

ةي بعشلا ةي طارق مي دل ةي رى ازجلا ةي روهم جلا

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

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



Thèse de Doctorat en Sciences

En Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Thème

CONTRIBUTION DES TECHNIQUES DE LA LOGIQUE FLOUE POUR LA COMMANDE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS TRANSDUCTEUR ROTATIF

Présentée par :

M^{elle} KOUZI Katia

(Magister en Electrotechnique de l'université de Batna)
(Maître Assistante Chargée de Cours Univ. De Laghouat)

Soutenue Le 5/5/ 2008

Devant le jury composé de :

Hellal Abdelhafid,	<i>Professeur,</i>	Univ. Laghouat	Président
Naït-Saïd Mohamed-Saïd,	<i>Professeur,</i>	Univ. Batna	Rapporteur
Zidani Fatiha,	<i>Maître de Conf.,</i>	Univ. Batna	Examineur
Mahi Djilalli,	<i>Professeur,</i>	Univ. Laghouat	Examineur
Tadjine Mohamed,	<i>Professeur,</i>	ENP Alger	Examineur
Berkouk El Madjid	<i>Professeur,</i>	ENP Alger	Examineur
Naït-Saïd Nasreddine	<i>Maître de Conf.,</i>	Univ. Batna	Examineur

SOMMAIRE

Résumés	V
Notations et Symboles	VII
Glossaire	VIII
Chapitre 0 : INTRODUCTION GENERALE	1
0.1 Contexte et Problématique	1
0.2 Contributions	3
0.3 Structure de la thèse	4
0.4 Bibliographie	5
Chapitre I : SURVOL BIBLIOGRAPHIQUE SUR LES COMMANDES SANS CAPTEURS DE VITESSE D'UNE MACHINE A INDUCTION	6
I.1 Introduction	6
I.2 Commandes de la Machine à Induction	7
I.2.1 Commande scalaire	7
I.2.2 Commande vectorielle	8
I.2.3 Commande directe du couple (<i>DTC</i>)	8
I.2.4 Commande basée sur la passivité	9
I.2.5 Commande par modes glissants	9
I.2.6 Commandes intelligentes	10
I.3 Commandes sans Capteur de vitesse	10
I.4 Problématiques des Commandes sans Capteurs	11
I.5 Estimation de la Vitesse avec Modèle	12
I.5.1 Estimation de la vitesse par la technique <i>MRAS</i>	12

I.5.2 Observateur d'état	14
I.5.2.1 Observateur déterministe	14
I.5.2.2 Observateur stochastique	15
I.5.2.3 Observateur adaptatif	15
I.5.2.4 Observateur par modes glissants	16
I.6 Estimation de la vitesse sans modèle	16
I.6.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine	16
I.6.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle	17
I.6.3 Estimation basée sur la logique floue	17
I.7 Conclusion	17
I.8 Bibliographie	18
Chapitre II : COMMANDE FLOUE EN VITESSE DE LA MACHINE A INDUCTION	23
II.1 Introduction	23
II.2 Modélisation de la machine à induction	24
II.3 Convertisseur statique	26
II.4 Commande Vectorielle par Flux Orienté de la MI	27
II.4.1 Principe de la commande par orientation du flux	27
II.4.2 Modèle-courant de la machine à induction en flux orienté	28
II.4.3 Réglage de la vitesse de la machine par un PI	29
II.5 Commande Floue de la Vitesse de la Machine à Induction	29
II.6 Résultats de Simulation et Discussion	32
II.6.1 Table des profils des références (<i>testing benchmark</i>)	32
II.6.2 Résultats en comparatif <i>PI et PI-flou</i>	33
II.6.3 Discussion	37
II.7 Conclusion	37
II.8 Bibliographie	38
Chapitre III : COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	39
II.1 Introduction	39

III. 2 Commande adaptative par régulateur flou auto–ajustable	41
III. 3 Structure <i>PI–flou</i> à gains flous adaptatifs	42
II.4 Résultats de Simulation	43
III. 5 Influence des Différentes Combinaisons des trois gains	
Flous adaptés sur les performances du réglage	45
III.5.1 Adaptation floue d’un des trois gains du régulateur flou	46
III.5.2 Différentes combinaisons entre deux gains flous adaptés du <i>PI–flou</i>	47
III.5.2.1 Adaptation floue des deux gains du <i>PI–flou</i> ($k_e, k_{\Delta Cem}$)	47
III.5.2.2 Adaptation floue des deux gains du <i>PI–flou</i> ($k_{\Delta e}, k_{\Delta Cem}$)	48
III.5.2.3 Adaptation floue des trois gains du <i>PI–flou</i> ($k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta Cem}$)	49
II.6 Conclusion	50
II.7 Bibliographie	51
Chapitre IV : APPROCHE MRAS–FLOU POUR LA COMMANDE EN VITESSE D’UNE MACHINE A INDUCTION : SIMULATION ET EXPERIMENTATION	52
IV.1 Introduction	52
IV.2 Observateurs de Vitesse : Méthodes Modèle	53
IV.2.1 Observateur adaptatif de « <i>Kubotta</i> »	54
IV.2.2 Résultats de Simulation Observateur de <i>Kubotta</i>	58
IV.2.2.1 Essai à basse vitesse	60
IV.2.2.2 Erreur dynamique maximale de la vitesse	61
IV.2.3 Observation de la vitesse par la méthode <i>MRAS</i>	62
IV.3 Approche <i>MRAS–flou</i>	64
IV.4 Résultats de Simulation avec <i>MRAS–flou</i>	66
IV.4.2 Essai à basse vitesse	68
IV.5 Validation Numérique et Expérimentale du <i>MRAS flou</i>	69
IV.5.1 Dispositif expérimental	69
IV.5.2 Resultats Expérimentaux de l’approche <i>MRAS–Flou</i>	70

IV.5.2.1 Perf. MRAS-flou pour $\Omega_{\text{ref}} = 62.82$ rad/s, i.e. 600 tr/mn	71
IV.5.2.2 Perf. MRAS-flou pour $\Omega_{\text{ref}} = 31.41$ rad/s, i.e. 300 tr/mn	72
IV.5.2.3 Perf. MRAS-flou pour $\Omega_{\text{ref}} = 10.47$ rad/s, i.e. 100 tr/min	73
IV.5.2.4 Perf. MRAS-flou pour $\Omega_{\text{ref}} = 5.235$ rad/s, i.e. 50 tr/min	74
IV.5.3 Discussion	75
IV.6 Conclusion	75
IV.7 Bibliographie	77
Chapitre V : AMELIORATION DU CONTROLE BASSES-VITESSES	78
POUR UNE COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE D'UNE MACHINE	
A INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE :	
USAGE D'UN OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS ADAPTATIF	
V.1 Introduction	78
V.2 Observateur à Modes Glissants	79
V.3 Synthèse de l'Observateur	80
V.3.1 Lien courant-flux en mode de glissement	80
V.3.2 Algorithme d'estimation de la vitesse	84
V.3.3 Détermination de la matrice de gains L	85
V.4 Algorithme Amélioré pour l'Estimation de la Vitesse	86
V.5 Résultats de Simulation	88
V.6 Erreur Dynamique Maximale de Vitesse	91
V.7 Conclusion	92
V.8 Bibliographie	92
Chapitre VI : CONCLUSION GENERALE	94
Annexe A	98
Annexe B	99

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 tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon directeur de thèse Monsieur Mohamed Saïd Naït-Saïd, Professeur à l'université de Batna, qui a consacré à l'encadrement de ma thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables, auxquels j'ai été d'autant plus sensible que son emploi du temps est très chargé. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien cette thèse et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire une thèse dans des conditions exceptionnelles.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Abdelhafid Hellal, Professeur à l'université de Laghouat, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie chaleureusement Madame Fatiha Zidani, Maître de Conférence à l'université de Batna, Djilalli Mahi, Professeur à l'université de Laghouat, Mohamed Tadjine, Professeur à ENP d'Alger, El Madjid Berkouk, Professeur à ENP d'Alger, Nasreddine Naït-Saïd, Maître de Conférence à l'université de Batna, pour avoir participé avec leur esprit critique au jury et pour avoir examiné avec beaucoup d'attention et débattu mon mémoire de thèse.

Je tiens également à Professeur Claude Marchand, chef de l'équipe COCODI du laboratoire de génie électrique de Paris LGPE, pour m'avoir accueilli au sien de son équipe, il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je tiens aussi à remercier vivement monsieur Mickaël Hilaret, Maître de conférences à l'université Paris-Sud et membre du laboratoire de génie électrique de Paris LGPE, pour ses compétences et sa disponibilité pendant mon stage pour la validation expérimentale.

Je suis particulièrement reconnaissante envers monsieur Eric Berthlot, Ingénieur Chercheur laboratoire de génie électrique de Paris LGPE, pour son aide précieuse dans la phase expérimentale, témoignent de ses qualités scientifiques et humaines.

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

Je dédie le présent travail

A l'âme de mon père

Katia Kouzi

Liste des travaux

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications, nationales et internationales dont :

Revues Internationales:

- Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations," *In International Journal COMPEL*, ISSN 0332-1649, vol.26, n°1, pp22-33, Jan 2007.
- Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *In International Journal of Electrical Engineering*, ISSN 1582-4594, Vol. 3, n° 2, pp. 49-54, 2003.

Conférences Internationales et Nationales :

- Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A New Design of Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *IEEE-SSST, Annu. Meeting*, West Virginia, USA, pp. 362-366, March. 2003.
- Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " High Performances of Fuzzy Self-Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements", *Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1106-1111, Dec 2004.
- Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Rotor Flux Sliding-Mode Observer for A Fuzzy Logic Control of Direct Field Oriented Induction Motor," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering Sétif on October 24-25, 2004*.
- Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering Laghouat, April 24-26, 2004*.

- Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations," *In Third IEEE International Conference on Systems, Signals and Devices SSD'05* March 22-24, 2005, Sousse – Tunisia.

Résumé :

Ce travail traite la commande adaptative floue et l'estimation de la vitesse d'une machine à induction sur un banc de commande à flux rotorique orienté sans l'utilisation d'un capteur mécanique de vitesse pour pouvoir fonctionner à basse vitesse. Dans une première phase, un régulateur PI-flou à gains flous adaptés a été utilisé pour la régulation de la vitesse. Dans une deuxième phase, une nouvelle stratégie d'estimation floue de la vitesse de la machine à induction à flux rotorique orienté basée sur la stratégie MRAS a été testé par simulation et par expérimentation et dont les résultats obtenus ont montré l'efficacité et la validité de l'approche d'estimation proposée. Dans la dernière phase, une nouvelle méthode d'amélioration des performances de l'estimation de vitesse pour les basses vitesses et à l'arrêt d'une machine à induction commandée vectoriellement a été présentée. L'efficacité et les performances de l'algorithme d'estimation suggéré ont été illustrées par des résultats de simulation.

Mots Clés :

Machine à Induction, Commande Vectorielle à Flux Orienté, Régulateur PI- flou à Gains Flous Adaptés, MRAS -floue, Commande sans Capteur de Vitesse, Observateur à Modes glissants Adaptatif.

Abstract:

This work deals with an adaptive fuzzy logic control and speed estimation of a field-oriented control of an induction machine without mechanical sensor, particularly when the machine operates at low speed. In the first step, a PI fuzzy regulator with adapted fuzzy gains was utilized for speed regulation. In the second step, a new fuzzy speed estimation of a field-oriented control of an induction machine based on MRAS strategy was tested by simulation and experiment. The obtained results show the feasibility and the effectiveness of the proposed approach. In the final step, a new method to improve the estimation performance at standstill and low speed operations of a vector control of an induction machine was presented. Simulation results show clearly the effectiveness and the performance of the suggested algorithm.

Index Terms:

Induction machine, Field-Oriented Control, Fuzzy PI-regulator with Fuzzy Adapted Gains, Fuzzy-MRAS, Sensorless Speed Control, Adaptive Sliding Mode Observer.

NOTATIONS ET SYMBOLES

Symbole	Signification	Unité
C_e	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
f	Fréquence du réseau	Hz
i_{sdq}	Composantes du courant statorique, directe et quadrature	A
i_{rdq}	Composantes du courant rotorique, directe et quadrature	A
$i_{s\ \alpha\beta}$	Composantes du courant statorique dans le référentiel du stator	A
J	Moment d'inertie	Kgm^2
k	Instant discret	t
k_1, k_2	Gains de l'observateur par modes de glissement	Sans unité
K_p, K_i	Coefficients du régulateur PI classique	Sans unité
$k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta cem}$	Coefficients du régulateur PI flou	Sans unité
$k_{e1}, k_{\Delta e1}, k_{Cem1}$	Gains d'adaptation fixés du régulateur flou à gains flous adaptés	Sans unité
L_r	Inductance cyclique rotorique	H
L_s	Inductance cyclique statorique	H
f_r	Coefficient de frottement	N.s
C	Capacité du filtre	F
L	Inductance du filtre	H
L_r	Inductance cyclique rotorique	H
M	Inductance cyclique mutuelle	H
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor	tr/mn
ω_g	Pulsation de glissement	rad/s, tr/mn
ω_s	Pulsation statorique	rad/s, tr/mn
ω_r	Vitesse angulaire de rotation du rotor	rad/s, tr/mn
p	Nombre de paire de pôles	Sans unité
Ψ_{sdq}	Composantes du flux statorique, directe et quadrature	Wb
$\Psi_{r\ \alpha\beta}$	Composantes du flux rotorique dans le référentiel du stator	Wb
R_r	Résistance d'une phase rotorique	Ω
R_s	Résistance d'une phase statorique	Ω

σ	Coefficient de dispersion de Blondel	Sans unité
σ_r	Constante inverse de temps rotorique	s^{-1}
T_{ech}	Période d'échantillonnage	s
T_r	Constante de temps rotorique	s
θ	Angle de rotation mécanique du rotor	rad
θ_s	Position électrique du référentiel tournant par rapport au stator	rad
\wedge	Signe d'une grandeur estimée	Sans unité
ref	Signe d'une grandeur de référence	Sans unité
\hat{x}	Etat estimé	
V_{sdq}	Composantes de la tension statorique, directe et quadrature	V
V_{rdq}	Composantes de la tension rotorique, directe et quadrature	V
$V_{s\ \alpha\beta}$	Composantes de la tension statorique dans le référentiel du stator	V

GLOSSAIRE

Acronyme	Signification
CBP	Commande basée sur la passivité
C FO	Commande à flux orienté
DTC	Commande Directe du Couple
DSP	Digital Signal Processing
Δi	Bande d'hystérésis
EKF	Extended Kalman Filter
f.e.m	Force ElectroMotrice
IA	Intelligence Artificielle
MCC	Machine à Courant Continu
MI	Machine à induction
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MAF	Mécanisme d'adaptation floue
MRAS	Model Reference Adaptive System

CHAPITRE 0

INTRODUCTION GENERALE

0.1 CONTEXTE ET PROBLEMATIQUES

De nos jours, pour ses qualités traditionnellement connues, la machine à induction, ou la machine asynchrone spécialement à cage d'écureuil, s'impose dans le marché de la vitesse variable comme un candidat d'une grande utilité. Ses qualités spécifiques sont celles liées à sa robustesse électromagnétique incarnée par le pouvoir d'entraînement des masses par un champ tournant, ce qui lui confère une simplicité technologique, un prix de revient relativement réduit et un entretien périodique quasi absent.

L'intérêt porté sur cette machine est sans doute accru par le développement considérable des moyens de calcul et du traitement de l'information (microinformatique) associés à une électronique de puissance à commutation rapide (dépassant les 20 kHz) et à conduction puissante. Les systèmes *DSPACE* à haute résolution sont aujourd'hui les moyens microinformatiques les plus prisés dans les laboratoires de commande des machines, car permettant de réduire considérablement les écarts entre l'expérimental et la simulation

numérique. Par conséquent, les commandes mathématiquement laborieuses deviennent, aujourd'hui, pratiquement réalisables.

Malgré les qualités susmentionnées, la machine à induction présente un modèle non linéaire et fortement couplé dû formellement à l'absence du découplage naturel entre les différentes variables entrée-sortie. Des lors, cette machine demeure un sérieux candidat pour l'automaticien, ce qui explique décidément cette intensification de la recherche qui lui a été longuement réservée. Au demeurant, le problème de la complexité de sa commande a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, dont la plus populaire est la commande vectorielle sous ses différentes versions. L'objet d'une telle commande est d'imiter carrément les performances réalisées par la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée, qui cette dernière, demeure par sa structure la machine dédiée à la vitesse variable par excellence.

Par nécessité algorithmique ou de contrôle, le fonctionnement de la commande vectorielle, requiert l'installation d'un codeur incrémental (simplement un capteur) pour la mesure de la vitesse et/ou la position du rotor. Néanmoins, l'introduction de ce codeur entraîne un surcoût pouvant être si important que celui de la machine même, spécialement pour les faibles puissances. De plus, il faut prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur chose qui n'est pas toujours souhaitable (ou possible) pour des raisons de fiabilité et/ou de connectique.

De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, i.e. estimateur ou observateur, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des terminaux électriques du stator de la machine. La recherche du maximum de fiabilité pour le système est théoriquement orientée vers sa '*desinstrumentalisation*', donc vers la réduction du nombre de capteurs qui sont en fait si important pour le retour de l'information nécessaire à sa commande. Il est important de chercher à exploiter au mieux les capteurs utilisés, ou de chercher à les supprimer chaque fois que les performances de l'application les permettent. Au même titre que la transplantation d'organe dans un corps humain, le capteur dit algorithmique, représenté souvent par un modèle non linéaire, peut être aussi rejeté par la commande du système. En effet, la stabilité de l'ensemble doit être, dans ce cas, dûment observée. Le problème de la sensibilité paramétrique du modèle de la machine, aggravé par la présence du bruit de mesure, du convertisseur et autres, aura non seulement un impact sur l'observabilité de la vitesse et/ou de la position,

spécialement aux basses fréquences, mais aussi un impact sur les performances et la robustesse de la commande de la machine ainsi élaborée.

Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront être utilisées à bon escient pour leur qualités à résorber certains problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander. A l'instar d'un contrôleur PI (proportionnel intégral) conventionnel, un contrôleur flou (en anglais *Fuzzy Logic Controller*, ou *FLC*), i.e. un PI-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection) d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander. Ceci pourrait donner un à priori favorable pour le *FLC*, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. En effet, la difficulté ou la complexité de la commande ou de l'estimation sera surmontée par l'usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander. Ainsi, il est plus question de connaître le système à commander mais plutôt de connaître son comportement ou son évolution suite à des sollicitations particulières, ce qui est en fait le particularisme de la logique floue.

0.2 CONTRIBUTIONS

Cette section souligne l'apport du présent travail dans le champ de la commande et de l'estimation de la vitesse de rotation d'une machine à induction commandée par flux orienté.

i)- Pour remédier au problème de robustesse de la commande en vitesse d'une *MI*, il est présenté dans ce travail une approche floue basée sur un mécanisme d'adaptation flou pour ajuster en ligne les paramètres du régulateur flou. L'intérêt principal de cette adaptation est de réguler en ligne les trois gains du régulateur *PI-flou*, pour maintenir les performances statiques et dynamiques désirées du variateur de vitesse lors de perturbations internes (dérives paramétriques) et externe (charge, bruit, ...) [Kou03-1], [Kou03-2], [Kou04-1]. L'idée de la conception d'un tel régulateur est issue d'une expertise établie à partir de plusieurs tests de robustesse du régulateur *PI-flou*.

ii)- Dans le souci d'apporter une amélioration de la robustesse du mécanisme d'adaptation d'un estimateur type *MRAS (Model Adaptive System)* utilisé dans une commande floue bouclée, un mécanisme flou a été utilisé. Les performances de cet estimateur flou de vitesse ont été testées par simulation numérique et par voie expérimentale au laboratoire de génie électrique de Paris (*LGEP*).

iii)- Dans le but d'améliorer les performances aux très faibles vitesses d'une commande adaptative floue par flux orienté d'une machine à induction, il est proposé dans ce même travail, un algorithme amélioré de l'estimation de la vitesse pour un observateur à modes glissants [Kou07]. L'idée de base de cet algorithme d'estimation repose sur la modification de l'approche d'estimation de la vitesse proposée dans la référence [Tur00]. En effet, l'algorithme d'estimation de la vitesse suggéré introduit la variation de vitesse entre deux instants successifs de l'intervalle d'échantillonnage, par contre l'estimation de la vitesse proposée dans la référence [Tur00] a été faite sous l'hypothèse d'invariance de la vitesse. Le but d'introduire cette variation, est de minimiser l'erreur d'estimation entre la vitesse réelle et la vitesse estimée notamment aux faibles vitesses et à l'arrêt [Kou05], [Kou07].

0.3 STRUCTURE DE LA THESE

Le présent travail est structuré en cinq chapitres donnés comme suit.

Le premier chapitre est destiné à l'exposé d'un survol biographique sur les commandes sans capteurs de vitesse d'une machine à induction.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation et à la commande floue en vitesse de la machine à induction. Différents résultats de simulation numérique seront illustrés et commentés à la fin de l'étude de chaque stratégie de commande ainsi présentée.

Dans le troisième chapitre, on exposera la synthèse du régulateur PI flou à gains flous adaptés pour la régulation de vitesse de la machine à induction vectoriellement commandée. Les performances et les améliorations qu'apporte ce dernier par rapport au régulateur PI flou seront montrées à travers des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre traite les différentes techniques d'estimation du flux rotorique et de la vitesse de rotation de la machine à induction. Afin d'attester l'efficacité de la commande,

associé à des structures d'estimation (observation), deux approches d'estimation seront montrées par des simulations numériques pour mettre en évidence les performances statiques et dynamiques de la commande sans capteur de vitesse. On expose aussi dans ce chapitre, une estimation floue de la vitesse de la machine à induction à flux rotorique orienté basée sur la stratégie MRAS. L'efficacité et la validité de cet estimateur flou de vitesse seront montrées à travers des résultats de simulation et d'expérimentation.

Le cinquième chapitre sera dédié à présenter un observateur robuste par mode glissant adapté à une commande vectorielle où la vitesse est réglée par un contrôleur PI flou à gains flous adaptés. Pour le besoin d'estimation basse vitesse, une amélioration algorithmique sera réalisée par observateur à modes glissants. Les résultats de simulation seront alors donnés pour confirmer cette assertion.

Pour clôturer ce travail, une conclusion générale sera donnée pour avancer quelques remarques et présenter les éventuelles perspectives quant à la continuation de ce travail.

0.4 BIBLIOGRAPHIE

- [Kou03-1] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *In International Journal of Electrical Engineering*, ISSN 1582-4594, Vol. 3, n° 2, 2003, pp. 49-54.
- [Kou03-2] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A New Design of Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *IEEE-SSST, Annu. Meeting*, West Virginia, USA, pp. 362-366, March. 2003.
- [Kou04-1] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " High Performances of Fuzzy Self-Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements," *Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1106-1111, Dec 2004.
- [Kou05] Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations," *In Third IEEE International Conference on Systems, Signals and Devices SSD'05* March 22-24, 2005, Sousse – Tunisia.
- [Kou07] Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations," *In International Journal COMPEL*, ISSN 0332-1649, vol.26, n°1, pp.22-33, Jan 2007.
- [Tur00] Tursini, M., Petrella, R., and Parasiliti, F., "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed- Sensorless Control of Induction Motors," *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No.5, Sep./Oct 2000, pp. 1380-1387.

CHAPITRE I

SURVOL BIBLIOGRAPHIQUE SUR LES COMMANDES SANS CAPTEURS DE VITESSE D'UNE MACHINE A INDUCTION

I.1 INTRODUCTION

Sa robustesse électromagnétique, son couple massique important et son coût relativement faible, font de la machine à induction (*MI*), ou machine asynchrone, un actionneur intéressant dans de nombreuses applications industrielles ou tertiaires. Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la technologie microinformatique utilisant les systèmes *DSP* ou *DSPACE*, la *MI* est de plus en plus appréciée dans les variateurs de vitesse. En effet, munie de son convertisseur statique commandé numériquement, cette machine offre des solutions avantageuses sur les plans financiers, de fiabilité, des performances automatiques et énergétiques [Car00-1]. Seulement, l'obtention de hautes performances en couple et en vitesse exige la mise en œuvre d'algorithmes de commandes relativement laborieux.

En général, ces commandes requièrent l'installation d'un capteur pour la mesure de la vitesse et/ou de la position. L'association de ce codeur entraîne un surcoût important du variateur spécialement pour les faibles puissances. De plus son installation est sujette d'encombrement qui n'est pas toujours souhaitable et parfois possible. Ce dispositif fragile

requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique, ce qui réduit la fiabilité du système d'entraînement [Hil01], [Al-R04]. C'est de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur les commandes dites sans capteur de la *MI* se sont multipliées depuis.

Dans les commandes sans capteur, l'information sur la vitesse doit être alors reconstruite à partir des grandeurs électriques. Diverses études ont été menées, et sans prétention d'exhaustivité, on peut distinguer plusieurs stratégies. Celles basées sur le modèle de comportement de la machine qui s'appuient notamment sur des techniques d'observation issues de l'automatique [Gen93], [Gri97], [Hol02], [Kub93], [Kub94], [Liu01], [Lee02], [Nak88], [Oht89], [Taj91], [Taj93], [Taj02], [Ras04]. D'autres stratégies que l'on pourrait qualifier d'approche sans modèle reposent sur une approche heuristique proche de l'intelligence artificielle : réseaux de neurones et/ou logique floue [Kim01-1], [Ben95-a], [Ben99-a], [Cir03]. Il existe aussi des méthodes plus physiques, classées sans modèle, reposant sur l'estimation de la position à partir des informations recueillies sur les saillances existantes dans la machine. Ces saillances sont, en général, dues à la variation de l'entrefer ou même à la saturation [Al-R04], [Fer96], [Hur94], [Zin89].

Ce chapitre constitue un survol bibliographique sur les commandes sans capteur de vitesse de la machine à induction, il est divisé en deux parties. La première sera dédiée à présenter les plus sollicitées des commandes de la *MI*, la seconde sera consacrée à exposer les différentes techniques d'estimation de la vitesse qui pourraient être éventuellement associées à ces commandes.

I.2 COMMANDES DE LA MACHINE A INDUCTION

La *MI* occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports. Elle est appréciée pour ses qualités susmentionnées. De nombreuses techniques de commandes ont été développées pour en faire une machine de la vitesse variable par excellence, dont celles qui suivent.

I.2.1 Commande scalaire

C'est la plus ancienne des commandes existantes pour la *MI*. Elle équipe un grand nombre de variateurs nécessitant pas de fonctionnement à basse vitesse et avec fort couple, tels que les ventilateurs, les compresseurs, les climatiseurs, les pompes, ... [Car00-1]. Elle est conçue au

départ pour contrôler séparément le flux et le couple de la *MI* de manière la plus indépendante possible [Bar03]. En maintenant le flux statorique constant, on peut contrôler le couple à partir de la pulsation rotorique (ou de glissement). Pour ce fait, le fonctionnement à considérer est celui correspondant aux faibles valeurs de glissement, autrement dit le fonctionnement normal de la machine astucieusement réalisé pour omettre les transitoires des démarrages. Les performances statiques demeurent relativement satisfaisantes que celles dites dynamiques restant assez médiocres, notamment aux faibles vitesses [Bar03],[Gar94].

I.2.2 Commande vectorielle (FOC)

C'est pour supplanter les limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la *MI* a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyenne et hautes performances dynamiques et statiques [Car00-1]. C'est en 1969 que H. Hasse a défini les principes de la commande vectorielle. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 1970, et leur importante évolution dans les années 1980, a permis sa concrétisation expérimentale [Bar03]. Cette commande est élaborée sur la base du modèle de la *MI* projeté dans le repère du flux [Car00-1], [Car00-2]. Les composantes directe et en quadrature du courant statorique obtenus peuvent donner une commande découplée du flux et du couple, respectivement. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés. Selon la détermination de la position du flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles, dites directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la *MI* [Bar03], et donc selon le référentiel de travail, à la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer), et enfin à la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte.

I.2.3 Commande directe du couple (DTC)

La commande dite *DTC*, ou Commande Directe du Couple, est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de la maîtrise du contrôle du couple [El-M00]. Elle a été largement développée par M. Depenbrock en Allemagne et par I. Takahashi, et T. Noguchi au Japon. La *DTC* n'est pas basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, comme le cas de la commande vectorielle, mais cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de

commande [El-M00]. La technique *DTC* utilise une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension. Ses avantages, par rapport aux techniques conventionnelles, sont dans l'amélioration du temps de réponse en couple, de la robustesse vis-à-vis de la variations paramétriques [Car00-2], avec la possibilité de fonctionnement sans capteur mécanique (capteur de vitesse, position). Néanmoins, l'inconvénient principal de la *DTC* est sa difficulté de fonctionnement à très faibles vitesses due aux ondulations élevées des courants et du couple, ce qui nécessitera l'apport des méthodes d'appoint particulières.

I.2.4 Commande basée sur la passivité (*CBP*)

La Commande basée sur la passivité (*CBP*) a été introduite pour la première fois par R. Ortega en 1989 pour définir une méthodologie de conception de commandes assurant la stabilité des systèmes en rendant passifs des sous-systèmes convenablement définis [Car00-1].

L'idée de base de la *CPB* consiste à modifier l'énergie totale du système en lui rajoutant un terme d'amortissement. Ainsi si par cette commande, on modifie l'énergie du système pour converger vers une énergie désirée, qui représente un minimum pour les coordonnées désirées, alors le système converge vers le minimum. Un régulateur basé sur la passivité doit être capable d'injecter un terme dissipatif additif au système, dès lors la vitesse de convergence à l'état désiré peut être améliorée par rapport à celle obtenue avec la dissipation naturelle fournie par le système [Ben98-b]. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche est qu'elle suppose avoir une parfaite connaissance des paramètres du modèle du système, ce qui ne peut être souvent possible.

I.2.5 Commande par modes de glissement

La technique de commande par modes de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à la variation paramétrique et aux perturbations extérieures [Bou91]. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieure à celle du système à contrôler.

I.2.6 Commande intelligente

L'intelligence artificielle (IA) apparue en 1950, est une branche affiliée au départ à l'informatique pour traiter la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions.

La commande intelligente est basée sur l'utilisation des principes de IA permettant de reproduire le raisonnement humain, alors que la commande conventionnelle est basée sur l'exploitation du modèle mathématique du système. La commande intelligente a été définie en 1956 lors de la conférence de *Dartmouth* comme étant les procédés informatiques qui permettent d'imiter la manière humaine de penser [Bar03]. Un régulateur intelligent peut identifier le système et permettre ainsi la définition d'une commande optimisée par itération et apprentissage. De ce fait, il possède des caractéristiques d'adaptabilité, de robustesse, d'auto-organisation, de contrôle supervisé, d'autonomie et d'intelligence. On rencontre principalement trois types de techniques dites intelligentes [Bos99], celles liées aux systèmes experts ; aux réseaux de neurones artificiels et à la logique floue. A titre d'exemple, la commande neuronale n'a pas a priori besoin d'un modèle mathématique pour réaliser une commande efficace et robuste. Dans le cas de la commande du moteur à induction, les réseaux de neurones sont utilisés pour émuler un modèle direct ou inverse permettant une commande aux performances élevées. Dans cette commande, le moteur à induction et sa charge sont considérés comme un système non linéaire. Les données issues de simulation sur un système du second ordre sont utilisées pour entraîner le réseau de neurones pour fournir un modèle inverse. Ce modèle inverse est ensuite utilisé en série avec le système pour atténuer la dynamique et les non linéarités du *MI* avec sa charge dont les paramètres peuvent varier dans le temps [Bar03]. Dans cette thèse, on a privilégié la commande intelligente par logique floue qui, parmi les trois techniques citées précédemment, reste la plus proche du système physique.

I.3 COMMANDES SANS CAPTEUR DE VITESSE

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux de la MI [Car00-1]. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position

angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés. De plus, dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique.

Dans cette partie, il sera exposé les techniques existantes dans la littérature pour l'estimation de la vitesse de MI pour réaliser les commandes dites sans capteur. On discutera brièvement les avantages, les inconvénients et les limites de ces techniques.

I.4 PROBLEMATIQUE DES COMMANDES SANS CAPTEURS

La commande sans capteur mécanique (en anglais, *sensorless control*), i.e. sans mesure directe de la grandeur mécanique, est devenue une thématique importante et attrayante dans les perspectives industrielles. La présence des capteurs dans les variateurs électroniques de vitesse peut réduire leur robustesse et leur fiabilité tout en augmentant le coût et la complexité des montages [Hol98]. Ainsi, le capteur mécanique de vitesse sera substitué par un algorithme de calcul donnant l'estimation de la vitesse, ou estimateur de vitesse, à partir des terminaux électriques de la machine. Il est impératif que les performances requises de cet estimateur soient proches, ou similaires, à celles données par le capteur physique, entre autre la simulation d'une commande type doit passer d'abord par la considération du capteur.

Néanmoins, dans les commandes dites sans capteur, l'observabilité de l'état de la machine à induction aux basses vitesses (faibles fréquences) reste problématique et donc pouvant amener le système vers son instabilité. Cela pourrait être accentué par les problèmes des dérives paramétriques et les bruits de mesures [Hol02], [Hol98]. Comme illustré dans la référence [Cha05], la sensibilité d'une boucle de régulation est beaucoup plus liée aux performances du capteur utilisé, entre autres à son raffinement technologique et donc à son coût. Cela pourra être un argument de poids pour sa suppression.

