

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



Université de Batna 2
Faculté de Technologie
Département d'Électrotechnique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT 3^{ème} cycle LMD en Électrotechnique

OPTION

Conception, Contrôle et Diagnostic des Systèmes Electriques

Par

BENLALOUI Idriss

Thème

**Commande, Observation et Diagnostic d'un Système
Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en
Présence de Défauts**

Soutenue le **04/06/2016** devant le jury composé de :

Dr. MAKOUF Abdessalam	Prof.	Université de Batna 2.	Président
Dr. DRID Saïd	Prof.	Université de Batna 2.	Encadreur
Dr. CHRIFI-ALAOUI Larbi	M.C.A.	Université de Picardie Jules Verne, France	Co- Encadreur
Dr. MEHDI Driss	Prof.	Université Poitiers, France.	Examineur
Dr. GOLEA Amar	Prof.	Université de Biskra.	Examineur
Dr. CHAOUCH Souad	M.C.A	Université de Batna 2.	Examineur

Dédicaces

A toute ma famille, en particulière mes parents ;

A tous mes amis chacun à son nom ;

A tous les musulmans convaincus que la seule richesse est la bonne foie et que le seul modernisme est l'Islam.

A tous, je dédie cette Thèse

Idriss Benlaloui

REMERCIEMENTS

Cette thèse a été préparée conjointement au sein du laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques **LSP-IE**, sous la direction du Prof. A. Nait-Said, de l'université de Batna 2 et du Laboratoire des Technologies Innovantes **L.T.I**, sous la direction du Prof. H. Beji, l'université de Picardie, Jules verne à Cuffies, France.

Ainsi, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à mes deux encadreurs :

Monsieur **Said Drid**, Professeur à l'Université de Batna 2, de m'avoir proposé le sujet de cette thèse et en me faisant profiter de ses conseils judicieux, son savoir faire et ses grandes compétences dans le domaine des machines électriques et de leurs commande, et de m'avoir aidé et guidé avec une grande efficacité. Je le félicite de la patience dont il a su faire preuve à mon égard et qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance.

Monsieur Dr. **Larbi Chrifi-Alaoui**, Maitre de conférence à l'université de Picardie, Jules verne à l'IUT de l'Aisne, Cuffies-Soissons, France, de m'avoir fait profité de ses grandes qualités d'Automaticien et pour ses qualités humaines pleines de respect et de gentillesse qui ont été pour moi une source de motivation et d'exemplarité. Qu'il soit remercié aussi pour sa grande disponibilité et pour les moyens matériels qu'il a mis à ma disposition afin que je puisse accomplir mon travail dans de bonnes conditions.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **A. MAKOUF**, Professeur à l'université de Batna 2 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Dr. **D. MEHDI** Professeur, à l'Université de Poitiers, France.

Dr. **A. GOLEA** Professeur, à l'Université de Biskra.

Dr. **S. CHAOUCH** Maître de conférences, à l'Université Batna 2.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **M. Ouriagli**, Maître de Conférences à l'Université Sidi Mohamed Ben-Abdellah (USMBA), Taza, Maroc, de m'avoir fait profité de ses grandes qualités d'Automaticien durant la corrections de mes travaux.

A moi est agréable de remercier spécialement **Dr. A. Bensaleh, Dr. S. Bendib, Dr. D. Khamari, Dr. D. Benoudjit** et **Dr. Fezzani**, pour leurs disponibilités sans faille, pour leurs encouragements et leurs soutiens moral durant l'élaboration de ce travail,

Que Messieurs **M.S Nait-Said, N. Nait-Said**, Professeurs à l'Université de Batna, soit aussi bien remercié pour leurs encouragements.

Que **R. Abdessamed, A. Benoudjit, F. Nacéri** et **B. Abdelhadi**, Professeurs à l'Université de Batna 2, trouvent dans ce travail mes plus sincères remerciements pour leurs encouragements.

Je tiens aussi à remercier **A. Menacer, Moustapha abdessemed, Mouhamed Toufik Nasri, M. Benaggoune, N. Lakhdari, A. Bezziane**, pour leurs encouragements.

Je tiens aussi à remercier mes professeurs qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

Sans oublier de remercier T. Boutabba, R. cheikh, D. Djarrah, S. Bouslimani, H. Sahraoui, Z. Ainhoud, T. Elenjili, S. Ouchen, H. Hichem, A. Belbech, pour leurs amitiés et leurs encouragements.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département d'électrotechnique l'Université de Batna pour le respect et l'ambiance dans le travail digne d'un grand département, et particulièrement Monsieur le Doyen **Khaled Chikhi**.

Idriss BENLALOUÏ

Laboratoire LSP-IE'2000 Batna, le 26/05/2016.

Avant propos

L'organisation de la présente thèse est faite en sorte que chaque chapitre contienne sa propre bibliographie, même si on a tendance à répéter certaines références. Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communication, nationales et internationales dont :

Revues :

1. **I. Benlaloui**, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui and M. Ouriagli, "Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine" *IEEE Trans. Energy conversion*, Vol.30, No.2, 2015, pp. 588-595

Communications dans des Conférences :

1. **Idriss BENLALOUI**, Said DRID, Larbi Chrifi-Alaoui, Djamel BENOUDJIT and Dalila KHAMARI, " A Comparative Study of Rotor Flux Estimation in Induction Motor with a Linear Parameter Varying Observer and Kalman Filter," the 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering December 21-23, 2014, STA'2014, Hammamet, Tunisia. 978-1-4799-5906-8/14/\$31.00 © 2014 IEEE.
2. **Idriss BENLALOUI**, Said DRID, Larbi Chrifi-Alaoui, Djamel BENOUDJIT, " Sensorless Speed Backstepping Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer: Experimental Results," the 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering December 21-23, 2014, STA'2014, Hammamet, Tunisia. 978-1-4799-5906-8/14/\$31.00 © 2014 IEEE.

RESUME DE LA THESE ET MOTS-CLE
THESIS SUMMARY AND KEY-WORDS

RESUME ET MOTS CLE

Résumé– Les nouvelles techniques de commande ont permis une nette amélioration des performances des systèmes industriels et en particulier les moteurs asynchrones. Dans ce contexte et dans le but d'atteindre un haut niveau de performance, nous proposons *deux nouvelles approches* qui s'inspire de la technique MRAS pour l'observation et le diagnostic des systèmes non-linéaires. L'observateur concerne la vitesse de rotation du moteur asynchrone ce dernier vient renforcer la structure de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, le contrôle est assuré par des régulateurs issue de théorie de Lyapunov combinée avec la technique du mode glissant. Dans le but de contourner le problème de l'instabilité lors de la détection des défauts de court-circuit dans les enroulements du stator en ligne par la technique MRAS, nous proposons une approche qui est basée sur l'identification de l'erreur sur les courants estimés par rapport aux courants mesurés. Un mécanisme d'adaptation est utilisé pour estimer le défaut déséquilibré dans les trois phases. Les tests de simulation et les bancs d'essais expérimentaux viennent confirmer la validité de nos deux approches.

Mots-Clé: Machine à Induction, Commande Vectorielle, backstepping, Commande sans capteur de vitesse, Estimateurs, Observateurs, *MRAS*, fonction de Lyapunov, Diagnostique.

SUMMARY AND KEY-WORDS

Abstract

The new control techniques have enabled significant improvements in performance of industrial systems and in particular induction motors. In this context and in order to achieve a high level of performance, we propose two new approaches inspired by the MRAS technique for observation and diagnosis of nonlinear systems. The observer relates the speed of the induction motor it reinforces the structure of the sensor less oriented vector control. The robustness was also performed by the introduction of the sliding modes technique. The stability is clearly guaranteed by the Lyapunov function. In order to resolve the problem of instability in detecting the on line short circuit faults in stator winding, we propose an approach which is based on the identification of the error on the estimates current compared with measured currents. The three phases unbalanced fault is estimated by an adaptive mechanism. Simulation tests and experimental confirm the validity of our two approaches. The first of the contributions is the experimental modeling validation of

Key-words: Induction Machine, Vector Control, backstepping, sensorless control, Estimator, Observer, MRAS, Lyapunov function, Diagnosis.

SOMMAIRE

NOTATIONS	1
------------------	---

CHAPITRE 0 **INTRODUCTION GENERALE**

0.1	Contexte et Problématique	2
0.2	Contributions	4
0.3	Structure de la thèse	4
0.4	Références bibliographiques	6

CHAPITRE 1 **ETAT DE L'ART DES DEFAUTS RENCONTRES DANS LES SYSTEMES ELECTRIQUES**

1.1	Introduction	10
1.2	Présentation du système à étudier	10
1.3	Classification des défauts	10
1.4	Défauts de la machine asynchrone	11
1.5	Défauts du convertisseur statique	18
1.6	Défauts de capteurs	22
1.7	Les méthodes de diagnostic	22
1.8	Conclusion	25
1.9	Bibliographies	25

CHAPITRE 2 **COMMANDE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE: STRUCTURES ET COMMANDES**

2.1	Introduction	32
2.2	Modèle de la machine asynchrone	32

2.3	Modèle d'état non linéaire	34
2.4	Commande vectorielle indirecte (IFOC)	35
2.5	Commande Backstepping	43
2.6	Résultats de simulation et expérimentaux	51
2.7	Conclusion	57
2.8	Bibliographies	57

CHAPITRE 3

OBSERVATEURS ET ESTIMATEURS POUR LA MACHINE ASYNCHRONE

3.1	Introduction	59
3.2	Problématique des lois de commande : capteur de vitesse	59
3.3	Concepts d'estimateur et d'observateur	61
3.4	Différentes techniques de commande sans Capteur de vitesse	64
3.5	Résultats de simulation et expérimentaux	75
3.6	Tests de robustesse pour une variation paramétrique	81
3.7	Conclusion	83
3.8	Bibliographies	84

CHAPITRE 4

COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE SANS CAPTEUR BASEE SUR UNE NOUVELLE APPROCHE DE L'MRAS

4.1	Introduction	89
4.2	Commande Vectorielle par Orientation de Flux rotorique	90
4.3	Technique MRAS	93
4.4	Simulation et implémentation expérimentale	98
4.5	Conclusion	103
4.6	Références bibliographiques	103

CHAPITRE 5

**DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DANS LE SYSTEME D'ENTRAINEMENT A VITESSE
VARIABLE
(SIMULATION & ASPECT EXPERIMENTAL)**

5.1	Introduction	106
5.1	Modélisation de la Machine Asynchrone en présence de Défauts statorique	106
5.2	Diagnostic de défauts statorique (court-circuit) dans la machine asynchrone	107
5.3	Diagnostic de défauts dans l'onduleur	114
5.4	Diagnostic du défaut dans le capteur de courant	119
5.5	Conclusion	123
5.6	Bibliographiques	124

CHAPITRE 6

CONCLUSION GENERALE

6.1	Problématique et solutions	126
6.2	Perspectives	127

ANNEXES	128
---------	-----

NOTATIONS ET SYMBOLES (*)

s, r	: Indice du rotor, du stator.
d, q	: Indices des composantes orthogonales directe et en quadrature
\bar{x}	: Grandeur complexe tel que : $\bar{x} = x_d + jx_q$ où $j = \sqrt{-1}$
\bar{x}	: peut être tension \bar{u} , courant \bar{i} ou flux $\bar{\phi}$
\bar{x}^*	: Complexe conjugué
R_s, R_r	: Résistance statorique, rotorique
L_s, L_r	: Inductance cyclique propre statorique, rotorique
T_s, T_r	: Constante de temps statorique, rotorique ($T_{s,r} = L_{s,r} / R_{s,r}$)
σ	: Coefficient de dispersion total ($\sigma = 1 - M^2 / L_r L_s$)
M	: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
θ	: Position absolue du rotor
Ω	: Vitesse du rotor
ω_s	: Pulsation des courants statoriques
ω_r	: Pulsation des courants rotoriques
P	: Nombre de paires de pôles
J	: Moment d'inertie
C_r	: Couple résistant
C_e	: Couple électromagnétique
$réf$: Indice indiquant la référence (la consigne)
\sim	: Symbole indiquant la mesure
$\hat{}$: Symbole indiquant l'estimation
$*$: Symbole indiquant la commande
IM	: Induction Machine
MRAS	: Model Reference Adaptive System

(*) : D'autres notations et symboles spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu

INTRODUCTION GENERALE

- 1.1 CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE
- 1.2 CONTRIBUTIONS
- 1.3 STRUCTURE DE LA THESE
- 1.4 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

INTRODUCTION GENERALE

1.1 CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE

Le développement spectaculaire d'électronique et de l'informatique a boosté les chaînes de production dans systèmes industriels vers de nouveaux horizons. L'automatisation des systèmes à vitesse variable a permis d'augmenter la cadence de production. En plus de la complexité de ces processus, la sûreté de leur fonctionnement doit être garantie. Cette sécurité est un enjeu majeur pour assurer une continuité optimale de l'outil de production.

La machine à induction de par ses caractéristiques traditionnelles, telles que la robustesse, le coût et son utilisation très répandue en industrie, fait de nos jours l'élément essentiel dans la plupart des motorisations industrielles à vitesse variable.

Les exigences de la continuité de service vont dans le sens d'avoir constamment une information sur l'état de fonctionnalité de la machine (États et paramètres) et notamment sur la manière avec laquelle sa commande est assujettie à répondre suite à une défaillance naissante.

Dans une boucle de commande les défauts peuvent être dans :

- La machine électrique,
- le convertisseur de puissance,
- le capteur de vitesse,
- la commande

Plusieurs approches de commandes des machines asynchrones ont été exploitées par les chercheurs. On peut distinguer de manière non exhaustive la commande vectorielle, la commande backstepping, la technique de linéarisation entrée-sortie, la régulation H_∞ , la commande par mode glissant....etc. Elles ont été développées et appliquées dans divers domaines.

En effet, dans une commande par retour d'état dynamique ou statique, on peut avoir besoin de l'intégralité des états du système. Cependant, pour des raisons techniques (par exemple le courant du rotor à cage) ou économiques (coût des capteurs), cela ne peut pas toujours

possible. Ainsi, on est incité à l'utilisation des techniques d'observation pour l'estimation des grandeurs non ou difficilement mesurables.

Plusieurs techniques d'observation ont été développées pendant ces dernières décennies. Les observateurs peuvent être de type discret [2], linéaire [3] ou nonlinéaire [4-6]. En plus, leurs applications sont tout aussi multiples. Elles vont de l'électrotechnique [7-10] à la robotique [11,12] en passant par la biologie [13,14]. Il est évident que le contrôle du système sans capteurs exige une attention particulière de la part de nombreux industriels.

Dans la majorité des cas un observateur est utilisé dans la boucle commande. Il peut aussi être utilisé dans le domaine de surveillance, de la détection, de l'isolation et l'identification de défauts [15,16]. La détection consiste à indiquer si le système fonctionne correctement ou si un défaut est survenu. L'isolation vise à déterminer la partie défectueuse du système. L'identification consiste en la détermination du type de défaut afin de mettre en œuvre le type de maintenance (corrective ou préventive) approprié au défaut.

Plusieurs systèmes adaptatifs avec modèles de références (MRAS) basé sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive et le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [17-21] ont été proposés. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette, stratégie reste la plus citée dans la littérature [22], [23]. Cependant beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration des performances de cette méthode surtout pour les très faibles vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques [24-29].

La nécessité de surveillance et du diagnostic de défauts pour les systèmes industriels spécialement le moteur asynchrone a conduit au développement de nouvelles techniques. Les méthodes proposées peuvent être classées selon l'utilisation ou non d'un modèle mathématique du système à diagnostiquer.

Les approches floues [30, 31], à base de réseaux de neurones [31] ou par analyse stochastique des signaux [32] ne sont pas considérées comme des approches basées sur le modèle. Les approches basées sur le modèle comprennent entre autres, les équations de parité [33-37], l'identification paramétrique [38-41] et les observateurs [42-45].

La nature des défaillances que peuvent subir les systèmes électriques est variée, elle peut être électrique ou mécanique. Bien évidemment les modes de détection doivent être adaptés aux types de défauts rencontrés, un défaut mécanique aurait plutôt une évolution lente, alors qu'un défaut électrique peut évoluer rapidement. Cette dernière remarque attire notre attention sur le fait que la détection du défaut doit aussi permettre d'identifier sa nature.

L'idée est d'arriver à élaborer des méthodes permettant la détection et la localisation des défauts. Une fois établi, le deuxième objectif est la conception d'une loi de commande robuste pour la machine à induction en présence de défauts. L'aspect diagnostic est aussi présent afin de décider d'arrêter le processus commandé en cas de défaut majeur pour la sauvegarde de l'installation.

1.2 CONTRIBUTIONS

Dans le même contexte notre contribution porte sur deux axes :

- Développement d'une commande sans capteur en cas de défaillance du capteur:

Un nouveau observateur de vitesse MRAS a été proposé d'améliorer les performances de la commande vectorielle sans capteur de la machine à induction. La robustesse de la commande est réalisée par un dispositif de commande par mode glissant, sa stabilité est démontrée en utilisant la fonction de Lyapunov. Les résultats de simulations et expérimentaux pour différents profils de vitesse ont montré que l'observateur estime avec précision la vitesse même dans les régions proche de zéro. Ce travail a été publié dans le prestigieux journal "*IEEE Transactions on Energy Conversion*".

- Développement d'un d'observateur pour la détection de défaut de court circuit inter-spires des bobines statoriques de machines:

Une nouvelle méthode de détection des défauts de court-circuit dans les enroulements du stator du moteur à induction triphasé en ligne est présentée. Cette détection est basée sur d'identification de la résistance statorique de chaque phase. Ce travail est en cours de soumission dans le journal international.

1.3 STRUCTURE DE LA THESE

La thèse est organisée comme suit:

Chapitre 1 : Etat de l'art des Défauts rencontrés dans les systèmes Electriques

Ce chapitre est consacré au contexte de l'étude et plus particulièrement aux défauts existants et aux différentes méthodes de diagnostic des systèmes électriques non linéaires. Cette section comporte trois parties. La première partie présente le système non linéaire à étudier. Par la suite les divers défauts pouvant affecter le bon fonctionnement des machines asynchrones à cage d'écureuil, des onduleurs de tension et les capteurs sont cités dans la

seconde partie. La troisième partie est dédiée aux différentes méthodes de détection et diagnostic de ces défauts.

Chapitre 2 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone: Structures et Commandes

A travers ce chapitre, la modélisation de la machine à induction à cage d'écurie et son système d'alimentation ont été abordés en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état, Par la suite **on a** présenté les modèles sous forme de schéma bloc. Par ailleurs, on s'est intéressé particulièrement à la commande de la machine dans le cadre d'une orientation de flux rotorique. Cependant, une version indirecte (IFOC) de la commande vectorielle classique a été proposée, une présentation de la technique de commande non linéaire "backstepping" a été également illustrée. Cette approche présente l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre d'une loi de commande robuste vis à vis des variations paramétriques.

Chapitre 3 : Observateurs et estimateurs pour la machine asynchrone

Ce chapitre est dédié à la présentation de la problématique de reconstruction de la vitesse par différentes structures d'estimations et d'observations. Pour démontrer la robustesse de la commande, associée à ses structures d'estimation (observation), une étude a été menée à la fois par simulation numérique et par validation expérimentale. Les résultats obtenus mettent en exergue les performances statiques et dynamiques ainsi obtenues lors de variations paramétriques.

Chapitre 4 : Commande Vectorielle Robuste sans capteur Basée sur nouvelle Approche de MRAS

Ce chapitre traite de la commande vectorielle présentée dans le chapitre précédent en utilisant la linéarisation par retour d'états non-linéaire afin d'améliorer les performances de la commande de la machine. La conception de cette commande est basée sur l'approche de Lyapunov, associée à un contrôle par mode glissant, elle devient robuste face aux variations paramétriques et aux bruits de mesures. Par la suite les étapes conduisant à la conception d'un observateur de la vitesse du rotor basé sur une nouvelle approche de la technique MRAS ont été exposées. Enfin, les résultats expérimentaux obtenus sont discutés et commentés.

