 à vide 8 en charge	6 à vide 8 en charge
Dépassement de la vitesse	0.1%	00%	00%
Dépassement à basse vitesse	10%	05%	00%
Erreur statique	nulle	nulle	nulle
Temps de rejet de perturbation	-0.001	nul	nul

Temps pour l'inversion de la vitesse	0,06	0.031	0.044
Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	Robuste avec apparition des ondulations	Robuste	Robuste et Améliorée
Robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie	Robuste	Robuste avec une amélioration par rapport au temps de réponse	Robuste avec une amélioration par rapport au temps de réponse
Amplitude du Phénomène de chattering	6 à vide 8 en charge	4 à vide 5 en charge	3 à vide 4 en charge

A.2 Synthèse des régulateurs de la vitesse et du flux par mode glissant

L'objectif de cette synthèse est déterminé une loi de commande pour forcer les états du système, (la vitesse et le flux rotorique) qui sont supposés et mesurés, à suivre la surface du glissement, le système de commande génère deux commandes en tension statorique correspondants à l'asservissement de la vitesse et du flux rotorique ^{[BEN-99], [PER-02] [BEH-09]}.

Le moteur à induction peut être décrit par un système non linéaire du cinquième ordre, avec quatre variables électriques (courants statoriques, flux rotoriques), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de commandes (tensions statoriques).

Ainsi le modèle du moteur en biphasé (α, β) peut être reformulé par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{A2.1})$$

Où : $[i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \omega]^T$, $u = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ et $y = [\omega \ \phi_r]^T$

La sortie utile du moteur est la vitesse de rotation de l'arbre. On fait fonctionner la machine à flux rotorique constant ce qui permet de travailler avec le flux nominal (dans des bonnes conditions magnétiques sans saturation). Les deux grandeurs asservis sont ω et ϕ_r . Les surfaces de glissement $s_i = 0$ et les entrées u_i correspondantes sont les suivants :

Pour les boucles de la vitesse et du flux rotorique, on les associe des fonctions de surface respectivement ^[BEN-99].

$$\begin{cases} s_1 = k_1 e_\omega + \dot{e}_\omega \\ s_2 = k_2 e_{\phi_r} + \dot{e}_{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{A2.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_\omega = \omega - \omega_{ref} \\ e_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{r_ref} \end{cases} \quad (\text{A2.3})$$

Et :

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \\ \dot{\phi}_r = 2\phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\alpha} + 2\phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{A2.4})$$

La commande biphasée de l'onduleur à pour équation matricielle :

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_\omega \text{sign}(s_1) \\ k_{\phi_r} \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A2.5})$$

Les k_ω et k_{ϕ_r} concernent les composants discontinues des commandes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

En commençant par le remplacement de (A2.4) et (A2.3) dans (A2.2) on aura :

$$\begin{cases} s_1 = k_1(\omega - \omega_{ref}) + (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \\ s_2 = k_2(\phi_r - \phi_{r_ref}) + (2\phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\alpha} + 2\phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\beta} - \dot{\phi}_{r_ref}) \end{cases} \quad (\text{A2.6})$$

Après substitution des équations (A1.6) et (II.20) on aboutit à :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{k_1}{\mu}(\omega - \omega_{ref}) + (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - \frac{c_r}{J\mu} - \frac{\dot{\omega}_{ref}}{\mu} \\ s_2 = \frac{T_r}{2}k_2(\phi_r - \phi_{r_ref}) + [M(i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\phi_{r\beta}) - \phi_r] - \frac{T_r}{2}\dot{\phi}_{r_ref} \end{cases} \quad (\text{A2.7})$$

k_1 et k_2 : Sont des gains positifs.

Ce dernier résultat montre que si s_i s'annulent, la vitesse de rotation et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leur référence. Cependant pour poursuivre ω_{ref} et ϕ_{r_ref} , il suffit de rendre la surface de glissement $\dot{s} = 0$ invariante et attractive $s^T \cdot \dot{s} < 0$ [BEN-13].