Une grande partie des méthodes d'estimation proposées dans la littérature est basée sur des estimateurs qui dépendent du modèle de la machine à induction. Selon les graphes *signal flow* de Holtz [Hol02], les *f.e.m.* développées dans la machine véhiculent théoriquement l'information recueillie sur la vitesse au niveau du stator. En général, l'information sur la vitesse passe par une information sur le flux. A la fréquence nulle, le phénomène d'induction cesse et par le même le flux, donc l'information sur la vitesse n'y est plus. Si l'observabilité est validée, la vitesse mécanique peut être calculée via la connaissance sur le flux à partir des

tensions et des courants statoriques. Par exemple dans la référence [Kub93-1], le flux obtenu par un observateur de Luenberger d'ordre plein permet, dans ce cas, la loi d'adaptation permettant d'estimer la vitesse utilise le produit croisé de l'erreur du vecteur courant et du vecteur flux observé comme entrée.

Il demeure que les difficultés principales des méthodes d'estimation de la vitesse de la MI reposant sur son modèle restent liées aux problèmes d'observabilité à basse fréquence (en particulier à fréquence nulle) et de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique. Pour s'affranchir des problèmes liés à cette modélisation, et pour contourner le problème de la variation paramétrique, certains travaux reposant sur l'estimation de la position des saillances de la machine ont été proposés dans la littérature, dont l'avantage principal est leur insensibilité paramétrique. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt. L'estimation est donc performée par les techniques d'injection des signaux hautes fréquences pour pouvoir localiser la position du rotor, donc la vitesse. Seulement, l'emploi de ces techniques nécessite des méthodes de traitement du signal très performantes, ce qui ne peut être souvent envisageable. Ces techniques promettent de donner de meilleurs résultats dans le domaine des basses vitesses y compris à l'arrêt. Dans le contexte, des méthodes sans modèle, on pourra penser que les techniques utilisant l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront lever ce défi de l'estimation à basse vitesse par leur efficacité à résorber les problèmes liés aux erreurs de modélisation et aux incertitudes paramétriques.

I.5 ESTIMATION DE LA VITESSE AVEC MODELE

I.5.1 Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Cette technique est conçue sur la base d'un système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) comprenant deux estimateurs de flux. Le premier, n'introduisant pas la vitesse, est appelé modèle de référence (ou modèle-tension). Le deuxième, qui est fonction de la vitesse, est appelé modèle ajustable (ou modèle-courant), (voir figure I.1). L'erreur produite par le décalage entre les sorties (flux, f_{em} , puissance réactive) des deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée ω [Bla96], [Cár05], [Com06], [Gao05], [Kou06], [Sch89], [Sch92], [Tam87].

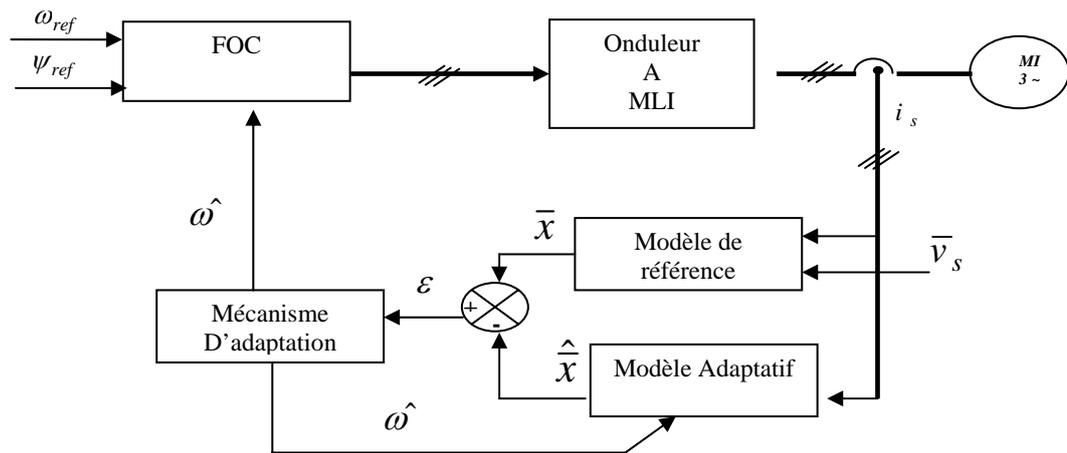


Fig .I.1 Structure de base de l'estimation de la vitesse de la MI par la technique MRAS.

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes [Al-R04],[Ben98-b) :

- Erreur entre le flux estimé par les modèles en courant et en tension [Kou06], [Sch89], [Tam87].
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre les fem_s estimées [Pen93],[Pen94]. Cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle en tension.
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur de courants statoriques et les flux rotoriques estimés [Kub93-1],[Kub93-2],[Kub94].

Néanmoins, l'inconvénient majeur de l'estimation de vitesse basée sur MRAS est sa forte sensibilité aux paramètres de la machine. Pour cela, plusieurs travaux ont proposé des techniques d'adaptation en ligne la résistance statorique[Bla96], [Gen93], [Kub93-1],[Kub93-3],[Mit01], [Sch89] ou bien l'adaptation en ligne de la résistance rotorique [Reh01], [Taj02]. De plus, le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et que son adaptation en même temps que l'estimation la vitesse est difficile, plusieurs recherches ont été développés pour palier à ce problème. Dans les références [Kub93-1], [Kub93-3] ont proposé d'ajouter des composantes alternatives de faible fréquence aux courants statoriques ou d'adapter la constante de temps rotorique après une période dans laquelle la vitesse est stabilisée [Sch89].

I.5.2 Observateur d'état

Les observateurs d'état sont des structures qui fournissent une valeur estimée d'une variable ou d'une grandeur interne d'un système. Ils s'appuient sur des lois, donc des modèles mathématiques, décrivant le comportement du système en question. Les grandeurs estimées sont souvent inaccessibles à la mesure (flux) et/ou que l'on ne souhaite pas mesurer (vitesse, position). Un observateur est défini à partir des informations disponibles qui sont généralement les entrées et les sorties mesurables du système physique (voir figure I.2) [Car00-2].

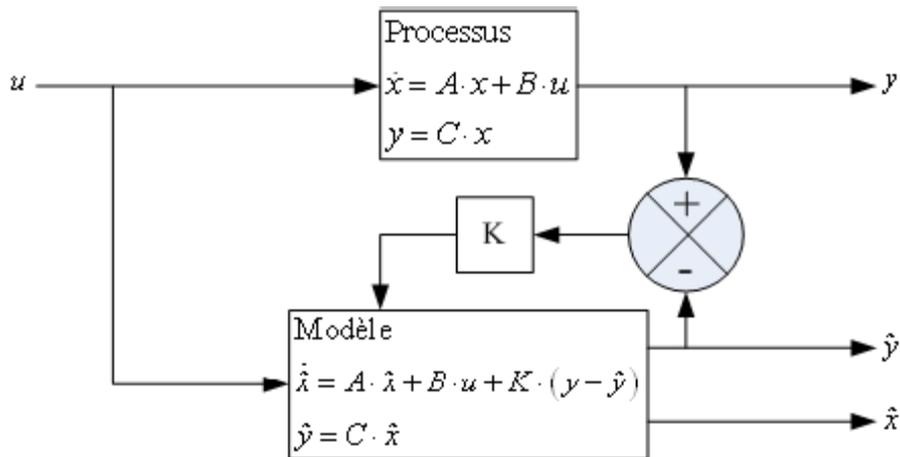


Fig. I.2. Structure d'un observateur d'état.

Ce schéma de principe d'un observateur (figure. I.2), permet de mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Le choix du référentiel adéquat s'avère important pour le comportement de l'observateur. En effet, il est important d'avoir une matrice d'évolution d'état du système A quasi stationnaire permettant de vérifier la validité de l'hypothèse de la linéarisation du système liée à la séparation des modes. Pour le cas de la MI , un référentiel lié au stator permet à la fois d'avoir une matrice d'état A contenant que la vitesse et une matrice de sortie C comprenant des termes constants [Car00-2].

I.5.2.1 Observateur déterministe

L'observateur déterministe (de Luenberger) [Joh69], [Lue64], [Lue71], s'appuie sur les équations des systèmes sans prendre en compte les bruits de mesure ni les perturbations. Cet observateur présente dans la plupart du temps une sensibilité aux perturbations et aux variations paramétriques.

I.5.2.2 Observateur stochastique

Cet observateur, dit aussi filtre de Kalman, est caractérisé par la prise en compte des bruits de mesure et d'état par des algorithmes stochastiques tendant à minimiser la variance de l'erreur d'estimation. Ce qui n'est pas le cas pour l'observateur de Luemberger où l'erreur d'estimation tend vers zéro. Les performances satisfaisantes du filtre de Kalman, associées à des algorithmes complexes, demandent en contrepartie des processeurs de calcul puissants comme les systèmes *DSP*. La présence naturelle du bruit lorsqu'une machine à induction est pilotée par un onduleur représente un argument fort pour le choix de cet observateur. Dans la pratique, les bruits dans un système onduleur - machine sont colorés, la minimisation des erreurs ne peut être parfois garantie [Al-R04].

I .5.2.3 Observateur adaptatif

Cette approche d'observation comprend deux parties [Kub93-1],[Kub93-2],[Kub93-3], [Kub94]. La première étape consiste à concevoir un observateur (déterministe ou stochastique) d'ordre complet stable pour l'estimation des composantes du flux et du courant statorique (cas *MI*). Lors de la conception de l'observateur, la vitesse est supposée mesurable. La seconde étape consiste à introduire la vitesse donnée à partir d'un estimateur, ce qui est illustré dans la figure I.3. Un mécanisme d'adaptation donne la vitesse estimée à partir des mesures sur le système et des grandeurs issues de l'observateur. La conception de ce mécanisme est réalisé à l'aide d'une fonction de Lyapunov ou en utilisant la théorie de l'hyperstabilité de Popov. En pratique, les deux théories conduisent au même estimateur de vitesse [Hil01].

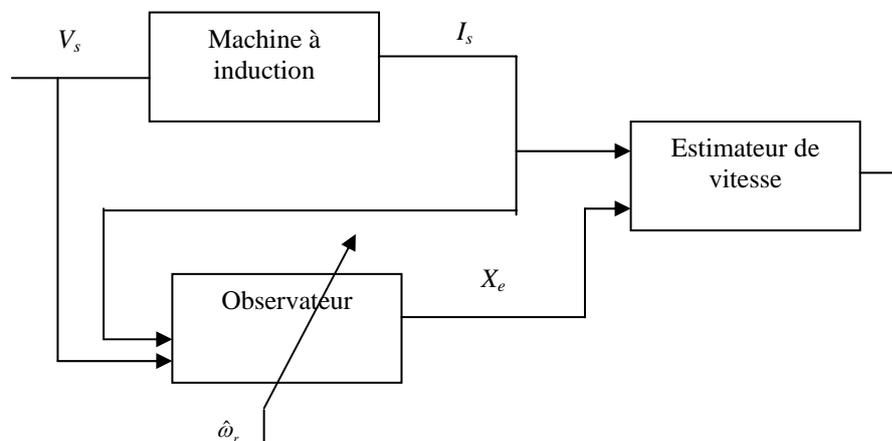


Fig.I.3 Schéma de principe de l'observateur adaptatif.

I .5.2.4 Observateur par modes glissants

Une machine pilotée par un convertisseur statique présente des entrées discontinues importantes. Donc il devient logique de se tourner vers les techniques d'observation à structure variable, dont la théorie des modes glissants sera utilisée pour la synthèse de l'observateur. Un observateur par mode de glissement comprend le terme correcteur donné par la fonction *signe* discontinue. L'attractivité et l'invariance de la surface de glissement sont assurées par les conditions de glissement [Car00-1].

Outre l'inconvénient majeur du phénomène de broutement (*chattering*), les principaux avantages de l'observateur à modes glissants demeurent la rapidité de convergence et la robustesse contre les variations paramétriques et les perturbations extérieures [Dra92], [Dra.95], [Jin05], [Khe00], [Nay06], [Tur00], [Xpe03].

I .6 ESTIMATION DE LA VITESSE SANS MODELE

Ce sont des techniques basées sur la possibilité d'estimer la position des saillances présentes dans la machine à induction. Ce concept « sans modèle » peut être étendu lorsque les techniques de l'intelligence artificielle sont utilisées.

I.6.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances dans la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [Al-R04]. On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances [Fer96-1], [Fer96-2], [Fer97], [Fer98], [Hur94], [Hur96], [Jia97], [Kre94], [Ril97], [Sch96], [Wol00-1], [Wol00-2] [Zin89]. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contre partie de l'exigence de moyens performants en terme de traitement du signal. Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

I.6.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Depuis 1990, les méthodes d'intelligences artificielles ont été introduites dans les applications de l'électronique de puissance, dans les entraînements électriques, et dans l'estimation de la vitesse [Kim01-1], [Ben95-a] [Ben99-a]. Le principal avantage de ces techniques c'est qu'elles n'exigent pas un modèle mathématique pour concevoir les contrôleurs ou les observateurs. En effet, suite à l'apprentissage les réseaux de neurones peuvent estimer, identifier et adapter, avec une grande précision, les paramètres et les variables de commande de tout actionneur électrique, en particulier, la MI qui est un système multi variable et non linéaire [Gho00-1].

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [Kim01]. Dans la référence [Gho00-2], une étude comparative entre l'estimation de vitesse par un observateur adaptatif et par un observateur à réseau de neurones dynamique, fut menée et il ressort que l'observateur à réseau de neurones semble très prometteur car sa réponse est plus rapide et plus précise, sa robustesse est très bonne même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

I.6.3 Estimation basée sur la logique floue

Pendant plus de deux décennies, la logique floue est devenue un axe de recherche très important. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique. Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique.

Dans ce sens, On a suggéré dans ce travail, une estimation floue de la vitesse de la MI à flux rotorique orienté basée sur la stratégie *MRAS*. Des résultats de simulation et expérimentaux seront donnés pour illustre l'efficacité et la validité de l'approche d'estimation proposée.

I.7 CONCLUSION

A travers ce survol bibliographique, il en ressort les points importants suivants :

- Les estimateurs basés sur le modèle de la machine à induction sont sensibles à la variation des paramètres de ce modèle ;
- Les observateurs semblent à priori donner de meilleurs résultats, puisqu'ils corrigent en boucle fermée les variables estimées. Les observateurs déterministes procure une bonne réponse dynamique mais restent sensibles aux dérives paramétriques et au bruit. Les observateurs stochastiques, quant à eux, peuvent être considérés relativement performants, car moins sensibles au bruit, mais plus complexes et difficiles à concevoir et à réaliser ;
- Ces deux techniques utilisant le modèle de la machine présente une insuffisance d'estimation aux basses vitesses, ce qui est leur inconvénient majeur. En effet, en très basse vitesse le retour de l'information du rotor via une *f.e.m* au niveau du stator est presque bloqué selon Holtz [Hol-02], car ce signal de retour devient presque continu (fréquence quasi nulle) ;
- La recherche de la position des saillances résout le problème de la sensibilité à la variation des paramètres de la MI mais ne résout totalement pas le problème dans le domaine des basses vitesses et de l'arrêt.

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéressera à un estimateur de vitesse robuste et intégré dans une commande bouclée, et capable de garantir une estimation dans le domaine des basses vitesses et à l'arrêt. Le chapitre quatre sera essentiellement dédié à exposer les résultats expérimentaux d'un estimateur *MRAS-flou* de la vitesse testé au laboratoire de génie électrique de Paris (*LGEP*). Aussi au chapitre cinq, il sera question d'exposer un algorithme améliorant l'estimation de la vitesse via un observateur par mode de glissement adaptatif dans une commande vectorielle munie d'un régulateur flou à gains flous adaptés de la vitesse.

I.8 BIBLIOGRAPHIE

- [Al-R04] Al-Rouh; I.; " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Bar03] Barros, J-C.; "Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" , Thèse de doctorat, Université AIX-MARSEILLE III, France, 2003.
- [Ben95-a] Ben-Brahim, L., " Motor Speed Identification Via Neural Networks., " *IEEE Transactions on Industry Applications Magazine*, pp.22-32,January/February,1995.
- [Ben99-a] Ben-Brahim, L.; Tadakuma S.; Akdag, A," Speed Control of Induction Motor Without Rotational Transducers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4,pp.844-850 July/August 1999.
- [Ben98-b] Benchaib ;A. ; Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone",Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes,2001.
- [Bla96] Blasco-Gimenez, R.; Asher, G. M.; Sumner, M.; Bradley, K. J., "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 2: Online parameter tuning and dynamic performance studies", *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 143, no. 2, pp. 123 – 134, Mar. 1996.
- [Bou91] Boudjema ; F.; " Commande par mode de glissement 'Application aux convertisseurs électriques", Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [Car00-1] Carlos, C., "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [Car00-2] Carlos, C.," Optimisation, discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [Cár05] Cárdenas, R.; Peña, R.; Proboste, J.; Asher, G.; Clare, J. , " MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 20, no. 4, pp. 710- 718, Dec 2005.
- [Cir03] Cirrincione, M. ; Pucci,M. , " An MRAS Based Speed Estimation Method With A Linear Neuron For High Performance Induction Motor Drives And Its Experimentation", *Proceeding of IEEE-IAS 2003 Annual Meeting*, pp. 617 – 623, 2003.
- [Cha05] Chaouch ; S.; " Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat , Université Batna, 2005.
- [Com06] Comanescu, Mi.; Xu, L. , " Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless vector Control of Induction Machine", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 1, pp. 146- 153, February 2006.
- [Dra92] Drakunov S., "sliding mode observer based on equivalent control method. In the 31th *IEEE Conf.On Decision. And Control.*, pp. 2368-2369,Dec 1992.
- [Dra.95] Drakunov,S. ; Utkin,V, Sliding mode observer",Tutorial. In : *IEEE Conf. On Decision. And Control.*, pp. 3376-3379, 1995.
- [El-M00] EL Moucary ; C. ; Contribution à l'étude de commandes directes du couples et du flux de la machine à induction", Thèse de Doctorat de l'Université de Paris XI, 2000.
- [Fer96-1] Ferrah, A.; Bradley, K. J.; Hogben, P. J.; Woolfson, M. S.; Asher, G.M., "A Transputer-based speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive filtering", *Proceeding of IEEE-IAS 1996 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 394 – 400, 6 - 10 Oct. 1996.
- [Fer96-2] Ferrah, A.; Bradley, K. J.; Woolfson, M. S.; Asher, G. M., "A new sensorless dynamic speed-estimator for induction motor drives using predictive adaptive filtering", *Proceeding of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC 96*, vol. 1, pp. 458 – 463, 1996.
- [Fer97] Ferrah, A.; Hogben-Laing, P. J.; Bradley, K. J.; Asher, G. M.; Woolfson, M. S., "The effect of rotor design on sensorless speed estimation using rotor slot harmonics identified by adaptive digital filtering using the maximum likelihood approach", *Proceeding of IEEE-IAS 1997 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 128 –135, 5 - 9 Oct. 1997.
- [Fer98] Ferrah, A.; Bradley, K.J.; Hogben-Laing, P.J.; Woolfson, M.S.; Asher, G.M.; Sumner, M.; Cilia, J.; Shuli, J.; "A speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive digital filtering", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no 1, pp. 156 – 162, Jan./Feb., 1998.
- [Gar 94] G. O. Garcia, R. M. Stephan, and E. H.Watanabe, "Comparing the indirect field-oriented control with a scalar method", *IEEE Trans. Ind. Electron.*,vol. 41, pp. 201–207, Apr. 1994.

- [Gen93] Geng ,Y.; Chin , T-H, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive",*IEEE Transactions on Industry Applications*,, vol. 29, no. 4, july/august 1993.
- [Gho00-1] Ghouili; J.; Chériti;A., " Estimation Robuste de Vitesse d'une Machine Asynchrone à L'aide de Réseau de Neurones Dynamiques", *Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering* Shaw Conference Center, Edmonton, Alberta, pp. 1086– 1091, May 9-12 1999.
- [Gho00-2] Ghouili; J.; Chériti;A., " Comparaison de l'Estimation de Vitesse par un Observateur Adaptatif et par un Observateur à Réseau de Neurones Dynamique d'une Machine Asynchrone ", *Proceeding de IEEE*, pp. 1197 – 12001, 2000.
- [Gri97] Grim, G.; Ilaş, C.; Eastham, J- F.; Profumo, F.; Vranka P, " High Performance Sensorless Control of Induction Motor Drives for Industry Applications," *Proceeding of IEEE-IAS 1997 Annual Meeting*, pp.535-539, 1997.
- [Hil01] Hilairêt ;M.; "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes",Thèse de Doctorat de l'Université Amiens France,2001.
- [Hol98] Holtz; J., "Sensorless position control of induction motors-an emerging technology", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no 6, pp.840 – 851, Dec. 1998.
- [Hol02] Holtz; J, and Quan; J., "Sensorless Control of Induction Motor Drives," *Proceeding of IEEE* vol. 90, N° 8,pp. 1359–1394, Aug. 2002.
- [Hur94] Hurst, K. D.; Habetler, T. G.; Griva, G.; Profumo, F., "Speed sensorless field oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation", *Proceeding of IEEE-IAS 1994 Annual Meeting*, vol.1, pp. 601 – 607, 2 - 6 Oct. 1994.
- [Hur96] Hurst, K. D.; Habetler, T. G., " Sensorless Speed field Measurement Using current harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives ", *IEEE Trans. Ind.Power. Electron.*, vol. 11, N° 1, pp. 66– 73, Jan,1996.
- [Jia97] Jiang,J.; and Holtz, J., "High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On-Line Model Parameter Tuning for Steady-State Accuracy ," *IEEE TRANS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Vol. 44, N° 2, April 1997, pp. 240-246.
- [Jin05] Jingchuan,L., Longya, X., and Zheng, Z., "An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control ", *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 41, No.4, Jul./Aug 2005, pp. 1039-1046.
- [Joh69] Johnson, G. W. , "A deterministic theory of estimation and control", in 1969 *Joint Automatic Control Conf., Preprints*, pp. 155-160; also in *IEEE Trans. Automat.*
- [Kim01] Kim; S. H.; Park; T. S.; Yoo; J. Y.; Park; G. T. "Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 609 – 614, June 2001.
- [Khe00] Kheloui, A.; Aliouane, K. ; Medjaoui, M. ; Davat ,B ., " Design of a Stator Flux Sliding Mode Observer for Direct Torque Control of Sensorless Induction Machine", *Proceeding of IEEE-IAS 2000 Annual Meeting*, pp. 1388 – 1393, 2000.
- [Kre94] Kreindler, L.; Moreira, J. C.; Testa, A.; Lipo, T. A., "Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no 2, pp. 441 – 447, March/April 1994.
- [Kub93-1] Kubota, H.; Matsuse, K., "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers", *Proceeding of Power Conversion Conference*, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.
- [Kub93-2] Kubota, H.; Matsuse, K.; Nakano, T., "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no 2, pp. 344 – 348, Mar./Apr. 1993.
- [Kub93-3] Kubota, H.; Matsuse, K., "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 414 – 418, Toronto, Canada, 2 - 8 Oct. 1993.
- [Kub94] Kubota, H.; Matsuse, K., "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219 - 1224, Sept./Oct. 1994.
- [Lee98] Lee,G-S; Chen, C-L, "Speed sensorless vector control of induction motor using Kalman-filter-assisted adaptive observer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 359 – 361, April 1998.
- [Lee02] Lee,G-S.;Lee,D-H.; Yoon,T-W.;Lee,KB, "Speed and flux Estimation for an Induction Motor", *Proceeding of ICCA, Muiu Resort, Jeonbuk .Korea*,pp.390-394,16-19October,2002.

- [Liu01] Liu, J.-J.; KUNG, I.-C.; H-C CHAO, " Speed Estimation of Induction Motor Using a Non-linear Identification Technique", *Proceeding of Natl. Sci. Coun. ROC(A)* Vol. 25, No. 2, pp. 107-114, 2001.
- [Lue64] Luenberger, D.-G., "Observing the state of a linear system," *IEEE Trans. X i l , Electron.*, vol. MIL-8, Apr. 1964.
- [Lue71] Luenberger, D.-G., "An Introduction to Observers", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. ac-16, no. 6, Decemder 1971.
- [Mit01] Mitronikas; E.-D.; Safacas; A.-N.; Tatakis; E.-C., " A New Stator Resistance Tuning Method for Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, N°6, pp. 1148-1157, Dec 2001.
- [Mor05] Morand ; F.; "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2005.
- [Nak88] Nakano, H.; Takahashi, I., " Sensorless field oriented control of induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method", *Proceeding of IEEE PESC Record*, pp. 847-854, April 1988.
- [Nay06] Nayeem Hasan, S.M.; Iqbal ,H., " A Luenberger-Sliding Mode Observer for On-line Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives", *Proceeding of IEEE-IAS 2003 Annual Meeting*, pp. 2447 – 2453, 2006.
- [Oht89] Ohtani, T.; Takada, N.; and Tanaka, K., "Vector control of induction motor without shaft encoder", in *Con Rec. 1989 IEEE IAS Annu. Mrg.*, pp. 500-507.
- [Pen93] Peng, F.-Z.; Fukao, T., "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, pp. 419 – 426, 2 - 8 Oct. 1993.
- [Pen94] Peng, F.-Z.; Fukao, T., "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234 – 1240, Sept./Oct. 1994.
- [Ras04] Rashed, M.; Stronach, F., " A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation", *Proceeding of IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 6, November 2004.
- [Reh01] Rehman; H.; Derdiyok; A.; Guven; M.-K. ; Xu; L., "An MRAS Scheme for On-line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine", in *Proceeding IEEE*, pp. 817-822, 2001
- [Ril97] Riley, C. M.; Lin, B. K.; Habetler, T. G.; Schoen, R. R., "A method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines", *Proceeding of IEEE-IAS 1997 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 201 – 207, 5 - 9 Oct. 1997.
- [Sch89] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 493 – 499, 1 – 5 Oct. 1989.
- [Sch92] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054 – 1061, Sept./Oct. 1992
- [Sch96] Schroedl, M.: 'Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the 'INFORM' method", *Proc. IEEE-IAS Annual meeting*, 1996, 1, pp. 270–277.
- [Taj91] Tajima, H.; Hori, Y., "Speed sensorless field orientation control of the induction machine", *Proceeding of 1991 IEEE-IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 385 - 391, 28 Sept. - 4 Oct. 1991.
- [Taj93] Tajima, H.; Hori, Y., "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 175 – 180, Jan./Feb. 1993.
- [Taj02] Tajima, H.; Guidi, G.; Umida, H., "Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1282 – 1289, Sept./Oct. 2002.
- [Tam87] Tamai, S.; *et al.*, "Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system", *Proceeding of IEEE/ZAS Annu. Meet.*, pp. 189-195 1987.
- [Tur00] Tursini, M., Petrella, R., and Parasiliti, F., "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed- Sensorless Control of Induction Motors", *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No.5, Sep./Oct 2000, pp. 1380-1387.
- [Wol00-1] Wolbank; T. M.; Haidvogel, B.; Woehrschimmel, R., "Impact of the point of operation on sensorless control of induction motors based on the INFORM method", *Proceeding of IEEE International Power Electronics Congress CIEP 2000*, pp. 27 - 32, 15 - 19 Oct. 2000.
- [Wol00-2] Wolbank; T. M.; Haidvogel, B., "Evaluation of the influence of design and operation of standard induction motors on sensorless control schemes utilising saliencies in the transient electrical behaviour", *Proceeding of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 00* .vol. 2, pp. 903 – 908, 18 – 23 June 2000.
- [Wol02] Wolbank; T. M.; Woehrschimmel, R.; Machl, J. L., "Zero speed sensorless control signals of induction motors with closed rotor slots", *Proceeding of IEEE Power Electronic Specialists Conference, PESC 02*, vol. 2, pp. 997 – 1002, 23 -27 June 2002.

- [Wu04]** Wu, Z.; Zhi, D.; Ying, J., " Research on Speed Estimation Algorithm for Induction Motor Drive", *Proceeding of IEEE-IAS 2004 Annual Meeting*, pp. 1387 – 1392, 2004.
- [Xep03]** Xepapas ; S. ; Kaletsanos ; A. ; Xepapas ;F.; and Manias ; S., "Sliding-mode observer for speed-sensorless induction motor drives",*IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol. 150, No. 6, pp.611-617,Nov 2003.
- [Zin89]** Zinger; D. S.; Lipo, T. A.; Novotny, D. W., "Using induction motor stator windings to extract speed information", *in Proceeding IEEE-IAS 1989 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 213 – 218, 1 - 5 Oct. 1989.

COMMANDE FLOUE EN VITESSE DE LA MACHINE A INDUCTION

II.1 INTRODUCTION

Le marché des variateurs de vitesse connaît un nouvel essor caractérisé par le besoin de performances et de robustesse aussi meilleures. De ce point de vue, la machine asynchrone, ou machine à induction (*MI*), demeure particulièrement attirante par sa robustesse électromécanique, son coût et sa standardisation. Cependant, son modèle non linéaire et fortement couplé rend complexe sa commande, ce qui explique en majorité l'introduction des commandes dites vectorielles dont le but est d'obtenir un contrôle découplé de la machine [Car00-1].

Ce chapitre expose une commande floue en vitesse d'une machine à induction alimentée en courant sur un banc de commande vectorielle par flux rotorique orienté. Des résultats de simulation seront donnés pour mettre en exergue les performances de l'entraînement, lorsqu'ils sont utilisés d'abord un *PI* conventionnel ensuite un *PI-flou*. Il sera montré notamment le degré de sensibilité du découplage vectoriel vis à vis des dérives paramétriques.

II. 2 MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION

La modélisation de la *MI* triphasée est élaborée dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices conventionnelles, entre autres les effets négligés de la saturation et de la température et de peau. De plus, la symétrie de construction et la répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer permettent de donner à la machine à induction triphasée son équivalent biphasé, que l'on peut exprimer dans un référentiel commun tournant à une vitesse arbitraire. Ce modèle biphasé équivalent est dit de Park et il est utilisé à bon escient en commande. Ainsi dans ce référentiel arbitraire tournant, le modèle de Park est donné par les équations suivantes [Car95], [Car00-1]:

Equations en tension :

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\
 U_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\
 U_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} \\
 U_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd}
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

Equations aux flux :

$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \psi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned} \tag{II.2}$$

Où,

- s, r : Indices des armatures du stator et du rotor, respectivement ;
- d, q : Indices relatifs au modèle de Park, direct et en quadrature respectivement ;
- U, i, ψ : Variables désignant tension, courant et flux ;
- R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique, respectivement ;
- L_s, L_r : Inductances cycliques propres statorique et rotorique, respectivement ;
- M : Inductance cyclique mutuelle stator–rotor ;
- ω, ω_a : Vitesse électrique du rotor et vitesse arbitraire du référentiel tournant de Park.

Dans l'état courant–stator flux–rotor, le couple électromagnétique s'exprime comme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.3})$$

Avec, p étant le nombre de paire de pôles.

Le couple électromagnétique équilibre la somme des couples extérieurs appliqués (inertiel+frottement+résistant) pour générer l'équation mécanique comme suit

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{II.4})$$

Avec, J , f , Ω et C_r sont, respectivement, le moment d'inertie des masses tournantes, le coefficient de frottement visqueux, la vitesse (mécanique) et le couple résistant constituant la charge mécanique appliquée sur le rotor.

La nature de l'application envisagée en matière de commande, d'observation ou du diagnostic effectués sur la machine à induction décide du choix adopté du référentiel de Park. Par conséquent, les équations en tension changent naturellement selon le choix de ω_a alors que les équations non différentielles des flux restent invariantes. On distingue conventionnellement trois cas de référentiel de Park. Ceux fixés aux armatures du stator (Réf.- α,β) et du rotor (Réf.- x,y), sont obtenus respectivement pour $\omega_a=0$ et $\omega_a=P\Omega$; celui fixé au synchronisme est obtenu pour $\omega_a = \omega_s$. A titre d'exemple, ils sont donnés ci-dessus, les deux représentations d'état du modèle de la machine à induction, avec état courant–stator flux–rotor, les plus prisées en commande et en observation :

Dans le référentiel (α, β) lié au stator:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r & \frac{pM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & -\frac{pM\Omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \\ M\sigma_r & 0 & -\sigma_r & -p\Omega_r \\ 0 & M\sigma_r & p\Omega_r & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r & \frac{PM\Omega}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r} \sigma_r) & -\frac{PM\Omega}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \\ M\sigma_r & 0 & -\sigma_r & (\omega_s - P\Omega) \\ 0 & M\sigma_r & -(\omega_s - P\Omega) & -\sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix}$$

Avec, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ et $\sigma_r = \frac{R_r}{L_r}$ (II.6)

II.3 CONVERTISSEUR STATIQUE

Les commandes modernes de la machine à induction nécessitent une alimentation à tension et fréquence variable constituée d'un convertisseur statique de l'électronique de puissance. Le convertisseur le plus communément utilisé dans les faibles et moyennes puissances est celui formé par trois étages de conversion : un étage onduleur *MLI* (Modulation de Largeur d'Impulsion) connecté à la machine, un étage redresseur (contrôlé ou pas) connecté au réseau alternatif, et un étage continu intermédiaire constitué par un filtre passif *LC*. Ce convertisseur est illustré par le schéma donné dans la figure II.1.