Chapitre 5 : Diagnostic de défauts dans le système d'entraînement à vitesse variable (simulation & aspect expérimental)

Le chapitre 5 est consacré à l'étude du défaut le plus fréquent qui peut éventuellement apparaître au niveau du bobinages du stator des moteurs asynchrones (court-circuit), les modifications qu'il faut apporter au modèle du moteur sain décrit dans le chapitre deux sont mis en évidence, ensuite, on s'est intéressé également, au diagnostic des défauts des semi conducteurs dans l'onduleur de tension. La fin de ce chapitre est dédiée au diagnostic de défauts dans le capteur de courant.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

1.4 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] A.M. MOHAMED, "Observation et diagnostic de processus industriels à modèle non linéaire : applications aux machines électriques," Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 21 juillet 2010.
- [2] R.D. Herbert, "Observer based control with nonlinear macroeconomic models. Society of Computational Economics," 2nd International Conf. on Computing in Economics and Finance, (Genève, Suisse), juin 1996.
- [3] D.G. Luenberger, "Observing the state of a linear system. IEEE, Trans. Mil. Electron, 6 :74–80, 1964.
- [4] S.P. Banks. A note on nonlinear observers. Int. J. Contr., 34 :185–190, 1981.
- [5] K. Busawon, M.Farza, and H. Hammouri, "A simple observer for a class of nonlinear systems," Appl. Math. Lett., 11(3) :27–31, 1998.
- [6] M. Zeitz, "The extended luenberger observer for nonlinear systems," Syst. Contr. Lett., 4 :1081–1100, 1988.
- [7] C. Aurora and A. Ferrari, "Speed regulation of induction motors: An adaptive sensorless sliding mode control scheme," In IEEE American Control Conference ACC '04, 2004.
- [8] C. Darengosse, P. Chevrel, I. Souleiman, and S. Siala. "A lmi-based observer for induction motor," In Proc. of ECC'99, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [9] G.C. Verghese and S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," IEEE Trans. Autom. Contr., 35(1) :85–94, 1988.
- [10] V.I. Utkin, J.G. Gluldner, and J.J. Shi, "Sliding mode control in electro-mechanical systems," Taylor et Francis, 1999.

- [11] C. Canudas de Witt and J.J.E. Slotine, "Sliding observers for robot manipulator," *Automatica*, 27(5) :859–864, 1991.
- [12] F. Plestan and B. Cherki, "An observer for a one flexible joint robot by an algebraic method," *Proc. IFAC Workshop on New Trends in Design of Control Systems NTDCS'94*, (Smolenice, Slovakia), pages 41–46, 1994.
- [13] K. Busawon, M.Farza, and H. Hammouri, "Observers' synthesis for a class of nonlinear systems with application to state and parameter estimation in bioreactors," In *Proc. of the 36thIEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, California, USA, 1997.
- [14] D. Williamson, "Observation of bilinear systems with application to biological systems," *Automatica*, 13:243–254, 1977.
- [15] P.M. Frank, "Fault diagnosis in dynamic systems via state estimation-a survey," In *European Workshop on Fault Diagnosis*, Rhodes, Grèce, 1986.
- [16] G. Schreier, F. Kratz, and P.M. Frank, "Observer design for a class of nonlinear systems with stability discussion : application to fault detection," *Proc. of ECC'99*, 1999.
- [17] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [18] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M. C. Ta, "Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 594–601, Feb. 2008.
- [19] M. Comanescu and L. Xu, "Sliding mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 53, no. 1, pp. 146–153, Feb. 2006.
- [20] A. V. Ravi Teja, Chandan Chakraborty, Suman Maiti, and Yoichi Hori , "A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron*. vol. 59, no. 101, pp. 3757–3767, 2012.
- [21] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013
- [22] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers, " *C Conf. Rec. IEEE IAS Annual, Meeting*, 1989, pp. 493-499, 1989.

- [23] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [24] J. W. Finch and D. Giaouris, “Controlled AC electrical drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [25] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. S. Shokralla, and H. A. Yasin, “Wide speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1699–1707, May 2009.
- [26] V. Vasic and S. Vukosavic, “Robust MRAS-based algorithm for stator resistance and rotor speed identification,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 11, pp. 39–41, Nov. 2001.
- [27] L. Ben-Brahim, S. Tadakuma, and A. Akdag, “Speed control of induction motor without rotational transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 844–850, Jul./Aug. 1999.
- [28] M. Hinkkanen and J. Luomi, “Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 818–820, Aug. 2003.
- [29] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, “An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.
- [30] P. M. Frank and N. Kiupel, “Fdi with computer-assisted human intelligence,” In *IEEE American Control Conference*, Albuquerque, Nouveau Mexique, Juin 1997.
- [31] B. Köppen-Seliger and P. M. Frank, “Fuzzy logic and neural networks in fault detection,” In L. Jain and N. Martin (Eds.), editors, *Fusion of Neural Networks, Fuzzy Sets, and Genetic Algorithms*, pages 169–209. CRC Press, New York, NY, 1999.
- [32] Q. Zhang, M. Basseville, and A. Benveniste, “Fault detection and isolation in nonlinear dynamics systems: a combined input-output and local approach,” *Automatica*, 34(11) :1359–1998, 1998.
- [33] P.M. Frank, “Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy. a survey and some new results. *Automatica*, 26(3) :459–474, 1990.
- [34] J. Gertler, “Analytical redundancy methods in fault detection and isolation,” In *SAFEPROCESS '91*, Baden-Baden, Germany, Septembre 1991.
- [35] M-A Massoumnia, “A geometric approach to the synthesis of failure detection filters. *IEEE Trans. On Autom. Contr.*, 31(9):836–846, 1986.

- [36] R. J. Patton and J. Chen, "Parity space approach to model-based fault diagnosis - a tutorial survey and some new results," In SAFEPROCESS '91, Baden-Baden, Allemagne, Septembre 1991.
- [37] M. Staroswiecki and G. Comtet-Varga, "Analytical redundancy relations for fault detection and isolation in algebraic dynamic systems," *Automatica*, 37 :687–699, 2001.
- [38] R. Isermann. Supervision, fault detection and fault diagnosis methods," an introduction. *Control Eng. Practice*, 5(5):639–652, 1997.
- [39] W. Liu, E.Schaeffer, L. Loron, and P. Chanemouga, "High frequency modelling of stator windings dedicated to machine insulation diagnosis by parametric identification," In Proceeding of IEEE SDEMPED 2007, Cracow, Poland, 6-8 Septembre 2007.
- [40] E. Schaeffer, E. Le Carpentier, and M.E. Zaim, "Failure detection in induction machines by means of parametric identification," In *Computational Engineering in Systems Applications*, 1998.
- [41] A. Xu and Q. Zhang, "Nonlinear system fault diagnosis based on adaptive estimation," *Automatica*, 40(7) :1181–1993, 2004.
- [42] H. Hammouri, P. Kaboré, and M. Kinnaert, "A geometric approach to fault detection and isolation for bilinear systems," *IEEE Trans. On Autom. Contr.*, 46(9) :1451–1455, 2001.
- [43] H. Hammouri, M. Kinnaert, and E. H. El Yacoubi, "Observer-based approach to fault detection and isolation for nonlinear systems," *IEEE Trans. On Autom. Contr.*, 44(10) :1879–1884, 1999.
- [44] B. Jiang and F. N. Chowdhury, "Parameter fault detection and estimation of a class of nonlinear systems using observers," *Journal of the Franklin Institute*, 342 :725–736, 2005.
- [45] H. Nijmeijer and T.I. Fossen, editors, "New Directions in Nonlinear Observer Design," volume 244 of *Lecture Notes in Control and Information Science*. Springer-Verlag, 1999.

CHAPITRE 1

ÉTAT DE L'ART DES DEFAUTS RENCONTRES DANS LES SYSTEMES ELECTRIQUES

- 1.1 INTRODUCTION
- 1.2 PRESENTATION DU SYSTEME A ETUDIER
- 1.3 CLASSIFICATION DES DEFAUTS
- 1.4 DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE
 - 1.4.1 CLASSIFICATIONS DES DEFAUTS SELON LEURS ORIGINES
 - 1.4.2 ETUDE STATISTIQUE DES DEFAUTS
 - 1.4.3 DEFAUTS STATORIQUES
 - 1.4.4 DEFAUTS ROTORIQUES
 - 1.4.4.1 DEFAUTS DE ROULEMENTS*
 - 1.4.4.2 EXCENTRICITE*
 - 1.4.4.3 DEFAUTS DE RUPTURE DE BARRES ET D'ANNEAU DE COURT CIRCUIT*
- 1.5 DEFAUTS DU CONVERTISSEUR STATIQUE
 - 1.5.1 BREF ETUDE STATISTIQUE
 - 1.5.2 DEFAUTS DES INTERRUPTEURS STATIQUES
 - 1.5.2.1 COURT-CIRCUIT*
 - 1.5.2.2 CIRCUIT OUVERT*
 - 1.5.3 DEFAUTS DES DIODES
 - 1.5.4 VIEILLISSEMENT DE TRANSISTOR
 - 1.5.5 DEFAUTS DU CIRCUIT DE COMMANDE (VIEILLISSEMENT DE L'OPTOCOUPLEUR)
 - 1.5.6 DEFAUTS DU CONDENSATEUR DU BUS CONTINU
- 1.6 DEFAUTS DE CAPTEURS
- 1.7 LES METHODES DE DIAGNOSTIC
 - 1.7.1 DIAGNOSTIC PAR LES METHODES INTERNES
 - 1.7.2 DIAGNOSTIC PAR LES METHODES EXTERNES
 - 1.7.3 DIAGNOSTIC PAR LES METHODES INDUCTIVES.
 - 1.7.4 DIAGNOSTIC PAR LES METHODES DEDUCTIVES
- 1.8 CONCLUSION
- 1.9 BIBLIOGRAPHIE

1.1. INTRODUCTION

Un défaut est un événement qui influe le bon fonctionnement d'un processus industriel par la dégradation de ses performances ou le plus souvent conduit à un arrêt total du système. Les défauts peuvent toucher essentiellement les actionneurs, les capteurs, les contrôleurs ou le système.

Dans ce chapitre, nous commencerons par une présentation du système à étudier. Ensuite, on donnera l'état de l'art sur les différents défauts pouvant survenir au sein du système. Par la suite, on présentera les techniques de diagnostic les plus utilisées pour la détection de ces défauts.

1.2 PRESENTATION DU SYSTEME A ETUDIER

La figure (1.1) représente le système à vitesse variable objet de notre étude. Ce système est constitué d'un onduleur de tension, d'un moteur asynchrone à cage, des capteurs de courants, des capteurs de tensions, d'un capteur de vitesse et d'un calculateur (pour l'implantation de la commande). En effet, les défauts peuvent apparaître dans chaque élément du système.

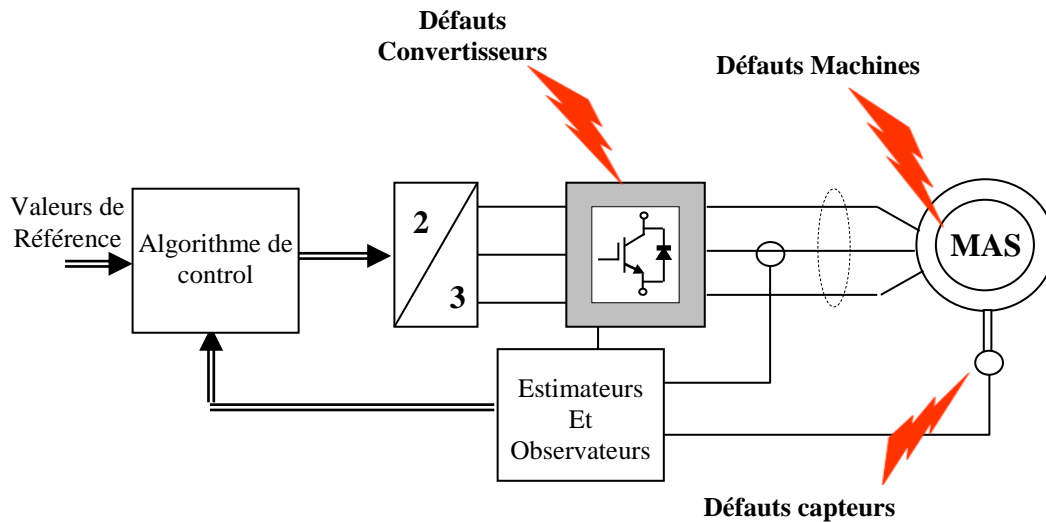


Fig.1.1 Schéma synoptique du système à étudier avec les différents types de défauts

1.3 CLASSIFICATION DE DEFAUTS

Dans la littérature les défauts sont classés:

- 1- En fonction de leur localisation: les défauts d'actionneurs, capteurs ou systèmes.
- 2- Selon leurs évolutions temporelles : ponctuelles, abruptes, intermittentes ou graduelles [1-3].

1.4 DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.4.1 CLASSIFICATIONS DES DEFAUTS SELON LEURS ORIGINES

Malgré la robustesse de la machine asynchrone, elle peut parfois présenter des défauts d'origines électriques ou mécaniques [4-6]. D'après l'étude faite par Vaseghi [7], les contraintes de différentes natures auxquelles ces machines sont sollicitées causent des défauts structurels et fonctionnels. Selon leurs natures, ces défauts peuvent endommager totalement la machine ou provoquer d'autres défaillances dans le système.

Une classification, selon leurs origines, des défauts qui peuvent exister dans la machine asynchrone est présentée dans le tableau (1.1), [8, 9].

1.4.2 ETUDE STATISTIQUE DES DEFAUTS

Il est difficile statistiquement de donner une répartition exacte des défaillances des machines électriques puisque le recensement des pannes et des défauts n'est pas automatique dans l'ensemble des parcs d'exploitation et des ateliers de maintenance [10].

De multiples études statistiques ont été menées à la fin du XXe siècle pour déterminer la répartition des pannes dans les machines électriques industrielles. Toutes ces statistiques sont représentées dans le tableau (1.2) et la figure (1.2). Elles concernent en grande majorité les machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) et de forte puissance (de 100kW à 8MW) [11-16].

Les études effectuées, par Thomson [16] et Thorsen [17,18] sur des machines asynchrones (de 100kW à 1MW), ont montré que les défauts au niveau des roulements du stator semblent être les plus fréquents. Cependant, ces chiffres varient nettement en fonction des applications.

Une autre étude statistique, faite par Bonnett et al [19] sur les machines asynchrones exploitées dans l'industrie pétrochimique, a montré que 69% des pannes se situent sur les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et que 3% d'autres défauts.

Finalement, on peut conclure que les défauts des machines de grandes puissances proviennent principalement des roulements et du bobinage statorique.

Tableau 1.1 Défaits dans la MAS selon leurs origines

Défaillances dans la MAS	Interne	Mécanique	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Contact entre le stator et rotor. ➤ Défaut de roulements. ➤ Excentricité. ➤ Mouvement des enroulements et des tôles axialement
		Électrique	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Défaillance au niveau de l'isolation. ➤ Rupture de barre. ➤ Défaillance au niveau du circuit magnétique.
	Externe	Mécanique	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Charge oscillante. ➤ Surcharge de la machine. ➤ Défaut de montage. ➤ Survitesse.
		Environnementale	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Humidité. ➤ Température. ➤ Poussière. ➤ Pression.
		Électrique	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fluctuation de la tension. ➤ Sources de tensions déséquilibrées. ➤ Réseau bruité. ➤ dv/dt élevé avec l'utilisation de convertisseurs statiques.

Tableau.1.2 Statistiques de défauts dans la MAS

<i>Ref</i>	<i>Roulements (%)</i>	<i>Stator (%)</i>	<i>Rotor (%)</i>	<i>Non spécifié (%)</i>
[14]	41	37	10	12
[11]	40	37	9	14
[12]	52	25	9	14
[19]	69	21	7	3
[15]	18	50	22	10

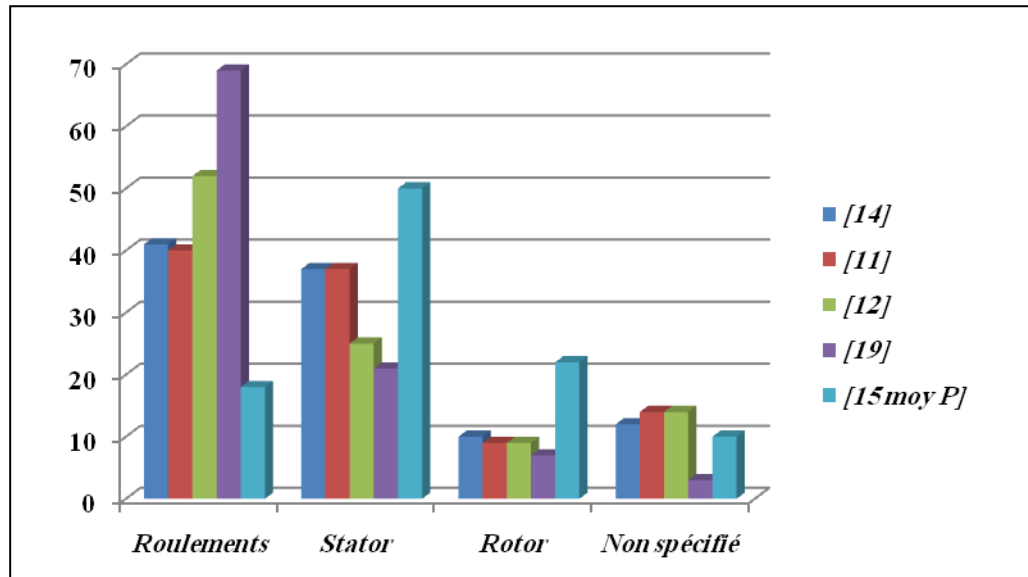


Fig.1.2 Répartition des défaillances selon les études

Les causes des défauts au stator et au rotor sont multiples, les plus fréquents d'entre eux sont listés ci-dessous :

Défauts des circuits électriques statoriques:

- Court-circuit entre spires : surtension, température excessive, vibration,...etc.
- Court-circuit entre phases: haute température, alimentation déséquilibrée,...etc.
- Défaut d'isolation : démarrage fréquent, température et humidité extrême,...etc.
- Défaut entre le stator et la carcasse : encrassement des spires par la carcasse, choc,...etc.
- Déplacement des conducteurs : démarrage fréquent, vibration des têtes des bobines,...etc.
- Défaillance des connecteurs : vibration excessive,...etc.
- Vibration de la carcasse : mauvaise installation, surcharge,...etc.

Défaut des circuits électriques rotoriques :

- Défaut de roulements : mauvaise installation, perte de graisse, corrosion,...etc.
- Rupture de barres : régime transitoire à longue durée ; déséquilibre magnétique,...etc.
- Rupture d'une portion d'anneau : cycle thermique,...etc.
- Excentricité : mauvaise installation, défauts des roulements,...etc.
- Désalignement des roulements : défaut de couplage, mauvaise installation,...etc.
- Défaut du circuit magnétique : défaut de fabrication, surcharge, cycle thermique,...etc.
- Déséquilibre mécanique : mauvais alignement, mouvement des anneaux,...etc.

Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques (mauvaise conception, mauvais choix des matériaux, mauvais montage...etc.), les défauts les plus fréquents sont donnés comme suit :

1.4.3 DEFAUTS STATORIQUES

Les courts-circuits au niveau du bobinage du stator sont dus à la dégradation de l'isolation électrique recouvrant les conducteurs figures (1.3) et (1.4). Ce type de défauts diminue d'une part le nombre de spires effectives de l'enroulement en court-circuitant des spires de la même phase, soit au niveau des têtes de bobines ou dans les encoches. D' autre part, il amplifie les courants dans le circuit rotorique [13, 15, 20]. La contrainte thermique du courant de court-circuit peut dégrader les isolants et entraîner la propagation du défaut à d'autres spires.

Le court-circuit, entre les spires de deux phases différentes, est fréquemment localisé dans les têtes de bobines puisque c'est dans cette région que les conducteurs de phases différentes se côtoient [7]. Si le court-circuit est proche de l'alimentation, il induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs provoquant un arrêt complet de la machine. Si le court-circuit est proche du neutre, il engendre un déséquilibre des courants de phases ce qui à une répercussion directe sur le couple électromagnétique.