Le développement du calcul des dérivées des surfaces donne :

$$\begin{aligned}
\dot{s}_1 &= \left(k_1 - \frac{1}{T_r} - \gamma\right) \mu f_2 - k_1 \frac{c_r}{J} - p\mu\omega(f_1 + K\phi_r) - k_1 \dot{\omega}_{ref} - \ddot{\omega} + \alpha\mu\phi_{r\alpha}V_{s\alpha} - \alpha\mu\phi_{r\beta}V_{s\beta} \\
\dot{s}_2 &= \frac{2}{T_r} \left(\frac{T_r k_2}{2} - 1\right) \dot{\phi}_r + \frac{2M}{T_r} \left(\frac{M}{T_r} f_3 - \left(\frac{1}{T_r} + \gamma\right) f_1 + \frac{K}{T_r} \phi_r + p\omega f_2\right) - k_2 \dot{\phi}_{rref} - \ddot{\phi}_{rref} \\
&\quad + \frac{2\alpha}{T_r} M \phi_{r\beta} V_{s\beta} + \frac{2\alpha}{T_r} M \phi_{r\alpha} V_{s\alpha}
\end{aligned} \tag{A2.8}$$

Sachant que :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \mu(i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} - i_{s\beta}\phi_{r\beta}) - \frac{c_r}{J} \\ \dot{\phi}_r = \frac{2}{T_r} [M(i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} - i_{s\beta}\phi_{r\beta}) - \phi_r] \end{cases} \tag{A2.9}$$

Avec :

$$\begin{cases} f_1 = i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\phi_{r\beta} \\ f_2 = i_{s\beta}\phi_{r\alpha} + i_{s\alpha}\phi_{r\beta} \\ f_3 = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 \end{cases} \tag{A2.10}$$

A.2.1 Commande équivalente pour l'invariance

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{s} = 0$, la commande équivalente u_{eq} est la commande assurant $\dot{s} = 0$ pour le système en fonction nominal, $\dot{s} = 0$ donne :

$$\begin{cases} k_1 - \frac{1}{T_r} - \gamma) f_2 - k_1 \frac{c_r}{\mu J} - p\omega(f_1 + K\phi_r) - \frac{k_1}{\mu} \omega_{ref} - \frac{1}{\mu} \ddot{\omega} = \alpha\phi_{r\beta}V_{s\alpha} - \alpha\phi_{r\alpha}V_{s\beta} \\ \left(\frac{T_r k_2}{2} - 1\right) \dot{\phi}_r + M \left(\frac{M}{T_r} f_3 - \left(\frac{1}{T_r} + \gamma\right) f_1 + \frac{K}{T_r} \phi_r + p\omega f_2\right) - \frac{T_r}{2} k_2 \dot{\phi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \ddot{\phi}_{rref} \\ = \alpha M V_{s\beta} + \alpha M \phi_{r\alpha} V_{s\alpha} \end{cases} \tag{A2.11}$$

Posons :

$$\begin{cases} A = \left(k_1 - \frac{1}{T_r} - \gamma\right) f_2 - k_1 \frac{c_r}{\mu J} - p\omega(f_1 + K\phi_r) \frac{k_1}{\mu} \omega_{ref} - \frac{1}{\mu} \ddot{\omega} \\ B = \left(\frac{T_r k_2}{2} - 1\right) \dot{\phi}_r + M \left(\frac{M}{T_r} f_3 - \left(\frac{1}{T_r} + \gamma\right) f_1 + \frac{K}{T_r} \phi_r + p\omega f_2\right) - \frac{T_r}{2} k_2 \dot{\phi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \ddot{\phi}_{rref} \end{cases} \tag{A2.12}$$

Or:

$$\dot{s} = 0 \Rightarrow \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha\phi_{r\beta} & \alpha\phi_{r\alpha} \\ \alpha M\phi_{r\alpha} & \alpha M\phi_{r\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{A2.13}$$

Posons:

$$F = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \text{ et } E = \begin{bmatrix} -\alpha\phi_{r\beta} & \alpha\phi_{r\alpha} \\ \alpha M\phi_{r\alpha} & \alpha M\phi_{r\beta} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = -E^{-1}F = u_{eq} \tag{A2.14}$$

A.1.2 Commande robuste pour l'attractivité

Si l'état initial x_0 ne se trouve pas sur la surface de glissement s à cause des variations paramétriques ou des perturbations externes, le contrôleur par mode glissant doit être conçu de façon que l'état $x(t)$ atteigne la surface de glissement. Cette phase est appelée « reaching mode » considérons la fonction de LYAPUNOV suivante ^{[BEN-99] [AGA-05]} :

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (\text{A2.15})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = s^T \dot{s} \quad (\text{A2.16})$$