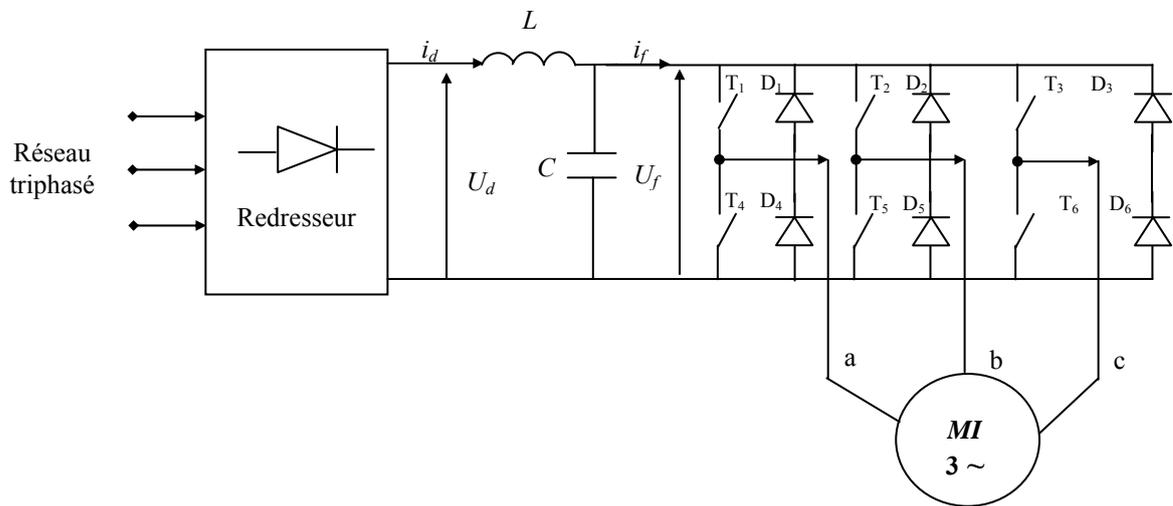


Fig. II. 1 Schéma du banc convertisseur –machine à induction.

Les impulsions de commande logiques F_a, F_b, F_c sont transmises aux gâchettes des interrupteurs statiques des trois bras de l'onduleur. La détermination de $F_i (i=a,b,c)$ dépend de la stratégie *MLI* utilisée dont celle appelée à hystérésis utilisée pour une alimentation de la

machine dite en courant, c'est le cas de ce travail. La commande F_i de chacun des interrupteurs statiques de l'onduleur doit être complémentaire, d'où la convention adoptée :

Si $F_a = 1$ alors la phase a est connectée à la borne positive de la source continue U_f ,
Sinon $F_a = -1$, cette même phase est connectée à la borne négative de la source continue.

Si le neutre de la machine est isolé, les tensions statoriques simples sont déduites par :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Le courant continu à l'entrée de l'onduleur aura pour expression :

$$i_f = F_a i_a + F_b i_b + F_c i_c \quad (\text{II.8})$$

II.4 COMMANDE VECTORIELLE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE A INDUCTION

Différentes techniques de commande de la machine à induction ont été proposées dans la littérature. Celles réalisées par orientation de flux, assurant un contrôle découplé entre les variables de commande, restent des plus convoitées dans une large gamme d'applications (industrielles), cela étant, en vertu des performances dynamiques élevées qu'elles procurent [Bos98].

II.4.1 Principe de la commande par orientation du flux

Imitant la commande de la machine à courant continu (*MCC*), la commande vectorielle est élaborée dans le référentiel lié au champ tournant. Dès lors, réaliser une commande en couple similaire à celle d'une *MCC* revient à annuler une des deux composantes du flux de la machine à induction, conventionnellement la composante sur l'axe en quadrature q , ce qui est appelé habituellement une orientation du flux (sur l'axe d). La considération du flux rotorique comme variable d'état magnétique à contrôler permet non seulement de réaliser une commande en couple linéaire mais aussi de « linéariser » la caractéristique mécanique couple–vitesse de la machine à induction en s'affranchissant de tous les couplages non linéaires qui peuvent en avoir lieu. Ainsi la condition d'orientation du flux rotorique s'écrit :

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad \text{où} \quad \psi_r = \sqrt{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2}, \quad \text{soit} \quad \psi_{rq} = 0 \quad (\text{II.9})$$

Selon la détermination de l'orientation du flux, ou de l'angle de Park θ_s , on peut considérer deux méthodes de commande vectorielle dites indirecte et directe. La première (indirecte) nécessite la capture de la vitesse, θ_s est donné par la relation fondamentale de l'autopilotage. Quant à la deuxième (directe), θ_s est déterminé directement à l'aide du vecteur flux mesuré (capture de flux) ou estimé [Bag99].

II.4.2 Modèle-courant de la machine à induction en flux orienté

En considérant $\omega_a = \omega_s$ dans le système (II.1), le modèle de la machine à induction alimentée en courant s'exprime par les équations tension du rotor suivantes :

$$R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - P\Omega)\psi_{rq} = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - P\Omega)\psi_{rd} = 0$$

En vertu de la contrainte (II.9) et à partir des équations (II.10), les expressions suivantes peuvent en être déduites:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi_r + \frac{M}{T_r}i_{sd} \quad (\text{II.11})$$

$$\omega_r = \omega_s - P\Omega = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_r} \quad (\text{II.12})$$

Et le couple électromagnétique devient similaire à celui d'une MCC

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} i_{sq} \psi_r \quad (\text{II.13})$$

Les expressions précédentes (II.11), (II.12) et (II.13) constituent le formalisme de base de la commande d'une machine à induction alimentée en courant. La première (II.11) expression met en évidence la possibilité de contrôler le flux du rotor linéairement, selon un transfert du premier ordre, par la composante directe du courant statorique, on en déduit aussi que cette même expression peut constituer un estimateur simple du flux du rotor. La deuxième expression (II.12), donne lieu, par intégration l'angle d'orientation du flux du rotor dans le référentiel du rotor et donc en connaissant la vitesse et la position de ce flux par rapport au stator. La troisième expression (II.13) définit la similarité du couple obtenu avec celui d'une

MCC à excitation séparée. Dès lors si le flux est maintenu constant (en *BO* ou en *BF*), le couple est contrôlé linéairement par la composante en quadrature du courant statorique.

II.4.3 Réglage de la vitesse de la machine par un *PI*

Le schéma bloc de la commande en vitesse d'un entraînement asynchrone, à structure flux orienté, par un régulateur *PI* classique est représenté par la figure II.2. La synthèse de la boucle de régulation de vitesse par un *PI* est réalisée par la méthode de placement de pôles.

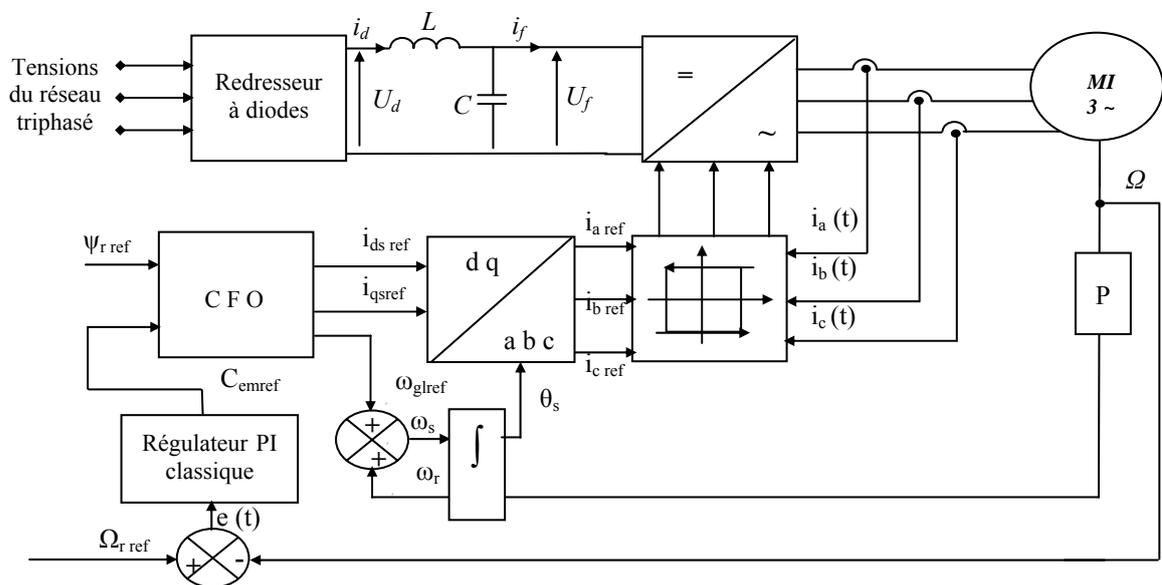


Fig. II. 2 Commande par flux orienté d'une machine à induction alimentée en courant.

II.5 COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE DE LA MACHINE A INDUCTION

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [Fau06].

On conçoit que l'approche de la régulation floue dans les processus industriels est motivée par le fait que les informations sont souvent imprécises, incertaines et voire seulement

qualitatives. L'annexe B spécifique donne brièvement des éléments d'informations sur la logique floue.

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants: variables linguistiques, fonctions d'appartenance, méthode d'inférence et stratégie de défuzzification.

Pour le régulateur flou ainsi conçu, on utilise [Kou03-1] ,[Kou03-2], [Kou04] :

- Une structure proportionnelle intégrale avec comme entrée l'erreur et la variation de la vitesse Ω par rapport à sa référence.
- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique

D'où les variables entrée-sortie peuvent être normalisées comme suit :

$$e_n = \frac{e}{k_e} \quad ; \quad \Delta e_n = \frac{\Delta e}{k_{\Delta e}} \quad ; \quad \Delta C_{em} = \frac{\Delta C_{em}}{k_{\Delta C_{em}}} \quad (\text{II.12})$$

Où, $e = \Omega_{ref} - \Omega$: erreur de vitesse ; $\Delta e = e_k - e_{k-1}$: variation de l'erreur.

k_e , $k_{\Delta e}$, $k_{\Delta C_{em}}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables). Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler [Kou03-1] ,[Kou03-2], [Kou04].

Des fonctions d'appartenance triangulaires symétriques sont utilisées sur un univers de discours normalisé dans l'intervalle [-1 1] pour chaque variable comme le montrent les figures II.3-a et II.3-b respectivement pour les entrées (erreur, variation erreur) et la sortie (variation du couple de référence):

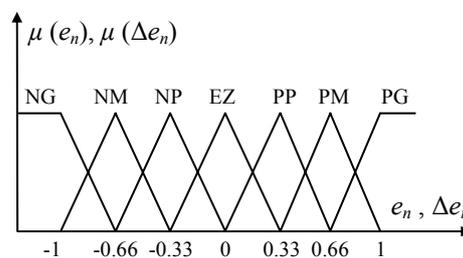


Fig. II.3-a Fonctions d'appartenance des entrées normalisées (e_n , Δe_n).

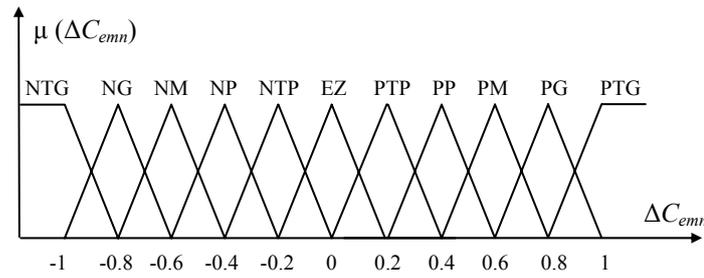


Fig. II.3-b Fonctions d'appartenance de la variable de sortie (ΔC_{enn}).

Les sous ensembles d'appartenance floue ont été notées comme suit:

EZ	:	Egal à zéro	NTP	:	Négatif Très Petit
PTP	:	Positif Très Petit	NT	:	Négatif Petit
PP	:	Positif Petit	NM	:	Négatif Moyen
PM	:	Positif Moyen	NG	:	Négatif Grand
PG	:	Positif Grand	NTG	:	Négatif Très Grand
PTG	:	Positif Très Grand			

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées sont déduites à partir de la table de Mac-Vicar dite d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 49 règles comme la montre la table II.1.

en Δen	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NTG	NTG	NG	NM	NP	NTP	EZ
NM	NTG	NG	NM	NP	NTP	EZ	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	EZ	PTP	PP
EZ	NM	NP	NTP	EZ	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	EZ	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	EZ	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	EZ	PTP	PP	PM	PG	PTG	PTG

Tab. II. 1 Matrice d'inférence.

Cette matrice d'inférence est établie à partir d'une parfaite connaissance du comportement du système à régler, ainsi que la connaissance de l'objectif du contrôle à atteindre. On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité, dont l'action de la commande générée est exprimée comme suit:

$$\Delta C_{emn} = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} S_i} \quad (\text{II.13})$$

Finalement, l'action de la commande peut s'exprimer par:

$$C_{emref} = C_{emref} + k_{\Delta Cem} \Delta C_{emn} \quad (\text{II.14})$$

II.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

Les paramètres de la machine à induction testée sont donnés en Annexe A, [Lev95]. Afin de mettre plus de lumière sur les performances des deux types de commandes en vitesse de la machine (*PI* et *PI-flou*), les résultats seront présentés en comparatif. Les gains du *PI* sont égaux respectivement à 0.5 pour le proportionnel et à 0.003 pour l'intégral. Les valeurs des gains du régulateur flou sont choisis après plusieurs tests d'ajustement ($k_e=900$, $k_{\Delta e}=0.67$, $k_{\Delta Cem}=0.95$).

Dans le bloc de calcul de la pulsation de l'autopilotage, qui par intégration donne l'angle d'orientation, la constante de temps rotorique (T_r) peut affecter le découplage de la commande (perte de l'orientation du flux). Pour ce faire, il sera question de voir l'effet de la variation de ce paramètre électrique autour de sa valeur nominale sur la robustesse de la commande. Si les paramètres mécaniques (inertie et frottement) auraient à varier pour une application déterminée, leur effet serait prédominant et donc la robustesse de la commande en vitesse serait notablement altérée. Ce qui va être confirmé par simulation dans ce qui suit.

II.6.1 Table des profils des références (*Testing benchmark*)

La figure II.4 présente les profils des références imposées à la consigne de vitesse et à la charge, ou couple résistant. La machine est excitée au nominal sans contrôle de flux, seule la vitesse est contrôlée tantôt par un *PI-classique* tantôt par un *PI-flou*. La machine est démarrée à vide pour atteindre la vitesse de référence de 157 rad/s. A l'instant $t=2$ s, une charge de 5 Nm lui est appliquée alors qu'elle tournait à sa vitesse synchrone. A l'instant $t=4$ s, alors que la machine est chargée avec les 5 Nm, on lui fait subir une inversion du sens rotation de vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s. Cette dernière consigne vitesse lui est appliquée

jusqu'à 6 secondes alors que la machine est toujours chargée avec la charge précédente, après quoi une consigne de vitesse nulle marque son arrêt total entre la sixième et la huitième seconde. Ensuite à $t=8$ s la machine est redémarrée pour tourner en charge (5 Nm) à une vitesse faible de 10 rad/s. Les résultats de simulation seront par la suite considérés lorsque la constante de temps rotorique varie autour de sa valeur nominale, soient $0.5 \times T_r$ et $1.5 \times T_r$.

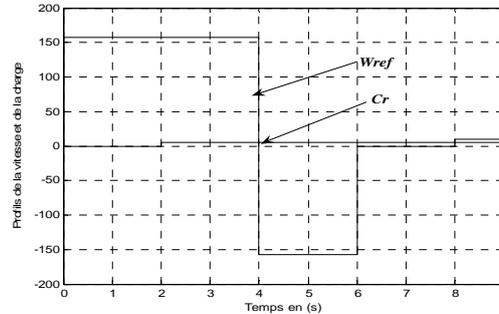


Fig. II. 4 Table des profils en vitesse de référence et en couple résistant.

II.6.2 Résultats en comparatif *PI* et *PI-flou*

Les figures (II. 5, 6 et 7) présentent les résultats de simulation de la commande en vitesse, sur une structure à flux orienté (alimentation courant), obtenus selon la table des profils illustrée dans la figure 4. Ces figures sont données respectivement dans l'ordre pour les trois valeurs de la constante de temps rotorique, en l'occurrence T_r nominal pour Fig. II 5, $0.5 \times T_r$ nominal pour Fig.II.6, et $1.5 \times T_r$ nominal pour Fig. II 7. Dans chacune des figures, on présente de haut en bas les caractéristiques suivantes : Vitesse-temps, Couple-temps, Courant-temps et Flux rotorique (d, q) -temps. Les figures. II 8 montrent l'effet de la variation du moment d'inertie autour de sa valeur nominale, ($1.5 \times J, J, 0.5 \times J$) sur la vitesse contrôlée au synchronisme lors d'un démarrage à vide. En outre, les figures **a** (à gauche) et **b** (à droite) montrent respectivement les cas où la commande en vitesse est réalisée avec un *PI-classique* et avec un *PI-flou*.

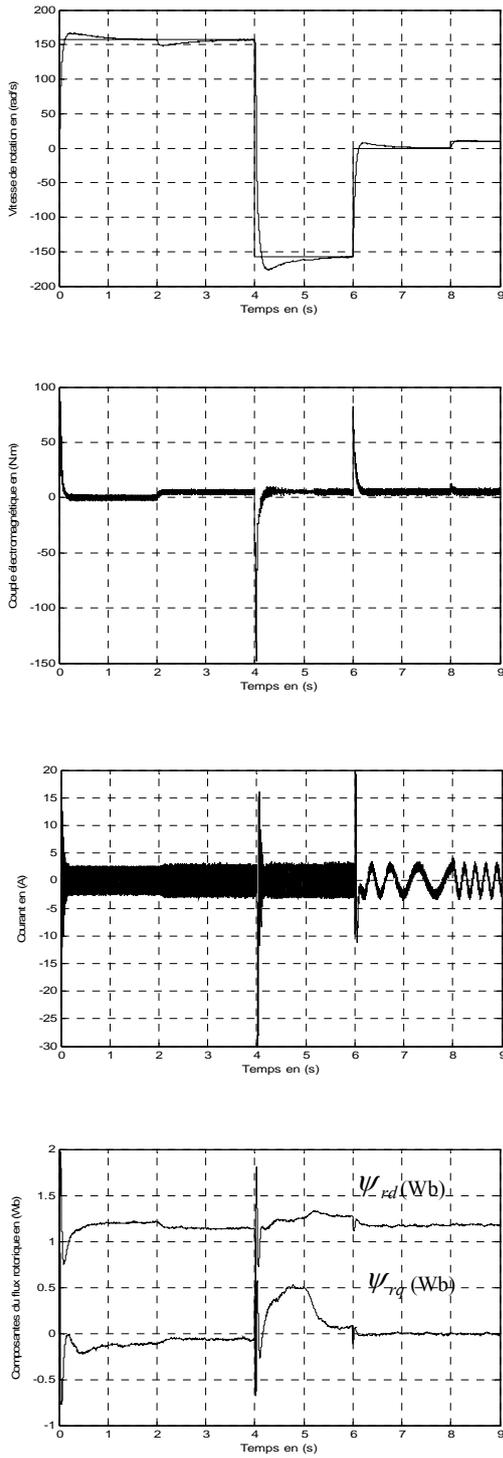


Fig.II 5-a Caractéristiques temporelles PI-classique pour T_r nominal $K_p=0.5, K_i=0.8$.

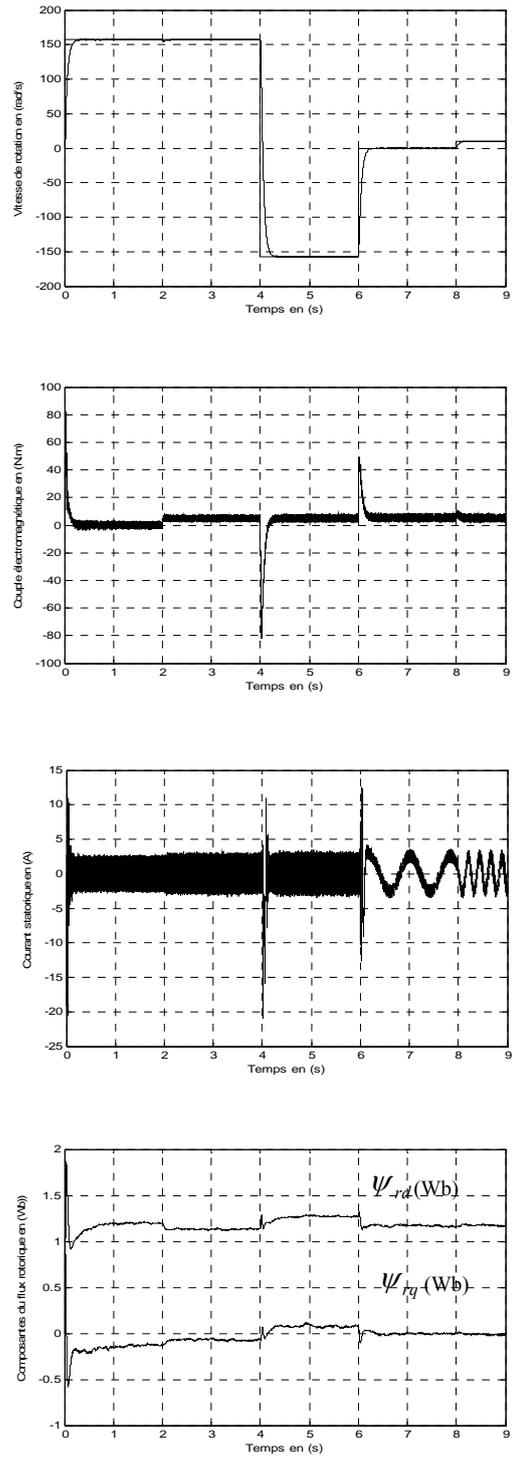


Fig.II 5-b Caractéristiques temporelles PI-flou pour T_r nominal

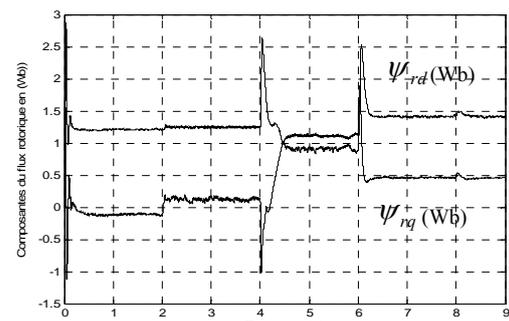
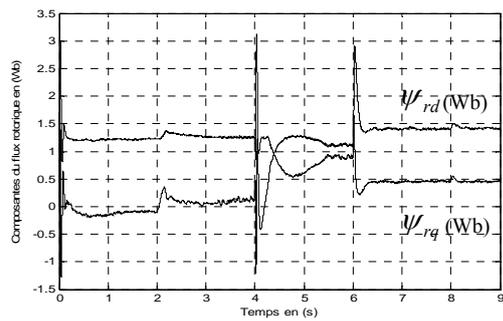
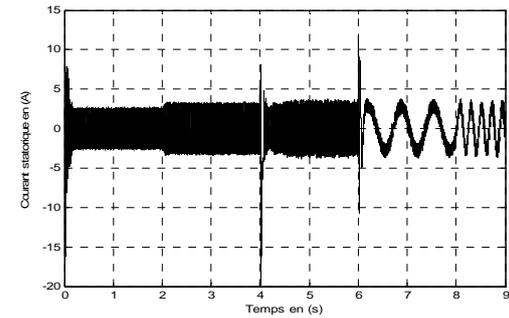
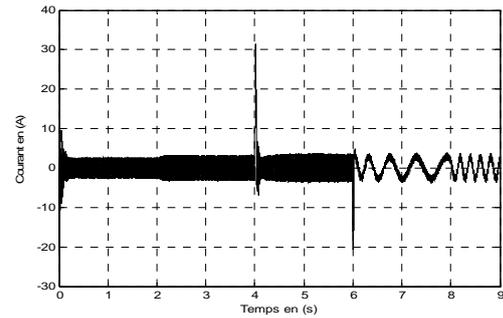
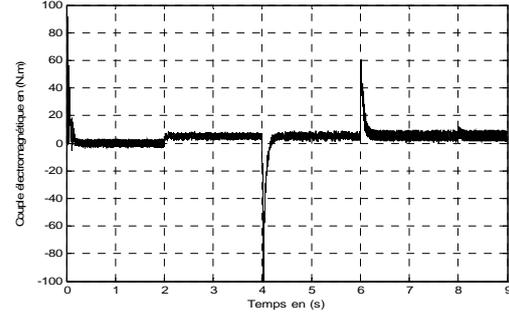
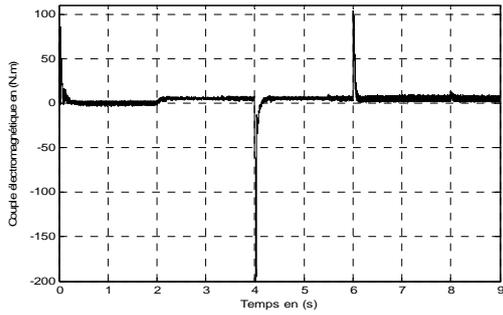
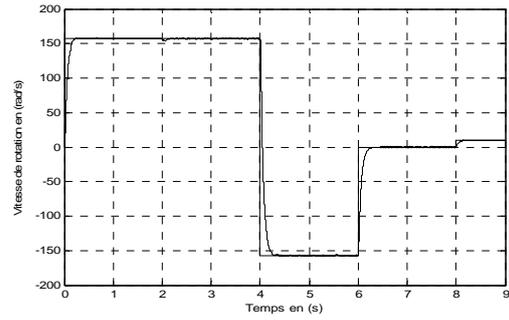
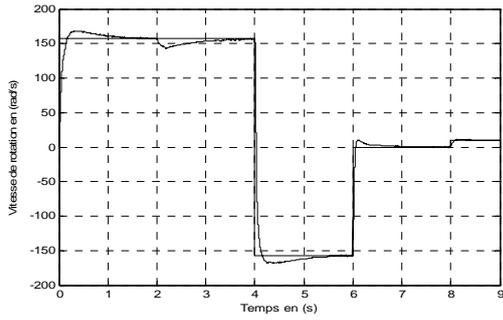


Fig.II 6-a Caractéristiques temporelles *PI-classique*
 Pour $0.5 \times T$, nominal
 $K_p=0.5, K_i=0.8$.

Fig.II 6-b Caractéristiques temporelles *PI-flou*
 pour $0.5 \times T$, nominal

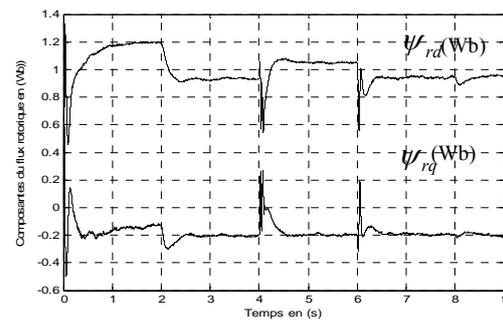
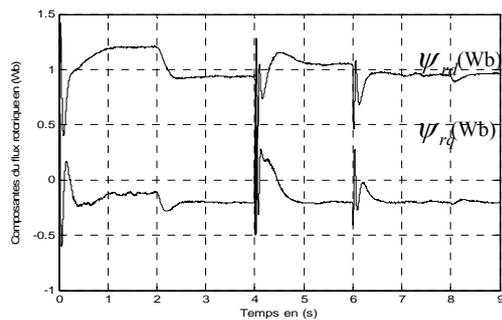
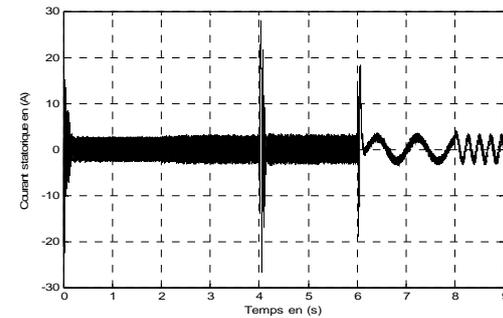
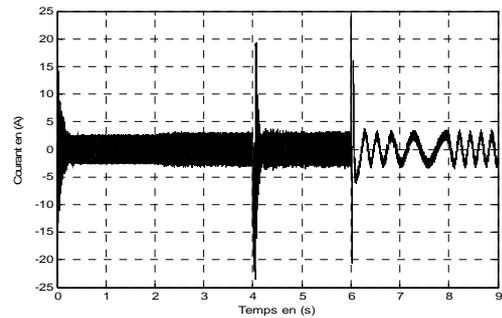
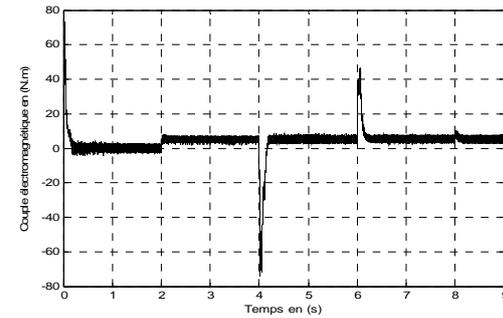
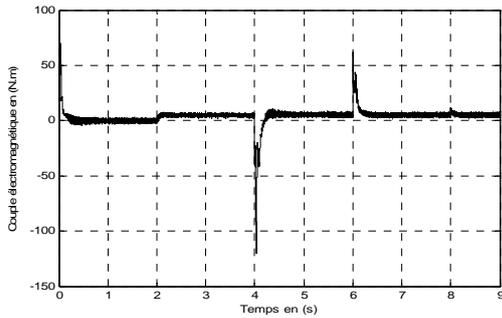
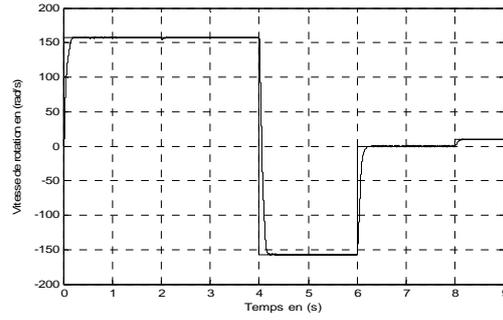
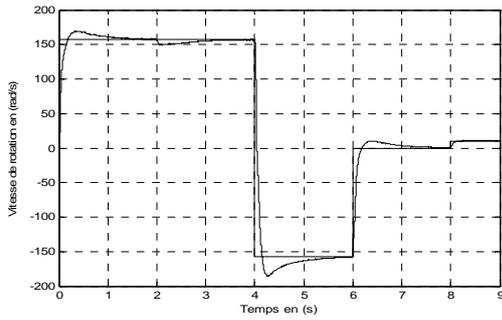


Fig.II 7-a Caractéristiques temporelles *PI-classique*
 Pour $1.5 \times T_r$, nominal
 $K_p=0.5, K_i=0.8$

Fig. II7-b Caractéristiques temporelles *PI-flou*
 pour $1.5 \times T_r$, nominal

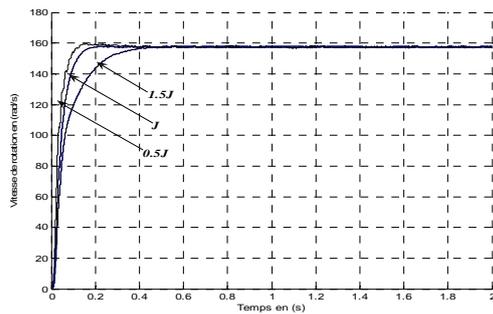


Fig.II 8-a Vitesse-temps à vide pour J variable, PI classique $K_p=0.5$, $K_i=0.003$.

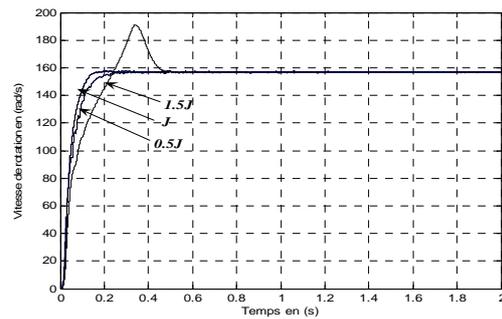


Fig.II 8-b Vitesse-temps à vide pour J variable, PI flou.

II.6.3 Discussion

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que le régulateur *PI-flou* procure une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de la perturbation par rapport au régulateur *PI-classique*. Néanmoins, on peut noter la perte du découplage entre le flux et le couple introduit par l'orientation du flux dans les deux cas du réglage, donc il serait intéressant d'introduire une adaptation paramétrique pour conserver ce découplage. On pourra noter que même avec ce degré de calibrage des régulateurs (classique et flou) un peu poussé selon la manifestation des transitoires, le régulateur *PI-flou* avec ses qualités d'adaptabilité temps réel nécessite moins d'énergie en matière de commande en couple (sortie du régulateur) que celui du régulateur *PI-classique*.

II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine à induction selon le repère du Park. Sa présentation d'état amène à un système d'ordre 4, en séparant le mode électrique du mode mécanique. On a exposé les principes de base de la commande vectorielle ainsi que son application à la machine à induction. On a montré aussi les aspects de la conception d'un régulateur *PI-flou* pour la commande de vitesse d'une MI à flux orienté.