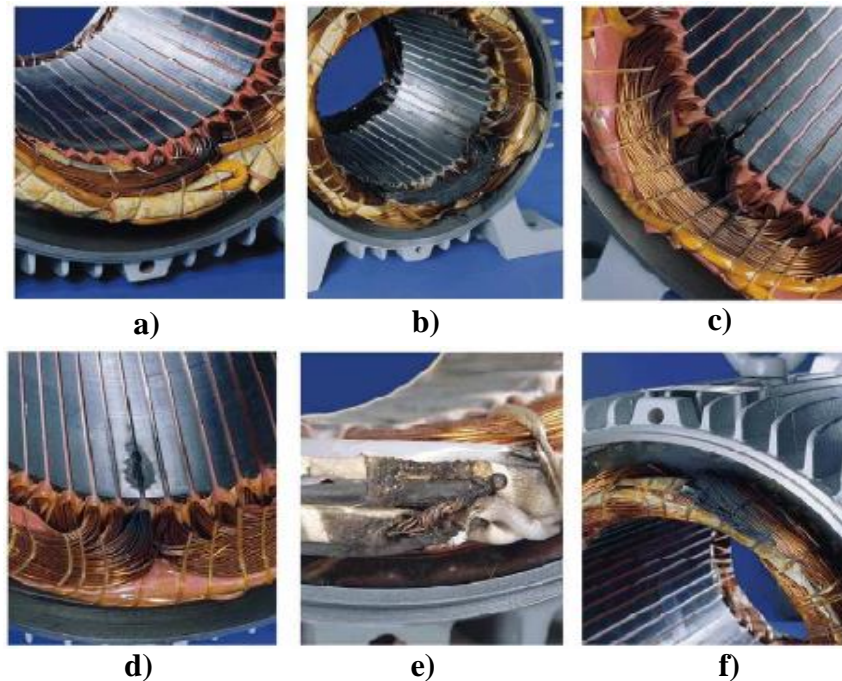


Fig1.3: Détérioration typiques d'isolation menant a des courts-circuits dans les enroulements statorique de la machine asynchrone ;

- (a) Courts-circuits entre des spires de la même phase ;
- (b) Enroulement court-circuité ;
- (c) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique à l'extrémité de l'encoche statorique ;
- (d) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique, au centre de l'encoche statorique ;
- (e,f) Court-circuit entre phases. [21].

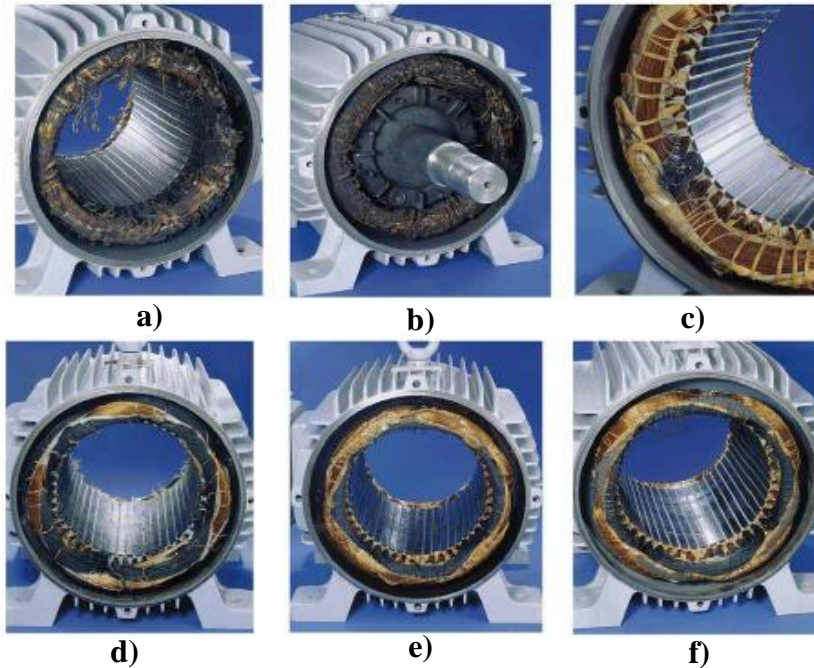


Fig1.4: Court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique du moteur asynchrone :

- (a) Courts-circuits dans une phase due à la surcharge du moteur. (b) court-circuit dans une phase due au rotor bloqué. (c) court-circuit entre spires dû aux coupures de tension.
- (d) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connectée en étoile.
- (e) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en triangle.
- (f) Courts-circuits dans une phase due à un déséquilibre d'alimentation. [21].

1.4.4 DEFAUTS ROTORIQUES

1.4.4.1 DEFAUTS DE ROULEMENTS

Les défauts de roulement représentent la majorité des défauts survenant dans les machines électriques Fig. (1.2). Pourtant, ce type de défaut ainsi que sa détection est très peu mentionnée dans la littérature des électrotechniciens. Ces défauts peuvent avoir des origines diverses telles que les contraintes mécaniques dues à une surcharge, mauvais assemblage, circulation des courants de fuite et la contamination du lubrifiant [22-24].

Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Ce type de défaut induit également des oscillations dans le couple de charge. Le point ultime de roulements défectueux est le blocage du rotor. La Figure (1.5) ci-dessous, illustre une vue éclatée d'un roulement à billes [7].

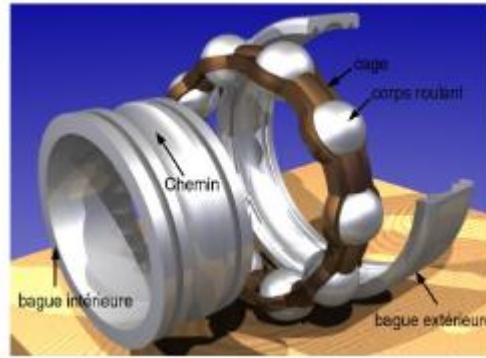


Fig.1.5 Représentation d'un roulement a billes

1.4.4.2 EXCENTRICITE

L'excentricité peut être une conséquence des défauts mécaniques, elle se manifeste généralement par un décentrement du rotor par rapport au stator entraînant une variation de l'entrefer, [25]. Elle peut apparaître lors de sa fabrication. Généralement, trois catégories d'excentricité sont distinguées [26-28]:

- L'excentricité statique correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator. La cause principale est un défaut de centrage des flasques, figure (1.6a).
- L'excentricité dynamique correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes, figure (1.6b) [29].
- L'excentricité mixte qui est la somme des deux premiers cas. En pratique ce dernier type de défaut est le plus fréquent, figure (1.6c) [30].

Les défauts d'excentricité modifient le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité induit, d'une part l'augmentation des forces électromagnétiques qui agissent sur le stator. D'une autre part, augmente le risque de frottement entre le stator et le rotor [31-33].

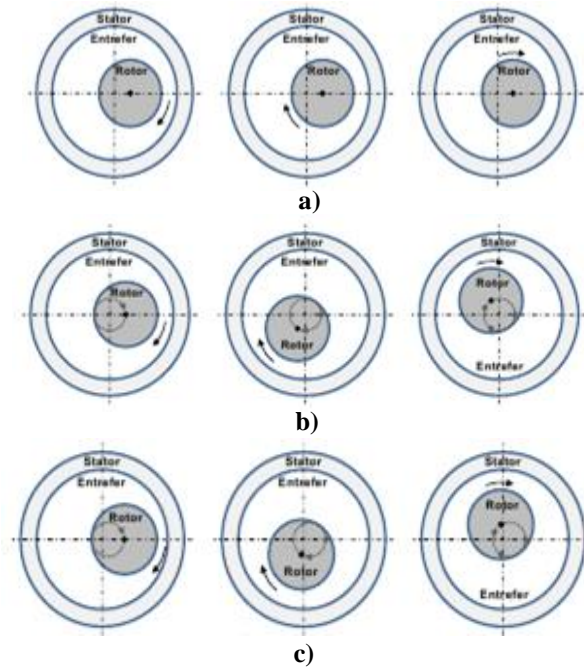


Fig.1.6 Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte

1.4.4.3 DEFAUTS DE RUPTURE DE BARRES ET D'ANNEAU DE COURT CIRCUIT

Pour une machine asynchrone avec un rotor à cage d'écureuil, les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit, figure (1.7).

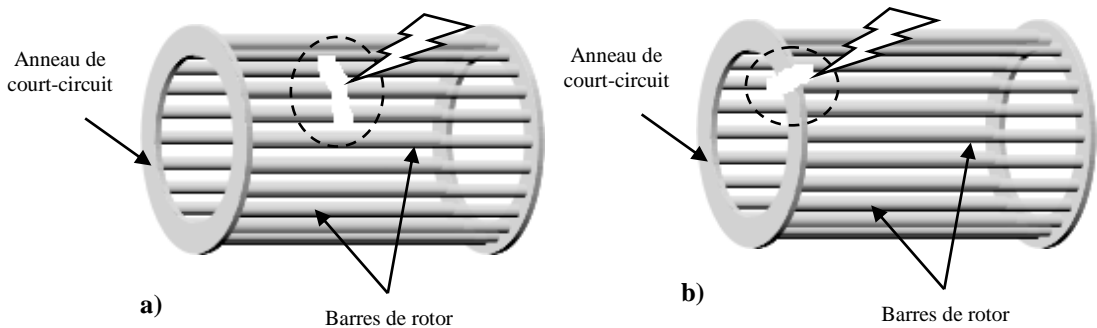


Fig.1.7 Défauts d'un rotor à cage d'écureuil : (a) rupture de barres ; (b) rupture d'anneau de court-circuit.

Les ruptures de barres peuvent être dues à plusieurs origines qui sont souvent indépendantes les unes des autres, telle qu'une mauvaise utilisation de la machine par exemple une surcharge mécanique (démarrages fréquents,...etc.), un échauffement local excessif ou encore un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [15-34].

Ces défauts engendrent des oscillations sur le couple électromagnétique pour les machines à grande inertie. Si l'inertie est plus faible, des oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statoriques [35], [36].

La rupture d'une barre n'induit pas l'arrêt immédiat de la machine, du fait que le courant de la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées qui peuvent engendrer leurs ruptures et ainsi de suite, jusqu'à l'arrêt de la machine.

La cassure d'une portion d'anneau est due soit à des bulles de coulées, aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, un mauvais dimensionnement des anneaux, aux surcharges de la machine [37], [38].

1.5 DEFAUTS DU CONVERTISSEUR STATIQUE

Les défaillances des convertisseurs peuvent apparaître dans les composants de puissance (Transistor, MOSFET, IGBT,...etc.) ou dans les circuits auxiliaires (Diodes, Condensateur, Opto-coupleurs,...etc.).

1.5.1 BREF ETUDE STATISTIQUE

Les statistiques des défauts survenant dans les entraînements à vitesse variable ainsi que l'équipement de l'électronique de puissance sont donnés dans les tableaux (1.3) et (1.4), [40], [41].

Tableau.1.3 Pourcentage des défaillances des composants dans un système d'entraînement à vitesse variable [40].

Composants principaux	Pourcentage de défaillances (%)
Circuits convertisseurs de puissance	38
Circuits de commande	53
Auxiliaires externes	9

Tableau.1.4 Pourcentage de défaillances dans un convertisseur statique [41].

Composants principaux	de défaillances (%)
Condensateurs du circuit intermédiaire	90
transistors de puissance	1
Diodes	3
Autres	6

1.5.2 DEFAUTS DES INTERRUPTEURS STATIQUES

1.5.2.1 COURT-CIRCUIT :

a) **Court-circuit d'un interrupteur:** Les deux interrupteurs de la même cellule sont commandés de façon complémentaire. Cette fonction est réalisée par le driver. En effet, lorsque un des deux interrupteurs reste à l'état passant. A ce moment, un court-circuit est imminent si la voie de commande de l'interrupteur complémentaire reste intacte, figure (1.8).

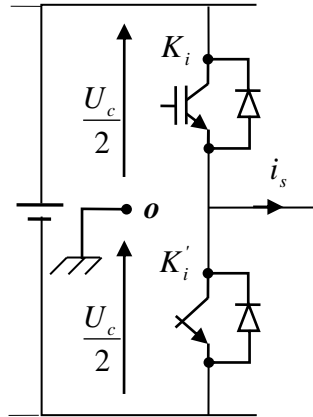


Fig.1.8 Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras

En plus, l'apparition de deux chemins de circulation incontrôlable du courant, passant par les diodes contenues dans les interrupteurs. Par conséquent, lorsque la configuration des courants rend une de ces diodes passante, un couple de freinage non négligeable est créé, empêchant la création d'un couple utile significatif, figure (1.9) [42-44].

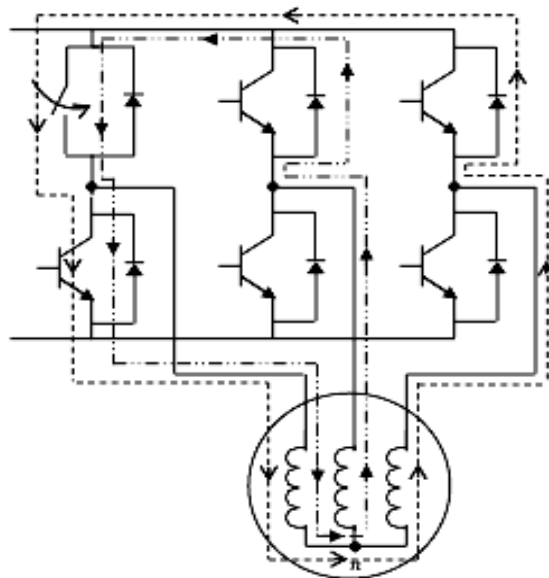


Fig.1.9 Chemin de circulation incontrôlable du courant en cas de défaut de court circuit sur un interrupteur

b) Court-circuit de deux interrupteurs: Ce cas est spécifique par rapport au cas précédent. En effet, pour que ce cas apparaisse, il faut que l'onduleur soit victime d'un double défaut [45]. Si les deux courts-circuits sont sur deux bras différents, l'arrêt du moteur est inévitable. Si les deux courts-circuits sont sur le même bras on retrouve le premier cas. Les défauts de court-circuit des interrupteurs de puissances sont dangereux car la source se trouvera alors court-circuitée.

1.5.2.2 CIRCUIT OUVERT

a) Ouverture d'un interrupteur : Dans ce cas l'interrupteur de puissance reste ouvert en permanence, en générale la diode en antiparallèle reste opérationnelle figure (1.10).

Selon la localisation du défaut dans la cellule, on remarque la disparition de l'alternance positive ou de l'alternance négative.

Dans ce type de défaut le moteur continu à fonctionner, mais on remarque une chute du couple. Ce qui rend le contrôle du moteur très difficile voire impossible à cause des passages par zéro du couple global produit [42,46].

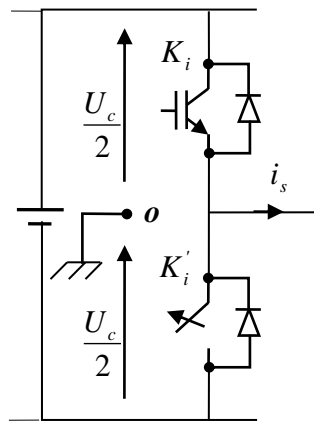


Fig.1.10 Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras

b) Ouverture de deux interrupteurs : Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux interrupteurs restant ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation, la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants [47]. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Si la défaillance survient à grandevitesse, la durée de conduction des diodes augmente et la valeur moyenne du couple produit diminue.

1.5.3 DEFAUTS DES DIODES

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillances possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici. Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique Z_{th} qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante :

$$Z_{th} = \frac{T_{jonction}^{\circ} - T_{boîtier}^{\circ}}{P} \quad (1.1)$$

Avec : P puissances dissipée dans la diode en Watt

Dans ce défaut la dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance thermique va augmenter. Cette défaillance apparaît en fin de vie du composant [48].

1.5.4 VIEILLISSEMENT DE TRANSISTOR

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être entraînée par [43]:

- Sollicitations successives
- Défaut au niveau de la puce de silicium
- Boîtier non hermétique.

1.5.5 DEFAUTS DU CIRCUIT DE COMMANDE (VIEILLISSEMENT DE L'OPTOCOUPLEUR)

Une isolation galvanique est présente afin de découpler électriquement le circuit commande (générant les impulsions) et le circuit de puissance. Cette isolation peut être réalisée au moyen d'un optocoupleur, d'un transformateur d'impulsion ou encore par fibre optique. Ces techniques ne présentent pas les mêmes niveaux de fiabilité.

1.5.6 DEFAUTS DU CONDENSATEUR DU BUS CONTINU

Pour les condensateurs, on distingue deux types défaillances:

Dans le premier cas, les condensateurs sont court-circuités (claquage du diélectrique du condensateur), c'est alors la source même qui est mise en court-circuit. Il est important de coupé l'alimentation.

Dans le second cas les condensateurs sont en circuit ouvert. Alors le système perd le filtrage de la tension. L'onduleur sera sensible aux surtensions et aux creux de tensions. Actuellement des circuits de commande intelligents ont été réalisés pour de la détection rapide de ces défaillances [53].

1.6 DEFAUTS DE CAPTEURS

Dans le domaine industriel, les capteurs sont des éléments indispensables pour la commande, la surveillance et le diagnostic. En effet, deux types de capteurs sont couramment utilisés, capteurs électriques (courant, tension), capteurs mécaniques (vitesse, position). Ces capteurs sont néanmoins sujets à deux types de défauts :

- défaut partiel : un signal transmit n'est pas égale avec la vraie valeur mesurée (présence d'un bruit, d'offset ou le gain d'adaptation est faux).
- défaut total : un signal transmit est nul.

Ces Defauts proviennent essentiellement d'un défaut de fabrication, d'un vieillissement, mauvais contacts ou des contraintes thermiques ou mécaniques [54]. Toute défaillance au niveau du capteur introduit des erreurs de mesures, et entraine une mauvaise lecture de l'état physique du système (perte du contrôle de la machine, non détection d'un défaut,... etc.).

Pour détecter ce type de défaillance, Les chercheurs ont proposés des techniques de surveillance basées sur les observateurs, la redondances analytiques ou la redondance matérielle [50], [55-59]. La dernière méthode est plus onéreuse, mais elle permet aussi d'assurer une continuité de service, grâce à une reconfiguration appropriée des capteurs utilisés.

Pour palier à la multitude des défauts envisageables et leurs conséquences sur le bon fonctionnement des processus industriels, le diagnostic de défauts est devenu d'une importance major. La partie suivante est dédiée aux différentes techniques de diagnostic.

1.7 LES METHODES DE DIAGNOSTIC

Les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées peuvent être subdivisées en deux grandes classes : Méthodes internes et externes, Méthodes inductives et déductives [60-62].

1.7.1 Diagnostic par les méthodes internes

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle fiable et suffisamment précis du système à surveiller. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Mathématiquement on peut avoir plusieurs modèles du même système comme en automatique par exemple, peuvent être à temps continu ou discret [60-62].

Ces méthodes de diagnostic internes reposent sur la comparaison de mesures réelles sur le système à surveiller et des informations que fournit le modèle. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système:

- à un écart nul, correspond un fonctionnement de type normal.
- à un écart non nul, correspond un fonctionnement de type défaillant.

Ces méthodes internes se classent en deux grandes catégories ; les méthodes de redondance analytiques qui utilisent les techniques d'estimation d'état et celles utilisant les techniques d'estimation paramétriques.

Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon le modèle utilisé:

Modèle de simulation: c'est une description de la structure physique et du comportement du système. Les modèles analytiques utilisés dans ce mode de diagnostic sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices. Les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle.

Equation de parité: Une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaire peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système. Les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tâche de diagnostic [63].

Observateur: Un modèle capable d'engendrer une approximation du vecteur d'état est appelé estimateur d'état ou observateur d'état. L'analyse du comportement des estimations des états qui ont un sens physique permet la réalisation du diagnostic.

Estimation paramétrique: La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consiste à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser le système en fonctionnement sain ou défaillant. Le type de défaut que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physique estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser. Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente [64].

Modélisation des signaux: Dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (rupture de barres, dégradations des roulements,...) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine.

1.7.2 Diagnostic par les méthodes externes

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine par apprentissage. Le module de reconnaissance utilise les observateurs issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet. Dans ces méthodes de diagnostic le facteur déterminant est l'algorithme de classification.

1.7.3 Diagnostic par les Méthodes inductives

Ces méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en avant. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut.

1.7.4 Diagnostic par les Méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes. Une vérification des effets trouvés par rapport aux effets possibles permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut. Ce qui justifie notre raisonnement. Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [6], [37], [62].

1.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation du contexte de l'étude. Nous avons donné dans un premier temps, l'inventaire des défauts pouvant survenir au sein du système à étudier . Ensuite, nous avons présenté les différentes méthodes utilisées dans la littérature pour le diagnostic.

En conclusion de cette partie, un défaut sévère au sein du convertisseur, de la machine ou du capteur peut à lui seul entraîner la perte totale ou partielle de contrôle du système. Aussi, afin de surmonter le défaut et d'assurer une continuité de service est-il nécessaire de prévoir la possibilité du fonctionnement en mode dégradé en présence de défauts dans l'un des éléments du système.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la modélisation et la commande de la chaîne proposée.