Avec :

$$\dot{s} = [\dot{s}_1 \quad \dot{s}_2]^T = F + EV_i \quad (\text{A2.17})$$

La phase d'attractivité est atteinte ssi $s^T \dot{s} < 0$, la proposition suivante assure l'attractivité, soit :

$$\Delta u = - \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} k_\omega \text{sign}(s_1) \\ k_{\phi_r} \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (\text{A2.18})$$

A.3 Synthèse des régulateurs de flux et du couple par mode glissant

Pour les boucles de couple et du flux rotorique, on les associe des fonctions de surface suivantes :

$$s_1 = e_{cem} + k_1 \int e_{cem} \quad (\text{A3.1})$$

$$\begin{cases} s_2 = k_2 e_{\phi_r} + \dot{e}_{\phi_r} \\ s_2 = \frac{T_r}{2} k_2 \left((\phi_r - \phi_{rref}) + [M(i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} + i_{s\beta} \phi_{r\beta}) - \phi_r] - \frac{T_r}{2} \dot{\phi}_{rref} \right) \end{cases} \quad (\text{A3.2})$$

Avec

$$\begin{cases} e_{cem} = C_{em} - C_{em_ref} \\ e_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{rref} \end{cases} \quad (\text{A3.3})$$

A.4 Stabilité au sens de Lyapunov ^[MER-07]

Une fonction de Lyapunov est un candidat de Lyapunov, à savoir une fonction continue $V(x)$ telle que :

$$\begin{cases} V(x) > 0 & \forall x \neq 0 \\ V(x) = 0 & \forall x = 0 \end{cases} \quad (\text{A4.1})$$

Ayant en plus la propriété

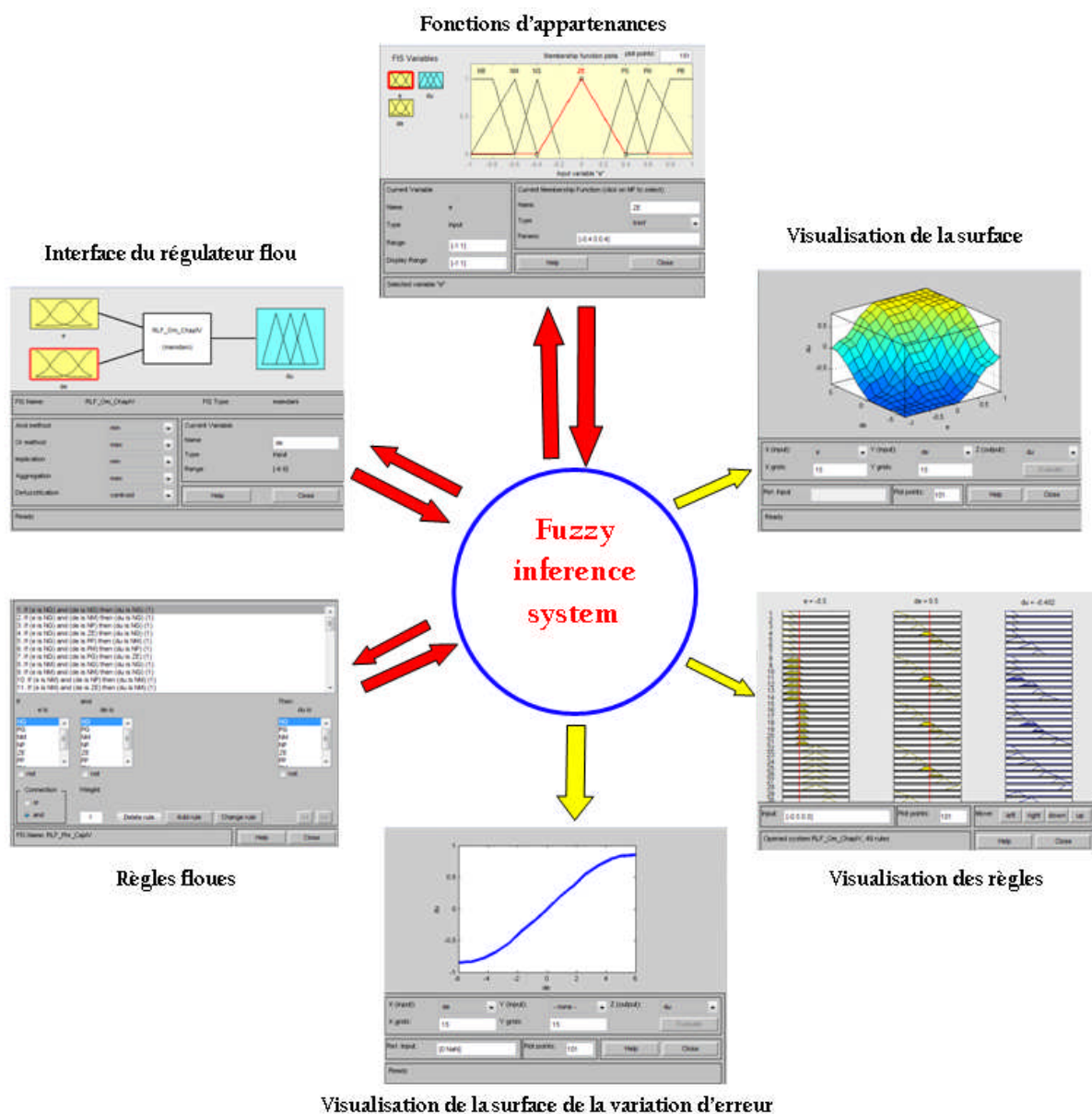
$$\begin{cases} \dot{V}(x) < 0 & \forall x \neq 0 \\ \dot{V}(x) = 0 & \forall x = 0 \end{cases} \quad (\text{A4.2})$$