Suite à la comparaison effectuée entre la commande conventionnelle et la commande floue, il est en ressort que le réglage flou possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Néanmoins, les résultats de simulation de ce même réglage flou ont montré une faible robustesse de ce type de réglage vis à vis de la variation paramétrique notamment lors de la variation du moment d'inertie. Ce qui nous a mené à proposer un régulateur *PI-flou* à gains flous

adaptés, dont son principe de base et son application à la commande de la vitesse de la MI seront décrits dans le suivant chapitre.

II.8 BIBLIOGRAPHIE

- [Bag99] Baghli ; L., "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [Bos98] B. K. Bose, "High Performance Control of Induction Motor Drives", IEEE, IES Newsletter, pp. 7-11, vol. 45, Sept. 1998.
- [Car95] Caron, J.-P.; Hautier, J.-P , "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [Car00-1] Carlos, C., "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [Fau06] Faucher, J.; " Les plans d'expériences pour Le Réglage de Commandes à Base de Logique Floue", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse : Spécialité Génie Electrique et Automatique, 26 Septembre 2006.
- [Kou03-1] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *In: Journal of Electrical Engineering*, Vol. 3, n° 2, 2003, ISSN 1582-4594, pp. 49-54.
- [Kou03 -2] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A New Design of Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *IEEE-SSST, Annu. Meeting*, WestVirginia , USA, pp. 362-366, March. 2003.
- [Kou04-1] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " High Performances of Fuzzy Self-Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements", *Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1106-1111, Dec 2004.
- [Lev95] E. Levi, "A Unified Approach to Main Flux Saturation Modeling D-QAxis Models of Induction Machine," *IEEE Trans, On Energy Conversion*, Vol. 10, n° 3, Dec 1995, pp. 455-461.

CHAPITRE III

COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE DE LA MACHINE À INDUCTION

III.1 INTRODUCTION

La plupart des techniques de synthèse des systèmes de commande sont basées sur la connaissance du processus à régler et de son environnement. Néanmoins les phénomènes mis en cause dans les processus industriels sont souvent trop complexes pour que l'on puisse rigoureusement établir un modèle mathématique de leur comportement. Généralement, en pratique, on est toujours amené à approcher la dynamique du processus à régler par un modèle paramétrique linéaire et stationnaire dans un domaine plus ou moins restreint autour de son point de fonctionnement. Mais souvent, les performances d'une loi de commande linéaire se dégradent au fur et à mesure que l'écart croîtra entre les dynamiques effective du processus et du modèle de commande [Lan86]. Donc pour garder les performances ciblées de la commande, un réajustement de la loi de commande en fonction des variations paramétriques devient impératif. A cette fin le concept de la commande adaptative est apparu pour pouvoir compenser tout changement paramétrique et nom paramétrique.

Actuellement, la commande adaptative est d'une grande importance dans le domaine du contrôle, notamment dans les systèmes présentant des incertitudes, des perturbations structurales et des variations infligées par l'environnement dans lesquelles ces systèmes évoluent.

La commande adaptative est définie par des techniques permettant de fournir une approche systématique pour l'ajustement automatique d'un régulateur en temps réel, et cela afin de parfaire ou de maintenir des performances ciblées par la régulation lors des changements des conditions de fonctionnement.

Les systèmes adaptatifs flous procurent l'avantage d'être capables d'intégrer en même temps les informations d'ordres numérique et linguistique pendant les étapes de conception. De multiples travaux de commande adaptative floue ont été développés, et dont, dans la plupart des cas, les problèmes de stabilité ont été étudiés par l'utilisation du théorème de Lyapunov [Kun00].

A ce jour, tous les contrôleurs flous sont basés sur le traditionnel contrôleur *PI-flou*. Celui-ci pourrait donner lieu à une incapacité de prendre complètement en charge certaines incertitudes et perturbations du système à contrôler. Pour résorber ce problème, on a recours, dans ce travail, à une approche d'adaptation floue des gains du *PI-flou*, dont le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept même de la logique floue contrairement aux mécanismes conventionnels déduits à partir de modèles mathématiques [Kou03-1], [Kou03-2], [Kou04-1]. L'intérêt de cette adaptation floue réside dans son pouvoir à compenser en temps réel tout changement paramétrique pouvant avoir lieu.

Dans ce chapitre, il sera question d'exposer une adaptation floue d'un régulateur *PI-flou*, i.e. régulateur flou à gains flous adaptés, pour le réglage de la vitesse d'une machine à induction sur banc de flux orienté. Les résultats de simulation numérique seront donnés pour confirmer l'efficacité de ce type de régulateur utilisé pour le contrôle de vitesse d'une *MI* pilotée par une commande vectorielle à flux orienté. Les tests de robustesse de la commande vis à vis des variations paramétriques seront aussi effectués. A la fin de ce chapitre, il sera sujet de mener une investigation sur l'influence des trois gains adaptés flous du régulateur flou sur les performances du réglage de la vitesse de la machine.

III. 2 COMMANDE ADAPTATIVE PAR REGULATEUR FLOU AUTO-AJUSTABLE

La commande adaptative connaît un très grand essor ces dernières années. Cela est motivé par le développement d'algorithmes de commande adaptative très performants mis en application grâce à la disponibilité de moyen de calcul très rapide tels *DSP (Digital Signal Processing)*. Dès lors, un grand succès de l'application des systèmes adaptatifs s'est manifesté dans l'industrie. La commande adaptative prend en compte deux types de problème [Gre97] :

- Les paramètres du système constants mais inconnus et seront auto-ajustés ;
- Les paramètres qui varient dans le temps et seront adaptés.

Deux approches sont fondamentales dans la commande adaptative, en l'occurrence les régulateurs auto-ajustables, et les commandes adaptatives avec modèle de référence qui sont toutes les deux relativement simples à mettre en œuvre en pratique [Lan86]. Dans ce travail, on s'intéressera à la commande adaptative basée sur le régulateur auto-ajustable. La structure d'un système corrigé par régulateur auto-ajustable comporte deux boucles. La première réalise la correction du processus suivant les techniques classiques, dans notre cas le régulateur flou initial à gains constants défini par les données nominales. La seconde est sera dédié au mécanisme d'adaptation en temps réel des gains [Kou03-1],[Kou03-2], [Kou04-1].

L'idée de base pour la conception de ce type de régulateur est concrétisée à partir d'une expertise établie à travers plusieurs tests du régulateur *PI-flou*. En effet, on a constaté d'après ces tests de simulation que la variation des paramètres du système peut provoquer une grande erreur statique, voire dynamique, allant même vers des oscillations. La réadaptation des gains du régulateur *PI-flou* s'est avérée bénéfique pour compenser ces imperfections de la commande dues aux perturbations paramétriques perpétrées sur la réponse en vitesse de la *MI* commandée vectoriellement. Ainsi un réajustement adéquat des deux gains *PI-flou* ($k_e, k_{\Delta e}$) permet de minimiser les erreurs statique et dynamiques de la réponse en vitesse par rapport à sa référence. Le but assigné à ce réajustement principal est de garantir les propriétés suivantes [Kou03-1],[Kou03-2], [Kou04-1]:

- Une réponse dynamique de vitesse stable invariante pour les conditions non nominales et lors des variations paramétriques.

- Réduire le temps de réponse dynamique notamment lors du changement des conditions de fonctionnement.

III. 3 STRUCTURE *PI-FLOU* A GAINS FLOUS ADAPTES

Le contrôleur flou à gains flous adaptés est constitué principalement de deux blocs comme il est illustré par la figure (III.1) : un régulateur *PI-flou* à gains initialement constants et d'un mécanisme d'adaptation floue des gains d'entrée.

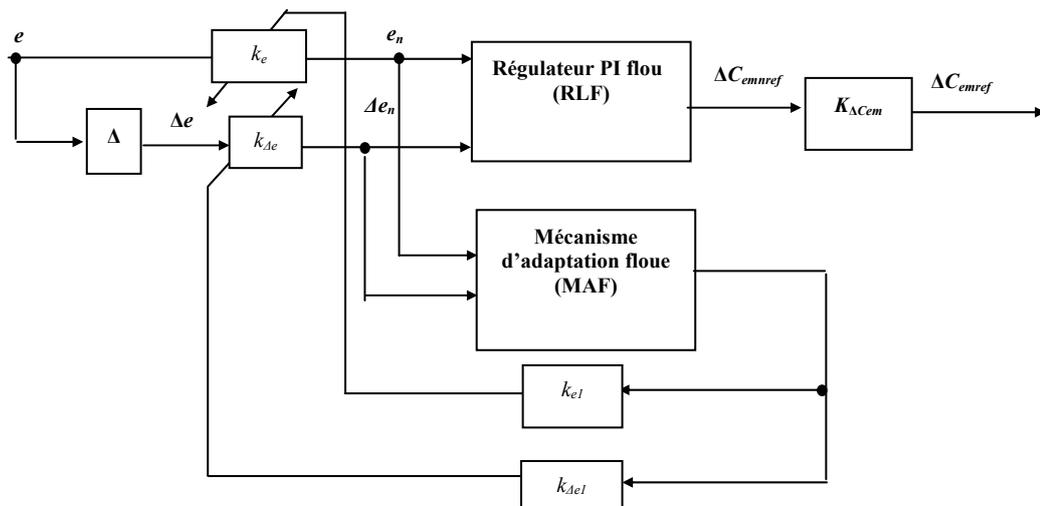


Fig. III.1 Structure de base d'un régulateur *PI-flou* à gains flous adaptés.

L'adaptation floue des gains du *PI-flou* est interprétée par la table d'inférence donnée dans le tableau III.1. Le processus d'adaptation est perfectionné dans le but de forcer la convergence l'erreur dynamique de la vitesse vers zéro (EZ), ce qui est un gage pour la stabilité de la réponse en présence des perturbations. Les tests par simulation ont révélés que la minimisation de l'erreur statique est réglée par une augmentation du gain $k_{\Delta e}$ et une diminution du gain k_e . Ce qui est consigné par les actions données dans la table d'inférence (Tab. III.1). Ces actions peuvent être matérialisées par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} k_e &= k_e - k_{e1} f(e_n, \Delta e_n) \\ k_{\Delta e} &= k_{\Delta e} + k_{\Delta e1} f(e_n, \Delta e_n) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Où, $k_{e1}, k_{\Delta e1}$ sont les gains d'adaptation fixés et f est la action issue de l'adaptation floue donnée par la table (Tab. III.1). Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité [Kou03-1],[Kou03-2], [Kou04-1].

en Δen	NP	EZ	PP
NG	NG	NG	NG
NM	NM	NM	NM
NP	NP	NTP	EZ
EZ	NTP	EZ	PP
PP	EZ	PP	PP
PM	PM	PM	PM
PG	PG	PG	PG

Tab.III.1. Table d'inférence établie pour l'adaptation des gains du régulateur *PI-flou*.

III.4 RESULTATS DE SIMULATION

Les performances offertes par ce régulateur *PI-flou* à gains flous adaptatifs sont illustrées par les résultats de simulation donnés ci-après. Les gains de la formulation III.1 sont fixés telles que $k_e=1200$ $k_{el} = 1.2$ $k_{\Delta e} = 0.49$ et $k_{\Delta el} = 0.0059$. La figure (III.2) montre le profil de vitesse de référence adopté pour cette simulation. La charge mécanique de 5 Nm est appliquée à l'instant $t=2$ secondes. Les figures (III.3) illustrent respectivement les réponses à ce profil de vitesse en terme de vitesse, du couple, du courant statorique et ainsi que des composantes du flux.

On peut constater une bonne poursuite de la vitesse et un très bon découplage entre le flux et le couple, présentant certains dépassements lors du passage d'un état à un autre.

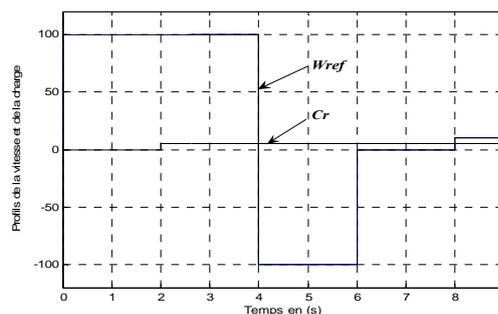


Fig.III.2 Table des profils en vitesse de référence et en couple résistant.

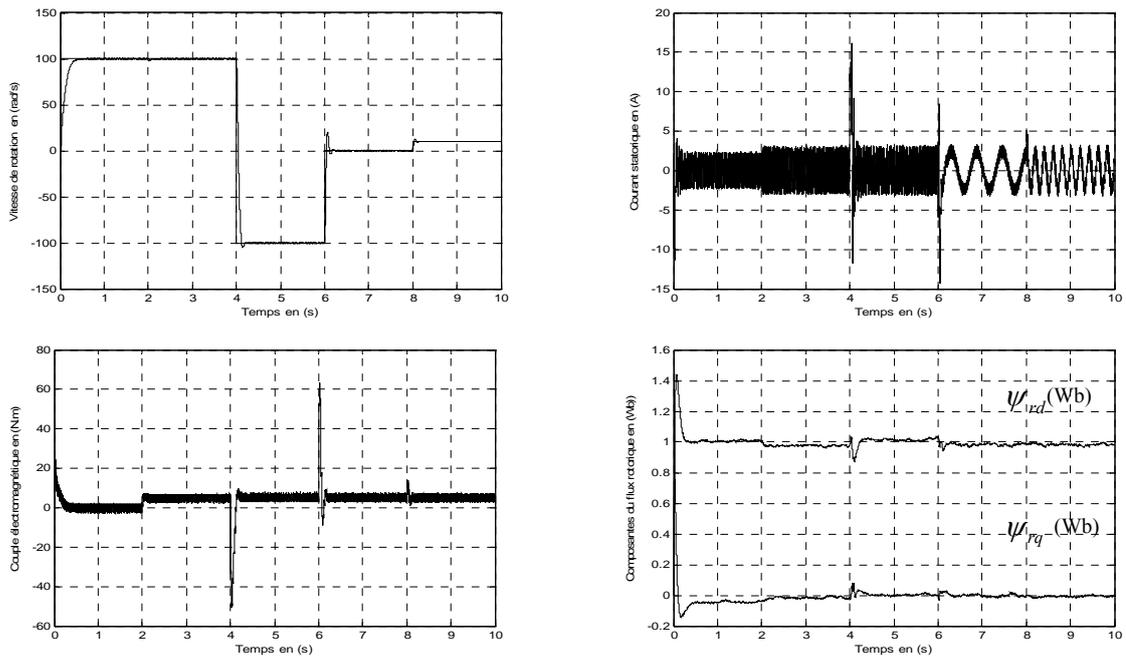
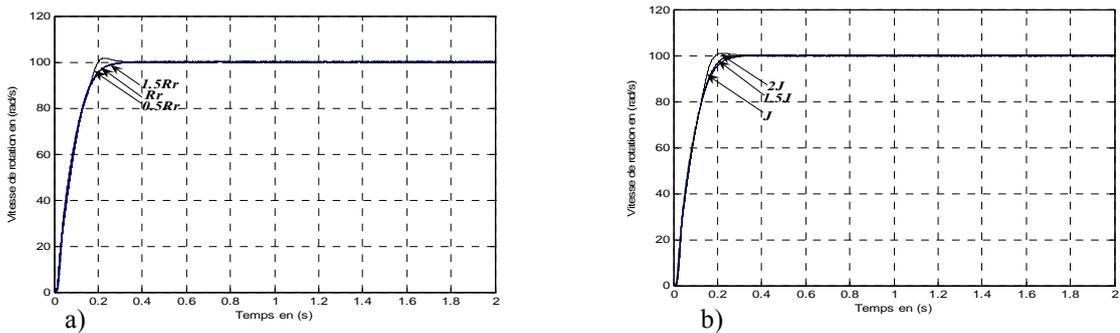


Fig. III.3. Réponses dynamiques selon les consignes de la Fig. III.2 de la MI à flux orienté avec un régulateur de vitesse *PI-flou* à gains flous adaptés.

La figure (III.4) présentent les performances de la régulation lors de la variation des paramètres de la machine R_r et J .



**Fig.III.4. Réponses dynamiques de la MI à flux orienté associée à un régulateur de vitesse *PI flou* à gains flous adaptés lors de la variation paramétrique:
a) $\Delta R_r = \pm 50\%$, b) $\Delta J = +50\%, +100\%$**

On peut noter une nette amélioration de la robustesse de la commande face aux variations paramétriques relativement au réglage précédent par un *PI-flou* sans adaptation. Comparativement à ce dernier, la vitesse s'établit sans oscillations et converge rapidement à sa référence.

III.5 INFLUENCE DES COMBINAISONS DES TROIS GAINS FLOUS ADAPTES SUR LES PERFORMANCES DU REGLAGE

Le but recherché est de trouver la combinaison adéquate entre les trois gains flous adaptés du régulateur *PI-flou* permettant d'améliorer la robustesse du réglage lors des conditions de fonctionnement subissant des variations. La figure III.5 présente la structure de ce régulateur flou à trois gains flous adaptés :

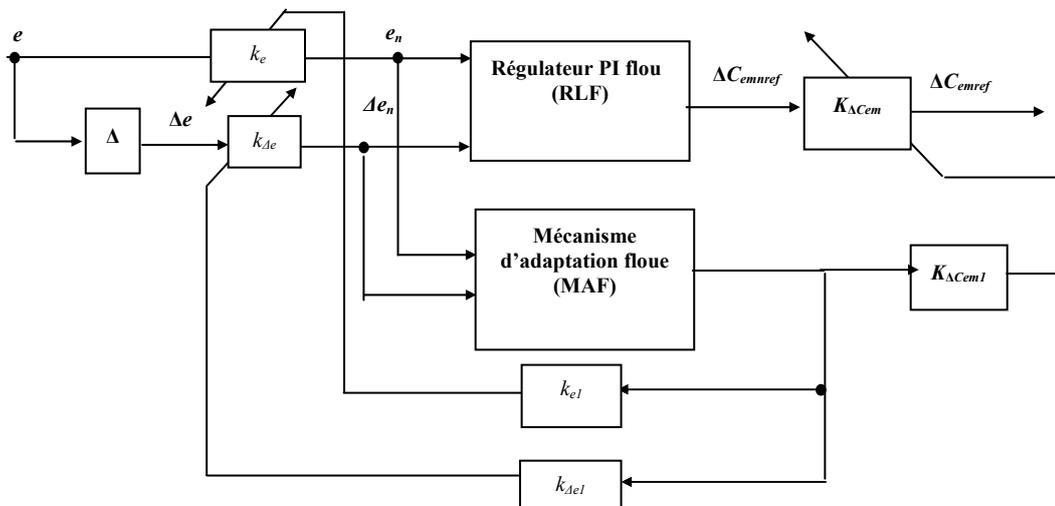


Fig. III.5 Régulateur *PI-flou* à trois gains flous adaptés.

En plus des gains du régulateur *PI-flou* à l'entrée, on s'intéressera aussi au gain de sortie $k_{\Delta C_{em}}$ telles que les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 k_e &= k_e - k_{e1} f(e_n, \Delta e_n) \\
 k_{\Delta e} &= k_{\Delta e} + k_{\Delta e1} f(e_n, \Delta e_n) \\
 k_{\Delta C_{em}} &= k_{\Delta C_{em}} + k_{\Delta C_{em1}} f(e_n, \Delta e_n)
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

L'investigation de l'influence des trois gains flous adaptés sur les performances du contrôle est réalisée comme suit. En premier, on procédera par un ajustement flou séparé de chaque gain des trois gains. En second, les différentes combinaisons entre deux gains flous adaptés seront à leur tour effectuées. Finalement, l'influence des trois gains flous adaptés sur les performances du réglage sera simultanément observée.

III.5.1 Adaptation floue d'un des trois gains du PI-flou

Celle-ci permet d'obtenir des performances stables dans les conditions nominales. Pour analyser la robustesse de l'ajustement d'un gain PI-flou, on a simulé une multitude de cas de la variation des paramètres R_r et J . il est à noter que l'adaptation floue de chaque gain des deux gains k_e et $k_{\Delta C_{em}}$ reste incapable de compenser la variation paramétrique. Par contre l'adaptation floue du gain $k_{\Delta e}$ provoque une amélioration dynamique transitoire substantielle des performances du réglage voir figures III.6, III.7.

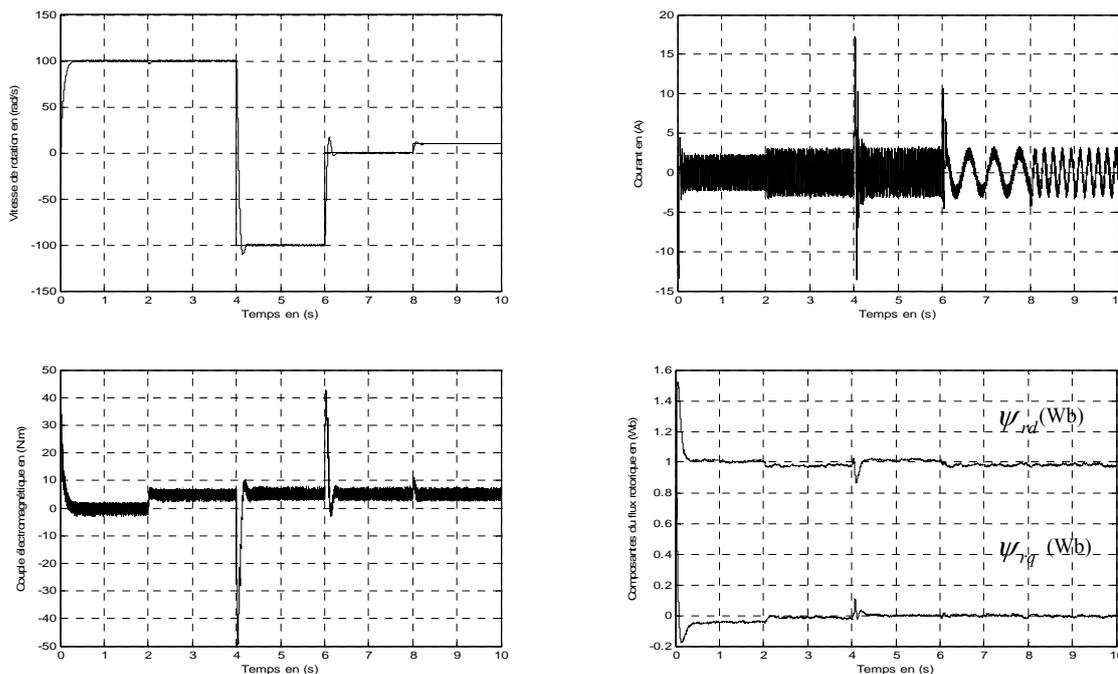


Fig. III.6 Résultats de simulation d'un réglage de vitesse d'une MI à flux orienté par un PI flou à gain flou adapte $k_{\Delta e}$.

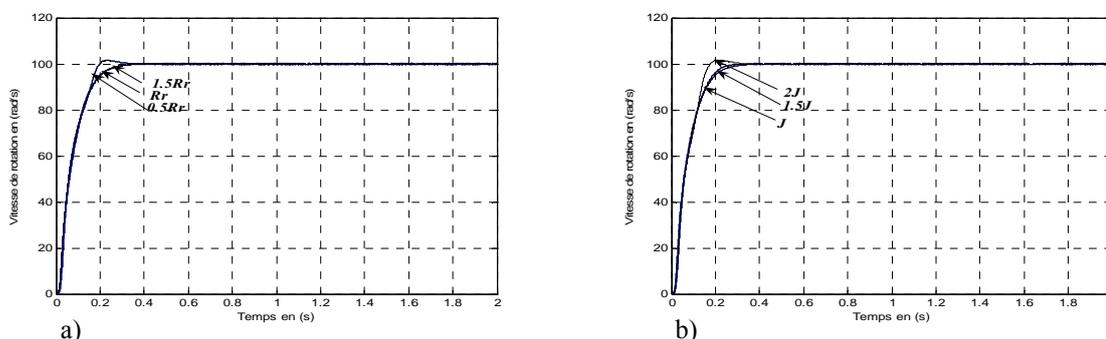


Fig. III.7 Réponses dynamiques de la MI à flux orienté associée à un régulateur de vitesse PI-flou à gain flou adapté lors de la variation paramétrique:

a) $\Delta R_r = \pm 50\%$, b) $\Delta J = +50\% , +100\%$

III.5.2 Différentes combinaisons entre deux gains flous adaptés du PI-flou

Pour tester l'influence des différentes combinaisons des deux gains flous adaptés du régulateur flou, on a mené à une étude par simulation d'une multitude de cas présentés dans ce qui suit.

III.5.2.1 Adaptation floue des deux gains du PI-flou ($k_e, k_{\Delta C_{em}}$)

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figure (III.8) et (III.9). On constate que la vitesse converge rapidement à sa référence soit au régime transitoire ou au régime permanent. Les tests de robustesse montrent que la réponse dynamique de la vitesse est obtenue sans dépassement.

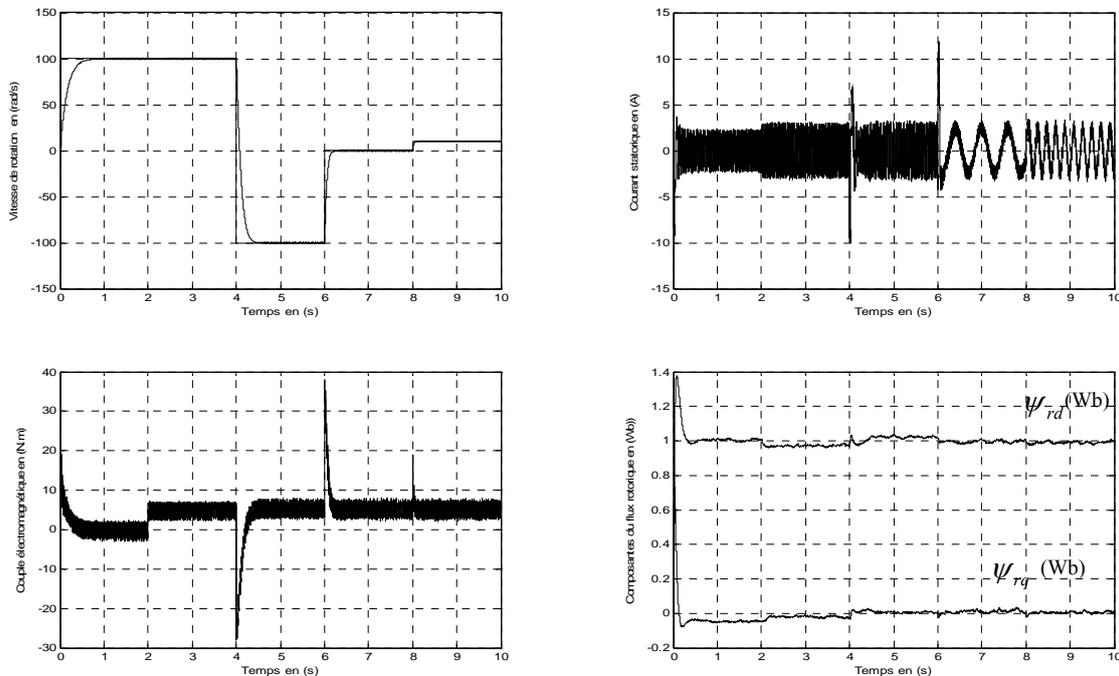


Fig. III.8 Résultats de simulation d'un réglage de vitesse d'une MI à flux orienté par un PI flou à gains flous adaptés $k_e, k_{\Delta C_{em}}$.

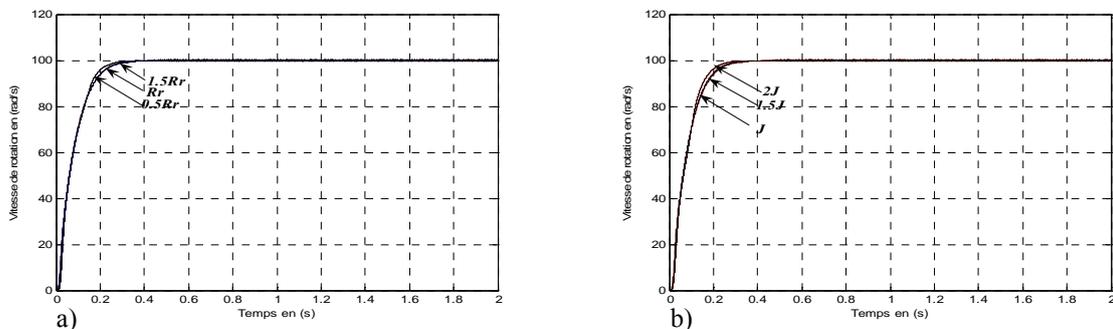


Fig. III.9 Réponse dynamique de la MI à flux orienté associée à un régulateur de vitesse PI flou à gains flous adaptés lors de la variation paramétrique:

a) $\Delta R_r = \pm 50\%$, b) $\Delta J = +50\%, +100\%$

III.5.2.2 Adaptation floue des deux gains du PI-flou ($k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$)

D’après les résultats de simulation montrés par les figures (III.10) et (III.11), on note qu’une bonne réponse dynamique de la vitesse est obtenue. D’autre part la robustesse face de la variation paramétrique se trouve nettement améliorée du fait que la réponse dynamique de la vitesse est établie sans dépassement.

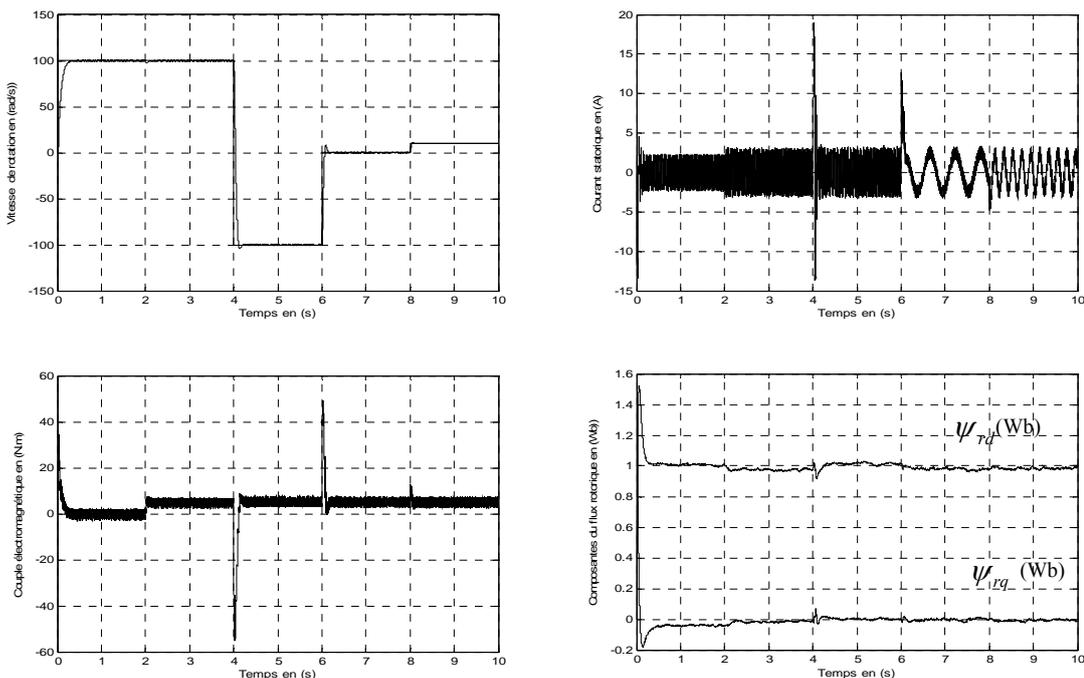


Fig. III.10 Résultats de simulation d’un réglage de vitesse d’une MI à flux orienté par un PI-flou à gains flous adaptés $k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$.

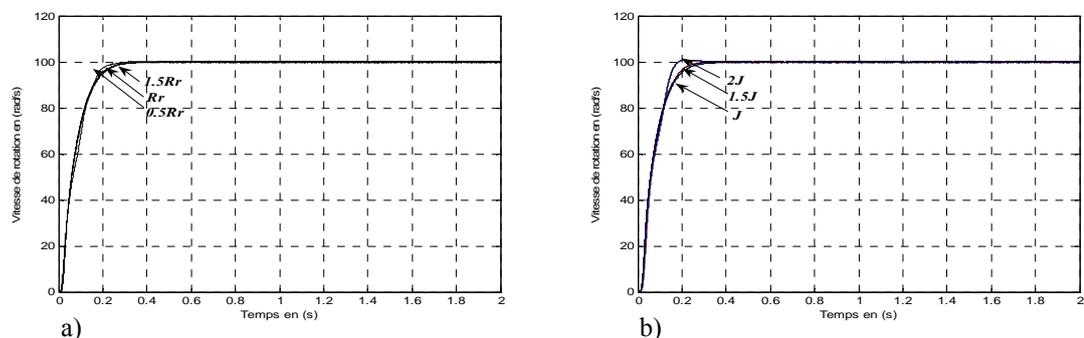


Fig. III.11 Réponse dynamique de la MI à flux orienté munie à un régulateur de vitesse PI flou à gains flous adaptés ($k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$) lors de la variation paramétrique:
 a) $\Delta R_r = \pm 50\%$, b) $\Delta J = +50\%, +100\%$

III.5.2.3 Adaptation floue des trois gains du PI-flou ($k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$)

Les résultats de simulations montrés par les figures (III.12) et (III.13) font constater que de bonnes performances de la machine sont obtenues en poursuite de la vitesse, du flux et du couple électromagnétique. On peut noter aussi la présence des pics de courant lors du régime transitoire. La robustesse de cette combinaison des gains vis-à-vis de la variation paramétrique est parfaitement améliorée.