1.9 BIBLIOGRAPHIE

- [1] M, Staroswiecki et A. Gehin. Nait-Said M.S., «From Control to Supervision ». IFAC Safe process 2000, 1:312-323, 2001.
- [2] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, et M. Staroswiecki. « Diagnosis et Fault-Tolerant Control». Springer-Verlag, 2003.
- [3] Gaouaoui Mohammed, «Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à la Machine Asynchrone » Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 22 Février 2012.

- [4] P.J. Tavner, "Review Of Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines", *Electric Power Applications, IET* , vol.2, no.4, pp.215,247, July 2008. doi:10.1049/iet-epa:20070280.
- [5] M. Bouzid, G. Champenois, N.M. Bellaaj, L. Signac, K. Jelassi, "An Effective Neural Approach for the Automatic Location of Stator Interturn Faults in Induction Motor", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4277,4289, Dec. 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.2004667.
- [6] G. Didier, " Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [7] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des Machines Electriques en Présence de Défaut entre-spires," Thèse de doctorat, GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [8] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G. A. Capolino, G. Rostaing, J. P. Rognon, E. Foulon, L. Loron, H. Razik, G. Didier, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, "Comparison of Modelling Methods and of Diagnostic of Asynchronous Motor in case of Defects," in *9th IEEE International Power Electronics Congress - CIEP 2004*, 2004, pp. 101-108.
- [9] S. A. S. Al Kazzaz and G. K. Singh, "Experimental Investigations on Induction Machine Condition Monitoring and Fault Diagnosis Using Digital Signal Processing Techniques," *Electric Power Systems Research*, vol. 65, pp. 197-221, 2003.
- [10] D. Thailly, "Etude Du Champ de Dispersion des Machines A Courant Alternatif : Application au Diagnostic," Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2007.
- [11] P.F. Albrecht, J.C. Appiarius, R.M. McCoy, E.L. Owen, D.K. Sharma, "Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated", *Power Engineering Review, IEEE* , vol.PER-6, no.3, pp.31,32, March 1986. doi:10.1109/MPER.1986.5528107.
- [12] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in The Petrochemical Industry", *Industry Applications, IEEE Transactions on* ,vol.35, no.4, pp.810,818, Jul/Aug 1999. doi:10.1109/28.777188.
- [13] P. Tavner, L. Ran, J. Penman, and H. Sedding, *Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines*, 2 ed. London, United Kingdom: Institution of Engineering and Technology, 2008.

- [14] IEEE, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, pp. 853-864, 1985.
- [15] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and Analysis of Stator And Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, pp. 921-937, 1992.
- [16] W. T. Thomson, "A Review of on-Line Condition Monitoring Techniques for Three-Phase Squirrel Cage Induction Motors—Past, Present and Future," in 2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99, Gijon, Spain, 1999, pp. 3-17.
- [17] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A Survey of Faults On Induction Motors In Offshore oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals, and oil Refineries," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 31, pp. 1186-1196, 1995.
- [18] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in The Petrochemical Industry," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 35, pp. 810-818, 1999.
- [19] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [20] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors-a Review," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, pp. 719-729, December 2005.
- [21] Aderiano M. da Silva, B.S. "Induction motor Fault Diagnostic and Monitoring Methods" A Thesis submitted to the Faculty Of the Graduate School, Marquette University, In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Electrical and Computer Engineering, Milwaukee, Wisconsin May 2006.
- [22] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, pp. 1813-1822, 2008.
- [23] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "The Effects of PWM Voltage Source Inverters on The Mechanical Performance of Rolling Bearings," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, pp. 567-576, 1997.
- [24] B. Trajin, "Analyse et Traitement de Grandeurs Electriques Pour la Détection et le Diagnostic de Défauts Mécaniques dans les Entraînements Asynchrones", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009

- [25] S. Bazine, "Conception et Implémentation d'un Méta-Modèle de Machines Asynchrones en Défaut," Thèse de doctorat, Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) - EA 1219, Université de Poitiers, 2009.
- [26] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, and H. A. Toliyat, "Diagnosis of Stator, Rotor, and Airgap Eccentricity Faults in Three-phase Induction Motors based on the Multiple Reference Frames Theory", Proc. 38th Industry Applications Annual Meeting Conf., Salt Lake City, UT, Oct. 2003, pp. 1340–1346.
- [27] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo, "Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1673-1683, May 2011.
- [28] Andrian Ceban, " Méthode Globale de Diagnostic des Machines Electriques", Thèse en vue de l'obtention du grade de Docteur de l'Université Discipline : Génie Électrique, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, 2 février 2012.
- [29] H. Razik, "Le Contenu Spectral du Courant Absorbe par la Machine Asynchrone en cas de Défaillance, un état de l'art," La revue 3EI, vol. 29, pp. 48-52, Juin 2002.
- [30] R.N. Andriamalala, "Modélisation du Défaut d'Excentration dans une Machine Asynchrone – Application au Diagnostic et à la Commande de Deux Machines Spécifiques", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [31] D. G. Dorrell and A. C. Smith, "Calculation of UMP in Induction Motors with Series or Parallel Winding Connections," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, pp. 304-310, 1994.
- [32] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach, "Analysis of Airgap Flux, Current, and Vibration Signals as a Function of the Combination of Static and Dynamic Airgap Eccentricity in 3-phase Induction Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, pp. 24-34, January/February 1997.
- [33] A. Ghoggal, SE. Zouzou, H. Razik, M. Sahraoui, A. Khezzar, "An improved Model of Induction Motors for Diagnosis Purposes-Slot Skewing Effect and Air-gap Eccentricity Faults "Energy Conversion and Management 50(2009) 1336 1347.
- [34] A. Abouboum "Broken Bars/ Or End Rings Detection In Three-Phase Induction Motors by The Extended Park's Vector Approche " CIEP 2004. 9th IEEE International Volume, Issue, 17-22 Oct. 2004 Page(s): 101 – 108.

- [35] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of Rotor Faults In Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, p. 12, 2011.
- [36] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, and G. O. Garcia, "Separating Broken Rotor Bars and Load Oscillations on IM Fault Diagnosis Through the Instantaneous Active and Reactive Currents," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4571-4580, November 2009.
- [37] T. Boumegoura, "Recherche de Signature Electromagnétique des Défaits dans une Machine Asynchrone et Synthèse d'Observateurs en Vue du Diagnostic," Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon Ecully, France, 2001.
- [38] E. Schaeffer, "Diagnostic des Machines Asynchrones : Modèles et Outils Paramétriques dédiés à la Simulation et à la Détection de Défaits," Thèse de doctorat, Institut de Recherche en Cybernétique de Nantes, École Centrale de Nantes, Nantes, France, 1999.
- [39] M. Ali, S Nejad, "Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défaits - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante, Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [40] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A Survey of the Reliability with an Analysis of Faults on Variable Frequency Drives in Industry," *European Conference on Power Electronics and Applications*, Sevilla, pp. 1033-1038, 1995.
- [41] Military Handbook 217F, "Reliability Prediction of Electronic Equipment," Feb. 28, 1995.
- [42] Birolleau.D, "Etude d'Actionneurs Electriques pour la Tolérance aux Fautes," Grenoble, Institut polytechnique de Grenoble, 08.
- [43] Bensilaman Tarak "Caractérisation Précise de Défaut d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic" Mémoire de Magister, Université Boumerdés. 2009.
- [44] Olivier ONDEL "Diagnostic par Reconnaissance des Formes: Application à un Ensemble 'Convertisseur – Machine Asynchrone'" Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon ,17 Octobre 2006.
- [45] Richardeau F., Mavier J., Piquet H., & Gateau G. "Fault-Tolerant Inverter for on-Board Aircraft EHA." *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-9, 2-5 Sept. 2007.

- [46] Schwab H., Flieller D. & Sturtzer G, "Commande Tolérante aux Fautes d'un Ensemble Actionneur PMSM-onduleur Triphasé." Conférence Internationale Francophone d'Automatique. Bordeaux, France, pp. 1–6. 2006.
- [47] Vallon(b) J, "Introduction à l'Etude de la Fiabilité des Cellules de Commutation à IGBT sous Fortes Contraintes" Thèse de doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 17 Décembre 2003.
- [48] G. Zwingelstein, "Diagnostic des Défaillances. Théorie et Pratique pour les Systèmes Industriels" *Traité des Nouvelles Technologies*" Série Diagnostic et Maintenance, Editions HERMES. 1995
- [49] Benmansour A., Azzopardi S., Martin J.C., & Woirgard E, "Failure Mechanism of Trench IGBT under Short-Circuit after turn-off. *Microelectronics Reliability*, vol. 46, no. 9–11, pp. 1778-1783. 2006.
- [50] Ondel, *Diagnostic par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur - Machine Asynchrone*, Thèse de doctorat, Université de Lyon, 2006.
- [51] R. Besson, "Technologie des composants électroniques" *Radio*, 6ème édition. Tome 1, pp. 107-114 et 184-212, 16 avr. 2011.
- [52] Sic Safco, "Condensateurs Electrolytiques Aluminium. Données Aonstructeurs" pp. 12-29, 1993.
- [53] L. Dulau, S. Pontarollo, A. Boimond, J.F. Garnier, N. Giraud, O. Terrasse O, "A New Gate Driver Integrated Circuit for IGBT Devices with Advanced Protections. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 38–44. 2006.
- [54] L. Loron "Défautes dans les Entraînements Electriques", Document IREENA 2007.
- [55] G.H.B. Foo, Xinan Zhang, D.M. Vilathgamuwa, "A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.60, no.8, pp.3485,3495, Aug. 2013 doi:10.1109/TIE.2013.2244537.
- [56] F. Grouz, L. Sbita, M. Boussak, "Current Sensors Faults detection, Isolation and Control Reconfiguration for PMSM Drives", *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA)*, 2013 International Conference on , vol., no., pp.1,6, 21-23 March 2013. doi:10.1109/ICEESA.2013.6578414.
- [57] T.A. Najafabadi, F.R. Salmasi, P. Jabehdar-Maralani, "Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.5, pp.1662,1672, May 2011 doi:10.1109/TIE.2010.2055775.

- [58] M. Bourogaoui, H. Berriri, H. Ben Attia-Sethom, I. Slama-Belkhodja, "Wavelets and parity equations methods comparison for faulty encoder detection in PMSM drives", Systems, Signals and Devices (SSD), 2011 8th International Multi-Conference on , vol., no., pp.1,7, 22-25 March 2011.
- [59] Li. Liu, "Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors", Thèse de doctorat, Florida State University, 2006.
- [60] B.V. Phuong "Diagnostic des Machines Electriques par l'Analyse du Champ Magnétique de Fuite Application a l'Identification de Ddéfaits Rotoriques d'un Alternateur a Vide ", Thèse de doctorat, Université de Grenoble 2007.
- [61] S. Diouf "Contribution au Diagnostic Industriel de Défaits de Roulement et de Balourd par Techniques Neuronales Application à la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Paris XII Val De MARNE –CRETEIL ,2007.
- [62] A. Abed. "Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy, 2002.
- [63] B Saad "Diagnostic Des Défaits de la Machine Asynchrone Contrôlée par Différentes Techniques de Commande », Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [64] S. Bachir, J. Claude, T.S. Tnani "Diagnostic des Défaits Statorique et Rotoriques par Identification Paramétrique sans Capteur de Vitesse", Conférence Internationale Francophone d'Automatique Nantes8-10 juillet 2002.

CHAPITRE 2

COMMANDE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE DE LA MACHINE

ASYNCHRONE:

STRUCTURES ET COMMANDES

- 2.1 INTRODUCTION
- 2.2 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
 - 2.2.1 TRANSFORMATIONS – REFERENTIELS
 - 2.2.2 EQUATIONS PHYSIQUES (STATOR/ROTOR)
 - 2.2.3 MODELISATION EN REGIME TRANSITOIRE : MODELE DE PARK
- 2.3 MODELE D'ETAT NON LINEAIRE
 - 2.3.1 MODELE D'ETAT DANS LE REPERE FIXE (α, β) LIE AU STATOR
 - 2.3.2 MODELE D'ETAT DANS LE REPERE TOURNANT d, q
- 2.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)
 - 2.4.1 PRINCIPE
 - 2.4.2 STRUCTURE
 - 2.4.3 DESCRIPTION DES COMPOSANTS DU SYSTEME DE COMMANDE
- 2.5 COMMANDE BACKSTEPPING
 - 2.5.1 PRINCIPE
 - 2.5.2 METHODES DE LYAPUNOV
 - 2.5.3 METHODE GENERALE DE SYNTHESE RECURSIVE PAR BACKSTEPPING
 - 2.5.4 APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE
- 2.6 RESULTATS DE SIMULATION ET EXPERIMENTAUX
- 2.7 CONCLUSION
- 2.8 BIBLIOGRAPHIE

2.1 INTRODUCTION

L'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent d'une machine asynchrone, nécessite l'élaboration d'un modèle mathématique qui tient compte des différents phénomènes enregistrés dans celle-ci. La modélisation est indispensable quelque soit l'objectif de l'étude envisagée qu'elle soit commande ou surveillance.

La machine asynchrone se compose de deux armatures :

D'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.

D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil, un rotor à cage est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

Dans la première partie, nous présenterons différentes modélisations de la machine asynchrone basées sur la transformation. Par la suite, le principe de la commande vectorielle indirecte, ainsi que sa structure générale et ses différents éléments seront présentés. La troisième partie sera consacrée à la commande par l'approche backstepping. Il s'agit d'en exposer le principe et la méthode de mise en application. La dernière partie de ce chapitre sera dédiée à l'analyse des résultats de simulation et des résultats expérimentaux. Enfin, on terminera notre ce chapitre par une conclusion

2.2 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour l'élaboration des algorithmes de commande et d'observation, différents modèles mathématiques de la machine asynchrone seront présentés.

Ces modèles sont basés initialement sur la théorie de Park [1-6] qui consiste à réduire la dimension du référentiel triphasé au diphasé ainsi que le passage des grandeurs alternatives aux grandeurs continues.

La figure (2.1) représente la machine asynchrone dans le repère triphasé (a,b,c), dans le repère biphasé (α, β) ou (d, q) :

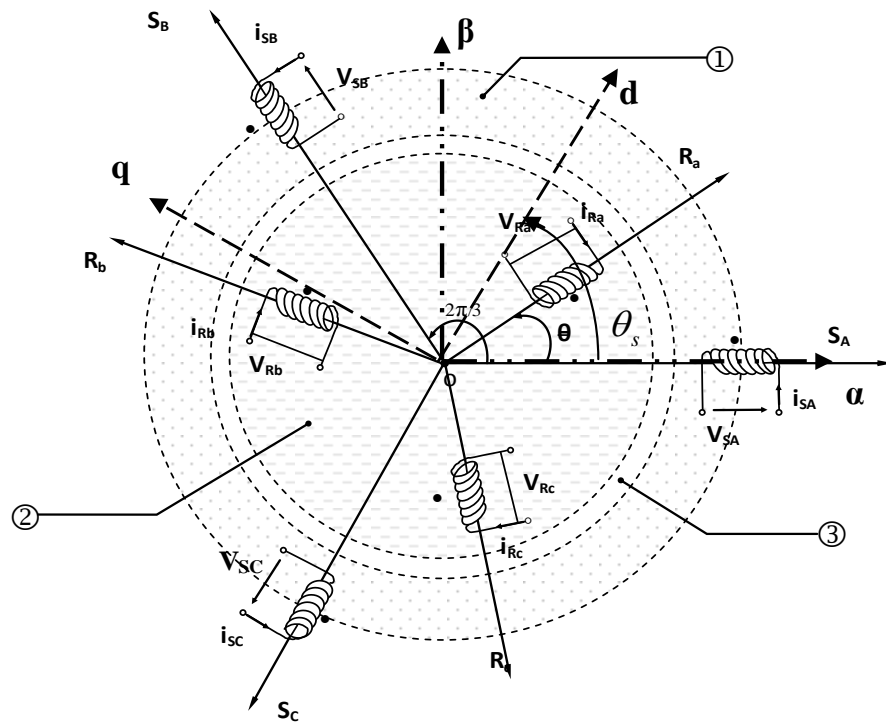


Fig (2.1). Référentiels : Triphasé (a,b,c)_Fixe (α,β)_Tournant (d,q)

2.2.2 Hypothèses de modélisation de la machine asynchrone

Afin de ne pas compliquer inutilement la mise au point de la commande et de l'observation de la machine asynchrone, nous adoptons un modèle basé sur les hypothèses de Park :

- Entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligé ;
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- Caractéristique magnétique linéaire (saturation négligée) ;
- Effet de la température, effet de peau, hystérésis et courant de Foucault sont négligeables.

Ces hypothèses signifient que les comportements électriques et magnétiques de la machine à induction sont supposés linéaires. Elles permettent d'établir un modèle dynamique de la machine à induction qui dispose de trois modes de fonctionnement d'ordre de grandeurs très différents : électriques (rapide), mécanique (lent), thermique (très lent).

Ces divers modes correspondent aux évolutions des grandeurs du modèle. Le mode thermique, très lent, est souvent négligé dans la modélisation, bien qu'il influe de manière sensible sur certains paramètres du modèle (résistances) en le rendant non stationnaire. En fait, un contrôle robuste avec une éventuelle identification en ligne de ces paramètres permet de pallier ce problème [7-8]. Les deux autres modes sont généralement considérés comme découplés, car leurs constantes de temps sont relativement éloignées. Ce découplage autorise

une séparation du modèle en deux parties, ce qui permet une étude simplifiée et un contrôle séparé des grandeurs de chacun des sous-systèmes. Ces considérations permettent de développer un modèle relativement simple, d'ordre 4 pour le mode électrique et du premier ordre pour le modèle mécanique. Les modes de fonctionnement choisis et les hypothèses considérées peuvent assurer, dans un certain sens, la linéarité du système global.

2.2.3. Modélisation en régime transitoire : Modèle de Park

Par application de la transformation de Park (Annexe 1) aux équations électriques de la machine asynchrone triphasée (Annexe 2), on obtient les équations suivantes sous forme d'une représentation vectorielle [3,4] :

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (2.1)$$

avec

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ \text{avec : } L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} M_0 \end{aligned}$$

L'équation de mouvement est donnée comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) - C_r \quad (2.3)$$

Pour obtenir les mêmes équations de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) , il suffit de mettre $\omega_s = 0$, et remplacer évidemment les indices (d, q) par (α, β) .

2.3. MODELE D'ETAT NON LINEAIRE

Les équations différentielles (2.1) et les relations (2.2) obtenues précédemment peuvent être regroupées sous la forme d'une représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX \end{cases} \quad (2.4)$$

La mise en œuvre de la commande et de l'observation nécessite un choix judicieux des vecteurs d'états et de sorties. Aussi, le choix est lié directement aux objectifs de commande.

2.3.1 Modèle d'état dans le repère fixe (α, β) lié au stator

Pour un modèle lié au stator (α, β), pour le vecteur d'état $X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T$ et le vecteur de commande $U = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$, on aura :

$$A = \begin{bmatrix} -R_t & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ 0 & -R_t & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}$$

2.3.2. Modèle d'état dans le repère synchrone (d, q)

Pour le modèle de la machine dans le repère (d, q) et pour le même vecteur d'état et de commande, on a:

$$A = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -R_t & -\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice C est la même.

2.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)

2.4.1 Principe

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le champ inducteur et le courant induit (couple) sont naturellement découplé (orthogonaux). Ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire de la machine asynchrone qui présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La composante i_{sd} du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante i_{sq} du courant statorique joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée commande par orientation du flux rotorique. La figure (2.2) illustre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

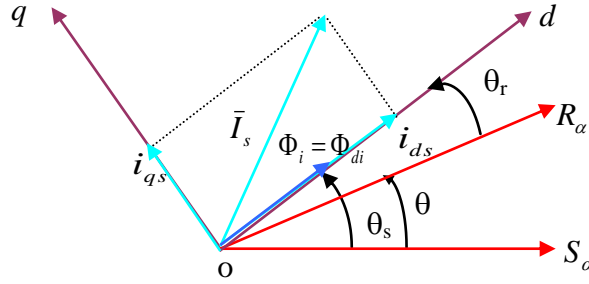


Fig. (2.2). Orientation du flux rotorique sur l'axe (d)

Dans ce cas, le vecteur flux est orienté de manière à coïncider avec l'axe (d), de façon on aboutit aux résultats suivants:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit:

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{M}{\hat{\Phi}_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \right) dt \quad (2.6)$$

Le flux rotorique ne dépend que de i_{sd} :

$$\Phi_r = \frac{M}{(T_r P + 1)} i_{sd} \quad (2.7)$$

Le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{sq}

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (2.8)$$

Dans le cadre de notre travail, nous allons nous limiter à étudier la version indirecte de la commande vectorielle [1], [3], [9]. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux, mais exige la présence d'un capteur de vitesse ainsi que deux capteurs de courant statorique. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution dépendante de la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces

paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement,)
 Le schéma global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré sur la figure (2.3). Les composants de ce système sont détaillés dans les paragraphes suivants.