Le théorème de stabilité fondamental de la théorie de Lyapunov peut être énoncé comme suit :

Théorème :

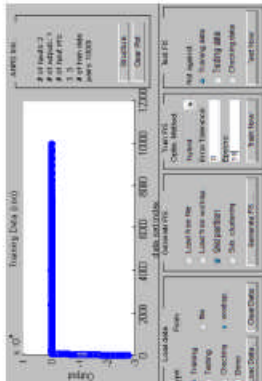
Si une fonction de Lyapunov $V(x)$ existe pour un système donné dans une région autour de l'origine alors ce système est stable pour tout x dans cette région, et si en plus la fonction de Lyapunov est strictement décroissante, c'est-à-dire $\dot{V}(x) < 0 \quad \forall x \neq 0$, le long d'une trajectoire, alors la stabilité est asymptotique.

A.5 Synthèse des régulateurs de la vitesse et du flux par la logique floue

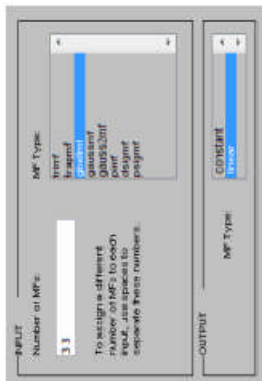


A.6 Synthèse des régulateurs de la vitesse et du flux par neuro-floue ANFIS


Chargement des données



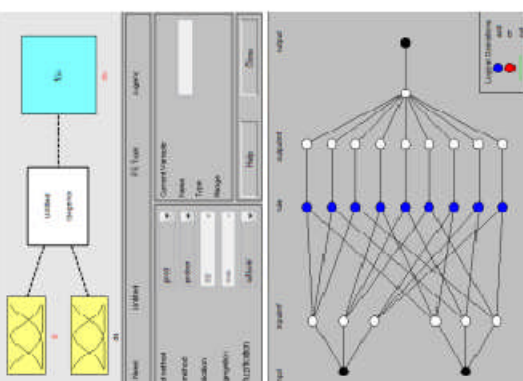
Selection de type des entrées et de la sortie



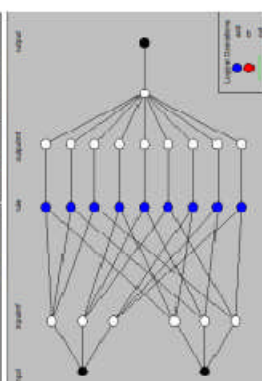
Adaptive neural fuzzy inference system ANFIS