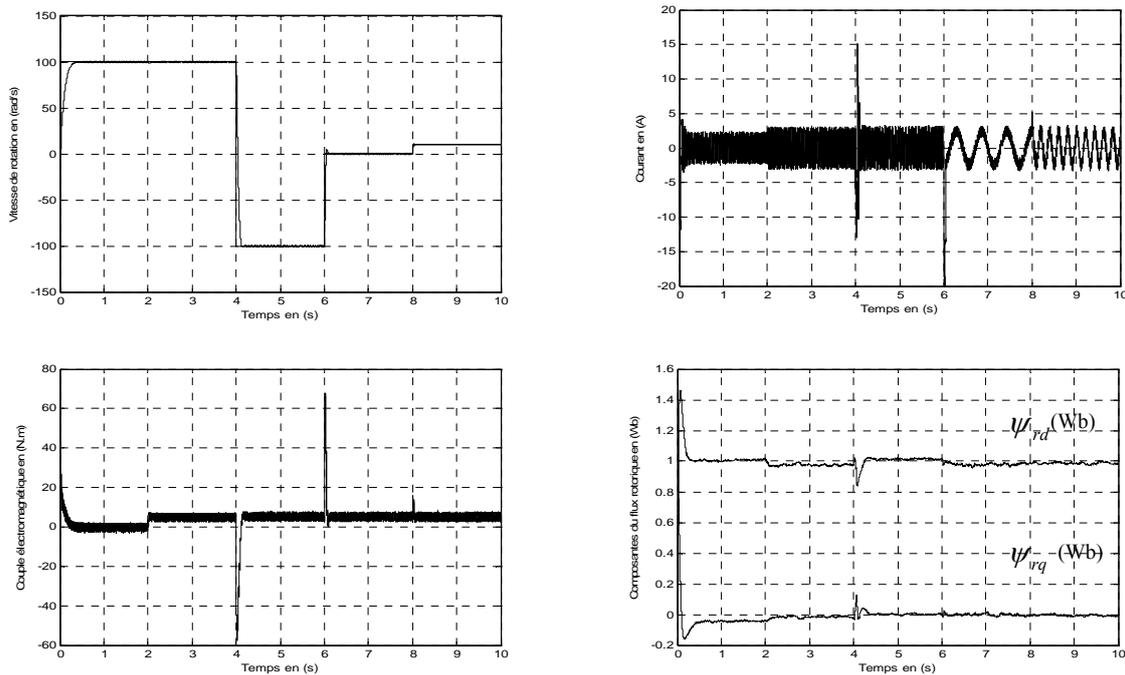


Fig. III.12. Résultats de simulation d'un réglage de vitesse d'une MI à flux orienté par un PI flou à gains flous adaptés $k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$.

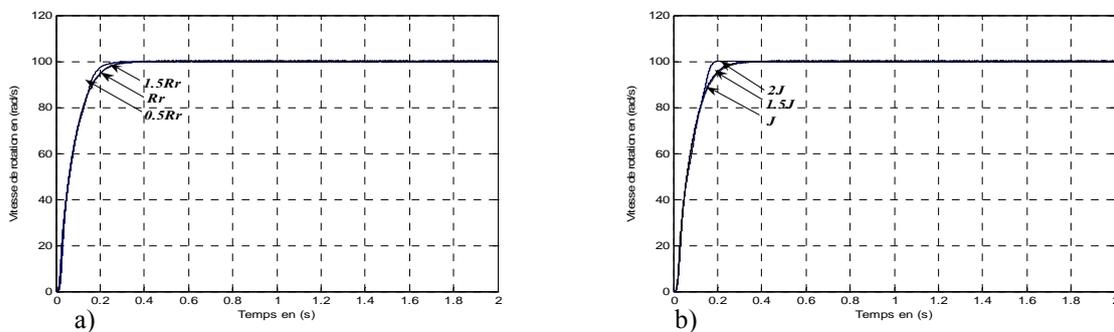


Fig. III.13 Réponses dynamiques de la MI à flux orienté munie à un régulateur de vitesse PI flou à gains flous adaptés ($k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta C_{em}}$) lors de la variation paramétrique:

a) $\Delta R_r = \pm 50\%$, b) $\Delta J = +50\%, +100\%$.

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté un régulateur *PI-flou* à gains flous adaptés pour la commande de vitesse d'une machine à induction vectoriellement commandée. Les résultats des simulations ainsi effectuées ont montré l'efficacité et la supériorité du régulateur *PI-flou* à gains flous adaptés par rapport au *PI-flou* notamment lors des variations paramétriques.

L'influence des différentes combinaisons des gains flous adaptés du régulateur flou sur les performances du réglage a été investie par simulation de cette investigation. Il en ressort que par un simple mécanisme d'adaptation floue *PI-flou*, on peut améliorer énormément la robustesse du réglage de la vitesse de la *MI*.

L'étude des différentes combinaisons des trois gains flous adaptés *PI-flou* fait constater que la combinaison des trois gains flous adaptés procure des meilleures réponses dynamiques de la vitesse lors des conditions de fonctionnement subissant des variations. Néanmoins, la commande par retour d'état (telle la commande vectorielle) repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état doit être 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 alors nécessaire, à l'aide des mesures disponibles de reconstruire les variables d'état non mesurées par des observateurs d'état, ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

III.7 BIBLIOGRAPHIE

- [Gre97]** Grellet, G. ; Clerc, G, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande" , Edition Eyrolles, 1997 .
- [Kou03-1]** Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *In International Journal of Electrical Engineering*, Vol. 3, n° 2, 2003, ISSN 1582-4594, pp. 49-54.
- [Kou03-2]** Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A New Design of Fuzzy Logic Controller With Fuzzy Adapted Gains Based on Indirect Vector Control for Induction Motor Drive," *IEEE-SSST, Annu. Meeting*, WestVirginia , USA, pp. 362-366, March. 2003.
- [Kou04-1]** Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " High Performances of Fuzzy Self-Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements", *Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1106-1111, Dec 2004.
- [Kun00]** Kung; C-C.; Su; J-Y., " Fuzzy Sliding Mode Controller Design with Fuzzy Sliding Mode Observer", *in Proceeding of IEEE*, pp. 560-565, 2000.
- [Lan86]** Landau, I.D. ; Dugard,L, " Commande adaptative, aspects pratiques et théoriques" , Edition Masson, 1986, ISBN 2- 225- 80834- 1 .

CHAPITRE IV
APPROCHE MRAS–FLOU POUR LA COMMANDE
EN VITESSE D'UNE MACHINE A INDUCTION :
SIMULATION ET EXPERIMENTATION

IV.1 INTRODUCTION

Comme précisé déjà au chapitre I, le besoin de la réduction du nombre de capteurs dans les entraînements à vitesse variable, notamment les capteurs de vitesse, va dans le sens de contribuer à la réduction de l'encombrement, de la complexité et du coût des montages (câblage supplémentaire, maintenance, ...).

La majeure partie des lois de commandes des machines à induction, telles que la commande vectorielle ou toute autre commande par retour d'état, suppose implicitement la parfaite connaissance de tout l'état à chaque instant. Pour diverses raisons, entre autres technologiques (de

matériel, de réalisabilité, etc.), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), et dans de nombreuses applications la mesure de tout l'état n'est pas toujours possible. Il est alors nécessaire, à l'aide des mesures disponibles de reconstruire les variables d'état non mesurées.

Les techniques d'estimation des grandeurs mécaniques (vitesse et couple de charge) ou électriques (flux) de la machine à induction, utilisant seulement les mesures des grandeurs électriques (courants et tensions statoriques) et le modèle de la machine donnent des bonnes solutions si le modèle de la machine est parfaitement connu. Ces techniques sont utilisées pour remplacer l'information donnée par les capteurs mécaniques, sont parfois appelées *capteurs logiciels*. Le recours à l'usage des techniques IA, partiellement ou totalement, contribuera assurément à résorber les problèmes liés à la modélisation.

Ce chapitre sera dédié à présenter une commande floue en vitesse d'une machine à induction munie d'un capteur *MRAS-flou* (de l'anglais, *Model Reference Adaptive System*), i.e. un estimateur de vitesse basé sur la technique *MRAS* dont le mécanisme d'estimation est assuré par la logique floue. Les résultats par simulation et par expérimentation seront donnés pour montrer la faisabilité et l'efficacité d'un tel estimateur. A titre comparatif, pour illustration des performances en basse vitesse, une étude par simulation d'un observateur adaptatif en vitesse sera aussi exposé tout au début de ce chapitre.

IV. 2 OBSERVATEURS DE VITESSE : METHODES « MODELE »

Il faut bien spécifier que les techniques d'estimation de la vitesse à base d'observateur (ou d'estimateur) d'état passe d'une manière ou d'autre, par l'observation (ou l'estimation) du flux, grandeur difficilement accessible à la mesure physique directe. Théoriquement, avec ces méthodes, l'observabilité de la vitesse liée à celle du flux, peut être énormément réduite aux vitesses (ou fréquence) faibles, où l'on peut avoir la cessation du phénomène d'induction dans la machine. De plus de la présence du bruit de mesure et du temps du retard des commandes et d'exécution des calculs d'estimations, pourront réduire davantage cette observabilité de la vitesse

pour les fonctionnements basse vitesse. Ainsi, il est à penser que l'usage de la logique floue dans une technique d'observation modèle pourra résorber certains des ces aléas susmentionnés.

Ces méthodes se divisent en quatre catégories [Al-R04] : Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux, utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS), estimation de la vitesse par un filtre de Kalman ou estimation de la vitesse par des technique basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m.).

Dans la section suivante, il sera question d'exposer deux méthodes modèles pour l'observation (ou l'estimation) de la vitesse à base d'observation du flux : observateur adaptatif de Kubotta, et l'observateur MRAS muni d'un contrôleur flou. Des résultats de simulations en comparatif de ces deux observateurs seront présentés ultérieurement dans la section 5 après avoir exposé des éléments théoriques relatifs.

L'option, pour ce type d'observateur, est motivée, en premier, par une observation au préalable des composantes du flux nécessaires aux différents contrôles par retour d'état et éventuellement pour parfaire l'orientation du flux (le cas des commandes vectorielles directes). En second, la motivation sera notamment conforme au principe de l'observateur même reposant sur la minimisation de l'erreur d'observation et dont la vitesse déduite du mécanisme d'adaptation sera à la fois un paramètre d'adaptabilité et une grandeur à observer. Pour le deuxième estimateur, MRAS-flou, en plus des résultats par simulation, des résultats de tests expérimentaux obtenus au laboratoire de génie électrique de Paris (LGEP, 2006) seront conjointement présentés et discutés.

IV. 2.1 Observateur adaptatif de « *Kubotta* »

La structure de l'observateur adaptatif de « *Kubotta* » est illustrée par la figure (IV.1) [Kub93-1], [Kub93-2], [Kub93-3], [Kub94]. Cet observateur utilise le modèle d'état vectoriel de la machine à induction décrit dans le référentiel du stator et ayant comme vecteur d'état les vecteurs flux-rotorique et courant-statorique. Ce modèle est donné ci après.

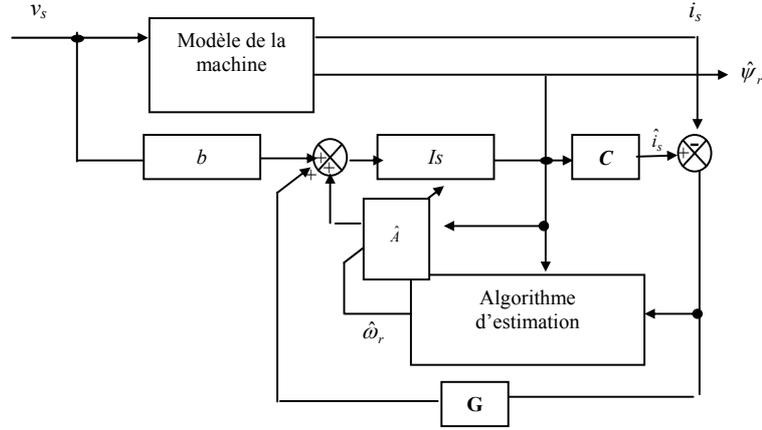


Fig. IV.1 Schéma bloc de l'observateur adaptatif de Kubotta.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} \bar{v}_s \quad (\text{IV.1})$$

Ou bien encore en vectoriel :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + bv_s : \quad \text{Equation d'état ;} \quad (\text{IV.1-bis})$$

$$y \equiv \bar{i}_s = Cx : \quad \text{Equation de sortie ;} \quad (\text{IV.1-tierce})$$

Où, $\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix}$: Vecteur d'état ;

Avec, $\bar{i}_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$: Vecteur courant–statorique ;

$$\bar{\psi}_r = [\psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T : \quad \text{Vecteur flux–rotorique ;}$$

$$\bar{v}_s \equiv v_s = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T : \quad \text{Vecteur tension–statorique.}$$

$$A_{11} = a_{r11} \mathbf{I}, \quad a_{r11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 \sigma_r}{\sigma L_s L_r} \right)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad \sigma_r = \frac{R_r}{L_r},$$

$$A_{12} = \frac{M}{(\sigma L_s L_r)} (\sigma_r \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J}) = a_{r12} \mathbf{I} - a_{i12} \mathbf{J},$$

$$A_{21} = a_{r21} \mathbf{I}, \quad a_{r21} = \sigma_r M,$$

$$A_{22} = -\sigma_r \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} = a_{r22} \mathbf{I} + a_{i22} \mathbf{J}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$b = b_1 \mathbf{I}, b = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix}, b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$C = [I \ 0]$: Matrice de sortie ; I et 0 : Matrices identité et zéro de *dim.* 2×2 , respectivement.

Ainsi l'observateur associé à ce modèle s'écrit comme

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + b v_s + G(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (\text{IV.2})$$

Le signe « $\hat{\cdot}$ » indique la grandeur estimée. \hat{A} est un estimé de A lorsque la vitesse électrique $\omega = p\Omega$ est un état estimé. G désigne la matrice (*dim.* 4×2) des gains g_i ($i=1, 2, 3, 4$) de l'observateur donnée comme suit :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

En posant $e = x - \hat{x}$, l'erreur d'estimation entre le modèle et son observateur (différence entre (IV.1) et (IV.2)), l'équation d'état de l'erreur est déduite

$$\frac{de}{dt} = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (\text{IV.3})$$

Avec,
$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\omega \mathbf{J} / c \\ 0 & \Delta\omega \mathbf{J} \end{bmatrix}$$

$\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$: Erreur sur la vitesse

$$c = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

La variation ΔA devient nulle quand la vitesse ω est mesurée. Lorsque elle ne l'est pas, elle est supposée comme un paramètre constant inconnu non trop évolutif dans le temps, i.e. $\frac{d\omega}{dt} \approx 0$.

Le mécanisme d'adaptation de ce paramètre est déduit de l'application du théorème de

Lyapunov sur la stabilité des systèmes non linéaires. Soit V la fonction candidate de Lyapunov définie positive, donnée ci-après

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{2\lambda} \quad (\text{IV.4})$$

Où, λ est donné comme un paramètre positif de normalisation. Par ailleurs, la dérivée de cette fonction par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = e^T Q e - \Delta\omega \left[\frac{1}{c} (e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) + \frac{d\hat{\omega}_r}{\lambda dt} \right] \quad (\text{IV.5})$$

Avec, $e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$ et $e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$

$$Q = (A + GC)^T + (A + GC)$$

L'équation (IV.5) doit être définie négative selon la stabilité au sens de Lyapunov. Par conséquent, par un choix judicieux de la matrice des gains G , la matrice Q doit être une matrice définie négative, i.e. matrice de Luapunov, et le mécanisme (ou loi) d'adaptation pour l'estimation de la vitesse sera déduit par annulation du deuxième. Soit la loi d'estimation de la vitesse comme suit :

$$\hat{\omega} = \frac{\lambda}{c} \int (e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\alpha} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\beta}) dt \quad (\text{IV.6})$$

Comme il est précisé précédemment, la matrice Q doit être une matrice de Lyapunov, la matrice des gains G ajustable de l'observateur devra dès lors assurer la stabilité et la dynamique d'observation désirée. En désignant par k , un paramètre unique de réglage de cette dynamique de valeur comprise entre 1 et 3, les gains g_i seront transcrits comme ci-après.

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_2 = (k-1)a_{i22}$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -c(k-1)a_{i22}$$

Cette loi d'adaptation a été établie pour une vitesse quasi constante, pour améliorer la dynamique d'observation de la vitesse, Kubotta [Kub93-1], [Kub93-2], proposent d'utiliser un *PI* à la place d'un intégrateur pur (effet retard et statisme).

$$\hat{\omega} = K_p (e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) + K_i \int (e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) dt \quad (IV.7)$$

Avec, K_p, K_i : Gains proportionnel et intégral du PI, respectivement.

Nous pensons que cette proposition n'est pas fortuite, elle pourrait avoir un certain degré de compensation du terme vitesse négligé lors du calcul de la dérivée de la fonction de Lyapunov et par là même améliorer la dynamique du statisme de l'intégrateur pure.

L'angle d'orientation pour une commande vectorielle directe est donné à partir des estimations des composantes du flux rotorique comme suit :

$$\theta_s = \arctg \left(\frac{\hat{\Psi}_{r\beta}}{\hat{\Psi}_{r\alpha}} \right) \quad (IV.8)$$

IV.2 2 Résultats de Simulation de l'observateur de *Kubotta*

Afin de mettre en évidence les performances de cet observateur, on a mis en œuvre une étude de simulation qui a permis d'avoir les résultats que nous présentons ci-après.

La figure IV.2 montre le profil de vitesse pour l'étude de simulation.

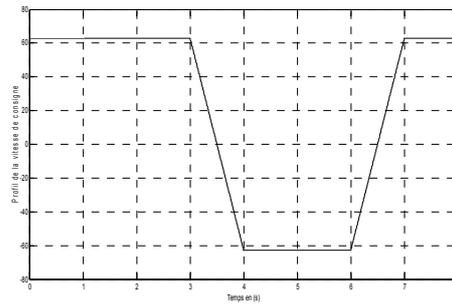
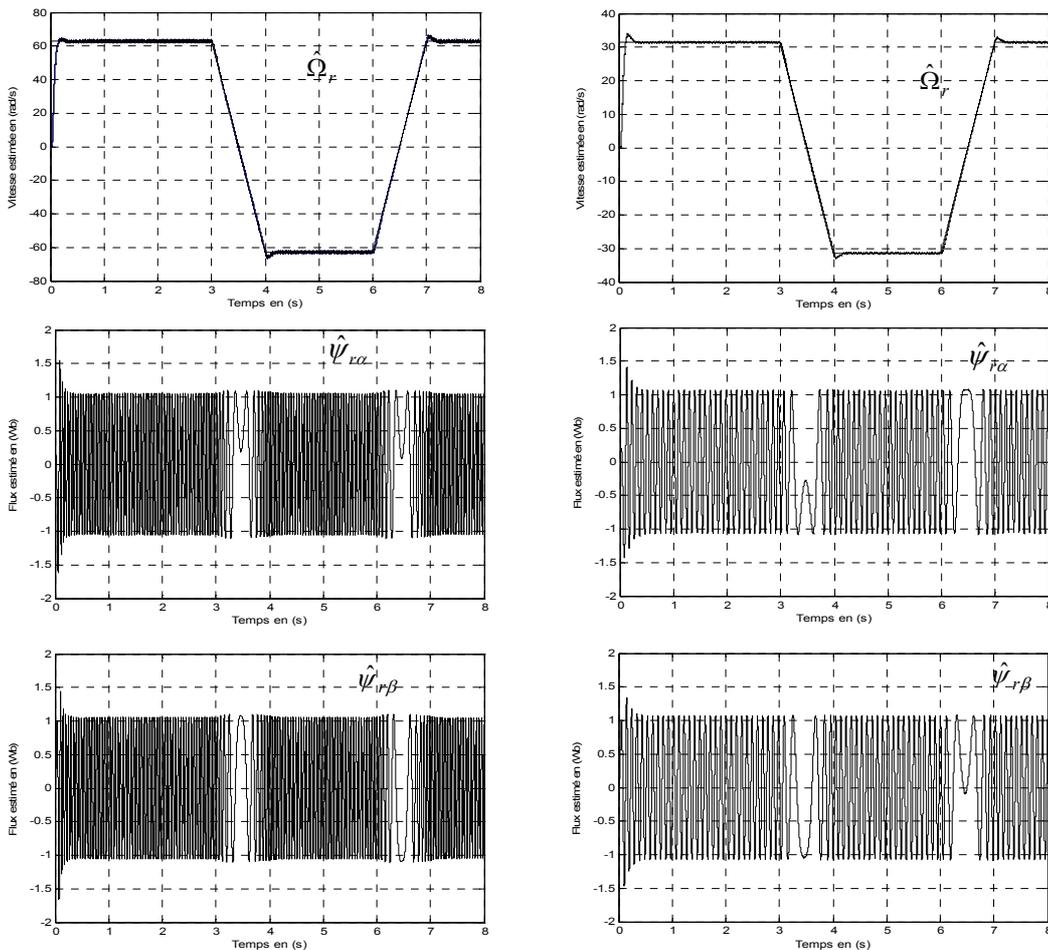


Fig. IV.2 Profil de la vitesse de référence.

Les résultats de simulation suivants ont été obtenus pour $K_p=0.21$ $K_i= 4000$ et $k=1.16$. Les courbes données par les figures IV.3 montrent les performances des vitesses estimées, des flux rotoriques estimés ainsi que du courant statorique en commande vectorielle par orientation du flux rotorique pour les consignes de vitesses $\Omega_{ref} = 62.82$ rad/s (courbe à gauche) et $\Omega_{ref} = 31.41$ rad/s (courbe à droite). De ces courbes, on peut constater que l'estimation de la vitesse se fait d'une façon satisfaisante, de même pour les composantes du flux rotorique estimées.



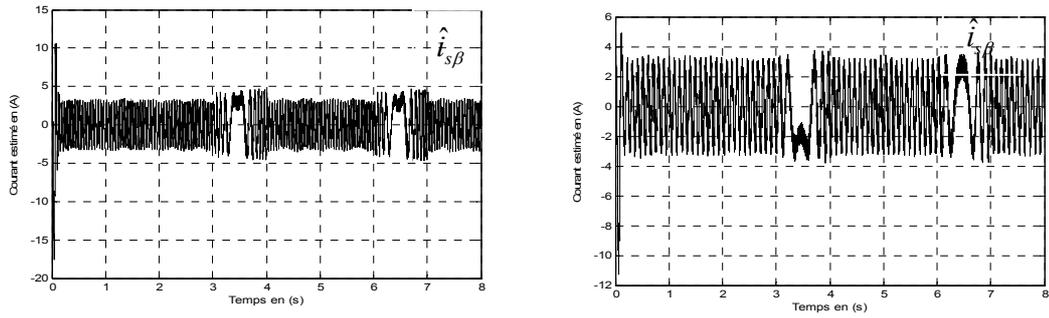
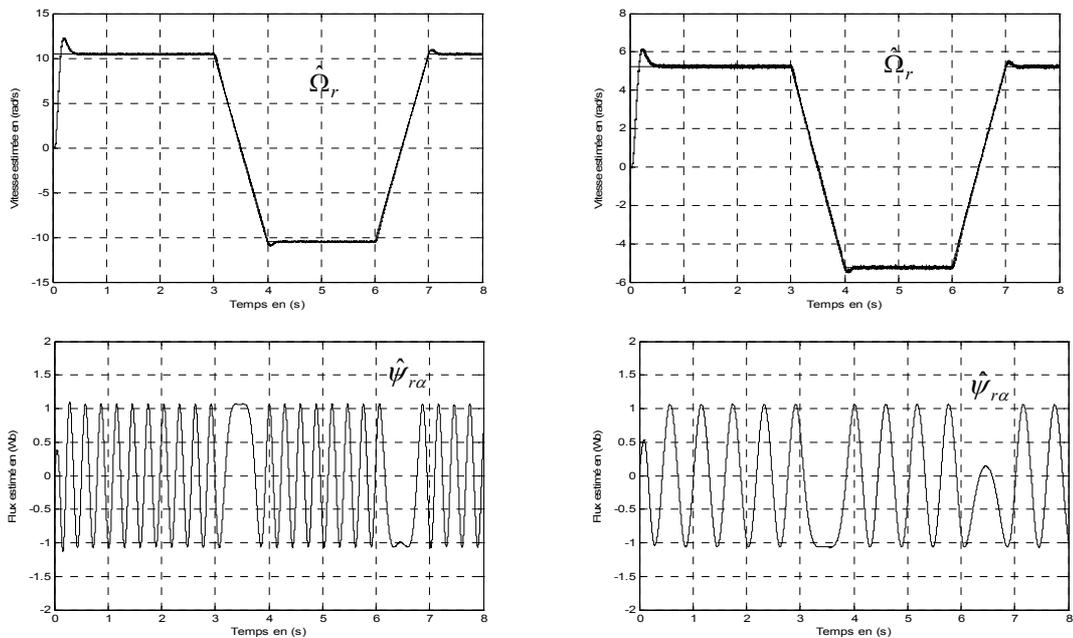


Fig.IV.3 Réponses dynamiques de la MI à flux orienté associée d'un observateur adaptatif pour ($\Omega_{ref} = 62.82$ (rad/s) et $\Omega_{ref} = 31.41$ (rad/s)).

IV.2 2.1 Essai à basse vitesse

L'essai suivant ressemble au précédent à la différence qu'on fait tourner la machine à deux vitesses de rotation relativement basses ($\Omega_{ref} = 10.47$ rad/s, $\Omega_{ref} = 5.235$ rad/s), pour pouvoir examiner l'efficacité de l'estimation de l'observateur à basses vitesses. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures IV.4. On peut conclure que l'estimation de la vitesse se fait toujours d'une façon convenable.



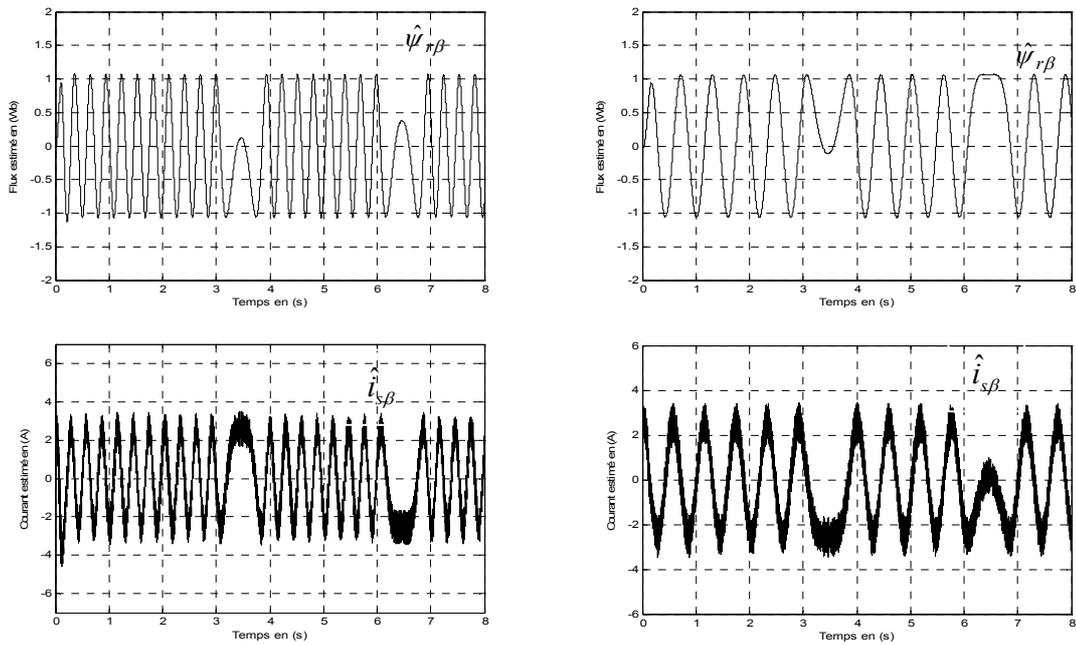


Fig.IV.4 Réponses dynamiques de la MI à flux orienté associée d'un observateur adaptatif démarrage ($\Omega_{ref} = 10.47$ (rad/s) et $\Omega_{ref} = 5.235$ (rad/s)).

IV.2.2.2 Erreur dynamique maximale de la vitesse

La figure (IV.5) montre l'erreur dynamique maximale de la vitesse en charge pour différentes valeurs de la vitesse de référence. On note que l'erreur dynamique maximale ne dépasse pas 0.27% à faible vitesse (5.235 rad/s).

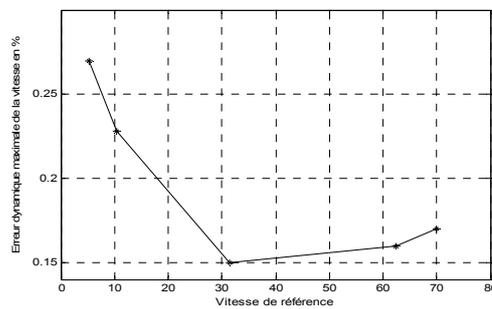


Fig IV.5 Erreur dynamique maximale de la vitesse en charge en fonction de la vitesse de référence.

Les paramètres de cet observateur sont fortement liés au modèle de la machine, donc le réglage de ses paramètres est manifestement difficile.

IV.2.3 Estimation de la vitesse par la méthode MRAS

Le modèle complet de la machine dans le référentiel du stator n'est plus utilisé en un seul bloc comme le précédent observateur, mais en deux blocs distincts. Le premier bloc servira comme modèle de référence déduit des équations tension du stator (ou modèle dit tension) alors que le second sera déduit des équations tension du rotor et servira donc comme modèle ajustable (ou modèle dit courant) car il est fonction du paramètre ajustable, en l'occurrence la vitesse. C'est ce qu'on appelle communément la technique MRAS, qui dans ce travail, concerne l'estimation du flux rotorique au préalable, voir figure IV.6. Ainsi la technique d'adaptation MRAS sera empressée de réaliser un équilibrage ou un calage des flux déduits du modèle de chacune des deux armatures de la machine et dont l'information sur la vitesse sera extraite via une intégrale de l'erreur du produit croisé des flux [Bla96], [Kou06], [Tam87], [Sch89], [Sch92].

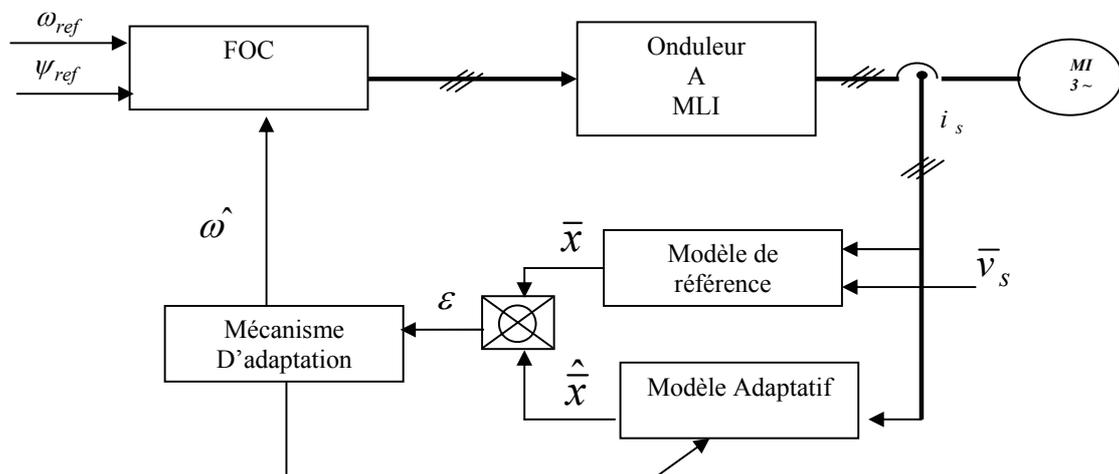


Fig. IV.6 Estimation de la vitesse de la MI par la technique MRAS.