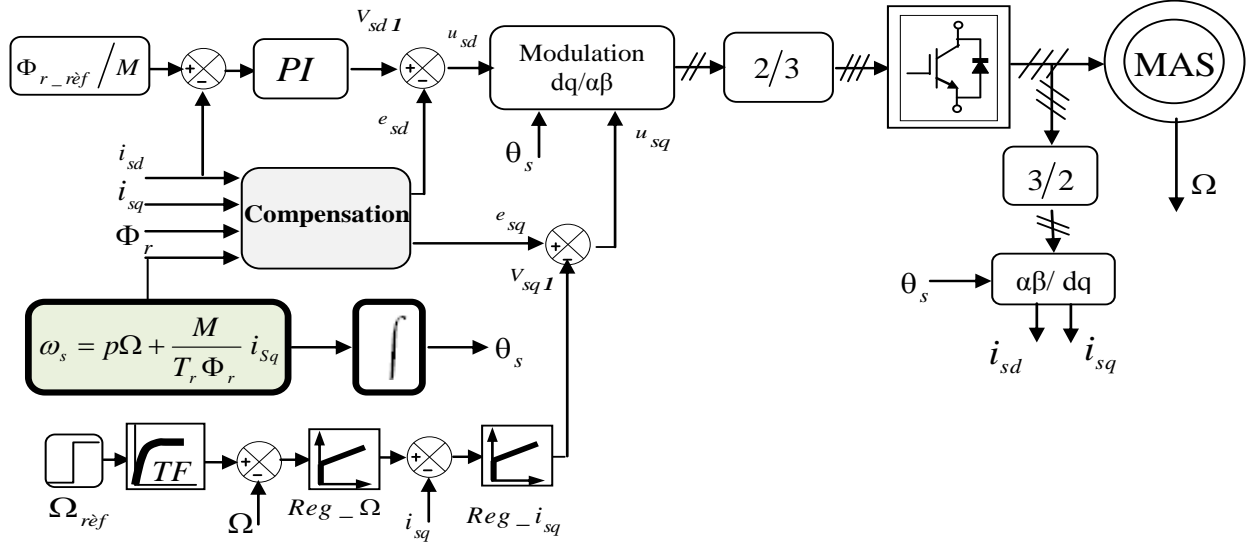


Fig. 2.3 Schéma global de la commande vectorielle

2.4.3. Description des composants du système de commande

a) **Convertisseur** : Le modèle du convertisseur est donné en Annexe 3

b) **Boucles de régulations des courants**: Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques d'axes d et q. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système d'équations statoriques issues du modèle de la machine.

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{cases} \quad (2.9)$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, le système précédent se réduit à des équations différentielles du premier ordre, représentées schématiquement par la figure (2.4).

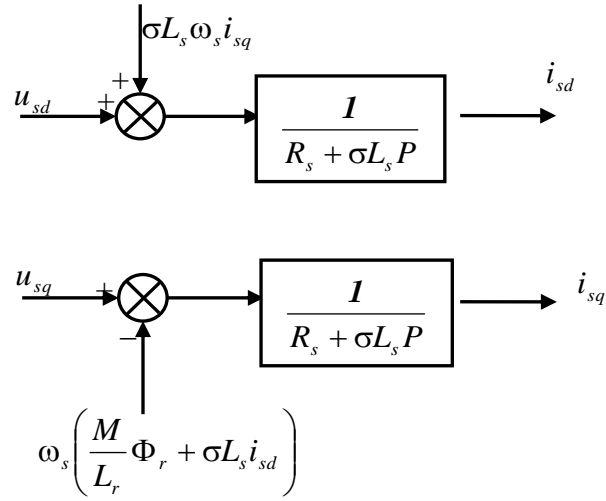


Fig.(2.4) : Termes de couplages dans les équations statoriques

Le couplage évoqué plus haut constitue souvent l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle. Il peut être supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation. Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées V_{sd1} et V_{sq1} augmentées des termes de découplage avec des signes opposés selon le schéma de la figure (2.5).

$$\begin{cases} u_{sd1} = V_{sd1} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ u_{sq1} = V_{sq1} + \omega_s \left(\frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s i_{sd} \right) \end{cases} \quad (2.10)$$

La mise en œuvre de la régulation peut alors se faire sur le nouveau système découplé selon le schéma ci- dessous :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (2.11)$$

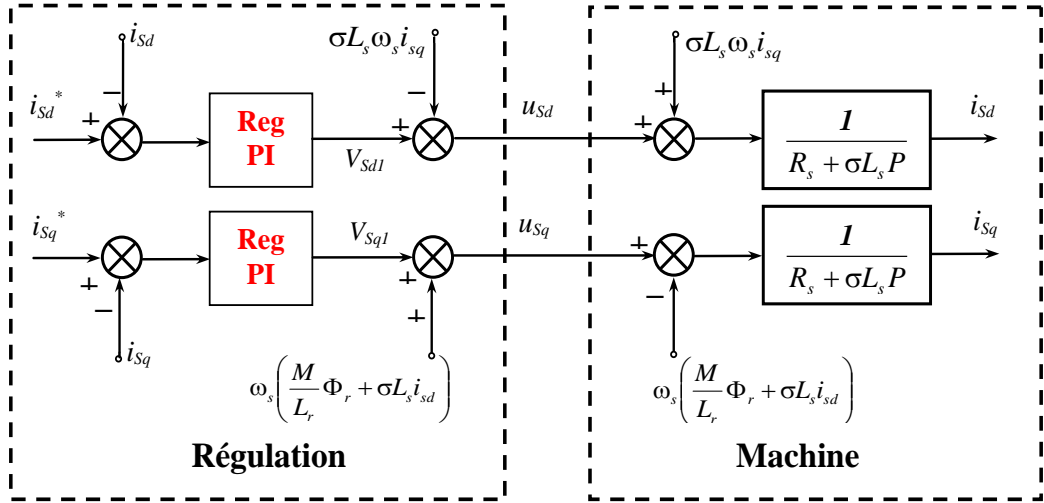


Fig. (2.5). Compensation des termes de couplage

Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi nous avons préféré utiliser les courants de références pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème.

Nous nous contenterons de régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI) sous la forme suivante :

$$C(p) = \frac{K_{reg} (1 + T_{reg} p)}{T_{reg} p} \quad (2.12)$$

Ces derniers seront réglés de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité des deux boucles de courant. La synthèse est faite sur l'axe d et les résultats obtenus peuvent être étendus à l'axe q par simple changement d'indices.

Parmi les différentes méthodes de synthèse, nous avons adopté l'approche par compensation en temps continu. Le correcteur discret est obtenu ensuite en utilisant l'approximation d'Euler. Il convient cependant de prendre en considération, dans la synthèse des correcteurs, tous les retards susceptibles d'influencer la commande [9]. Ces retards peuvent être classés en trois catégories comme l'indique la figure (2.6).

- Retard du à l'onduleur : $\exp(-pT_{MLI})$;
- Retard introduit par le filtrage des courants : $\exp(-pT_{Filtre})$;
- Retard du au temps de calcul : $\exp(-pT_{Calc})$

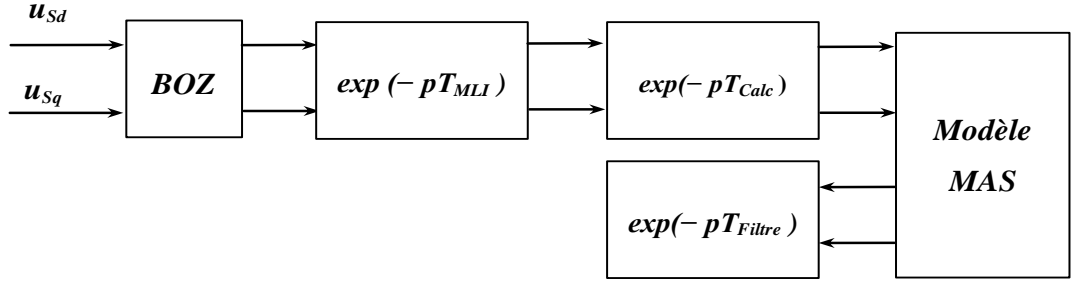


Fig. (2.6). Les retards dans une boucle de commande

On néglige l'influence du retard introduit par le filtre de courant, qui est très petit comparativement aux deux autres retards (approximativement 55 μ s).

Le retard global du à l'onduleur et au temps de calcul peut être approché par le développement en série de Taylor limité au premier ordre. En posant :

$$T_{ret} = T_{MLI} + T_{Calc} \quad (2.13)$$

On obtient :

$$\exp(-pT_{ret}) = F(T_{ret}) = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} + T_{ret}p} \quad (2.14)$$

Ce retard est approximativement égal à 300 μ s.

Le schéma bloc de la régulation est représenté sur la figure (2.7) suivante :

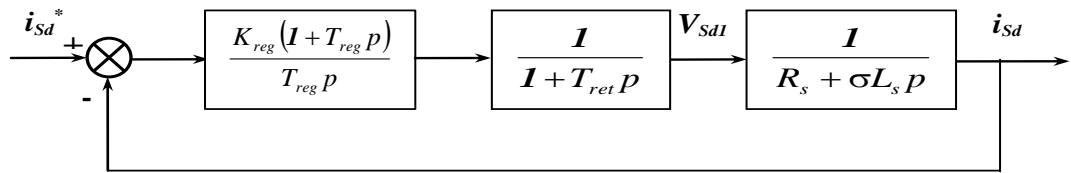


Fig. (2.7) Boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$C(p) = \frac{K_{reg} (\mathbf{1} + T_{reg} p)}{T_{reg} p} \times \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} + T_{ret} p} \times \frac{\mathbf{1}}{R_s + \sigma L_s p} \quad (2.15)$$

Le zéro introduit par le correcteur sera utilisé pour compenser le pôle du système, soit :

$$T_{reg} = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (2.16)$$

Le gain K_{reg} sera déterminé de sorte que la réponse du courant soit la plus rapide sans dépassement.

Les résultats de calcul des gains de régulateurs sont :
$$K_{reg} = \frac{\sigma L_s}{2T_{ret}} \quad (2.17)$$

En utilisant l'approximation d'Euler, le correcteur discret équivalent prend la forme suivante:
$$K_p = K_{reg} \quad , \quad K_p = \frac{K_{reg}}{T_{reg}} \times T_{echant} \quad (2.18)$$

Avec T_{echant} : période d'échantillonnage.

c) Régulation de la vitesse

Pour calculer un régulateur PI nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Comme le temps de réponse de la boucle de courant (mode électrique) est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse (mode mécanique), nous considérons que la réponse des courants (i_{sd} , i_{sq}) vis-à-vis de leurs valeurs de référence est quasi-instantanée par rapport à la partie mécanique.

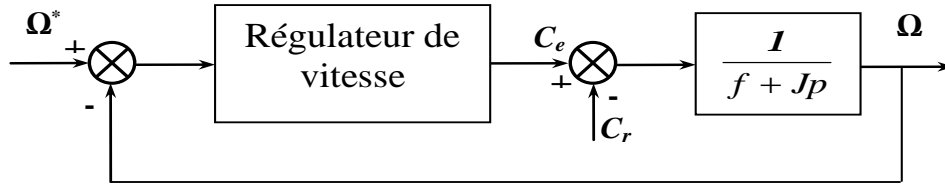


Fig. (2.8). Boucle de régulation de la vitesse

Le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :

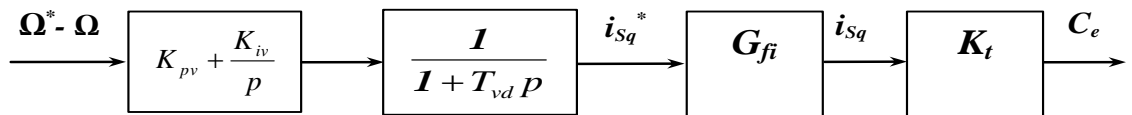


Fig. (2.9). Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec

K_{pv} , K_{iv} : Coefficients du contrôleur PI.

T_{vd} : Retard du au temps de calcul.

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

$K_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \Phi_r^*$: Constante du couple électromagnétique.

A partir de la figure (2.8), nous avons :

$$\Omega = \frac{I}{Jp + f} (C_e - C_r) \quad (2.19)$$

Afin de rendre le calcul des coefficients de ce type de régulateur plus facile, nous avons considéré que tout le schéma bloc de la figure (2.9) peut être réduit à un correcteur PI classique. Pour cela, nous avons négligé le retard T_{vd} ainsi que la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse. Nous obtenons alors :

$$\Omega = \frac{I}{Jp + f} \left(\frac{K_{pv}p + K_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{I}{Jp + f} Cr \quad (2.20)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_{pv}p + K_{iv}}{Jp^2 + (K_{pv} + f)p + K_{iv}} \Omega_{ref} - \frac{p}{Jp^2 + (K_{pv} + f)p + K_{iv}} Cr \quad (2.21)$$

La fonction de transfert (2.21) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme

$$F(p) = \frac{I}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2}, (C_r = 0) \quad (2.22)$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{K_{iv}}{J} = \omega_n^2 \\ \frac{K_{pv} + f}{J} = 2\xi\omega_n \end{cases} \quad (2.23)$$

Pour faciliter les calculs, en prenant ($\xi = 1$), nous aurons une relation qui lie (ω_n) au temps de réponse en vitesse (t_{rv}) voulu, ce qui permet de fixer librement la dynamique. Cette relation s'écrit : $\omega_n = 4.8/t_{rv}$. Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite (ω_n), on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (2.23), par simple identification.

2.5. Commande Backstepping

2.5.1. Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [10,11]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi-variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF).

2.5.2. Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

a) Première méthode de Lyapunov: Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global [12]. De

plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomène non-linéaire. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

b) Deuxième méthode de Lyapunov: Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée $dV(x)/dt$ est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

2.5.3. Méthode générale de synthèse récursive par backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation (2.24). Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_{ref} . Le système étant d'ordre (n), la mise en œuvre s'effectue en (n) étapes.

$$\begin{aligned} x_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ x_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \\ &\vdots \\ x_n &= f_1(x_1, \dots, x_n) + g_1(x_1, \dots, x_n)u, \end{aligned} \tag{2.24}$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^t \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$.

Etape 1 :

On commence par la première équation du système (2.24), où (x_2) sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \tag{2.25}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (2.26)$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (2.28)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \cdot \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (2.29)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait (\dot{V}_1) négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (2.27). Pour cela, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \cdot e_1 \quad (2.30)$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande est donnée par l'équation suivante:

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (2.31)$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0 \quad (2.32)$$

Etape 2 :

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (2.33)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2.34)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (2.35)$$

Pour le système (2.35), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (2.36)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot [f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (2.37)$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (2.35), et rendra (\dot{V}_2) négative est :

$$\begin{aligned} x_3 &= \alpha_2 \text{ telle que :} \\ f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 &= -k_2 \cdot e_2 \end{aligned} \quad (2.38)$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (2.35) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 \cdot e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_1(x_1, x_2)] \quad (2.39)$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \cdot \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - \dot{g}_0(x_1)[-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]}{g_0^2(x_1)} \quad (2.40)$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \leq 0 \quad (2.41)$$

Etape n :

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (2.42)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (2.43)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}\end{aligned}\quad (2.44)$$

Pour le système (2.44), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned}V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ &= \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2)\end{aligned}\quad (2.45)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \cdot \dot{e}_n \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + \dots + e_n \cdot [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}]\end{aligned}\quad (2.46)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n \cdot e_n \quad (2.47)$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$\alpha_n = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n \cdot e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (2.48)$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 \cdot e_1^2 - \dots - k_n \cdot e_n^2 \leq 0 \quad (2.49)$$

2.5.4. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de la commande backstepping appliquée à la machine asynchrone. Cette approche [13-15] est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle à flux orienté, comme le montre la figure (2.10) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

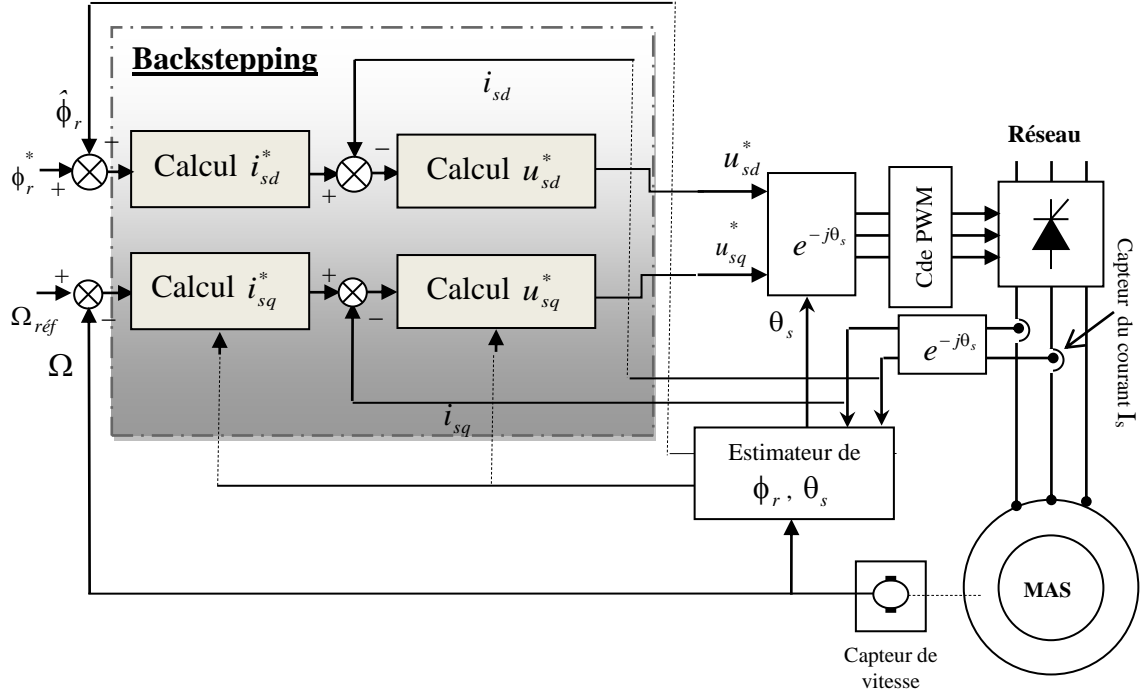


Fig. (2.10). Schéma d'implantation générale de la commande Backstepping.

Conception

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer [6]. On réécrit le modèle du moteur à induction avec l'orientation du flux rotorique, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{x}_2 = -\alpha x_2 + \alpha M x_3 \\ \dot{x}_3 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} + B u_{sd} \\ \dot{x}_4 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_4 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_3} + B u_{sq} \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\text{ou: } x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\Omega \ \phi_r \ i_{sd} \ i_{sq}]^T, \alpha = T_r^{-1} = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \lambda = \frac{pM}{L_r}$$

$$\eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}$$

Le modèle (2.50) est plus adapté à l'application de la commande backstepping. L'idée de base de la technique backstepping est de choisir récursivement quelques fonctions appropriées d'état comme des entrées virtuelles de commande pour des sous-systèmes du premier ordre du système global. Ce qui implique, que l'application du backstepping est divisée en plusieurs

étapes. Dans chaque étape, une fonction Lyapunov étendue est associée afin de garantir la stabilité du système entier.

Comme la vitesse rotorique et l'amplitude du flux rotorique sont nos grandeurs de régulation, on va commencer par définir les erreurs de régulation par :

$$\begin{cases} e_1 = x_1^* - x_1 \\ e_2 = x_2^* - x_2 \end{cases} \quad (2.51)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2^* - \dot{x}_2 = \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \end{cases} \quad (2.52)$$

Du fait que nos objectifs exigent que les deux erreurs convergent vers zéro, et exigent aussi que le courant doit être régulé et limité, on peut satisfaire ces deux conditions en choisissant i_{sq} et i_{sd} comme commandes virtuelles dans les équations ci-dessus et les utiliser pour commander e_1, e_3 . Pour cela, on utilise la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) > 0 \quad (2.53)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1 - k_2 e_2 + e_1 \left[k_1 e_1 + \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \right] \\ &\quad + e_2 \left[k_2 e_2 + \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \right] \end{aligned} \quad (2.54)$$

Où k_1, k_2 sont des constantes positives déterminées par la dynamique du système en boucle fermée. Si les commandes virtuelles sont choisies comme :

$$\begin{cases} x_3^* = \frac{1}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) \\ x_4^* = \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) \end{cases} \quad (2.55)$$

On obtient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (2.56)$$

Par conséquent, les commandes virtuelles dans (2.55) sont choisies pour satisfaire les objectifs de régulation et aussi sont considérées comme des références pour l'étape suivante.