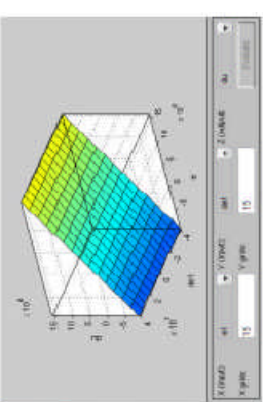
Interface d'un FIS type Takagi segeno



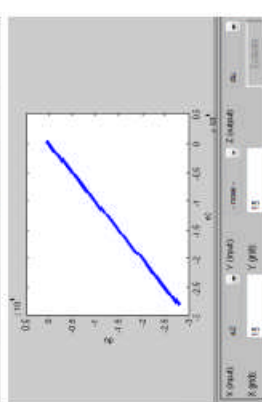
Structure du contrôleur neuro-flou




Visualisation de la surface de la variation d'erreur



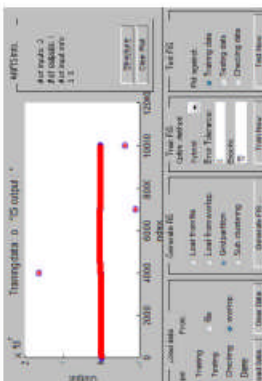
Visualisation de la surface de la variation d'erreur



Calcul de l'erreur



Apprentissage du contrôleur



Etapes de conception d'un régulateur neuroflou

A.7 Paramètres et caractéristiques du moteur à induction utilisé en simulation

Tableau (A.7) : Paramètres et caractéristiques du moteur à induction

Paramètres	Caractéristiques
$R_s=12.75 \Omega$	$P=1 \text{ KW}$
$R_r=5.1498 \Omega$	$V_n=220/380V$
$L_s=0.1554 \text{ H}$	$I_{sn}=2.7A$
$L_r=0.1554 \text{ H}$	$F_s=50\text{Hz}$
$M=0.15\text{H}$	$\Omega=1400 \text{ tr/min}$
$J=0.0035 \text{ Kg.m}^2$	$C_{rn}=5 \text{ N.m.}$
$P=2$	/

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande et d'observation des moteurs à induction. Dans ce contexte, plusieurs algorithmes ont été développés et implémentés. Dans la première partie, une présentation rapide de la commande par mode glissant a été abordée, de nouvelles techniques de l'intelligence artificielle sont proposées: il s'agit plus précisément de la commande par logique floue et neuro-floue afin d'améliorer les performances obtenues et réduire le phénomène de chattering. Une deuxième partie est consacrée à l'observation et à l'estimation des paramètres et des états de la machine, basée sur des structures MRAS-mode glissant et MRAS-logique floue d'une part et sur des nouvelles techniques hybrides mode glissant-floue d'autre part. Pour garantir la réduction du phénomène de chattering.

Mots Clés : moteur à induction, commande par mode glissant, logique floue, neuro-floue, commande hybride, estimation des paramètres, MRAS, phénomène de chattering

Abstract: The work presented in this thesis aims to contribute in the methods of control and observation 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; new techniques of artificial intelligence are proposed: it is more specifically about the fuzzy logic and neuro-fuzzy control. A second part thesis is devoted to the observation and the estimation of parameters and states of the machine, based on classical MRAS, MRAS-sliding-mode and MRAS-fuzzy logic structures. To ensure the reduction of the chattering phenomenon new hybrid fuzzy sliding-mode observer is proposed.

Keywords: induction motor, sliding mode control, fuzzy logic, neuro-fuzzy, hybrid control, parameter estimation, MRAS, chattering phenomenon.

ملخص: يهدف العمل المقدم في هذه الأطروحة للمساهمة في أساليب التحكم والمراقبة في المحرك حثي. في هذا السياق، تم وضع العديد من الخوارزميات وتنفيذها. في الجزء الأول، قدم عرضاً موجزاً للتحكم عن طريق الوضع الانزلاقي، لتحسين الأداء الذي تم الحصول عليه والحد من ظاهرة Chattering في طريقة التحكم الانزلاقي الكلاسيكية. يقترح أساليب جديدة من الذكاء الاصطناعي: أكثر تحديداً عن طريق المنطق الضبابي و العصبي-ضبابي (ANFIS). ومن ناحية ثانية خصص في الأطروحة على الملاحظة والتحسين للمعايير وحالات المحرك على أساس عدة تقنيات منها: MRAS- الكلاسيكية، MRAS- الوضع الانزلاقي و MRAS- المنطق ضبابي. للإيقاص من ظاهرة Chattering تم اقتراح ملاحظ جديد يعتمد على تقنية هجينة تجمع بين خاصية الوضع الانزلاقي و المنطق الضبابي.

كلمات مفاتيح: محرك حثي، وضع انزلاقي، المنطق الضبابي، العصبي- غامض، تحكم الهجين، تحسين المعايير، MRAS، ظاهرة Chattering.