Le modèle de référence, déduit de l'équation tension du stator, est donné par :

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{r\alpha}^{(s)}}{dt} &= \frac{L_r}{M}(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}) \\ \frac{d\psi_{r\beta}^{(s)}}{dt} &= \frac{L_r}{M}(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt})\end{aligned}\quad (\text{V.9})$$

Le modèle ajustable, déduit de l'équation tension du rotor, est défini par :

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{r\alpha}^{(r)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\psi_{r\alpha}^{(r)} - \omega\psi_{r\beta}^{(r)} + \frac{M}{T_r}i_{s\alpha} \\ \frac{d\psi_{r\beta}^{(r)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\psi_{r\beta}^{(r)} + \omega\psi_{r\alpha}^{(r)} + \frac{M}{T_r}i_{s\beta}\end{aligned}\quad (\text{V.10})$$

Pour des estimés du flux et de la vitesse $(\hat{\Psi}_r^{(r)}, \hat{\omega})$, tel que le courant-stator sera considéré comme entrée mesurable, le système (V.10) s'écrira :

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}^{(r)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\hat{\psi}_{r\alpha}^{(r)} - \hat{\omega}\hat{\psi}_{r\beta}^{(r)} + \frac{M}{L_r}i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}^{(r)}}{dt} &= -\frac{1}{T_r}\hat{\psi}_{r\beta}^{(r)} + \hat{\omega}\hat{\psi}_{r\alpha}^{(r)} + \frac{M}{L_r}i_{s\beta}\end{aligned}\quad (\text{IV.11})$$

La dynamique d'erreur entre les deux modèles (IV.10) et (IV.11) peut être exprimée par :

$$\frac{de}{dt} = Ae + W \quad (\text{IV.12})$$

$$\text{Avec : } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$W = \Delta\omega J \hat{\Psi}_r^{(r)}, \quad \text{où } \Delta\omega = (\omega - \hat{\omega}) \quad \text{et} \quad \hat{\Psi}_r^{(r)} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^{(r)} & \hat{\psi}_{r\beta}^{(r)} \end{bmatrix}^T$$

Soit la fonction candidate de Lyapunov V définie positive suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\omega - \hat{\omega})^2}{\lambda} \quad (\text{IV.13})$$

En considérant la même hypothèse que précédemment sur la constante de la vitesse réelle, la dérivée de V sera donc :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{de^T}{de} e + \frac{de}{dt} e^T - 2 \frac{d\hat{\omega}}{\lambda dt} \Delta\omega \right) = e^T (A + A^T) e + 2 \left(e e^T J \hat{\Psi}_r^{(r)} - \frac{d\hat{\omega}}{\lambda dt} \right) \Delta\omega \quad (\text{IV.14})$$

Il est évident que $A + A^T = -\frac{2}{T_r} I_{2 \times 2}$ est une matrice de Lyapunov, i.e. définie négative $\forall \omega$. Pour que la dérivée de V soit définie négative (condition de stabilité) il faut l'annulation du terme en $\Delta\omega$. La loi d'adaptation de la vitesse sera donc [Sch89]:

$$\hat{\omega} = \lambda \int e^T J \hat{\Psi}_r^{(r)} dt = \lambda \int (\Psi_{r\beta}^{(r)} \hat{\Psi}_{r\alpha}^{(r)} - \Psi_{r\alpha}^{(r)} \hat{\Psi}_{r\beta}^{(r)}) dt \quad (\text{IV.15})$$

Les composantes $(\Psi_{r\alpha}^{(r)}, \Psi_{r\beta}^{(r)})$ sont données comme grandeurs exactes et par conséquent elles sont égales à celles données par le modèle de référence du stator $(\hat{\Psi}_{r\alpha}^{(s)}, \hat{\Psi}_{r\beta}^{(s)})$, d'où la loi (IV.15) s'écrira simplement :

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\hat{\Psi}_r^{(s)} \otimes \hat{\Psi}_r^{(r)}) dt \quad (\text{IV.15-bis})$$

Pour les mêmes raisons citées dans la section précédente, le PI pourra être adopté à la place de l'intégrateur pur et donc l'expression (IV.15-bis) devient aussi :

$$\hat{\omega} = k_i (\hat{\Psi}_r^{(s)} \otimes \hat{\Psi}_r^{(r)}) + k_p \int (\hat{\Psi}_r^{(s)} \otimes \hat{\Psi}_r^{(r)}) dt \quad (\text{V.15-tierce})$$

IV.3 APPROCHE MRAS FLOU

Généralement, les approches d'estimation de la vitesse de la machine à induction basées sur le modèle de référence sont relativement simples et pratiques par rapport à d'autres stratégies d'estimation. Néanmoins, leur inconvénient majeur est leur forte dépendance des paramètres de la machine, notamment la constante de temps T_r , à cela s'ajoutent les difficultés d'ajuster les gains de mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée surtout si celle-ci est issue d'un régulateur PI classique [Com06],[Xpe03]. Dans cette optique, un mécanisme d'adaptation flou sera proposé

pour l'estimation de la vitesse. Ainsi, l'écart entre les flux déduits des deux modèles de la technique MRAS sera ajusté moyennant un contrôleur flou (FLC) substituant le PI. L'erreur $e = (\psi_{r\beta}^s \hat{\psi}_{r\alpha}^r - \psi_{r\alpha}^s \hat{\psi}_{r\beta}^r)$ et la variation de l'erreur $\Delta e = e_k - e_{k-1}$; $k \in N$ sont alors considérées comme variables floues d'entrée au FLC, dont la sortie floue donnera la variation de vitesse estimée $\Delta \hat{\omega} = \hat{\omega}_k - \hat{\omega}_{k-1}$; $k \in N$. La fuzzification des variables linguistiques d'entrée et de sortie a été réalisée par des fonctions d'appartenance triangulaires symétriques, voir figure (IV.7).

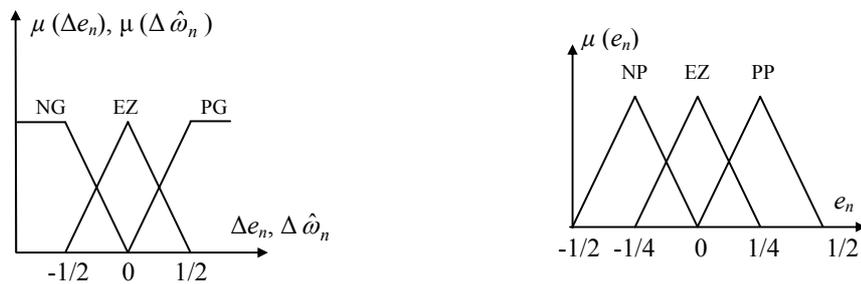


Fig. IV.7 Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie d'un estimateur flou.

Par ailleurs, les règles d'inférences utilisées pour l'estimation de la vitesse sont récapitulées dans la table IV. 1. La méthode du centre de gravité est utilisée pour la défuzzification, donc l'action de l'estimation est donnée par l'expression suivante :

$$\Delta \hat{\omega}_n = \frac{\sum_{i=1}^9 \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^9 \mu_{ci} S_i} \quad (IV.16)$$

en			
Δen	NP	EZ	PP
NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG

Tab. IV. 1. Règles d'inférence proposée pour l'estimation de la vitesse de la MI.

IV.4 RESULTATS DE SIMULATION AVEC MRAS FLOU

Le schéma bloc du système d'entraînement d'une machine à induction triphasée à flux orienté muni d'un observateur flou basé sur la technique de *MRAS* pour l'estimation de vitesse dont cette dernière est réglée par un PI flou, est montré par la figure IV.8.

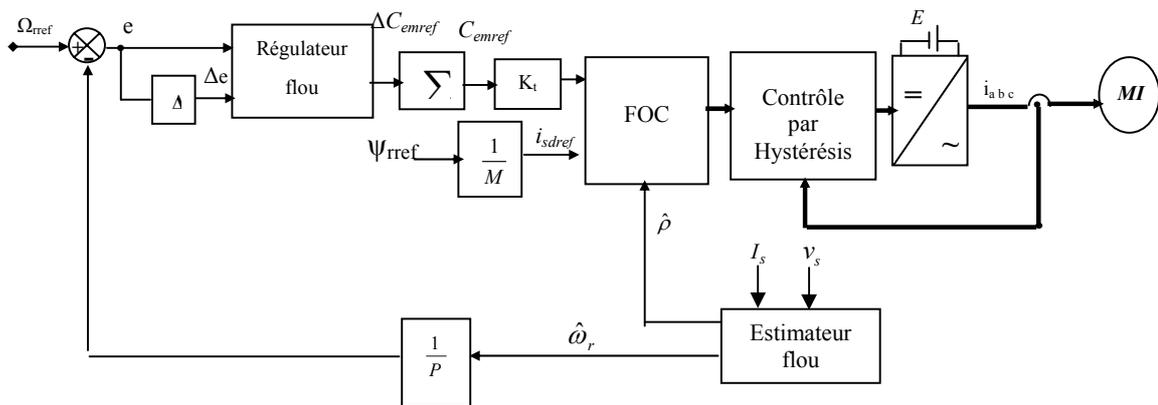


Fig. IV. 8 Observateur flou basé sur la technique de MRAS pour un contrôle flou sans capteur de vitesse d'une machine à induction à flux orienté.

Avant d'aborder les résultats de simulation et d'expérimentation de l'approche proposée, il est nécessaire d'exposer quelques résultats de simulation de l'estimation de la vitesse par un estimateur *MRAS* classique, et cela afin de voir les améliorations qu'offre la stratégie *MRAS-flou*. Les résultats de simulation suivants ont été obtenus pour $K_p=9$ et $K_i=6600$.

Les courbes illustrées par les figures IV.9 montrent respectivement les performances des vitesses estimées, des flux rotoriques estimés ainsi que du courant statorique en commande vectorielle par orientation du flux pour les consignes de vitesses $\Omega_{ref} = 62.82$ rad/s (courbe à gauche) et $\Omega_{ref} = 31.41$ rad/s (courbe à droite). De ces courbes, on peut constater que l'estimation de la vitesse se fait d'une façon satisfaisante, de même pour les composantes du flux rotorique estimées.

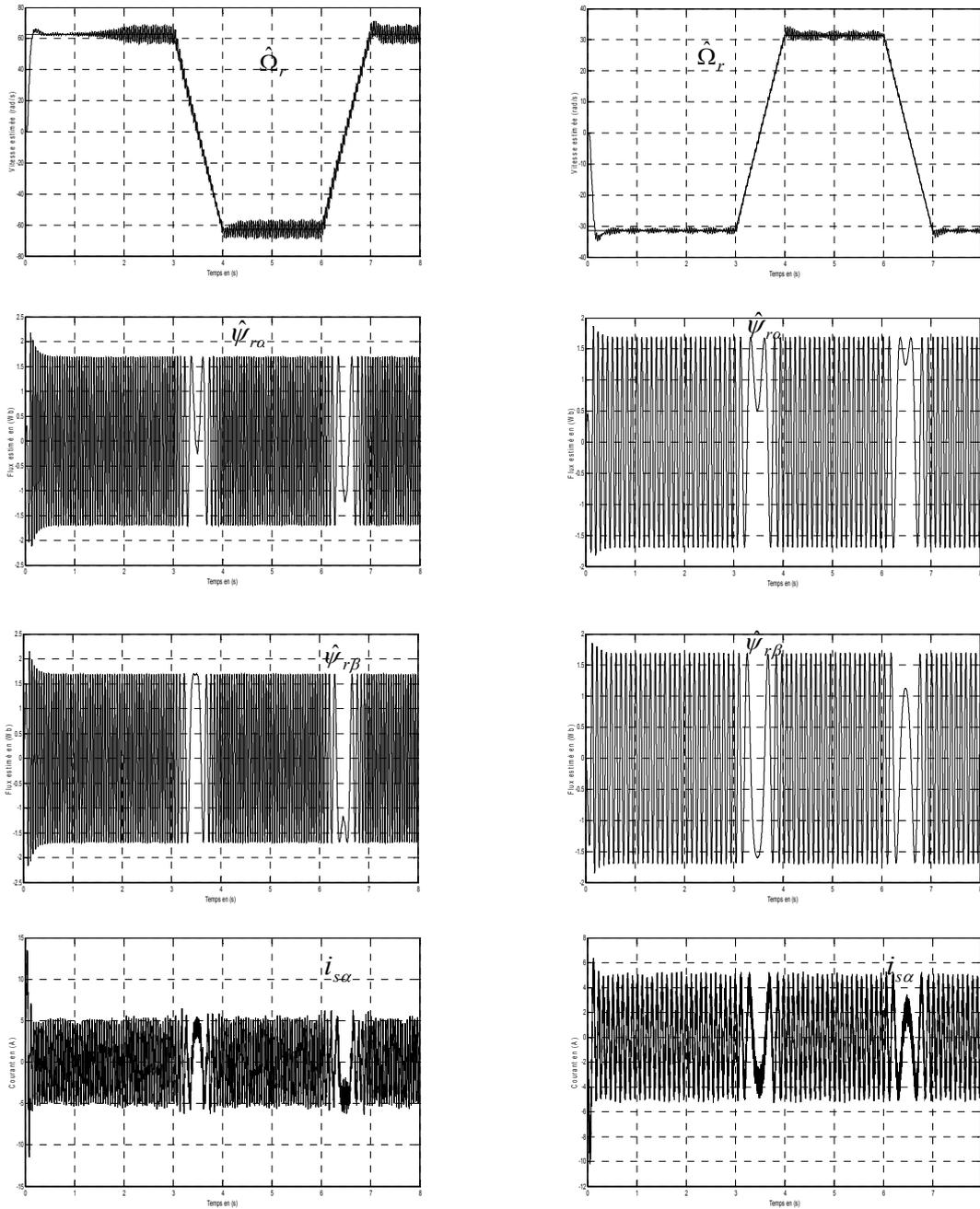


Fig.IV.9 Réponse dynamique de la MI à flux orienté associée d'un estimateur MRAS au démarrage ($\Omega_{ref} = 62.82$ (rad/s) et $\tilde{\Omega}_{ref} = 31.41$ (rad/s)).

IV.4.2 Essai à basse vitesse

Dans cet essai on fait tourner la machine pour deux vitesses de rotation : $\Omega_{ref} = 10.47$ rad/s, $\Omega_{ref} = 5.235$ rad/s. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes IV.10. On note que la qualité de cette estimation est acceptable.

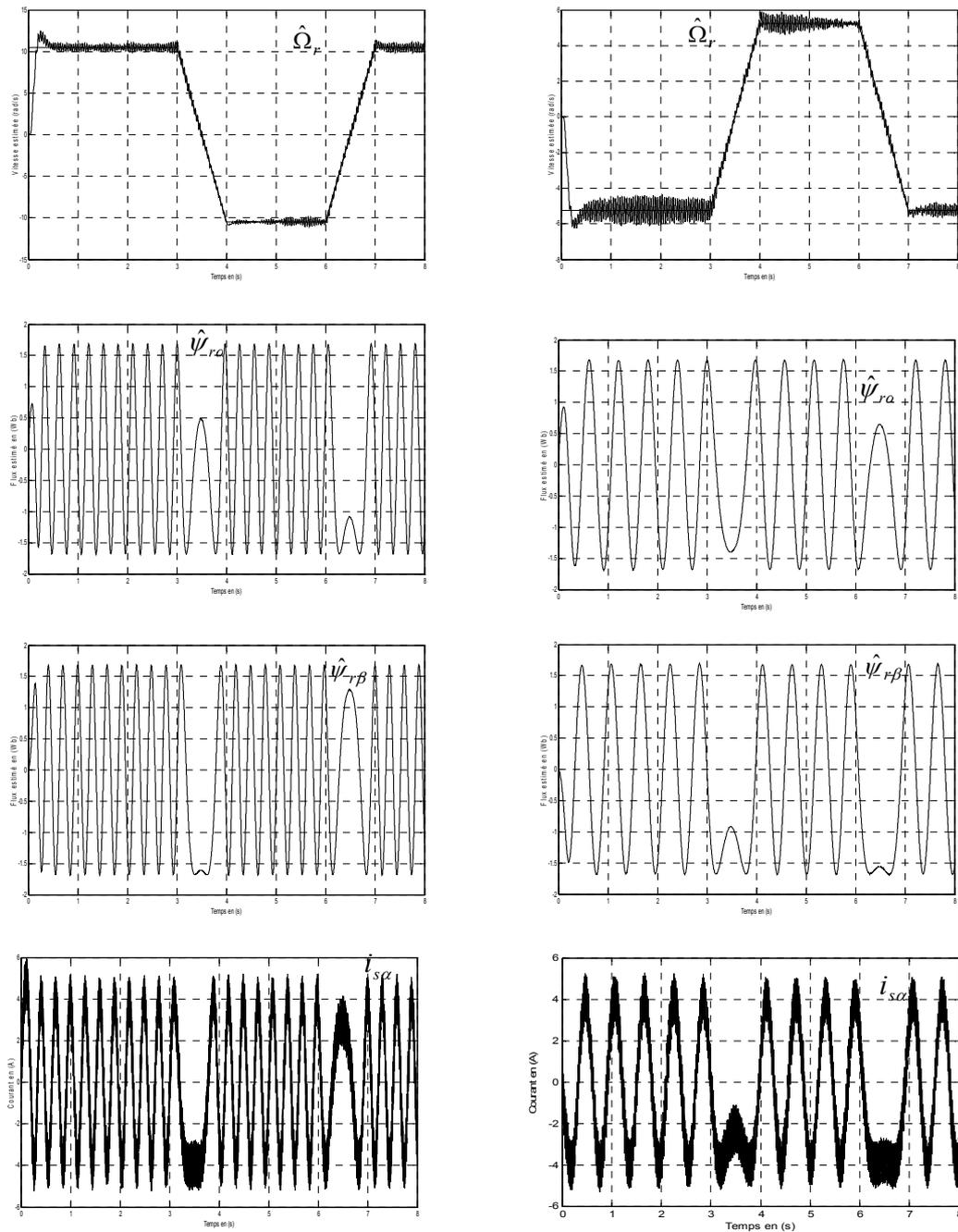


Fig. IV.10 Réponse dynamique de la MI à flux orienté associée d'un estimateur MRAS au démarrage ($\Omega_{ref} = 10.47$ (rad/s) et $\Omega_{ref} = 5.235$ (rad/s)).

IV.5 VALIDATION NUMERIQUE ET EXPERIMENTALE DU MRAS-FLOU

IV.5.1 Dispositif expérimental

Les résultats expérimentaux ont été réalisés sur le banc d'essai du laboratoire de Génie Electrique (*LGEP*) de Paris. L'actionneur asynchrone est constitué d'un ensemble d'éléments autres que la machine à induction. Ces différents éléments permettent de contrôler la machine de manière à ce qu'elle ait un comportement souhaité (couple développé, vitesse mécanique). L'actionneur asynchrone utilisé, dans le cadre de nos implantations en temps réel, se compose des éléments suivants :

- Alimentation de tension continue (300 V) ;
- Un onduleur triphasé de tension à *MOSFET*;
- Une machine asynchrone triphasée à cage, paramètres donnés voir annexe A ;
- Des capteurs à effet Hall ;
- Une carte d'interface entre la carte microprocesseur et les différents éléments de l'actionneur asynchrone ;
- Une carte *DSP* qui exécute les algorithmes de commande et d'estimation ;
- Un ordinateur pour charger les programmes de commande et d'estimation sur la carte *Dspace* DS 1103 et communiquer avec elle (voir figure IV.11).

La charge de l'actionneur utilisée est une machine synchrone à aimants permanents. C'est un dispositif électromagnétique qui est placé en bout d'arbre de la machine. Son rôle est de charger le moteur à sa charge nominale de 7 Nm.

Dans la pratique l'implantation de la technique *MRAS* classique s'avère difficile à cause des intégrateurs purs existant dans le modèle de référence. Pour cette fin, Schauder proposa un filtre passe bas, pouvant être inséré à la sortie du modèle de référence et à l'entrée du modèle ajustable [Sch92]. On a utilisé, dans notre expérimentation, la technique *MRAS* modifiée qui est schématisée par la figure (IV.12).

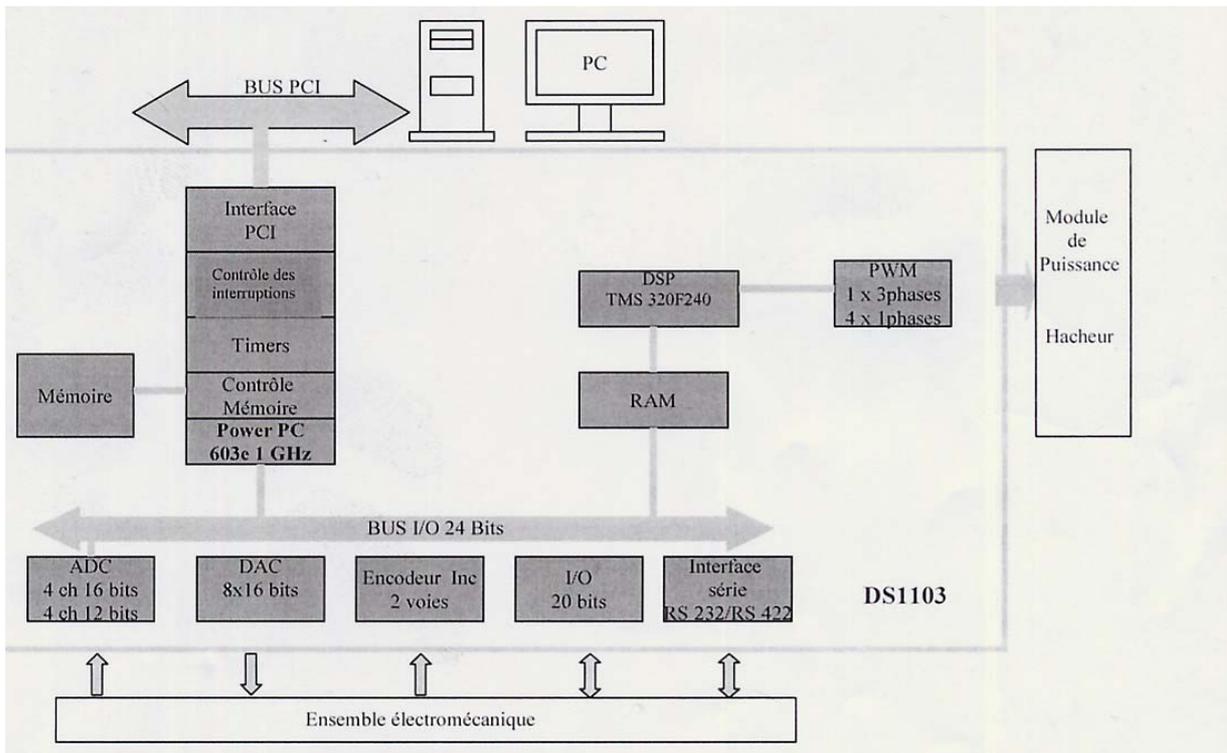


Fig.IV.11 Carte DSpace 1103

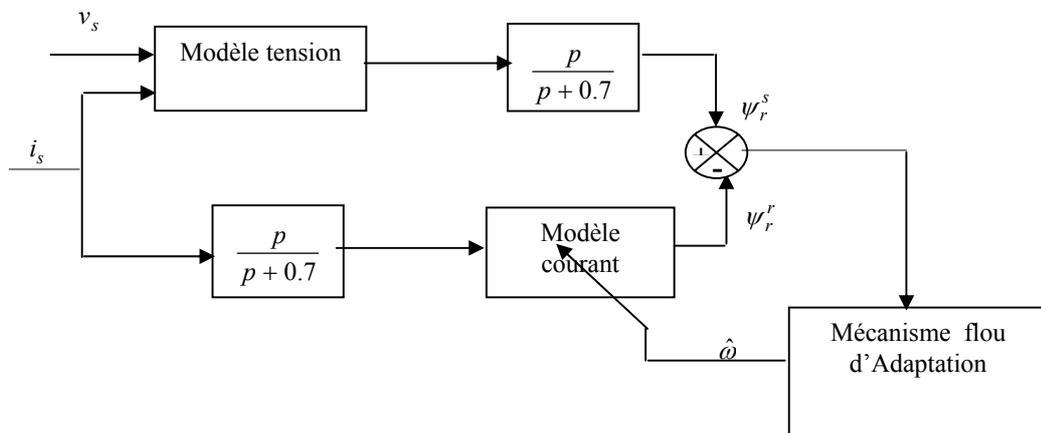


Fig. IV.12 Structure de MRAS flou modifiée.

IV.5.2 Resultats Expérimentaux de l'approche MRAS-Flou

On présente ici quelques résultats expérimentaux (présentes dans la colonne gauche) en comparatif avec ceux obtenus par simulations (présentes dans la colonne droite) pour les mêmes conditions de fonctionnement. Ces résultats montrent la faisabilité de l'approche d'estimation

qu'on a implanter expérimentalement pour l'estimation de la vitesse de la machine à induction. Les relevés expérimentaux sont donnés selon les consignes de vitesse tels que les profils suivants, voir figure IV.13. Les tests expérimentaux ont été menés sous un couple de charge, $C_r = 2.5$ Nm. Les sous sections suivantes donnent successivement les résultats des performances obtenues dans une commande vectorielle à réglage flou de la vitesse munie d'un estimateur MRAS-flou pour les niveaux de vitesse, respectivement présentés dans les sections correspondantes données ci-après :

Section IV.5.2.1 : $\Omega_{ref} = 62.82$ rad/s, i.e. $\Omega_{ref} = 600$ tr/mn, voir Fig. IV.14.

Section IV.5.2.2 : $\Omega_{ref} = 31.41$ rad/s, i.e. $\Omega_{ref} = 300$ tr/mn, voir Fig. IV.15.

Section IV.5.2.3 : $\Omega_{ref} = 10.47$ rad/s, i.e. $\Omega_{ref} = 100$ tr/min, voir Fig. IV.16.

Section IV.5.2.4 : $\Omega_{ref} = 5.235$ rad/s, i.e. $\Omega_{ref} = 50$ tr/min, voir Fig. IV.17.

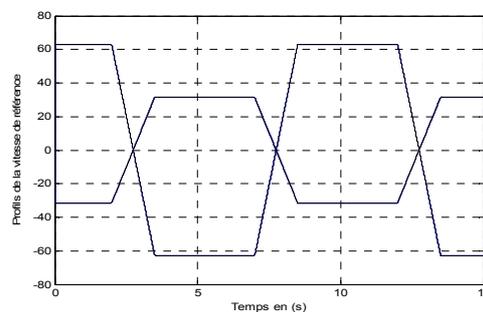


Fig. IV.13 Profils de la vitesse de référence

IV.5.2.1 Performances MRAS-flou pour $\Omega_{ref} = 62.82$ rad/s, i.e. $\Omega_{ref} = 600$ tr/mn

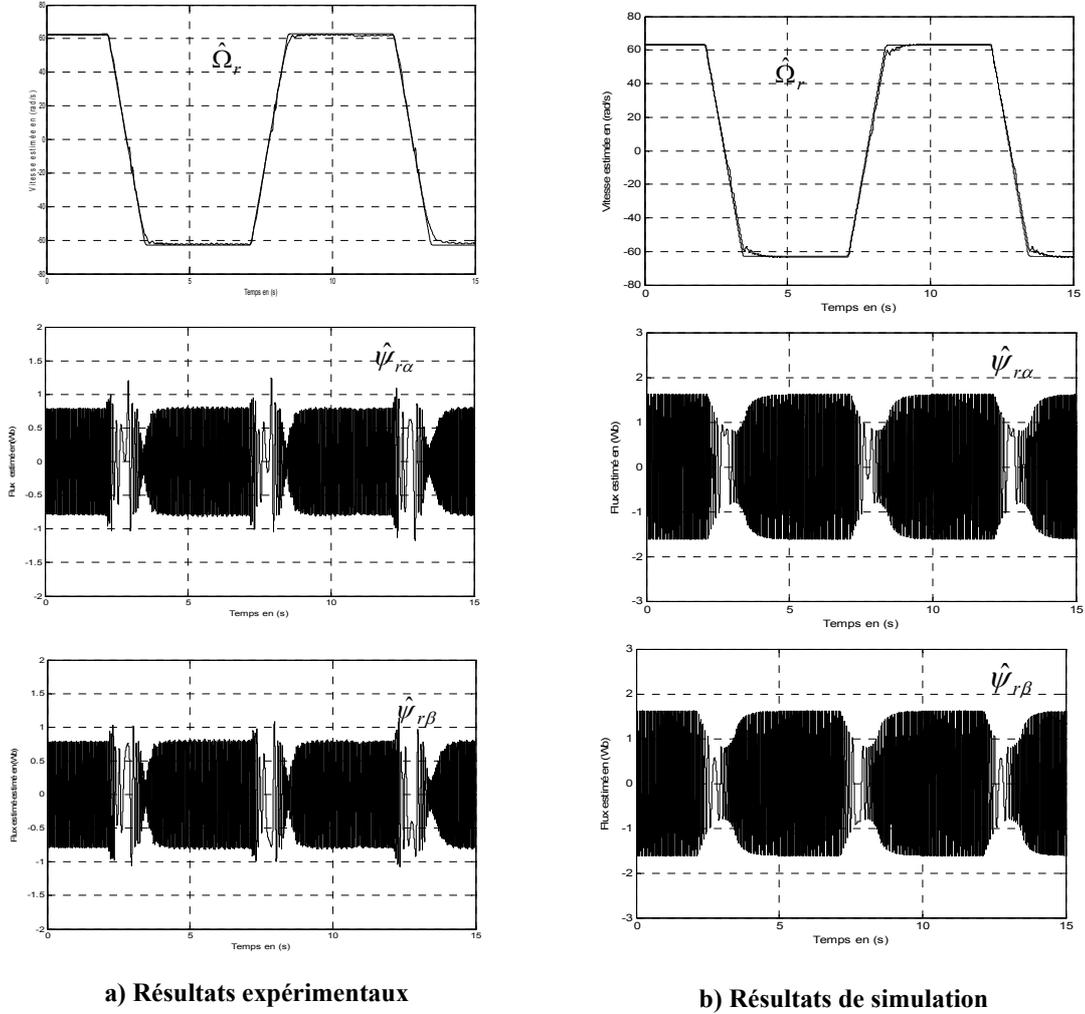


Fig. IV.14 Résultats des tests de la commande vectorielle de la machine à induction avec estimation de vitesse MRAS-flou pour la consigne $\Omega_{ref} = 62.82$ rad/s i.e $\Omega_{ref} = 600$ tr/mn.

IV.5.2.3 Performances MRAS-flou pour $\Omega_{ref} = 10.47 \text{ rad/s}$, i.e. $\Omega_{ref} = 100 \text{ tr/min}$;

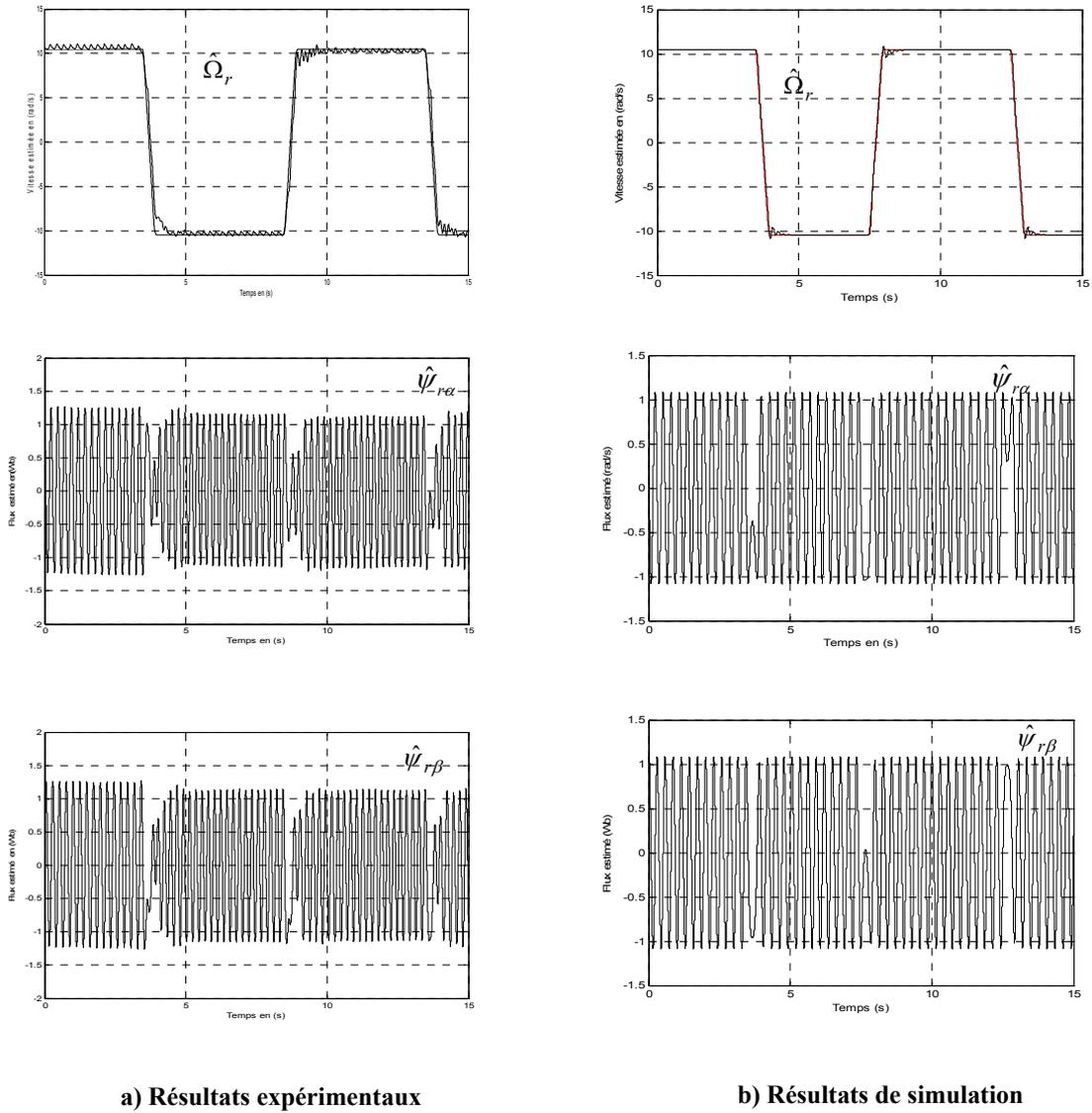


Fig. IV.16 Résultats des tests de la commande vectorielle de la machine à induction avec estimation de vitesse MRAS-flou pour la consigne $\Omega_{ref} = 10.47 \text{ rad/s}$ i.e. $\Omega_{ref} = 100 \text{tr/min}$.