Etape 2

Maintenant, les nouveaux objectifs de régulation sont i_{sq} et i_{sd} . Donc, on définit encore une fois les erreurs de régulation :

$$\begin{aligned} e_3 &= x_3^* - x_3 \\ &= \frac{I}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) - x_3 \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} e_4 &= x_4^* - x_4 \\ &= \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) - x_4 \end{aligned}$$

Par conséquent, les équations d'erreurs (2.50) peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \end{bmatrix} [e] \quad \text{Ou bien :} \quad \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\lambda x_2}{J} e_4 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M e_3 \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$\text{Avec : } [e]^T = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4]$$

Aussi, les équations dynamiques pour les signaux d'erreur e_3 , e_4 peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{x}_3^* - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{I}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \dot{e}_4 = \dot{x}_4^* - \dot{x}_4 = \dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{I}{\sigma L_s} u_{sq} \end{cases} \quad (2.59)$$

Où les grandeurs ξ_1 et ξ_2 sont exprimées par :

$$\begin{cases} \xi_1 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} \\ \xi_2 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_3 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_2} \end{cases} \quad (2.60)$$

A ce stade, on étend la fonction Lyapunov dans (2.59) pour inclure les variables d'état e_3 , e_4 :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 > 0 \quad (2.61)$$

Enfin la loi de commande sera déduite à partir du calcul de la dérivée de V_2 , soit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \\ &\quad + e_3 \left(\dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + \alpha M e_2 \right) \\ &\quad + e_4 \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 \right) \end{aligned} \quad (2.62)$$

Afin de rendre la dérivée de la fonction complète du Lyapunov (2.62) définie négative, les tensions d'entrées de contrôle de l'axe d et l'axe q sont choisis comme suit:

$$\begin{aligned} u_{sd}^* &= \sigma L_s (\dot{x}_3^* - \xi_1 + \alpha M e_2 + k_3 e_3) \\ u_{sq}^* &= \sigma L_s \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 + k_4 e_4 \right) \end{aligned} \quad (2.63)$$

Où k_3, k_4 sont des constantes positives.

Après cela, (2.69) peut être exprimé ainsi:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad (2.64)$$

Nous pouvons réorganiser les équations dynamiques de (2.58) et (2.63):

$$[\dot{e}] = A[e] = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \\ 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad (2.65)$$

Ce qui correspond bien à :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (2.66)$$

2.6. Résultats de simulation et expérimentaux

Les deux méthodes de commande présentées précédemment ont été testées en simulation et en pratique afin de comparer leurs performances et leurs robustesses vis à vis de la variation du couple de charge pour différents profil de la vitesse. Les tests ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d'écurueil (MAS, « voir annexes »).

Présentation du banc d'essai

Pour la mise en œuvre expérimentale des lois de commande, un banc d'essai a été conçu au laboratoire LTI à l'université de Picardie Jules Verne en utilisant le matériel mis à notre disposition. Le banc d'essai, dont la photo est illustrée sur la figure (2.11) ci-dessous :

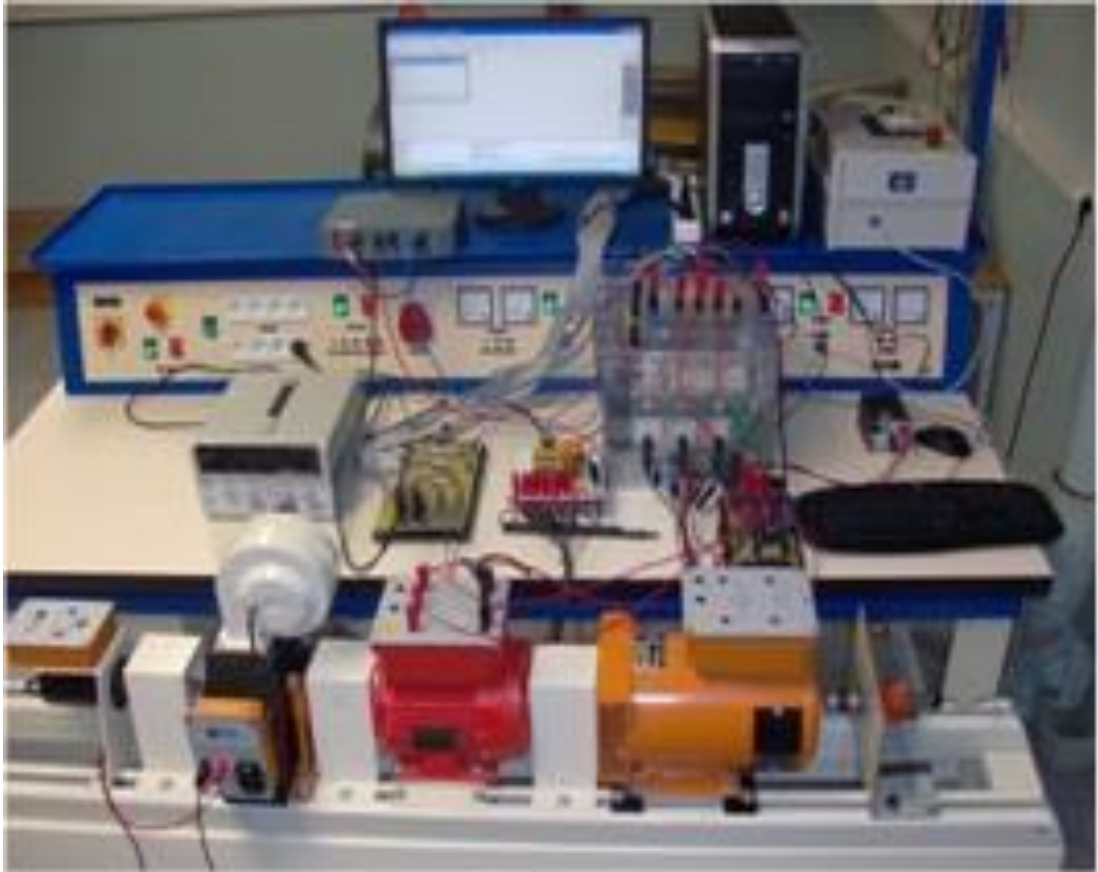


Fig. (2.11) Synoptique du banc d'essais

1-Commande vectorielle indirecte

Nous présenterons dans cette partie les résultats de simulation et les résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique. La figure (2.12) représente les profils de références de la vitesse et du couple. A noter qu'après 5s du démarrage à vide et avec une vitesse de (100 rd/s), une charge de 5Nm est appliqué. Après 8s, la vitesse est réduite à 10 rd/s. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à la 12ème seconde à -100 rd/s, le flux de référence est fixé à 1Wb.

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

TABLEAU I Gains de contrôleurs

Contrôleurs	Gains
Isd-contrôleur	$K_p=160$; $K_i= 1072$
Isq-contrôleur	$K_p=162$; $K_i= 1072$
Vitesse-contrôleur	$K_{pv}=0.4183$; $K_{iv}= 21.6474$

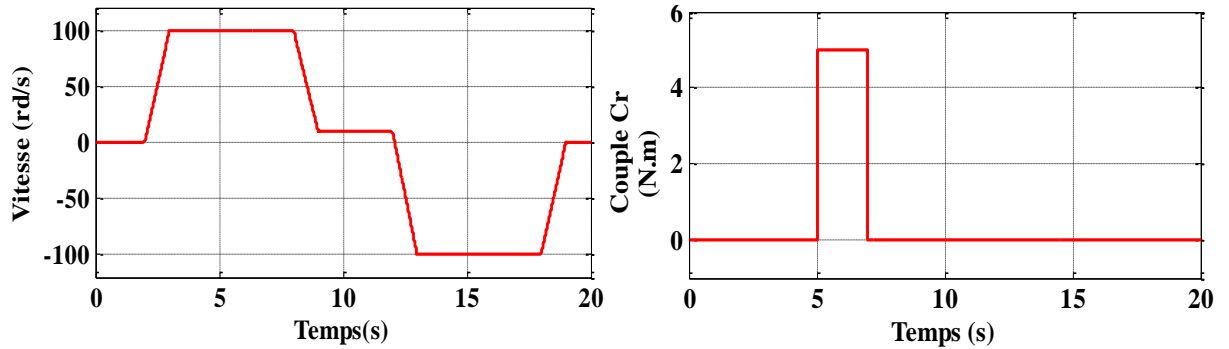


Fig. (2.12) Profils de référence vitesse-Couple

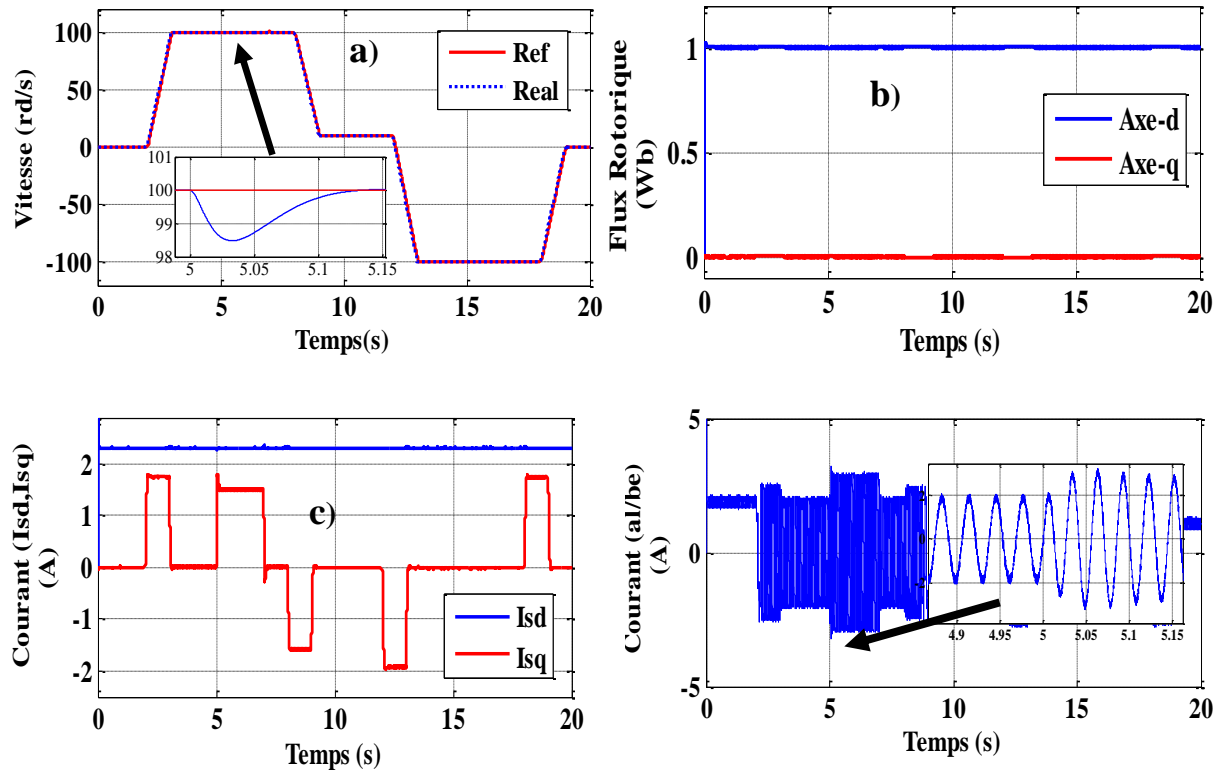
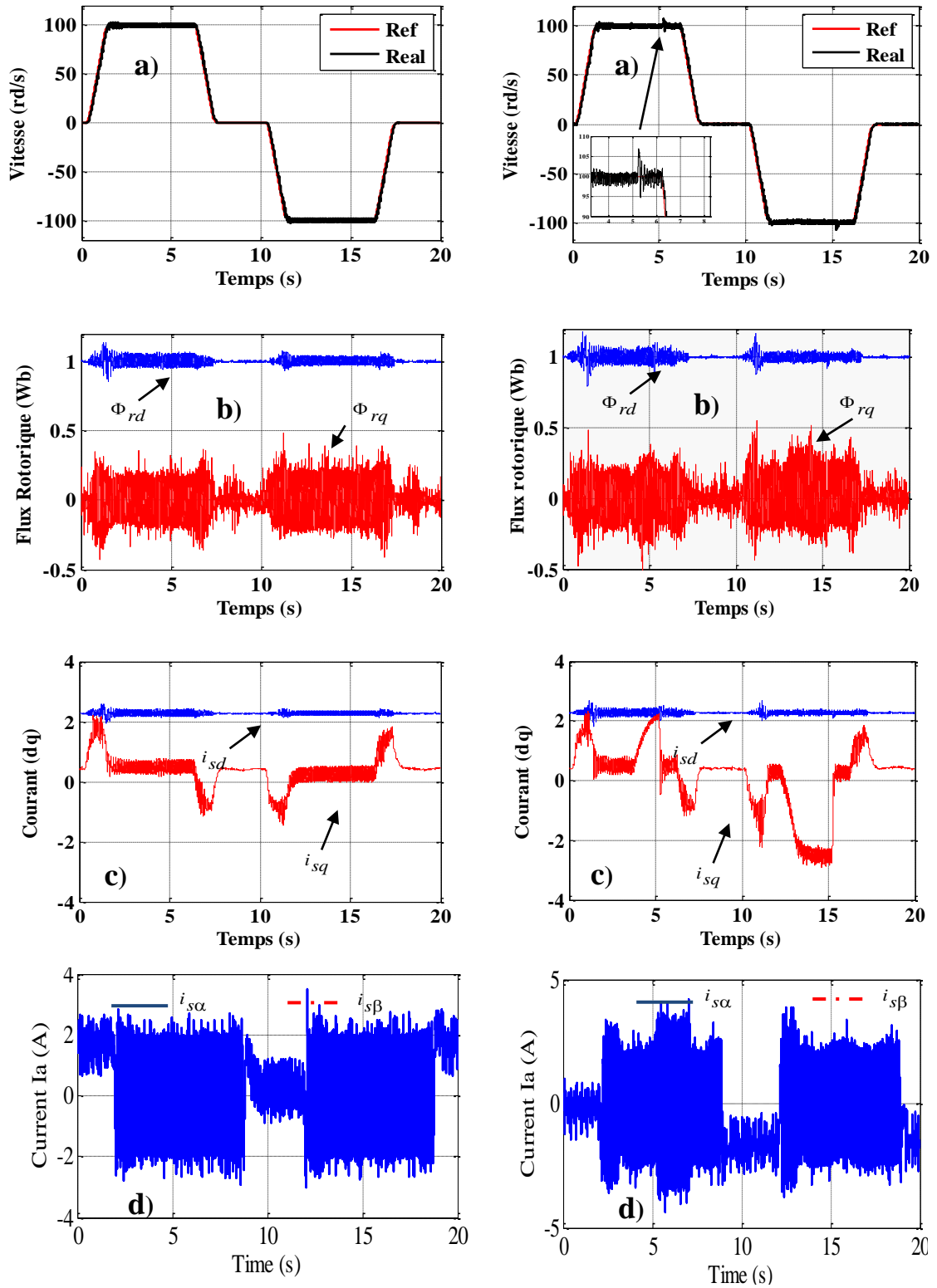


Fig. (2.13) Résultats de simulation de la commande vectorielle (IFOC).



Essai à vide

Essai en charge : $C_r=5N.m$ (6s)

Fig. (2.14) Résultats expérimentaux de la commande vectorielle (IFOC).

Interprétation des résultats

Les figures (2.13a) et (2.14a), illustrent la poursuite de la vitesse comme définie par sa référence, les figures (2.13b) et (2.14b) montrent que la composante du flux sur l'axe q est maintenue à zéro et que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. Les figures (2.13c) et (2.14c), conformément à la théorie, montrent que la composante du courant statorique sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge, par contre sa composante sur l'axe d reste constante. Sur la figure (2.14a) (*essai en charge*), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un échelon de couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

2-Backstepping

a. Simulation: Afin de montrer l'efficacité de la commande backstepping avec orientation du flux rotorique. Cette dernière a été simulée sur les mêmes profils (couple et vitesse). Les paramètres du contrôleur backstepping sont : $k_1 = 5000$, $k_2 = 150$, $k_3 = k_4 = 522000$.

Les résultats sont illustrés sur les figures (2.15) et (2.16) sous les mêmes conditions citées précédemment.

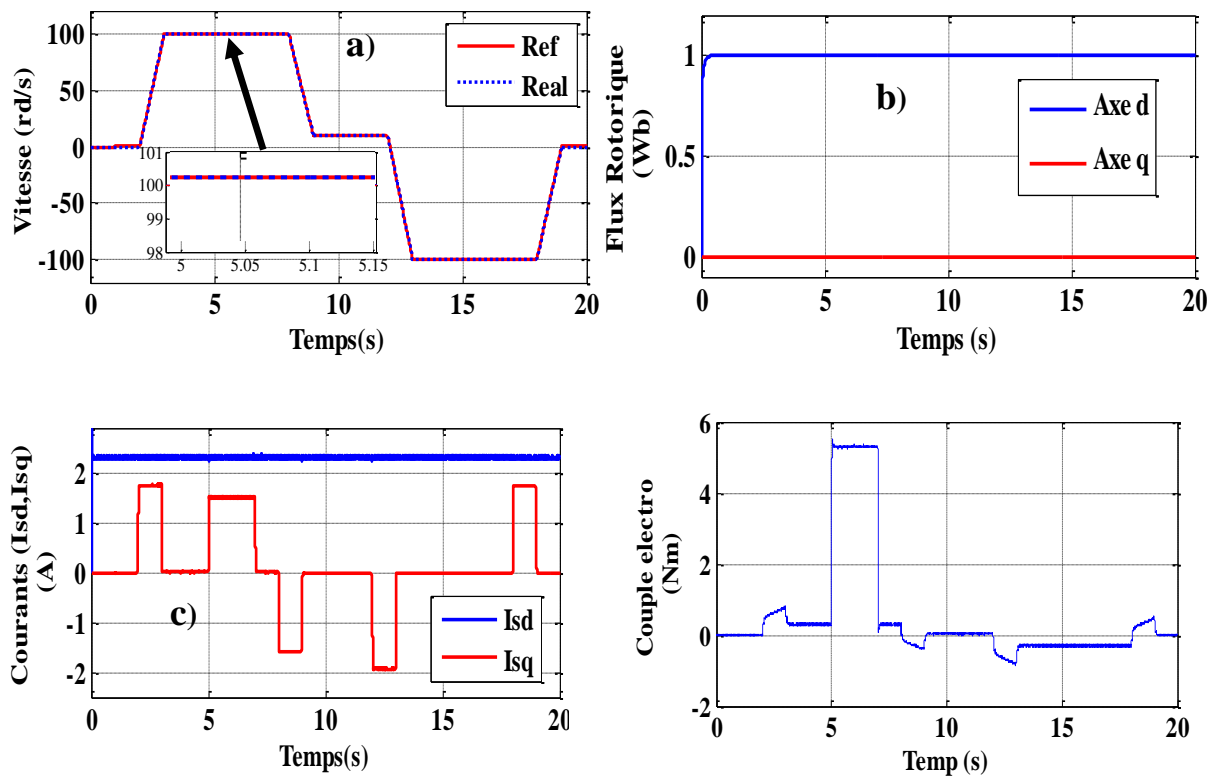


Fig. (2.15) Résultats de simulation de la commande backstepping.

b. Validation expérimentale

TABLEAU I Gains de contrôleurs

Contrôleurs	Gains
Vitesse-contrôleur	$K_{pv}=700$
Isd-contrôleur	$K_{id}=200000$
Isq-contrôleur	$K_{iq}=25000$

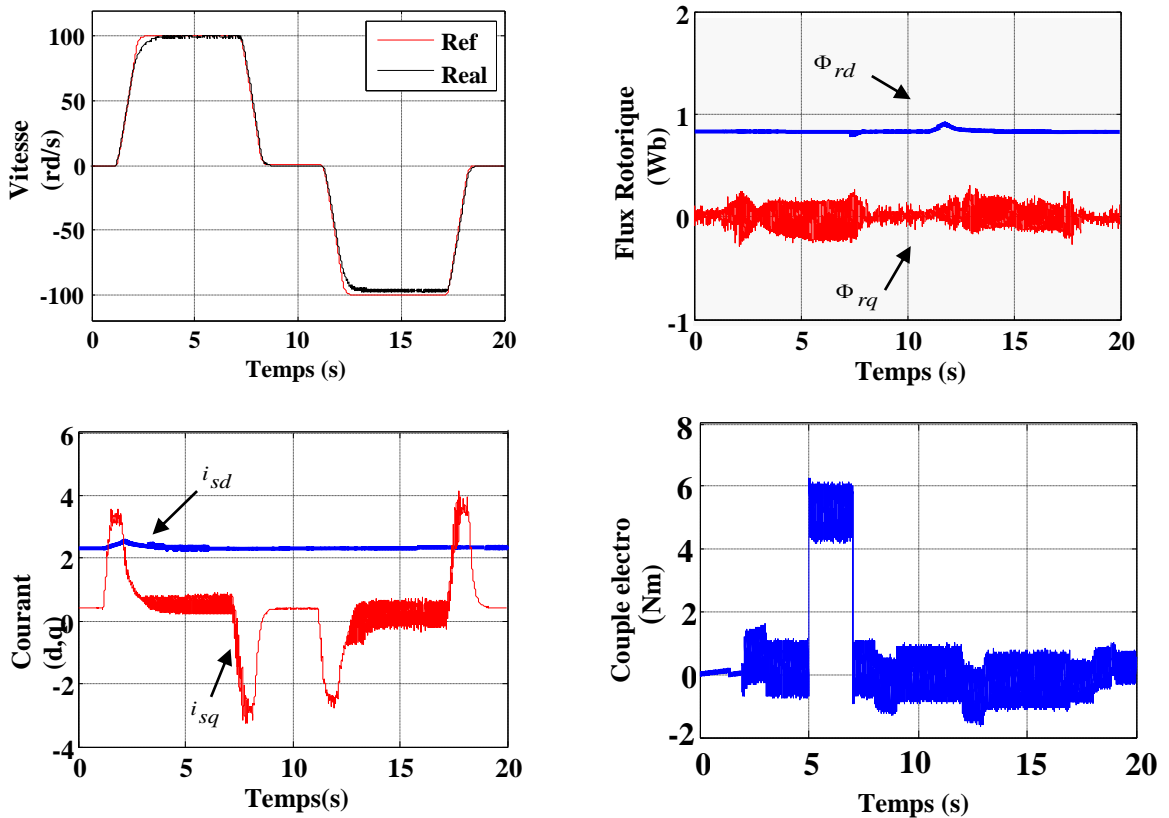


Fig. (2.16) Résultats expérimentaux de la commande Backstepping.