IV.5.2.4 Performances pour $\Omega_{ref} = 5.235 \text{ rad/s}$, i.e. $\Omega_{ref} = 50 \text{ tr/min}$

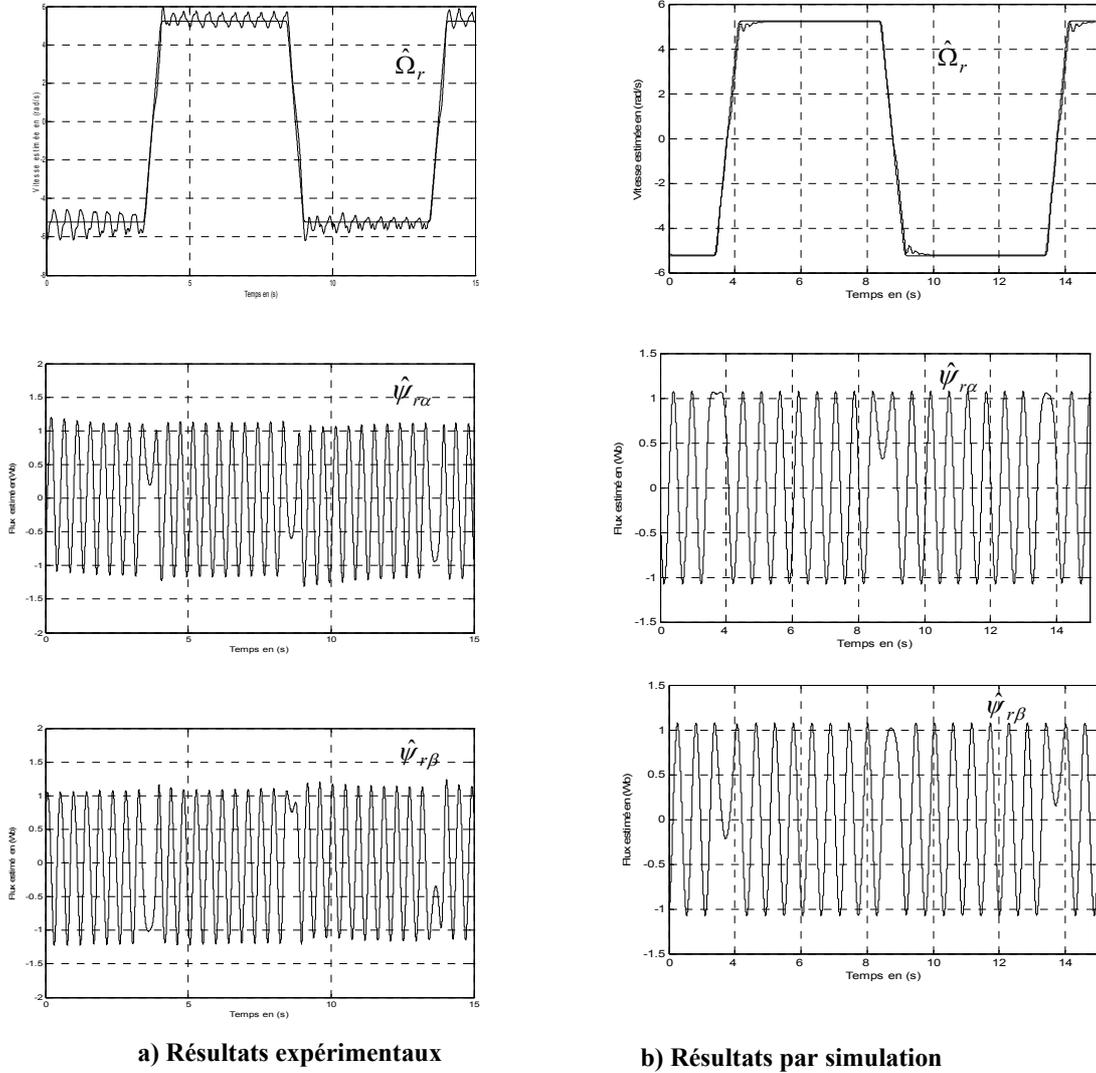


Fig. IV.17 Résultats des tests de la commande vectorielle de la machine à induction avec estimation de vitesse MRAS-flou pour la consigne $\Omega_{ref} = 5.235 \text{ (rad/s)}$ i.e. $\Omega_{ref} = 50\text{tr/min}$.

IV.5.3 Discussion

Comme première remarque, on note que les résultats obtenus par simulation et par expérimentation, sont concordants.

Ces performances ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou ($k_e=0.016$, $k_{\Delta e}=0.006$, $k_{\Delta wr}=0.29$), après plusieurs tests d'ajustement.

Les figures IV.14 montrent les résultats expérimentaux et les résultats par simulation pour une vitesse de référence 62.82 rad/s, i.e. de 600 tr/mn. On constate une très bonne concordance entre les résultats expérimentaux et de la simulation, et que les vitesses estimées convergent rapidement vers les vitesses de référence imposées avec une erreur dynamique pratiquement nulle. De même pour les flux rotoriques estimés.

Les figures IV.15 illustrent les résultats expérimentaux pour des vitesses de référence de 31.41 rad/s, On note une parfaite poursuite de la vitesse estimée. De même pour les composantes du flux rotoriques estimées qui s'accrochent correctement à leurs valeurs réelles correspondantes.

Les figures IV.16 IV.17 présentent les résultats expérimentaux de la machine à basse vitesse ($\Omega_{ref}=5.235$ (rad/s)) et à vitesse moyenne ($\Omega_{ref}=10.47$ rad/s). On remarque que l'estimation de la vitesse se fait toujours d'une façon satisfaisante. Néanmoins on note que la vitesse estimée à basse vitesse possède des fluctuations, ces fluctuations peuvent être éliminées on utilisant un filtre adéquat.

IV.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté trois approches d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une machine à induction triphasée à flux rotorique orienté. En premier lieu, on a utilisé un observateur adaptatif pour l'estimation de la vitesse de rotation. Les performances de cet observateur ont été illustrées par des résultats de simulation. Dans la seconde partie de ce chapitre, on a proposé la technique MRAS flou pour l'estimation de la vitesse de rotation. Afin d'avoir une meilleure appréciation de l'approche d'estimation suggérée, il est tout naturel de la comparer avec l'estimateur MRAS classique. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

On a montré par des résultats de la simulation numérique et par des résultats expérimentaux l'efficacité et la validité de l'algorithme d'estimation proposé pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. Après la comparaison effectuée entre les différentes stratégies d'estimation étudiées, il en ressort que:

- L'observateur adaptatif procure une bonne estimation de vitesse pour des grandes vitesses, et une estimation acceptable pour les faibles vitesses. La limitation de cette technique d'estimation réside dans la forte dépendance du modèle de la machine, donc le réglage de ses paramètres est difficile. Cette difficulté lui rend éloigné d'implantation.
- L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à des vitesses élevées, la qualité d'estimation se dégrade à faible vitesse. A la forte sensibilité aux paramètres de la machine, notamment la constante de temps T_r , s'ajoutent les difficultés d'ajuster les gains de mécanisme d'adaptation de la vitesse estimée surtout si celle-ci est issue d'un régulateur PI classique.
- L'estimateur MRAS flou proposé semble très prometteur car sa réponse est plus rapide et plus précise, et il résout le problème de la sensibilité vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. L'avantage de cet estimateur est la facilité du réglage des gains du mécanisme d'adaptation, donc la simplicité de son implantation. Les résultats expérimentaux confirment bien l'obtention des meilleures performances dynamiques et statiques même pour des faibles vitesses.

Dans le chapitre suivant, on va introduire un algorithme d'estimation de la vitesse rotorique par la technique du mode de glissement.

IV.7 BIBLIOGRAPHIE

- [AI-R04] Al-Rouh; I.; " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Bla96] Blasco-Gimenez, R.; Asher, G. M.; Sumner, M.; Bradley, K. J., "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 2: Online parameter tuning and dynamic performance studies", *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 143, no. 2, pp. 123 – 134, Mar. 1996.
- [Com06] Comanescu, Mi.; Xu, L. , " Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless vector Control of Induction Machine, " *IEEE Transactions ON Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 1, pp. 146- 153, February 2006.
- [Kou06] Kouzi; K.; Naït Saïd; M-S., "Fuzzy Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using MRAS Approach", *International Conference*, Nov, 2006, Djelfa, Algeria.
- [Kub93-1] Kubota, H.; Matsuse, K., "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers", *Proceeding of Power Conversion Conference*, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.
- [Kub93-2] Kubota, H.; Matsuse, K.; Nakano, T., "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no 2, pp. 344 – 348, Mar./Apr. 1993.
- [Kub93-3] Kubota, H.; Matsuse, K., "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 414 – 418, Toronto, Canada, 2 - 8 Oct. 1993.
- [Kub94] Kubota, H.; Matsuse, K., "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219 - 1224, Sept./Oct. 1994.
- [Sch89] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 493 – 499, 1 – 5 Oct. 1989.
- [Sch92] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054 – 1061, Sept./Oct. 1992.
- [Tam87] Tamai, S.; *et al.*, "Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system," in *Proc. IEEE/ZAS Annu. Meet.*, pp. 189-195 1987.
- [Xep03] Xepapas ; S. ; Kaletsanos ; A. ; Xepapas ;F.; and Manias ; S., "Sliding-mode observer for speed-sensorless induction motor drives", *EE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol. 150, No. 6, pp.611-617,Nov 2003.

CHAPITRE V

AMELIORATION DU CONTROLE BASSES-VITESSES POUR UNE COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE : USAGE D'UN OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS ADAPTATIF

V .1 INTRODUCTION

Il est acquis que les commandes à rendement élevé pour la machine à induction peuvent être mises en application au moyen de contrôleurs de vitesse/flux basés sur des concepts d'orientation du champ. Des capteurs mécaniques tels que les codeurs incrémentaux et les *resolvers* sont habituellement employés pour mesurer la vitesse de la machine à induction. Il est aussi connu que l'utilisation de ces capteurs peut entraîner une réduction de la robustesse et de la fiabilité de l'entraînement asynchrone en augmentant le coût et la complexité des montages. Cela explique en gros, ces derniers temps, cette ruée vers les commandes dites sans capteurs. Comme stipulé précédemment, cette thèse concerne les techniques d'estimation ou d'observation de vitesse de la machine à induction, dites techniques *modèle*, utilisées dans une

commande à flux orienté, où seul le recours aux terminaux du stator (courant, tension) est employé . Si toutefois le problème de la sensibilité paramétrique se trouve contourné, ces techniques modèles continueront désormais d'être vulnérables pour les estimations d'état en basses-vitesses.

Ainsi, le présent chapitre se veut une contribution dans ce contexte précis, où l'emploi d'un observateur à modes glissants, en dépit du phénomène de broutement (*chattering*) qu'il l'accompagne, permet d'insensibiliser la commande contre certaines dérives paramétriques, et donc l'attention sera tournée vers la réalisation de performances de contrôle et d'estimation de la vitesse dans les fonctionnements basses-vitesses. L'estimation de la vitesse sera menée par un observateur à modes glissant adaptatif décrit entre autres dans la référence [Tur00] où l'algorithme d'adaptation sera modifié pour apporter l'amélioration désirée. Une présentation des résultats en comparatif permet d'élucider cet apport.

V.2 OBSERVATEUR PAR MODES GLISSANTS

Un observateur à modes glissants est observateur analogue à celui de *Luenberger* (*Kubotta*, Chap. IV) dont le terme gain-correcteur contient la fonction discontinue : *signe*. Les modes glissants sont des techniques de contrôle reposant sur la théorie des systèmes à structure variable [Car00-2].

Les dynamiques des observateurs par modes glissants concernent l'erreur d'observation d'état $e = x - \hat{x}$. Leur évolution est imposée sur une variété de surface, sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie $e = y - \hat{y}$ tendant vers zéro. Ainsi, les dynamiques sur cette variété de surface seront stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler l'erreur d'estimation [Car00-2], [Bou97]. Un observateur à modes glissants s'écrit sous la forme [Dra92], [Dra95] :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}} &= f(\hat{\xi}, u) + \Lambda \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= h(\hat{\xi}) \end{aligned} \tag{V.1}$$

Avec, $\hat{\xi}$: Etat estimé, dimension $n \times 1$
 u : Entrée ou commande de l'observateur
 y et \hat{y} : Sorties mesurée et estimée, dimension $p \times 1$, respectivement

$$\text{Où, } \text{sign}(y - \hat{y}) = \begin{bmatrix} \text{sign}(y_1 - \hat{y}_1) & \text{sign}(y_2 - \hat{y}_2) & \dots & \text{sign}(y_p - \hat{y}_p) \end{bmatrix}$$

- Λ : Matrice Gain de l'observateur, dimension $n \times p$
- $f(.)$: Fonction non linéaire d'évolution d'états, dimension $n \times 1$
- $h(.)$: Fonction non linéaire de sortie, *dim.* $p \times 1$

Les propriétés intéressantes dans ce type d'observateur sont celles liées à la convergence en temps fini vers la ou les surfaces de glissement et à la réduction de la dynamique totale de n à $n-p$ (n : ordre du système, p : ordre des sorties mesurables) états sur la surface de glissement. La robustesse vis à vis des perturbations internes (paramétriques) et externes (charge, bruit, ...) sera conférée aux réglages optimaux des gains de la fonction signe où un compromis *chattering*–performances (lissage) devrait être observé [Ben98-b], [Ben99-b] [Par99], [Tur00], [Khe00], [Xpe03], [Jin05], [Nay06], [Li05].

V.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR A MODES GLISSANTS ADAPTATIF

L'observateur à modes glissants est illustré sur la figure V.1. Il est constitué de deux blocs, le premier concernant le modèle de la machine pour l'estimation de l'état (flux–rotor, courant–stator) et le second le mécanisme d'adaptation de l'estimation de la vitesse.

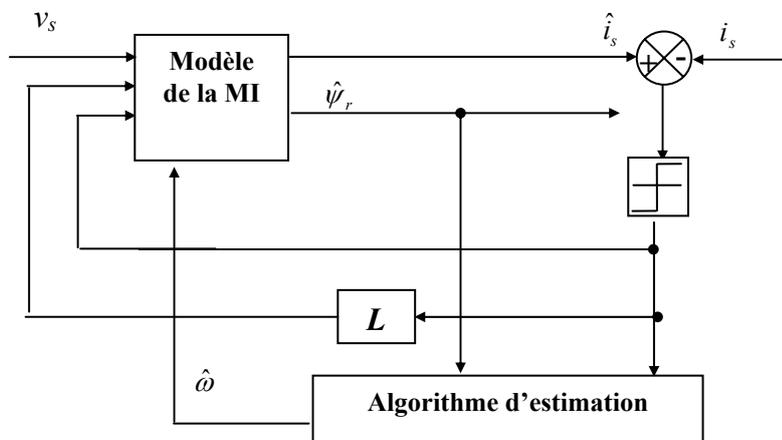


Fig. V.1 Structure d'un observateur par modes glissants adaptatif.

V.3.1 Lien courant–flux en mode de glissement

L'observateur à modes glissants consiste à stabiliser les dynamiques d'erreurs des états à estimer ce qui revient à [Ben98-b] :

- Déterminer une surface de glissement sur laquelle l'erreur de l'estimation de la sortie est nulle.
- Etablir les conditions de glissement (calcul des gains de l'observateur pour lesquelles toutes les trajectoires du système se dirigent vers la surface de glissement (attractivité) et y restent (invariance).

L'observateur est conçu à partir du modèle de la machine à induction lié au stator (II.5).

Les surfaces de glissement sont définies par :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

La formulation du modèle d'état de la machine donné dans sa version (V.3) est celle qui sera commodément utilisée pour la synthèse de l'observateur en question.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_s \quad (\text{V.3})$$

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + K \text{sign}(\hat{i}_s - i_s) \quad (\text{V.4})$$

Avec, \hat{x} est l'état estimé de l'état x (supposé vrai).

$$\hat{x} = [\hat{i}_s \quad \hat{\psi}_r]^T ; \quad \hat{i}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta}]^T ; \quad \hat{\psi}_r = [\hat{\psi}_{r\alpha} \quad \hat{\psi}_{r\beta}]^T ; \quad v_s = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T$$

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ -LK_1 \end{bmatrix} : \text{Matrice de gains de commutation [Tur00]} :$$

$$\text{Où,} \quad K_1 = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix} ; \quad L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}$$

La différence entre les modèles (V.4) et (V.3) engendre un modèle d'état de l'erreur est donné comme suit :

$$\frac{de}{dt} = Ae + \Delta A\hat{x} + K \text{sign}(\hat{i}_s - i_s) \quad (\text{V.5})$$

Avec, $e = \hat{x} - x = [e_i \quad e_\psi]^T$: Erreur d'état, erreur d'estimation de l'état.

$$\Delta A = \hat{A} - A \quad : \quad \text{Erreur de modélisation.}$$

Et où, $e_i = \hat{i}_s - i_s$: Erreur courant, erreur d'estimation du courant du stator.

$e_\psi = \hat{\psi}_r - \psi_r$: Erreur flux, erreur d'estimation du flux du rotor.

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix}; \quad \Delta A_{ij} : \text{Bloc de matrices, voir définition au chapitre IV.}$$

Les conditions du mode de glissement, en terme de convergence vers la surface et d'invariance sur cette même surface, permettent d'écrire :

$$e_i = 0, \quad \frac{de_i}{dt} = 0 \quad (\text{V.6})$$

Et donc l'équation d'état (V.5) devient :

$$0 = A_{12}e_\psi + \Delta A_{11}\hat{i}_s + \Delta A_{12}\hat{\psi}_r - z \quad (\text{V.7})$$

$$\frac{d}{dt}e_\psi = A_{22}e_\psi + \Delta A_{21}\hat{i}_s + \Delta A_{22}\hat{\psi}_r + Lz \quad (\text{V.8})$$

Avec, $z = -K_1 \text{sign}(\hat{i}_s - i_s)$: Fonction de commutation

Comme au chapitre IV (Observateur adaptatif de *Kubotta*), l'erreur de modélisation, ou variation de A , est considérée comme étant due à la seule variation du paramètre ω , d'où la reprise des mêmes formulations :

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta\omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \\ 0 & \Delta\omega \mathbf{J} \end{bmatrix}; \quad \Delta\omega = \hat{\omega} - \omega; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La substitution ΔA dans les équations (V.7) et (V.8) donne:

$$0 = A_{12}e_\psi - \frac{\Delta\omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \hat{\psi}_r - z \quad (\text{V.9})$$

$$\frac{d}{dt}e_\psi = A_{22}e_\psi + \Delta\omega \mathbf{J} \hat{\psi}_r + Lz \quad (\text{V.10})$$

De l'équation (V.9), il vient :

$$e_\psi = \frac{\Delta\omega}{\varepsilon} A_{12}^{-1} \mathbf{J} \hat{\psi}_r + A_{12}^{-1} \mathbf{z} \quad (\text{V.11})$$

e_ψ , de l'expression (V.11), introduit dans l'équation (V.10) donne :

$$\frac{d}{dt} e_\psi = A_{22} \left(\frac{\Delta\omega}{\varepsilon} \mathbf{J} \hat{\psi}_r A_{12}^{-1} + A_{12}^{-1} \mathbf{z} \right) + \Delta\omega_r \mathbf{J} \hat{\psi}_r + \mathbf{Lz} \quad (\text{V.12})$$

Sachant que, $A_{22} = -\varepsilon A_{12}$, l'équation (VI.12) se simplifie et devient :

$$\frac{de_\psi}{dt} = \Lambda z = -\Lambda K_1 \text{sign}(e_i) \quad (\text{V.13})$$

$$\text{Avec, } \Lambda = (\mathbf{L} - \varepsilon \mathbf{I}) \quad \text{et} \quad \varepsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

L'équation différentielle (V.13) explique l'évolution de l'erreur sur le flux en commutation perpétuelle engendrée par l'erreur du courant, i.e. les modes glissants perpétués sur le courant du stator provoque des modes glissants sur le flux du rotor.

En ce qui concerne la détermination de k_1 et k_2 on doit vérifier la condition de Popov $S.\dot{S} < 0$, afin de garantir la stabilité de l'observateur de flux. De ce fait il est à expliciter tout d'abord l'équation de l'erreur de courant sous la forme suivante [Ben98-b], [Kou04-2]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma_1 & 0 \\ 0 & -\gamma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_2 & \gamma_3 \\ -\gamma_3 & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 \text{sign}(e_1) \\ -k_2 \text{sign}(e_2) \end{bmatrix} \quad (\text{V.14})$$

$$\text{Avec } \gamma_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \sigma_r ; \quad \gamma_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r ; \quad \gamma_3 = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega$$

Et comme les variables d'état $\psi_{r\alpha}(t)$ et $\psi_{r\beta}(t)$ sont naturellement bornées, on considère deux paramètres positifs tels que [Ben96-b], [Ben98-b], [Ben99-b],[Kou04-2]:

$$|\psi_{r\alpha}| < \eta_1 \quad \text{et} \quad |\psi_{r\beta}| < \eta_2$$

Supposant de plus que les deux paramètres η_1 et η_2 satisfissent les deux inéquations suivantes [Ben96-b], [Ben98-b], [Ben99-b],[Kou04-2]:

$$\begin{aligned} \rho_1 &> \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \right) |e_1| + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r (\eta_1 + |\hat{\psi}_{r\alpha}|) + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} |\Omega_r| (\eta_2 + |\hat{\psi}_{r\beta}|) \\ \rho_2 &> \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \sigma_r \right) |e_2| + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \sigma_r (\eta_2 + |\hat{\psi}_{r\beta}|) + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} |\Omega_r| (\eta_1 + |\hat{\psi}_{r\alpha}|) \end{aligned} \quad (V.15)$$

Alors si on prend, $k_1 = \rho_1 + c_1$ et $k_2 = \rho_2 + c_2$

Telles que c_1 et c_2 sont deux constantes positives d'où la condition d'attractivité.

V.3.2 Algorithme d'estimation de la vitesse

D'une manière analogue au chapitre IV précédent, la fonction candidate de Lyapunov de forme quadratique (définie positive) V sera choisie comme suit [Kou04-3], [Tur00] :

$$V = \frac{1}{2} e_\psi^T e_\psi + \frac{1}{2\mu\varepsilon} (\Delta\omega)^2 \quad (V.16)$$

Où, μ : Constante positive de normalisation respectant la stabilité au sens de Lyapunov.

La dérivée de l'équation (V.16) donne :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{de_\psi}{dt} \right)^T e_\psi + \frac{1}{\mu\varepsilon} \frac{d\Delta\omega}{dt} (\Delta\omega) \quad (V.17)$$

La substitution de e_ψ et $\left(\frac{de_\psi}{dt} \right)^T$ données par leur expressions respectives (V.11) et (V.13) conduit à :

$$\frac{dV}{dt} = \Lambda^T \mathbf{z}^T \frac{\Delta\omega}{\varepsilon} A_{12}^{-1} \mathbf{J} \hat{\psi}_r + \Lambda^T \mathbf{z}^T A_{12}^{-1} \mathbf{z} + \frac{1}{\mu\varepsilon} \Delta\omega \frac{d\Delta\omega}{dt} \quad (V.18)$$

On pose la condition suivante:

$$\Lambda^T = -\gamma A_{12} \quad (V.19)$$

Où, γ : Constante positive.

La négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov V peut être garantie par le choix donné par l'expression (V.19) associé à l'annulation des termes en $\Delta\omega$ dans le second membre de l'équation (V.18).

$$\text{Et donc, } \forall \Delta\omega, \quad \frac{d\Delta\omega}{dt} = \gamma\mu\boldsymbol{\zeta}^T \mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\psi}}_r \quad (\text{V.20})$$

Ou bien encore,

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = \gamma\mu \left(k_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \cdot \hat{\boldsymbol{\psi}}_{r\beta} - k_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \cdot \hat{\boldsymbol{\psi}}_{r\alpha} \right) \quad (\text{V.20-bis})$$

Si la vitesse réelle ($\omega = p\Omega$) est présumée constante sur un pas d'échantillonnage (hypothèse adoptée dans Chap. IV), i.e. constante entre deux instants discrets k et $k+1$, alors

$$\frac{d\omega}{dt} \approx 0 \Rightarrow \frac{d\Delta\omega}{dt} \approx \frac{d\hat{\omega}}{dt}, \text{ ce qui amène à écrire :}$$

$$\hat{\omega} = \int \gamma\mu \left[k_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \cdot \hat{\boldsymbol{\psi}}_{r\beta} - k_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \cdot \hat{\boldsymbol{\psi}}_{r\alpha} \right] dt \quad (\text{V.21})$$

V.3.3 Détermination de la matrice de gains L

La condition (V.19) permet la détermination de la matrice de gains L telle que :

$$L = -\gamma A_{12}^T + \varepsilon I \quad (\text{V.22})$$

Le développement de cette relation (V.22) conduit à :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\varepsilon - \frac{\gamma\sigma_r}{\varepsilon} & \frac{\gamma\omega_r}{\varepsilon} \\ -\frac{\gamma\omega_r}{\varepsilon} & -\varepsilon - \frac{\gamma\sigma_r}{\varepsilon} \end{bmatrix}$$

Afin d'atteindre les performances dynamiques ciblées de l'estimation du flux rotorique, la matrice L pourrait être transcrite de la façon suivante [Kou04-3], [Tur00]:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -(q-1)\varepsilon - \frac{\gamma\sigma_r}{\varepsilon} & \frac{\gamma\omega_r}{\varepsilon} \\ -\frac{\gamma\omega_r}{\varepsilon} & -(q-1)\varepsilon - \frac{\gamma\sigma_r}{\varepsilon} \end{bmatrix}$$

Où, q est une constante positive choisie pour garantir la convergence et atteindre les performances (dynamiques et statiques) désirées pour le flux rotorique estimé. Il est à noter que les constantes μ, γ et q jouent un rôle aussi déterminant quant à l'amélioration des performances de l'observateur.

V.4 ALGORITHME AMELIORE POUR L'ESTIMATION DE LA VITESSE

Dans la référence [Tur00], la synthèse de l'algorithme d'estimation a été faite sous l'hypothèse de l'invariance de la vitesse sur une période d'échantillonnage. En effet, cette hypothèse se trouve justifiée si le temps d'exécution de l'algorithme d'estimation est très rapide par rapport à la constante de temps mécanique, ce qui permettra de considérer $\frac{d\omega}{dt} \approx 0$ sur une période d'échantillonnage. L'amélioration apportée à cet algorithme d'estimation dans le cadre de ce travail repose sur la prise en compte de la variation de la vitesse sur une période d'échantillonnage. La structure d'observateur est donnée par la figure (V. 2), [Kou07]. A cette fin, l'erreur d'estimation aux basses vitesses, voire à l'arrêt, sera mieux appréhendée du point de vue algorithmique comme cela sera confirmé par simulation [Kou05], [Kou07]. Pour ce faire, la dérivée de la variation de vitesse sera utilisée sous forme discrète, les développements qui en découlent sont donnés ci-après.

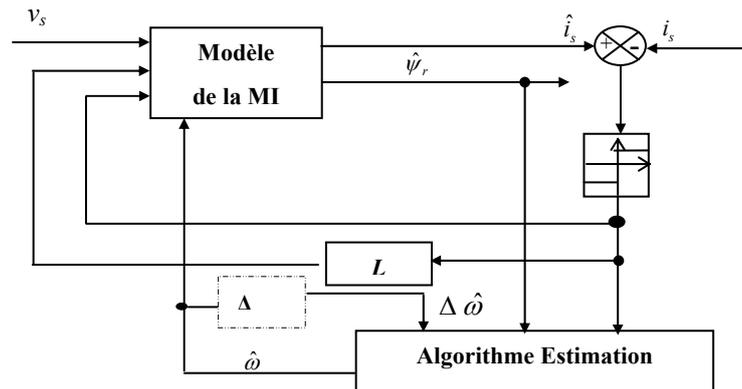


Fig. V.2 Structure d'un Observateur par modes glissants proposé.

Le résultat du mécanisme d'adaptation obtenu précédemment est présenté sous la forme suivante :

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = f(e_i, \hat{\psi}_r) \quad (\text{V.23})$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} = f(e_i, \hat{\psi}_r)$$

Avec, $f(e_i, \hat{\psi}_r) = \gamma\mu[k_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \cdot \hat{\psi}_{r\beta} - k_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}]$

D'autre part, la dérivée de la variation de la vitesse s'exprime comme :

$$\frac{\hat{\omega}(k+1) - \hat{\omega}(k)}{T_{ech}} - \frac{\omega(k+1) - \omega(k)}{T_{ech}} = f(e_i, \hat{\psi}_r) \quad (\text{V.24})$$

Où, T_{ech} : Période d'échantillonnage ; k : instant discret

De l'expression (V.24) découle un calcul récurrent caractérisant l'algorithme amélioré pour l'estimation de la vitesse donné comme suit :

$$\hat{\omega}_{k+1} = k_{\omega} \hat{\omega}_k + T_{ech} f(e_i, \hat{\psi}_r) \quad (\text{V.25})$$

Avec, $k_{\omega} = \frac{(\omega_{k+1} - \omega_k)}{\hat{\omega}_k} + 1 \neq 1$

Ou mieux encore,

$$\hat{\omega}_{k+1} = k_{\omega} \hat{\omega}_k + \Gamma [k_1 \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \cdot \hat{\psi}_{r\beta} - k_2 \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \cdot \hat{\psi}_{r\alpha}] \quad (\text{V.26})$$

Avec, $\Gamma = \Gamma_{ech} \gamma \mu$

De l'expression (V.25) découle un calcul récurrent caractérisant l'algorithme amélioré pour l'estimation de la vitesse donné comme suit. La formulation (V.26) montre bien qu'il s'agit d'un procédé de calcul numérique reposant sur le phénomène de relaxation. Il est bien connu que ce procédé permet en toute rigueur d'affiner la résolution des calculs, i.e. d'accélérer la convergence des calculs en minimisant les erreurs de calcul typiquement algorithmique. Lorsque k_{ω} vaut l'unité, on retombe sur le cas où la vitesse réelle est soutenue constante. Les cas $k_{\omega} > 1$ et $k_{\omega} < 1$ correspondent respectivement aux procédés de sur-relaxation et sous-relaxation.

V.5. RESULTATS DE SIMULATION

Pour montrer l'efficacité de l'algorithme d'estimation proposé, et incorporé dans un système de réglage de vitesse d'une machine à induction à flux orienté par un *PI-flou* à gains flous adaptés, on a simulé une multitude de cas qu'on présentera et discutera dans ce qui suit.

Les résultats de simulation suivants ont été obtenu pour les gains de l'algorithme comme suit : $k_1 = -240.69$; $k_2 = -203.14$; $k_\omega = 1.6$; $\mu.\lambda = 16.89$.

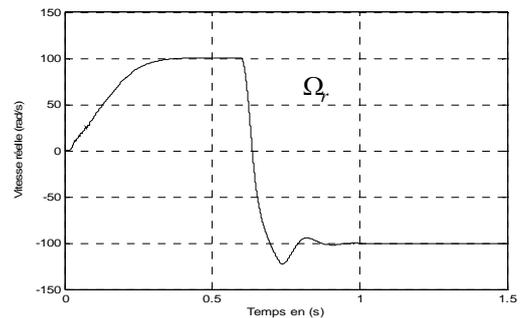
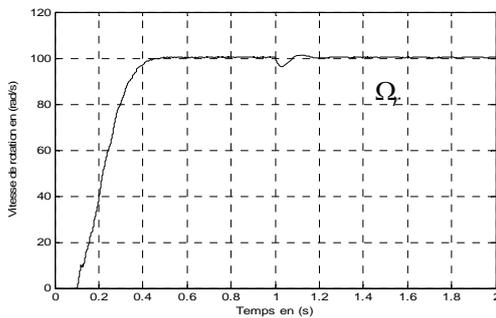
La figure (V.3) montre les performances de l'algorithme d'estimation de la vitesse proposé au démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 5 N.m à $t=1s$.

On constate que l'estimation du flux rotorique et de la vitesse de rotation est presque parfaite, tant sur le plan statique que sur le plan dynamique.

En effet, la vitesse estimée poursuit parfaitement la vitesse réelle sans dépassement ni retard et avec une erreur dynamique très infime qui ne dépasse pas (0.5%).

On note aussi une parfaite poursuite des composantes du flux rotoriques estimées à leurs composantes réelles correspondantes, en effet elles coïncident en amplitude et en phase.

De même pour les composantes du courant statorique estimées qui s'accrochent correctement à leurs valeurs réelles correspondantes.



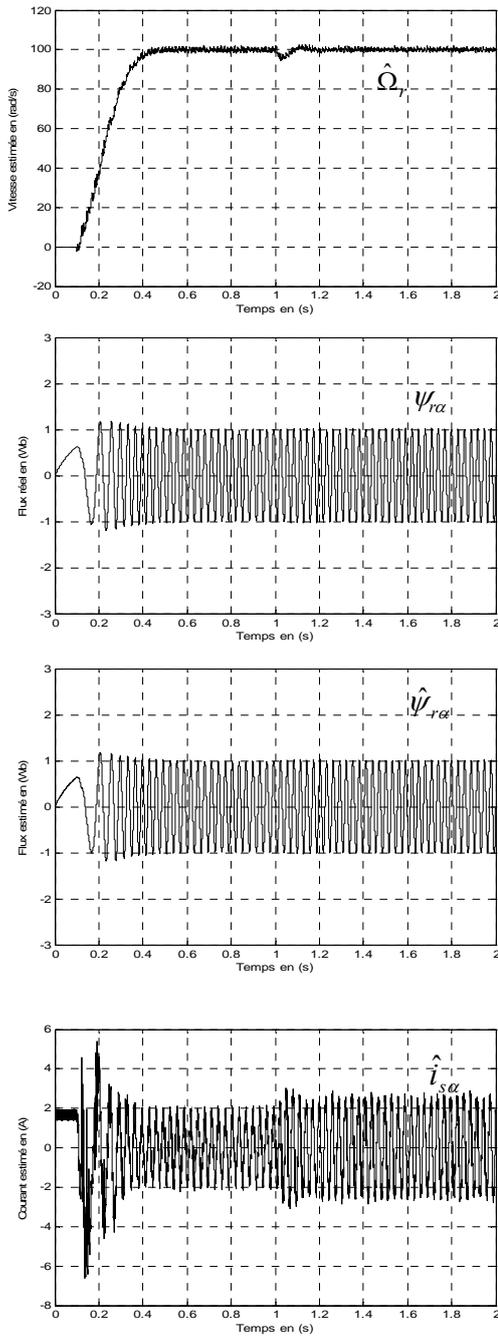


Fig.V.3 Réponse dynamique de la MI associée à l'observateur proposé au démarrage à vide à partir de $t=0.1s$, suivie de l'introduction d'un couple de charge de 5 Nm à $t = 1s$.

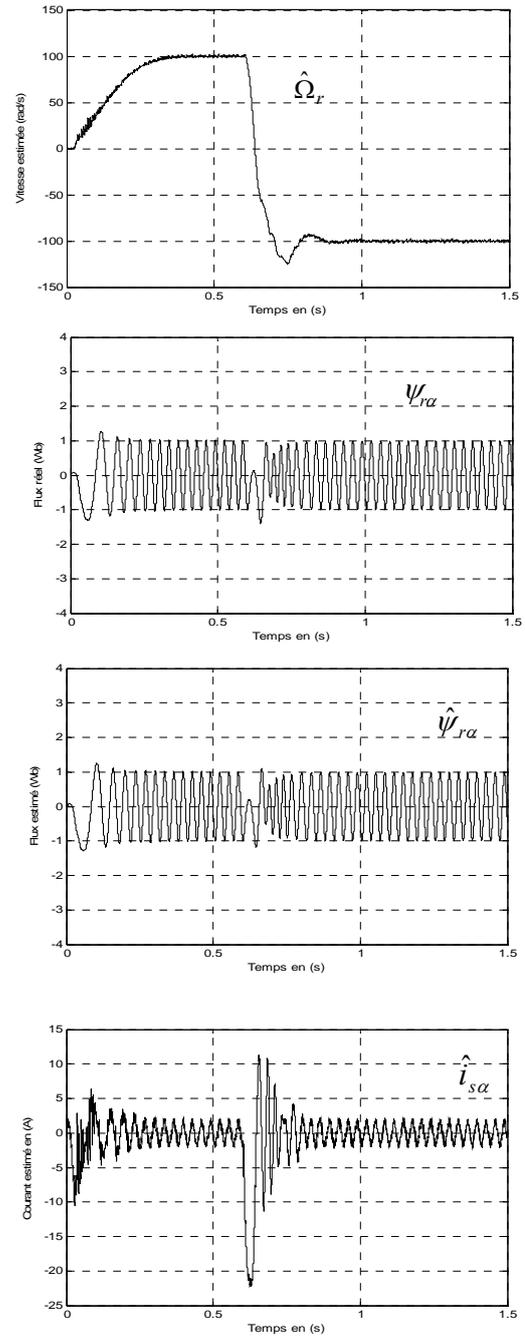


Fig. V.4 Réponse dynamique de la MI associée à l'observateur proposé au démarrage suivie de l'inversion de vitesse de 100rad/s à -100rad/s à $t = 0.6s$

Afin de tester la robustesse de l'algorithme de commande associé à l'observateur complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à partir de l'instant $t=0.6s$. Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (V.4).

On constate que cet algorithme d'estimation est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse de référence, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l'inversion du sens de rotation, d'une façon très satisfaisante. De même pour les composantes estimées du flux rotorique qui sont peu influées par cette inversion de vitesse.

L'examen des réponses de la vitesse estimée obtenues par simulation et illustrées par la figure (V.5), montre une robustesse de l'observateur vis à vis de la variation paramétrique, en effet la vitesse estimée poursuit sans erreur statique pratiquement, ni oscillations, ce qui montre bien l'efficacité de l'algorithme proposé.

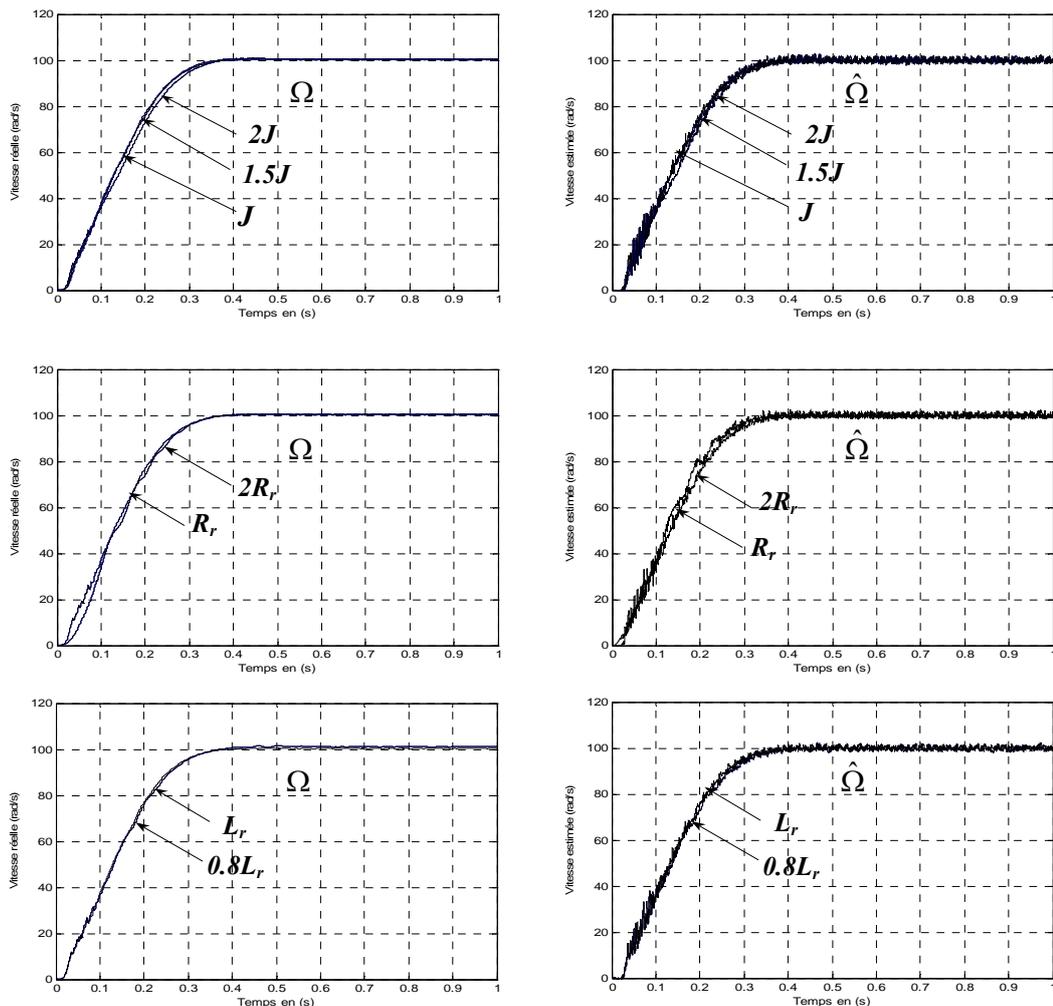


Fig VI.5 Réponses dynamiques de la MI à flux orienté associée à l'observateur proposé lors d'une variation:

a) $\Delta R_r=100\%$. b) $\Delta L_r=-20\%$, c) $\Delta J =+50\%$, $+100\%$,

V.6 ERREUR DYNAMIQUE MAXIMALE DE LA VITESSE

Pour évaluer les performances de l'algorithme d'estimation proposé en terme de l'erreur dynamique maximale de la vitesse, on a testé et comparé en charge les performances cet algorithme avec ceux de la référence [Tur00] pour différentes valeurs de la vitesses de référence et de la constante de conception de l'observateur $\mu.\lambda$ voir figure V.6 ((a),(b)).

D'après la figure V.6 (a), (b), on a constaté que l'estimation à faible vitesse et en charge est nettement améliorée. En effet, dans le cas de l'algorithme proposé, l'erreur dynamique maximale est de 0.21% (i.e.0.1 tr/min) à très faible vitesse (5rad/s) et ne dépasse pas 0.5% (i.e 4.9 tr/min) à la vitesse nominale (100 rad/s), par contre l'erreur dynamique maximale de la vitesse est 12.24 % (i.e.5.83 tr/min), et 0.63% (i.e.6.06 tr/min) pour les vitesses (5 rad/s) et (100 rad/s) dans le cas de l'utilisation de l'algorithme proposé dans la référence [Tur00].

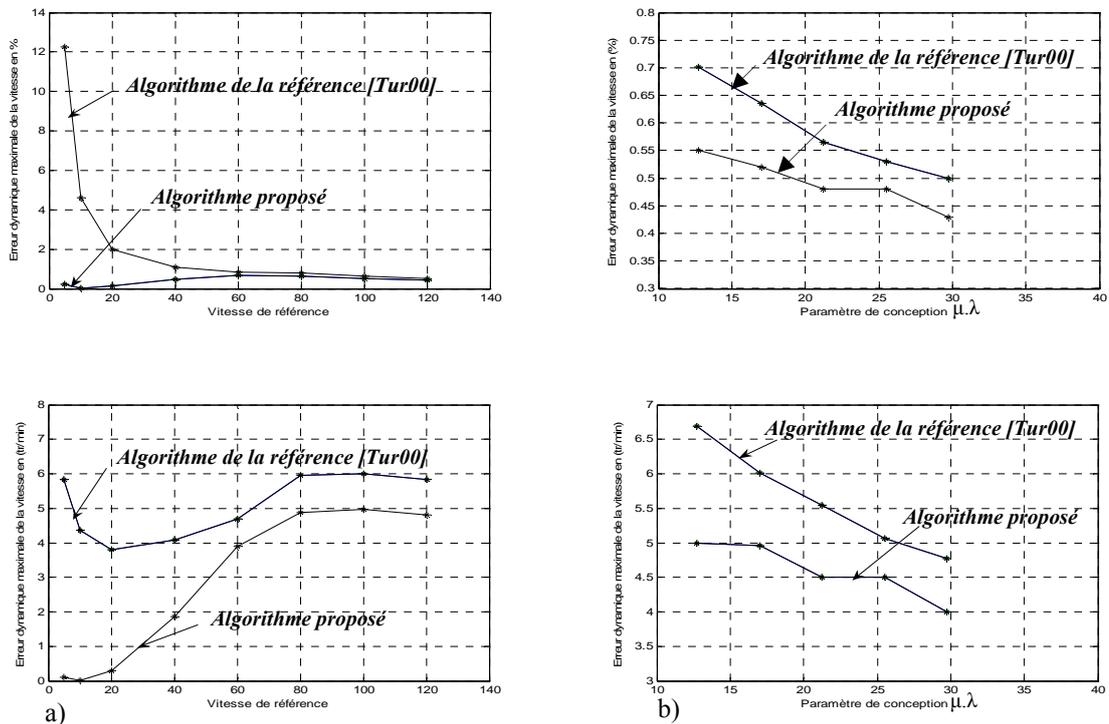


Fig V.6 Erreur dynamique maximale de la vitesse en charge : a) En fonction de la vitesse de référence.

b) En fonction de la constante de conception $\mu.\lambda$.

V.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une nouvelle méthode d'amélioration des performances de l'estimation de vitesse pour les basses vitesses et à l'arrêt d'une machine à induction commandée vectoriellement et associée à un régulateur flou à gains flous adaptés. L'algorithme d'estimation amélioré est celui d'un observateur par modes glissants utilisé pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse. Ainsi l'estimation de la vitesse de rotation sera établie par un choix judicieux d'une fonction de Lyapunov.

Dans la référence [Tur00], l'estimation de vitesse se fait sous l'hypothèse de l'invariance de la vitesse sur une période d'échantillonnage. Le suivi de la vitesse estimée dans ce cas est bon en régime éloigné de la zone de faible vitesse. Afin de minimiser l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée notamment à faible vitesse et à l'arrêt, on a pris en considération dans ce travail la variation de la vitesse réelle.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que l'algorithme d'estimation proposé est valable pour les conditions nominales, pour les faibles vitesses et à l'arrêt. La qualité d'estimation de cet observateur est très satisfaisante à basse vitesse et à l'arrêt et même quand la machine est chargée.

D'autre par l'estimateur proposé possède une bonne robustesse vis à vis de la variation de la charge et des paramètres de la machine.

V.8 BIBLIOGRAPHIE

- [Ben96-b] A. Benchaib, M. Tadjine, and A. Rachid, "On DSP-based real time control of an induction motor using sliding mode," in *Proc. IEEE Int. Workshop Variable Structure Systems (VSS'96)*, Tokyo, Japan, Dec. 5–6, 1996, pp. 78–82.
- [Ben98-b] A. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone," Thèse de doctorat, Université de Picarde Jules Vernes, 1998 .
- [Ben99-b] Benchaib; A.; Rachid; A.; Audrezet ;Eric.; and Tadjine; M., "Real-Time Sliding-Mode Observer and Control of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 46, N°. 1, pp.128-138, Feb1999.
- [Bou97] Boukhobza; T.; " Contribution aux formes d'observabilité pour les observateurs à modes glissants et Etude des commandes par ordres supérieurs", Thèse de doctorat, Université Paris Sud, Orsay, 1997.
- [Car00-2] Carlos, C., " Optimisation, discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrones", Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.

- [Jin05] Jingchuan,L., Longya, X., and Zheng, Z., "An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control ," *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 41, No.4, Jul./Aug 2005, pp. 1039-1046.
- [Khe00] Kheloui, A.; Aliouane, K. ; Medjaoui, M. ; Davat ,B ., " Design of a Stator Flux Sliding Mode Observer for Direct Torque Control of Sensorless Induction Machine, " *Proceeding of IEEE-IAS 2000 Annual Meeting*, pp. 1388 – 1393, 2000.
- [Kou04-2] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " A Rotor Flux Sliding-Mode Observer for A Fuzzy Logic Control of Direct Field Oriented Induction Motor,," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering Sétif on October 24-25, 2004.*
- [Kou04-3] Kouzi, K.; Mokrani, L.; Naït-Saïd, M-S., " Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors ,," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering Laghouat, April 24-26 ,2004.*
- [Kou05] Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations,," *In Third IEEE International Conference on Systems, Signals and Devices SSD'05 March 22-24, 2005, Sousse – Tunisia.*
- [Kou07] Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations,,"in *International Journal COMPEL*, ISSN 0332-1649,vol.26,n°1,pp22-33, Jan 2007.
- [Li05] Li;J.; Xu, L.; and Zhang; Z., "An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control,," *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 41, No.4, , pp. 1039-1046, Jul/Aug 2005.
- [Nay06] Nayeem Hasan, S.M.; Iqbal ,H., " A Luenberger-Sliding Mode Observer for On-line Parameter Estimation and Adaptation in High-Performance Induction Motor Drives, " *Proceeding of IEEE- IAS 2003 Annual Meeting*, pp. 2447 – 2453, 2006.
- [Par99] Parasiliti ; F. ; Petrella ; R. ; Tursini ; M ., " Adaptive Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors,," *Proceeding of IEEE*, pp. 2277 – 2283, 1999.
- [Tur00] Tursini, M., Petrella, R., and Parasiliti, F., "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed- Sensorless Control of Induction Motors,," *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No.5, Sep./Oct 2000, pp. 1380-1387.
- [Xep03] Xepapas ; S. ; Kaletsanos ; A. ; Xepapas ;F.; and Manias ; S., "Sliding-mode observer for speed-sensorless induction motor drives",*IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol. 150, No. 6, pp.611-617,Nov 2003.

Chapitre VI

CONCLUSION GENERALE

VI.1 BILAN ET CONTRIBUTIONS

Dans cette thèse, on s'est intéressé à la commande adaptative floue de vitesse d'une machine à induction triphasée sur un banc de flux rotorique orienté sans l'utilisation du codeur incrémental pour la mesure de la vitesse. La question a été donc examinée particulièrement pour les fonctionnements à basses vitesses où la problématique *sensorless* est forte indiquée.

Généralement, les systèmes d'entraînement modernes exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont contrôlés par des commandes dites vectorielles, notamment celles réalisées par l'orientation du flux. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ces dernières réside dans la forte dépendance du modèle de la machine électrique en général, et en particulier la machine à induction.

Pour contourner ce problème, l'approche floue s'avère une bonne solution pour les commandes bouclées en terme de réponse dynamique, du rejet des perturbations et de robustesse contre les erreurs de modélisations et des dérives paramétriques. Cependant, la

détermination d'un régulateur associé à ce type d'approche floue, malgré les performances en terme de poursuite, de régulation et de robustesse, reste tributaire des conditions de fonctionnement dans lesquelles ce régulateur a été conçu. Donc la question qui se pose comment peut-on concevoir ce régulateur flou lorsque les conditions de fonctionnements varient? Au niveau de ce travail, il a été question de remédier à ce problème par l'application, en temps réel, d'une adaptation floue convenable aux gains du régulateur flou pour pouvoir compenser tout changement paramétrique, et voire non paramétrique. Ainsi, la commande en vitesse bouclée devient suffisamment robuste et performante dans une large gamme de fonctionnement. Des tests de simulations ont été donnés pour mettre en relief cet apport. Ainsi, il est noté que toutes les sensibilités paramétriques, entre autres électromagnétiques ont été rapportées à la boucle de vitesse en activant énergiquement les régulateurs pour voir la robustesse de la commande. Alors qu'à ce niveau là, on n'est pas sensé normalement exciter les modes électromagnétiques dans une boucle de vitesse mais ce faire montre l'intérêt de l'usage de la logique floue.

En remontant au premier chapitre sur la littérature des commandes sans capteurs, il a été cité que les méthodes qui existent dans la littérature pour l'estimation de la vitesse de la machine à induction se divisent en trois catégories. La première catégorie des méthodes dites méthodes modèles, ne convient pas pour les très basses vitesses d'autant plus qu'elles sont sensibles à la variation des paramètres de la machine à induction (exemple, les méthodes d'estimation à base d'observateurs). La deuxième catégorie de méthodes, dites méthodes sans modèle, on règle le problème d'estimation basses vitesses mais par l'utilisation de gros moyens du traitement du signal et de l'information, souvent très difficile à mettre en œuvre pour une estimation temps réel (méthodes estimant la position des saillances). L'estimation de vitesse basée sur les techniques de l'intelligence artificielle, se veut comme une approche heuristique sans pour autant avoir une connaissance sur le modèle en procurant les facultés d'auto régulation nécessaire en suivant plutôt le comportement du processus en temps réel et donc les conséquences de robustesse sont de ce fait immédiates. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur le système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique. C'est dans cette voie que la présente thèse a été menée, dont contributions ci-dessous.

Devant la préoccupation croissante des constructeurs de variateurs de vitesse de restreindre le nombre de capteurs de mesure pour diminuer le coût de revient et le coût de maintenance, il devient nécessaire de développer des estimateurs dont la complexité algorithmique soit la plus

fiable possible. Pour ce faire le présent travail s'est distingué pour proposer deux solutions pour une commande par flux orienté de la machine à induction avec réglage flou de la vitesse en l'occurrence un estimateur de vitesse basé sur la technique *MRAS* avec mécanisme d'adaptation flou, et un observateur par modes glissants avec amélioration de l'estimation aux faibles vitesses.

Pour le cas de l'estimateur *MRAS-flou*, des tests par simulation numérique, comme par voie expérimentale ont été réalisés pour valider la faisabilité de l'approche. Conventionnellement, la vitesse est estimée via un mécanisme d'adaptation donné par un PI dont le fonctionnement c'est dans la juxtaposition des vecteurs flux du rotor estimés par les deux modèles tension (stator) et courant (rotor) de la machine. Les problèmes de la sensibilité paramétrique affectent énormément la robustesse de l'estimateur *MRAS*. Et donc, un régulateur flou à la place du *PI* peut résorber ce genre de problème, d'où le mécanisme d'adaptation flou. Les tests expérimentaux ont permis de donner entière satisfaction à cet estimateur *MRAS-flou*.

Pour le cas de l'observateur par modes glissants dont le mécanisme d'adaptation amélioré comparativement aux travaux donnés dans la référence [Tur00] par un procédé numérique reconnu (phénomène de relaxation numérique) a permis d'améliorer substantiellement l'estimation de la vitesse aux très basses vitesses pour une commande bouclée, cela a été confirmé par simulation numérique et ayant fait l'objet d'une publication majeure [Kou07]. En effet, dans la référence [Tur00], l'estimation de la vitesse est basée sur l'hypothèse que la vitesse réelle est constante le temps d'un pas de simulation alors que pour notre cas, elle est supposée être variable et donc le mécanisme d'adaptation se trouve avec une résolution plus affinée.

VI.2 PERSPECTIVES

Le travail réalisé au cours de cette thèse ouvre un certain nombre de perspectives. Parmi les problèmes qui n'ont pas été abordés ici d'une façon détaillée et qui peuvent faire l'objet d'une recherche future, on peut citer les points suivants :

Pour la régulation de la vitesse :

- Généraliser la stratégie de l'adaptation floue proposée pour les autres types de moteurs, du moment que le modèle de la machine est peu importe ;
- Utiliser les algorithmes génétiques pour extraire les règles de l'adaptation floue.

Pour l'estimation de la vitesse :

- Hybridation des techniques de l'intelligence artificielle avec les méthodes sans modèle utilisant les saillances de la machine pour pouvoir améliorer l'estimation temps réel de la vitesse.
- Se pencher sur la question d'estimation de la vitesse par *MRAS-flou* aux très basses vitesses.

VI.3 BIBLIOGRAPHIE

- [Kou07] Kouzi, K.; Naït-Saïd, M-S., " Adaptive Fuzzy Logic Speed-Sensorless Control Improvement of Induction Motor Drives for Standstill And Low Speed Operations," *In International Journal COMPEL*, ISSN 0332-1649,vol.26,n°1,pp22-33, Jan 2007.
- [Tur00] Tursini, M., Petrella, R., and Parasiliti, F., "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors," *IEEE Tran. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No.5, Sep./Oct 2000, pp. 1380-1387.

Annexe A

PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES DANS LA SIMULATION ET L'EXPERIMENTATION

Table.I Paramètres de la machine utilisée en simulation numérique [Lev95] :

Nombre de paires de pôles	2
Puissance nominale kW (pour 50 Hz)	0.75
Vitesse nominale (tr/mn)	1400
Tension nominale (V)	220/380
Courant nominal (A)	3.6/2.1
Couple nominal (Nm)	5
$R_s ; R_r (\Omega)$	10 ; 6.3
$L_s ; L_r (H)$	0.656 ; 0.653
$M (H)$	0.613
$J (kg.m^2)$	0.02
$f_r (Nm.s)$	0

Table. II Paramètres de la machine LGEP testée expérimentalement :

Nombre de paires de pôles	2
Puissance nominale KW (pour 50 Hz)	1.1
Vitesse nominale (tr/mn)	1400
Tension nominale (V)	220/380
Courant nominal (A)	4.7/2.7
Couple nominal (Nm)	7
$R_s ; R_r (\Omega)$	8 ; 4
$L_s ; L_r (H)$	0.47 ; 0.4183
$M (H)$	0.4183
$J (Kg.m^2)$	0.06
$f_r (Nm.s)$	0.04

- Paramètres du réseau triphasé : 220/380 V ; 50Hz.
- Paramètres de l'onduleur : $\Delta i = 0.1 A$ Bande à hystérésis .
- Paramètres du filtre : Capacité $C = 6 \times 10^{-3} F$. Inductance $L = 1.2 \times 10^{-3} H$.

ANNEXE B

LA LOGIQUE FLOUE : COMMANDE FLOUE

B. I GENERALITES SUR LA LOGIQUE FLOUE

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [Fau06].

La raison de cet intérêt est justifiée par la forte limitation des techniques de la méthode traditionnelle qui nécessitent une parfaite modélisation et identification du processus à régler [Ibr00].

Cependant, les systèmes industriels étant de plus en plus complexes, il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste.

Une solution pour résoudre ce problème est d'utiliser l'approche floue qui exploite des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système fournies par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

La logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots. Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques. On conçoit l'intérêt de cette approche dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations sont souvent imprécises, incertaines, voire seulement quantitatives.

C'est seulement aux années quatre-vingt que la commande par la logique floue a été introduite au niveau des systèmes de réglage et de commande et en particulier au Japon. Elle a été appliquée dans les processus industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés aux machines outils et à la robotique, etc [Büh94].

Généralement, l'application de la commande par la logique floue à de tels systèmes notamment pour la machine à induction est motivée par plusieurs raisons parmi lesquelles la difficulté d'établir un modèle exact pour la machine du fait que ses caractéristiques sont souvent compliquées.

Dans la section suivante, on va présenter les principes de base de la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur *PI-flou*, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine à induction à flux orienté.

B.2 ELEMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette partie, on présente brièvement, et d'une façon non exhaustive les éléments de base principaux de la théorie de la logique floue.

B.2.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. Ces variables forment des variables linguistiques, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expressions du langage naturel appelés ensembles flous.

Les variables linguistiques ou variables floues sont les entrées et les sorties du système à régler ; à titre d'exemple la vitesse de rotation d'une machine électrique est une variable linguistique qui peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques : négative grande (NG), égale à zéro (EZ), positive grande (PG)...etc [Bar03].

B.2.2 Fonction d'appartenance

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale

ou gaussienne. Cependant, Il n'existe pas de règles générales pour le choix de la forme de fonction d'appartenance.

B.2.3 Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc.

Ces règles peuvent avoir la forme suivante :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action.

A titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par [Büh94]:

Action ou opération = { Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU
 Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU
 Si...
 .
 Si condition m ET m' ALORS opération m }

B. 3 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE B.3. 1 Structure générale d'un régulateur flou

Un régulateur flou permet d'exprimer une loi de commande à l'aide d'un ensemble de règles de la forme "si prémisses alors conclusion." La majorité des contrôleurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E. Mamdani. Ce schéma est illustré par la figure B.1. Un régulateur flou est traditionnellement décomposé en 4 blocs :

- Fuzzification.
- Base de connaissance.
- Inférences.

- Défuzzification

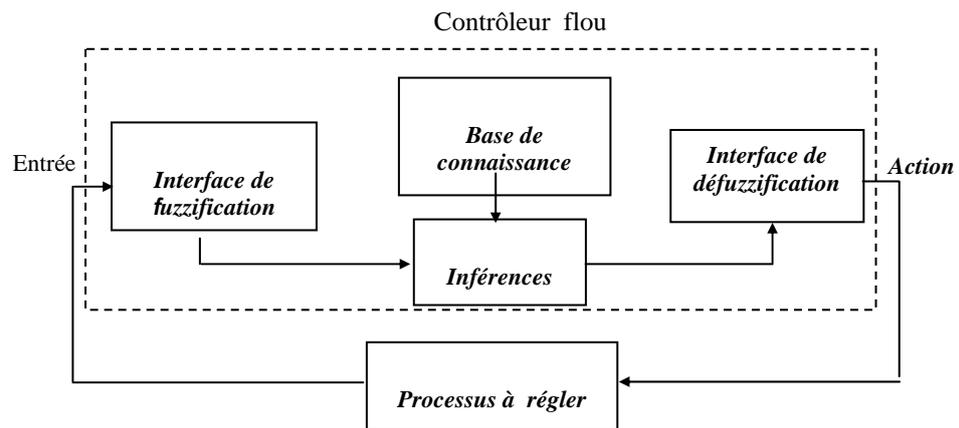


Fig. B.1 Structure interne d'un régulateur flou.

B.3.2 Fuzzification

La stratégie de cette opération consiste à convertir les grandeurs d'entrée et de sortie mesurées ou estimées en variables linguistiques, exprimées par des termes flous.

B.3.3 Base de connaissance

Généralement, cette base de connaissance est composée de l'ensemble des informations et des renseignements qu'on possède sur le processus à régler à partir d'une analyse empirique du système, et qui permet d'établir l'ensemble des fonctions et des règles floues du régulateur flou.

B.3.4 Inférences floues

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme floue à partir d'une parfaite connaissance et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler [Büh94].

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférence à savoir [Büh94], [Bar03] :

- Méthode d'inférence max-min.
- Méthode d'inférence max-produit.
- Méthode d'inférence somme-produit.

Le choix d'une telle ou telle méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas, on adopte la méthode d'inférence somme produit.

Si on suppose pour la méthode d'inférence somme produit que les entrées du régulateur sont (x_1, x_2) et sa sortie est x_r , alors l'action de chaque règle est donnée par [Büh94]:

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu(x_1)\mu(x_2)\mu_{oi}(x_r) \quad (\text{B. 1})$$

$$= \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (\text{B. 2})$$

Où :

$\mu(x_1), \mu(x_2)$: sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle Ri.

μ_{ci} : est le facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{oi}(x_r)$: est la fonction d'appartenance de la décision correspondante à la $i^{\text{ème}}$ règle Ri.

La fonction d'appartenance résultante est donnée par [Büh94]:

$$\mu_{res}(x_r) = [\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)]/m \quad (\text{B. 3})$$

tel que m est le nombre de règles intervenant dans l'inférence.

B.3.5 Défuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur floue ou linguistique issue du régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum, la méthode de la moyenne des maximums et la méthode du centre de gravité. Néanmoins, il n'existe pas des critères de choix de l'une de ces méthodes. Cependant la méthode du centre de gravité reste la plus utilisée pour la plupart des cas [Shi00]. Cette méthode fait l'objet du paragraphe suivant.

B.3.6.1 Défuzzification par la méthode du centre de gravité :

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenance des termes linguistiques des conclusions $\mu_{Ri}(x_r)$ qui forment $\mu_{res}(x_r)$. Ces aires étant pondérées par le degré de vérité de chaque règle, donc il est logique de confondre la valeur numérique de la sortie et l'abscisse du centre de gravité de la surface formée pour l'union de ces aires $\mu_{res}(x_r)$ [Büh94].

L'abscisse du centre de gravité de $\mu_{res}(x_r)$ est donnée par l'expression suivante [Büh94]:

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (\text{B. 4})$$

La détermination de l'abscisse du centre de gravité x_{Gr} nécessite une envergure de calcul assez importante, ce calcul est notablement simplifié si $\mu_{res}(x_r)$ est déterminé par la méthode d'inférence somme-produit ce qui justifie son choix [Büh94].

B.3.6.2 Méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence somme produit :

Selon les relations (B. 1) et (B. 2) et d'une façon condensée $\mu_{res}(x_r)$ est donnée par :

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad (\text{B. 5})$$

Remplaçons $\mu_{res}(x_r)$ par son expression (B. 5) dans le dénominateur de (B. 4) :

$$\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i \quad (\text{B. 6})$$

Telle que :

$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (\text{B. 7})$$

où S_i est la surface de la fonction d'appartenance du sous ensemble flou de x_r correspondant à $i^{\text{ème}}$ règle.

Pour le numérateur de (B. 4), il peut se simplifier comme suit :

$$\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_{Gi} S_i \quad (\text{B. 8})$$

tel que :

$$x_{Gi} = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (\text{B. 9})$$

où x_{Gi} est l'abscisse du centre de gravité de la surface S_i .

Finalement, on obtient le centre de gravité de $\mu_{res}(x_r)$ à partir de l'expression simplifiée et discrète qui suit :

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i} \quad (\text{B.10})$$

B. 4 BIBLIOGRAPHIE

- [Bar03] Barros, J.-C, "Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" , Thèse de doctorat, Université Marseille III, France, 2003.
- [Büh94] Bühler, H., "Réglage par Logique Floue", Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994
- [Fau06] Faucher, J.; " Les plans d'expériences pour Le Réglage de Commandes à Base de Logique Floue", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse : Spécialité Génie Electrique et Automatique, 26 Septembre 2006.
- [Ibr00] Ibrahim, Z.; and Levi, E, " A Comparative Analysis of Fuzzy Logic and PI Speed Control in High Performance AC Drives Using Experimental Approach," in *Conf. Rec. IEEE-IAS, Annu. Meeting*, Rome, Italy, October. 2000.
- [Shi00] Shi, Y., and Sen, P. C, "A New Defuzzification Method for Fuzzy Control of Power Converters," in *Conf. Rec. IEEE-IAS, Annu. Meeting*, Rome, Italy, October. 2000.