Essai en charge : Cr = 5N.m (5s)

Interprétation des résultats

A partir des résultats ci-dessus, nous pouvons constater que les performances sont satisfaisantes. Les figures (2.15) et (2.16) montrent les performances de l'algorithme de commande. La vitesse et le flux convergent rapidement vers leurs références.

2.7. Conclusion

Deux approches de commande à flux orienté, dédiées au pilotage de la machine asynchrone ont été proposées dans ce chapitre. Du point de vue conceptuel, on peut remarquer que la commande backstepping est plus simple et plus facile à mettre en œuvre, et présente des propriétés de stabilité globale intéressantes.

Les résultats de simulation, ainsi que les expérimentations, nous ont permis de mettre en évidence les capacités des deux algorithmes proposés en terme de régulation, poursuite, et rejet de perturbation. Après avoir appliqué les deux algorithmes de commande sur une machine asynchrone, on peut constater que :

- Dans des conditions extrêmes de poursuite de vitesse, seules la commande backstepping a résisté aux tests correspondant au profil qui couvre toutes les plages de la vitesse.
- L'impact de l'application instantanée du couple de charge a été plus important dans le cas de la commande vectorielle. Par contre, pour le cas du backstepping, cette perturbation a été rejetée d'une manière quasi-totale.

Le chapitre suivant sera dédié à présenter les différents estimateurs et observateurs pour la machine asynchrone

2.8 BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drive", Prentice Hall. 1986
- [2] P. Vas, "Vector Control of AC Machines", New York, Oxford Science Publications. 1990
- [3] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", SPRINGER, 2nd Edition, 1996.
- [4] P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Volume 7, Editions TECHNIP, France, 1995.
- [5] C. Canudas de Wit, "Commande des moteurs asynchrones", Volume I et II, Série Systèmes automatisés, HERMES, 2000.
- [6] P.C.Krauss, "Analysis of Electric machinery", IEEE Press, 1995 Prescott
- [7] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multimachines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile," Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.

- [8] C. Canudas de wit, "Optimisation discrétisation et observateurs; commande des moteurs asynchrones 2," Hermes science Publications, Paris 2000.
- [9] Baghli, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Thèse de doctorat, Nancy I, 1999.
- [10] M. Krstic, I. Kannellakopoulos, and P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Wiley and Sons Inc., New York, 1995.
- [11] Laurent Praly, "An introduction to some Lyapunov designs of global asymptotic stabilizers ", Part 1, Lecture notes, HYCON-EECI Graduate School on Control, January 26-30, 2009, Supelec, France
- [12] Abderrezak Benaskeur, " Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires ", Thèse Ph.D, Université de Laval, 2000
- [13] Hualin Tan and Jie Chang, "Field Orientation and Adaptive Backstepping for Induction Motor Control", Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, pp. 2357 – 2363, Oct 3-7, 1999.
- [14] S. Chaouch, L. Cherifi, A. Makouf and M.S. Nait-Said "Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer", ARISER Vol. 4 No.1 (2008) 19-27.
- [15] I. Benlaloui, S Drid, L Chrifi-Alaoui and D Benoudjit " Sensorless Speed Backstepping Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer: Experimental Results" 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, STA'2014, December 21-23, 2013 , Hammamet, – Tunisia.

CHAPITRE 3

OBSERVATEURS ET ESTIMATEURS POUR LA MACHINE ASYNCHRONE

- 3.1 INTRODUCTION
- 3.2 PROBLEMATIQUE DES LOIS DE COMMANDE : CAPTEUR DE VITESSE
 - 3.2.1 ETUDE DE LA SENSIBILITE D'UN ASSERVISSEMENT
 - 3.2.2 SUPPRESSION DU CAPTEUR DE VITESSE
- 3.3 CONCEPTS D'ESTIMATEUR ET D'OBSERVATEUR
 - 3.3.1 ESTIMATEURS
 - 3.3.2 OBSERVATEURS
- 3.4 DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE
 - 3.4.1 TECHNIQUE DE L'OBSERVATEUR DETERMINISTE (LUENBERGER)
 - 3.4.1.1 *DETERMINATION DE LA MATRICE GAIN (K)*
 - 3.4.1.2 *CONSTITUTION DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIVE LUENBERGER*
 - 3.4.2 TECHNIQUE DE L'OBSERVATEUR STOCHASTIQUE (FILTRE KALMAN)
 - 3.4.2.1 *MODELE STOCHASTIQUE*
 - 3.4.2.2 *FILTRE DE KALMAN STANDARD*
 - 3.4.2.3 *FILTRE DE KALMAN ETENDU (FKE)*
 - 3.4.2.4 *DETERMINATION DES MATRICES COVARIANCE DE BRUIT ET DE MESURE (Q, R)*
 - 3.4.2.5 *APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN A L'ESTIMATION DE LA VITESSE*
 - 3.4.3 TECHNIQUE DE L'OBSERVATEUR A STRUCTURE VARIABLE (MODE GLISSANT)
 - 3.4.3.1 *OBSERVATEUR MODE GLISSANT D'ORDRE UN*
 - 3.4.3.1.1 *PARTIE THEORIQUE*
 - 3.4.3.1.2 *OBSERVATEUR DE VITESSE*
- 3.5 RESULTATS DE SIMULATION ET EXPERIMENTAUX
 - 3.5.1. LES PROFILS DE REFERENCES
 - 3.5.2 OBSERVATEUR LUENBERGER
 - 3.5.3 OBSERVATEUR KALMAN
 - 3.5.4 OBSERVATEUR A STRUCTURE VARIABLE D'ORDRE UN
- 3.6 TESTS DE ROBUSTESSE POUR UNE VARIATION PARAMETRIQUE.
- 3.7 CONCLUSION
- 3.8 BIBLIOGRAPHIE

3.1 INTRODUCTION

Le bon fonctionnement d'un mécanisme de commande des processus nécessite un retour informations fiable. Ces informations peuvent parvenir à travers des capteurs. Dans le cas de la commande des machines électriques les capteurs peuvent être électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (couple électromagnétique, vitesse de rotation, position angulaire).

Cependant, l'emploi des capteurs implique un surcoût et une augmentation de la complexité de l'installation, d'où la réduction du nombre de capteurs voir leurs suppression pourrait devenir indispensable. En effet, la solution de la commande sans capteur de vitesse ou de position est introduite par soucis de fiabilité et de réduction des coûts.

Ce chapitre sera consacré à la conception d'observateurs ou d'estimateurs qui peuvent être utilisés dans la commande des machines asynchrones.

Généralement, ces commandes sont sensibles aux variations paramétriques et aux perturbations internes au externes d'où la nécessité de concevoir des observateurs et des estimateurs fiables.

Ces observateurs peuvent contribuer à la détermination de façon précise des grandeurs non mesurables, ce qui améliore la qualité de la commande.

Dans une première partie, nous exposerons la problématique des lois de commande avec capteur de vitesse, ensuite, nous donnerons un bref aperçu sur les concepts d'estimateurs et d'observateurs. Par la suite, nous présenterons quelques techniques d'estimation et d'observation utilisées pour reconstituer le flux et la vitesse rotorique de la machine asynchrone. Finalement, nous illustrerons par des tests de simulation et des essais pratiques.

3.2 PROBLEMATIQUE DES LOIS DE COMMANDE : CAPTEUR DE VITESSE

Les commandes présentées dans le chapitre précédent dépendent de la fréquence de commutation du convertisseur statique, de l'adaptation des signaux des capteurs et de la méthode de conception des contrôleurs.

L'emploi d'un capteur mécanique nécessite une place pour son installation et pose beaucoup de difficultés liées à son montage sur l'arbre du moteur. Ce qui le rend sensible aux vibrations et ses signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques [1]. Le contrôle sans capteur mécanique des moteurs devient une solution très attractive pour de nombreux industriels.

Deux problématiques liées à la suppression du capteur se présentent :

- Sensibilité du capteur ce qui explique son prix élevé.
- Estimation de vitesse à basse vitesse.

3.2.1 ETUDE DE LA SENSIBILITE D'UN ASSERVISSEMENT

Dans les applications industrielles, les propriétés des actionneurs ou des capteurs peuvent varier pour différentes raisons (par exemple: le vieillissement). Cela peut conduire au changement du comportement de chaque élément du système bouclé, et par conséquent à une détérioration des performances du système asservi [2]. Pour éviter de tels problèmes, il est préférable de concevoir des systèmes asservis robustes, c'est-à-dire insensibles aux variations des paramètres et aux perturbations.

On définit la sensibilité d'une fonction T par rapport à X par :

$$S_T^X = \left| \frac{\frac{\Delta T}{T}}{\frac{\Delta X}{X}} \right| = \begin{cases} S_T^X \rightarrow 1 \text{ Forte sensibilité} \\ S_T^X \rightarrow 0 \text{ Faible sensibilité} \end{cases} \quad (3.1)$$

Ce qui donne :

$$S_T^X = \left| \frac{\Delta T}{\Delta X} \times \frac{X}{T} \right| \approx \left| \frac{\partial T}{\partial X} \times \frac{X}{T} \right| \quad (3.2)$$

Si on considère un système en boucle fermée, donné par le schéma bloc de la Figure (3.1) et de fonction de transfert :

$$T(S) = \frac{S}{E} = \frac{G}{1 + G \cdot H} \quad (3.3)$$

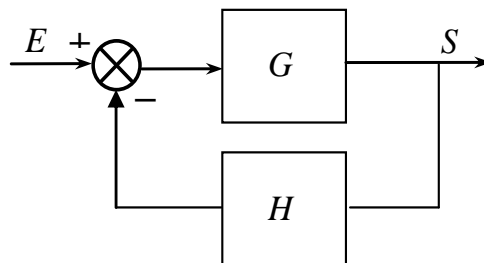


Fig. 3.1. Schéma bloc d'un asservissement en Boucle fermée

La règle d'un bon asservissement ne stipule que $G \rightarrow \infty$. La sensibilité de la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la transmittance de la chaîne d'action est faible et elle est exprimée par :

$$S_T^G = \frac{1}{|1 + G \cdot H|} \rightarrow 0 \text{ Si } |G| \rightarrow \infty \quad (3.4)$$

Alors que la sensibilité de la même transmittance par rapport à celle de la chaîne de réaction (capteur) est exprimée par :

$$S_T^H = \frac{-G \cdot H}{|1 + G \cdot H|} \rightarrow \begin{cases} +1 & H < 0 \\ -1 & H > 0 \end{cases} \text{ Si } |G| \rightarrow \infty \quad (3.5)$$

Elle présente ainsi une forte sensibilité, donc toute la sensibilité de contrôle est référée à la transmittance du capteur par lequel il y'a retour d'information sur le système.

3.2.2 SUPPRESSION DU CAPTEUR DE VITESSE

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié [3], [4] et [5].

3.3 CONCEPTS D'ESTIMATEUR ET D'OBSERVATEUR

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable à motorisation asynchrone, les performances de la commande dépendent de la précision de la connaissance du module du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles à la mesure. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicats (sensible au bruit de mesure, chaleur et vibrations) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux et de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal.

Un tel estimateur ou observateur est représenté sur la figure (3.2).

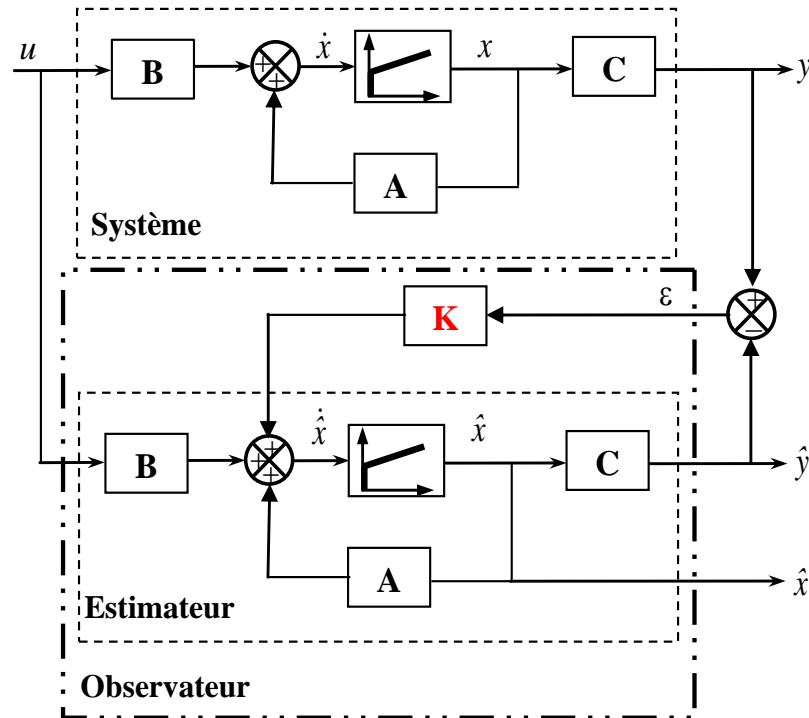


Fig. (3.2). Schéma de principe de : Estimateur ou Observateur

3.3.1 ESTIMATEURS

Les estimateurs s'appuient sur l'utilisation d'une copie du modèle d'états de la machine en régime permanent (estimateur statique) ou en transitoire (estimateur dynamique). Il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations (boucle ouverte). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine [6].

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement [7].

Pour construire un estimateur de la machine asynchrone, le modèle mathématique pris comme un système linéaire variant dans le temps, est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega) \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (3.6)$$

B est la matrice d'entrée du système, C est la matrice de sortie, et $A(\omega)$ est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de la machine à induction, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation du moteur. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire

vu la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant la première partie de (3.6), on peut reconstruire les états à estimer :

$$\hat{x} = \int (A(\hat{\omega}) \cdot \hat{x} + \hat{B} \cdot u) dt \quad (3.7)$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés, donné par :

$$\varepsilon = x - \hat{x} \quad (3.8)$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite de la soustraction de (3.6) et (3.7) :

$$\dot{\varepsilon} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (3.9)$$

Après calcul, on aboutit à :

$$\dot{\varepsilon} = A(\omega)\varepsilon + \Delta A \hat{x} + \Delta B \cdot u \quad (3.10)$$

$$\text{avec } \begin{cases} \Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) \\ \Delta B = B - \hat{B} \end{cases}$$

La vitesse de convergence de l'erreur d'estimation vers zéro dépend des constantes de temps du système. Elle est vérifiée dans le cas où les valeurs propres de la matrice $A(\omega)$ sont définies négatives (en considérant $\Delta A = 0$ et $\Delta B = 0$). Lorsque des erreurs de modélisation existent, les termes $(\Delta A \hat{x})$ et $(\Delta B u)$ se comportent comme des entrées dans l'équation différentielle (3.10) et par conséquent les estimées (\hat{x}) seront biaisées. Dans le cas de la machine à induction, on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et les estimés auront forcément une erreur statique due aux erreurs de modélisation.

3.3.2 OBSERVATEURS

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction K . Dans ce cas l'estimateur devient un observateur.

Un observateur est un estimateur fonctionnant en **boucle fermée** et disposant d'une dynamique indépendante du système. Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (3.3) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant :

$$\dot{\hat{x}} = A(\hat{\omega}) \cdot \hat{x} + \hat{B} \cdot u + K \cdot \varepsilon \quad (3.11)$$

Où K est la matrice gain de l'observateur

On définit comme erreur de mesure l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenu en soustrayant (3.6) et (3.10). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient :

$$\dot{\varepsilon} = A_o \cdot \varepsilon + \Delta A \cdot \hat{x} + \Delta B \cdot u \quad (3.12)$$

tel que : $A_o = A(\omega) - KC$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par la dernière équation (3.10). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur vers zéro est contrôlée par le terme $[A(\omega) - KC]$ comportant la matrice de gain de correction K. On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante), et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisé. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique [8-10].

3.4 DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, en utilisant des estimateurs, des observateurs déterministes, stochastiques ou à structure variables [11-17], [18-21] et [8]-[22-28]. Cette section, sera consacrée à l'étude de trois observateurs (Luenberger, Filtre Kalman et Mode glissant d'ordre un). Ces techniques seront utilisées pour une estimation simultanée du flux rotorique et de la vitesse du moteur à induction.

3.4.1 TECHNIQUE DE L'OBSERVATEUR DETERMINISTE (LUENBERGER)

L'observateur Luenberger est constitué d'un estimateur décrit par l'équation caractéristique du système à observer et d'une boucle de correction avec une matrice de gain K pour corriger l'erreur sur l'estimation [29-30].

3.4.1.1 Détermination de la matrice gain K

Le modèle (3.6) de la machine est exprimé dans le repère (α, β) lié au stator, ce dernier permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur.

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad u_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

De plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}, \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M}, \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = \frac{-1}{T_r}.$$

La matrice $A(\omega)$ est une fonction de la vitesse. Elle est constituée de quatre sous matrices antisymétriques. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$, ce qui impose une certaine structure à la matrice K [29,31].

Elle peut s'écrire :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix}$$

Les gains K_1, K_2, K_3, K_4 sont données par [29,31] (voir ci dessous), tel que le choix de la valeur de k permet d'avoir une dynamique d'observations plus rapide que celle du système.

:

$$\begin{cases} K_1 = (k-1)(a_1 + a_5) \\ K_2 = (k-1)\Omega \\ K_3 = \left(\frac{1-k^2}{a_3}\right)\left(\frac{a_3}{T_r} - a_1\right) + \left(\frac{k-1}{a_3}\right)\left(\frac{1}{T_r} - a_1\right) \\ K_4 = -\left(\frac{k-1}{a_3}\right)\Omega \end{cases}$$

3.4.1.2 Constitution de l'observateur adaptative Luenberger

On suppose que la vitesse ω soit un paramètre constant inconnu, d'après l'équation (3.11), la représentation d'état de l'observateur est sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \mathbf{0} & a_2 & a_3\hat{\omega} \\ \mathbf{0} & a_1 & -a_3\hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & \mathbf{0} & a_5 & -\hat{\omega} \\ \mathbf{0} & a_4 & \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{1}/\sigma L_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1}/\sigma L_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Alors il vient : $\dot{\hat{x}} = A(\omega)\hat{x} + B \cdot u + K(i_s - \hat{i}_s)$

Avec : $(i_s - \hat{i}_s) = [i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \quad i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}]$

En plus : $\varepsilon = x - \hat{x} = [\varepsilon_{i_{\alpha s}} \quad \varepsilon_{i_{\beta s}} \quad \varepsilon_{\Phi_{\alpha r}} \quad \varepsilon_{\Phi_{\beta r}}]^T$

A partir de l'équation (3.9) La dynamique de l'équation d'état de l'erreur est :

$$\dot{\varepsilon} = [A(\omega) - KC] \cdot \varepsilon + \Delta A \cdot \hat{X} = A_o \cdot \varepsilon + \Delta A \cdot \hat{X} \quad (3.14)$$

$$\text{Avec : } \Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a_3\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \text{ett : } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

L'expression (3.14) possède un terme non linéaire qui doit également tendre vers zéro ou bien vers une quantité à énergie minimale. En incluant le mécanisme d'adaptation qui doit satisfaire le théorème de Lyapunov.

Si on considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + (\Delta\omega)^2 / \lambda \quad (3.15)$$

$$\text{Alors : } \frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T\right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon\right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (3.16)$$

Après calcul, on obtient :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T [A_o^T + A_o] \varepsilon - 2\varepsilon^T \Delta A \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) \quad (3.17)$$

Avec :

$$\varepsilon^T \Delta A \hat{X} = a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) - \Delta \omega (\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (3.18)$$

Sachant que le développement de l'expression : $(\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha})$ donne zéro.

Alors, pour le deuxième terme de (3.17) doit être nul :

$$2a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) = 0 \quad (3.19)$$

D'où

$$2a_3 \Delta \omega (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) = \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d}{dt} (\Delta \omega) \quad (3.20)$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} \varepsilon_{i_{sa}} \\ \varepsilon_{i_{sb}} \\ \varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \\ \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

La valeur estimée $\hat{\omega}$ sera donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{\alpha r}, \quad \text{d'où : } \hat{\omega} = K_\omega \int (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (3.21)$$

$$\text{Avec : } K_\omega = \lambda \frac{1 - \sigma}{\sigma M}$$

Pour activer l'estimateur de la vitesse, on remplace l'intégrale pure par un Régulateur PI comme suit :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) + K_i \int (\varepsilon_{i_{sa}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{i_{sb}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (3.22)$$

Où K_p et K_i qui sont des constantes positives.

3.4.2 TECHNIQUE DE L'OBSERVATEUR STOCHASTIQUE (FILTRE KALMAN)

Dans le cas où le système est l'objet de variation paramétrique ou bien à des perturbations aléatoires provenant du système de mesure, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant un observateur d'état stochastique [29].

L'algorithme du filtre de Kalman, adapté au calcul en temps réel, permet l'estimation optimale en ligne simultanément des états du système et des paramètres non mesurables, lorsque les variances des bruits sont connues [32,33]. Les algorithmes qui donnent les solutions de ce problème ont été étudiés dans les références [9], [32], [34-36].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [37-39] :

- sélection du modèle de la machine.
- discrétisation du modèle du système.
- détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

3.4.2.1 Modèle stochastique

D'après les étapes citées au dessus, les différents signaux intervenant dans le modèle continu de la machine sont donc échantillonnés à la période T [1], [40] et [41] :

$$\text{On pose alors : } x_k = x(kT), \quad u_k = u(kT), \quad y_k = y(kT) \quad (3.23)$$

On obtient :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \\ y_k = C_k X_k \end{cases} \quad (3.24)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} A_k &= \exp[AT] \approx I + AT \\ B_k &\approx BT \\ C_k &= C \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\text{Avec : } x_k = [i_{sak} \quad i_{s\beta k} \quad \Phi_{rak} \quad \Phi_{r\beta k}]^T \quad u_k = [u_{sak} \quad U_{s\beta k}]^T \quad (3.26)$$

I : Matrice identité d ordre 4.

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit du modèle continu (2.16) :

$$A_k = \begin{bmatrix} I - T \cdot R_t & 0 & T \cdot \frac{I - \sigma}{\sigma M T_r} & T \cdot \frac{I - \sigma}{\sigma M} \omega \\ 0 & I - T \cdot R_t & -T \cdot \frac{I - \sigma}{\sigma M} \omega & T \cdot \frac{I - \sigma}{\sigma M T_r} \\ T \cdot \frac{M}{T_r} & 0 & I - T \cdot \frac{I}{T_r} & T \cdot \omega \\ 0 & T \cdot \frac{M}{T_r} & -T \cdot \omega & I - T \cdot \frac{I}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \text{et } B_k = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

On introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation W_k (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure V_k le système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + W_k \\ y_k = C x_k + V_k \end{cases} \quad (3.28)$$

x_k , u_k et y_k sont respectivement, à l'instant k , le vecteur d'état, le vecteur de commande et le vecteur de sortie.

Les bruits d'état W_k et de mesure V_k sont blancs, décorrélés, de moyenne nulle

$$\begin{aligned} E\{W_k\} &= 0 \\ E\{V_k\} &= 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Et de matrices de covariance Q et R connues et sont des variables aléatoires caractérisées par :

$$\begin{aligned} E\{W_k W_j^T\} &= Q \cdot \delta_{kj} \\ E\{V_k V_j^T\} &= R \cdot \delta_{kj} \end{aligned} \quad \text{Où : } k, j \in N \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.} \quad (3.30)$$

$$\text{Tel que : } \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (3.31)$$

La convergence d'une estimation particulière d'état ou de paramètre est conditionnée par un choix approprié de la matrice de bruit Q correspondante.

3.4.2.2 Filtre de Kalman standard

La mise en œuvre du filtre de kalman, se décompose en deux étapes, une étape de prédiction et une étape de correction [25] :

<u>Prédiction</u>	<u>Correction</u>
$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k} = A_k \hat{x}_{k/k} + B_k u_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^T + Q \end{cases}$	$\begin{cases} K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \\ \hat{P}_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) \hat{P}_{k+1/k} \\ \hat{x}_{k+1/k} = A_k \hat{x}_{k/k} + B_k u_k \end{cases}$

(3.32)

3.4.2.3 Filtre de kalman Etendu (FKE)

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état des systèmes non linéaire figure (3.3). Il permet notamment d'ajouter au vecteur d'état une autre variable que l'on désire estimer. Dans ce cas, il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent.

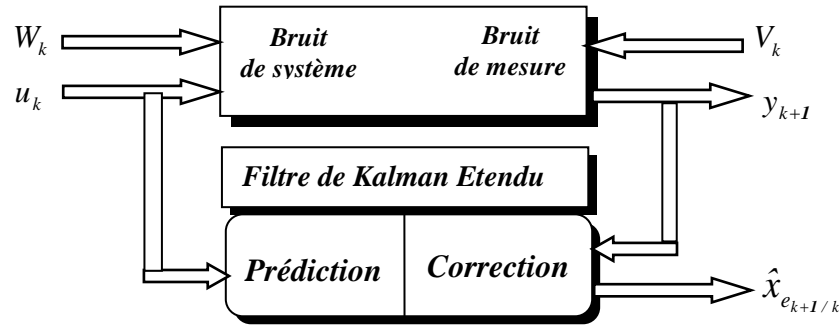


Fig.3.3 : La Structure globale du filtre de Kalman **étendu** FKE

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} x_{e_{k+1}} = f(x_{e_k}, u_k) + W_{ek} \\ y_k = h(x_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad (3.33)$$

Avec : $x_{e_k} = [x_k \quad \theta_k]$,

Ou :

x_k : le vecteur des états à estimer.

θ_k : le vecteur des paramètres à estimer.

Sachant que : $E\{W_{xk} W_{xi}^T\} = Q_x$, $E\{W_{\theta k} W_{\theta i}^T\} = Q_\theta$

Avec : Q_x : Matrice de covariance des états; Q_θ : Matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

La composition de l'algorithme du filtre de kalman étendu est donnée dans [39,42] en deux phases principales (voir la table).

3.4.2.4 Détermination des matrices covariance de bruit et de mesure (Q, R):

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance Q et R du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [43].

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales :

- ◆ Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modifiera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures.
- ◆ Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante

Algorithme filtre de kalman Etendu (FKE)	
1. Phase de prédiction	2. Phase de correction
<p>- Prédiction du vecteur d'état étendu</p> $\hat{x}_{e_{k+1}/k} = f(x_{e_k/k}, u_k)$ <p>- Prédiction de la matrice de covariance</p> $\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q$ <p>Avec :</p> $F_k = \left. \frac{\partial f(x_{e_k}, U_k)}{\partial x_{e_k}} \right _{x_{e_k} = \hat{x}_{e_k/k}}$	<p>- Calcul du gain de kalman</p> $K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^T [H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^T + R]^{-1}$ <p>Avec :</p> $H_k = \left. \frac{\partial h(x_{e_k})}{\partial x_{e_k}} \right _{x_{e_k} = \hat{x}_{e_k/k}}$ <p>- Estimation du vecteur d'état étendu</p> $\hat{x}_{e_{k+1}/k+1} = \hat{x}_{e_{k+1}/k} + K_{k+1} (y_{k+1} - H_k \hat{x}_{e_{k+1}/k})$ <p>- Estimation de la matrice de covariance</p> $\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k}$

3.4.2.5 Application du filtre de Kalman à l'estimation de la vitesse

Dans le cas de l'application du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, on considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux). Les matrices précédentes sont définies comme suit :

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} -R_r x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ -R_r x_2 - \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_3 x_5 + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Les états sont :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega]^T$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (3.36) et (3.37) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_r R_r & 0 & T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_5 & T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_4 \\ 0 & 1 - T_r R_r & -T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_5 & T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & -T_r \frac{1-\sigma}{\sigma M} x_3 \\ T_r \frac{M}{T_r} & 0 & 1 - T_r \frac{1}{T_r} & -T_r x_5 & -T_r x_4 \\ 0 & T_r \frac{M}{T_r} & -T_r x_5 & 1 - T_r \frac{1}{T_r} & -T_r x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$H_k = \frac{\partial h(x_{e_k})}{\partial x_{e_k}} \Big|_{x_{e_k} = \hat{x}_{e_k/k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.4.3 Observateur à structure variable (mode glissant)

L'observateur à structure variable est réputé par sa robustesse vis-à-vis des différentes perturbations et ses bonnes performances dynamiques sur toute la gamme de vitesse grâce à l'utilisation de grands gains de correction [44-46]. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre. La mise en œuvre de l'utilisation des modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface de glissement et l'établissement des conditions de la convergence. Dans ce qui suit, nous utiliserons la technique de mode glissant.

3.4.3.1 Observateur mode glissant d'ordre un

3.4.3.1.1 Partie théorique

La surface de glissement représente le comportement dynamique désiré du système. Le but est de coïncider la trajectoire d'état du système à cette surface de glissement définie par :

$$S = \{x : \varepsilon(x,t) = 0\} \quad (3.38)$$

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à partir de la condition que la quantité $\varepsilon(x,t) = 0$ est stable.

La commande devrait être choisie telle que les dynamiques du système convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapunov. Le but est de **forcer** les états du système à suivre la surface de glissement définie par l'erreur ($\varepsilon = \hat{x} - x$). Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($V > 0$) définie par la fonction de Lyapunov ($V = 1/2 \cdot \varepsilon^T \varepsilon$). Pour que cette fonction décroît, il faut que sa dérivée soit définie négative. Cela est assuré si la dérivée est choisie comme suit :

$$\dot{V} = -\varepsilon^T \cdot K \cdot \varepsilon \quad (3.39)$$

Où K est une matrice définie positive pour que le système soit stable.

3.4.3.1.2 Observateur de vitesse

La structure d'estimation de vitesse est basée sur le courant et le flux observés par mode glissant. Pour assurer la convergence de l'observateur actuel, le contrôle équivalent est produit. Ensuite, il est utilisé dans l'observation de flux dans le repère statorique (α, β). Une fois ce dernier est obtenu, il est utilisé pour l'estimation de la vitesse du rotor.

Les équations des courants statoriques et des flux rotoriques peuvent être écrites dans le repère fixe sous la forme [47] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\eta x_1 + \alpha \beta x_3 + \beta x_5 x_4 + B u_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 &= -\eta x_2 + \alpha \beta x_4 - \beta x_5 x_3 + B u_{s\beta} \\ \dot{x}_3 &= -\alpha x_3 - x_5 x_4 + \alpha M x_1 \\ \dot{x}_4 &= -\alpha x_4 + x_5 x_3 + \alpha M x_2 \end{aligned} \quad (3.40)$$

Ces équations peuvent être représentées sous forme matricielle par :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= -\eta \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} \alpha & x_5 \\ -x_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\alpha & -x_5 \\ x_5 & -\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \alpha M \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Avec : $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \omega_r]^T$, $\omega_r = p\Omega$

L'observateur proposé appartient à la catégorie des systèmes bouclés et sa conception est exprimée par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\dot{x}}_1 \\ \hat{\dot{x}}_2 \end{bmatrix} &= -\eta \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha} \\ \mathfrak{G}_{s\beta} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \hat{\dot{x}}_3 \\ \hat{\dot{x}}_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\alpha & -\hat{x}_5 \\ \hat{x}_5 & -\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} + \alpha M \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Où \hat{x}_1 et \hat{x}_2 sont les courants statoriques observés utilisés pour générer le mode de glissement, \hat{x}_3 et \hat{x}_4 les composants du flux rotorique observées et \hat{x}_5 est la vitesse estimée du moteur.

Les fonctions glissantes $\mathfrak{G}_{s\alpha}$ et $\mathfrak{G}_{s\beta}$ sont définies ainsi :

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha} \\ \mathfrak{G}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_\alpha \text{sign}(\varepsilon_\alpha) \\ -k_\beta \text{sign}(\varepsilon_\beta) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Ou : $\varepsilon_\alpha = \hat{x}_1 - x_1$, $\varepsilon_\beta = \hat{x}_2 - x_2$

La surface de glissement est définie par : $\varepsilon_m = [\varepsilon_\alpha \ \varepsilon_\beta]^T$

La condition d'existence pour le mode glissant, ($\dot{\varepsilon}_m \cdot \varepsilon_m < 0$), devient :

$$k_\alpha > |-\eta \cdot (\hat{x}_1 - x_1) - \beta \cdot (\alpha x_3 + x_5 x_4)| \quad (3.44)$$

$$k_\alpha > |-\eta \cdot (\hat{x}_2 - x_2) - \beta \cdot (\alpha x_4 - x_3 x_5)| \quad (3.45)$$

A partir du concept de la commande équivalente [46], en supposant que les courants (\hat{x}_1, \hat{x}_2) observés et correspondent avec les courants (x_1, x_2) réels en régime permanent, puis en utilisant les expressions (3.41) et (3.42) pour écrire la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha}^{eq} \\ \mathfrak{G}_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \hat{x}_5 \\ -\hat{x}_5 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

En utilisant (3.42) et (3.46), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha}^{eq} \\ \mathfrak{G}_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} + \alpha M \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Les deux composantes du flux peuvent être reconstitué et (3.46) peut être réorganisée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha}^{eq} \\ \mathfrak{G}_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha \hat{x}_3 & \hat{x}_4 \\ \alpha \hat{x}_4 & -\hat{x}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \hat{x}_5 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Et :

$$\begin{bmatrix} I \\ \hat{x}_5 \end{bmatrix} = \frac{I}{|\hat{x}_{(3,4)}|} \begin{bmatrix} -\hat{x}_3 & -\hat{x}_4 \\ -\alpha \hat{x}_4 & \alpha \hat{x}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathfrak{G}_{s\alpha}^{eq} \\ \mathfrak{G}_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$\text{Ou : } |\hat{x}_{(3,4)}| = -\alpha \cdot (\hat{x}_3^2 - \hat{x}_4^2)$$

Finalement, la vitesse du rotor peut être retrouvée à partir de (3.49) :

$$\hat{x}_5 = \frac{\alpha}{|\hat{x}_{(3,4)}|} \cdot (\hat{x}_3 \cdot \mathfrak{G}_{s\beta}^{eq} - \hat{x}_4 \cdot \mathfrak{G}_{s\alpha}^{eq}) \quad \text{Avec } (\alpha \neq 0) \quad (3.50)$$

3.5 RESULTATS DE SIMULATION ET EXPERIMENTAUX

Afin de tester les performances statiques et dynamiques des observateurs donnés ci-dessus, nous avons adopté la commande vectorielle pour les deux observateurs déterministe et stochastique, la commande backstepping avec orientation de flux rotorique pour l'observateur à structure variable.

Les simulations et les expérimentations pour cette partie ont été vérifiées sur la configuration Fig. (3.4) de la Plate-forme expérimentale.

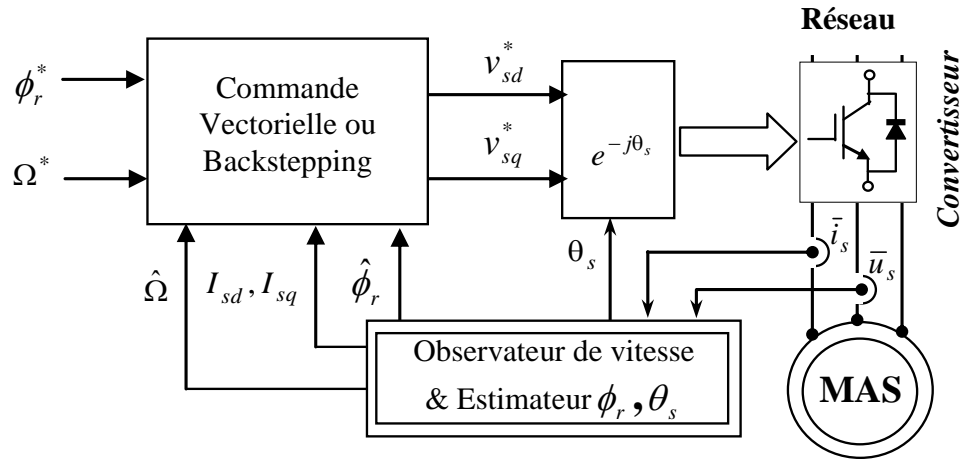


Fig.3.4 : Schéma générale d'implantation de la commande sans capteur de vitesse

3.5.1 Les Profils de Références

La figure (3.5) représente les profils de références de la vitesse et du couple pour les deux premiers observateurs. A noter qu'après 5s du démarrage à vide et avec une vitesse (100 rd/s), une charge de 5Nm est appliquée. Après 8s, la vitesse est réduite à 10 rd/s. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à la 12^{ème} seconde à -100 rd/.

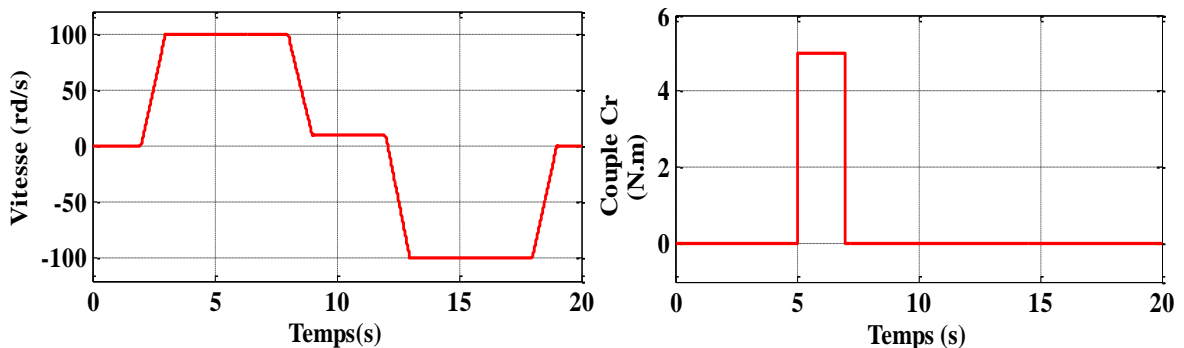


Fig. 3.5 Trajectoires de référence pour la vitesse et le couple de charge.

3.5.2 Observateur Luenberger

La figure (3.6a) montre les performances obtenues dans le cas de l'utilisation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse rotorique. Cette estimation a été effectuée dans les conditions d'un profil variable de la vitesse et du couple de charge. On voit clairement que la vitesse est proche de sa référence et l'erreur estimation converge rapidement vers zéro, même à vitesse nulle. En outre, il est clair que le maintien de l'alignement des composantes du flux, même en présence d'un fort couple de charge est assuré.

b. Résultats de simulations:

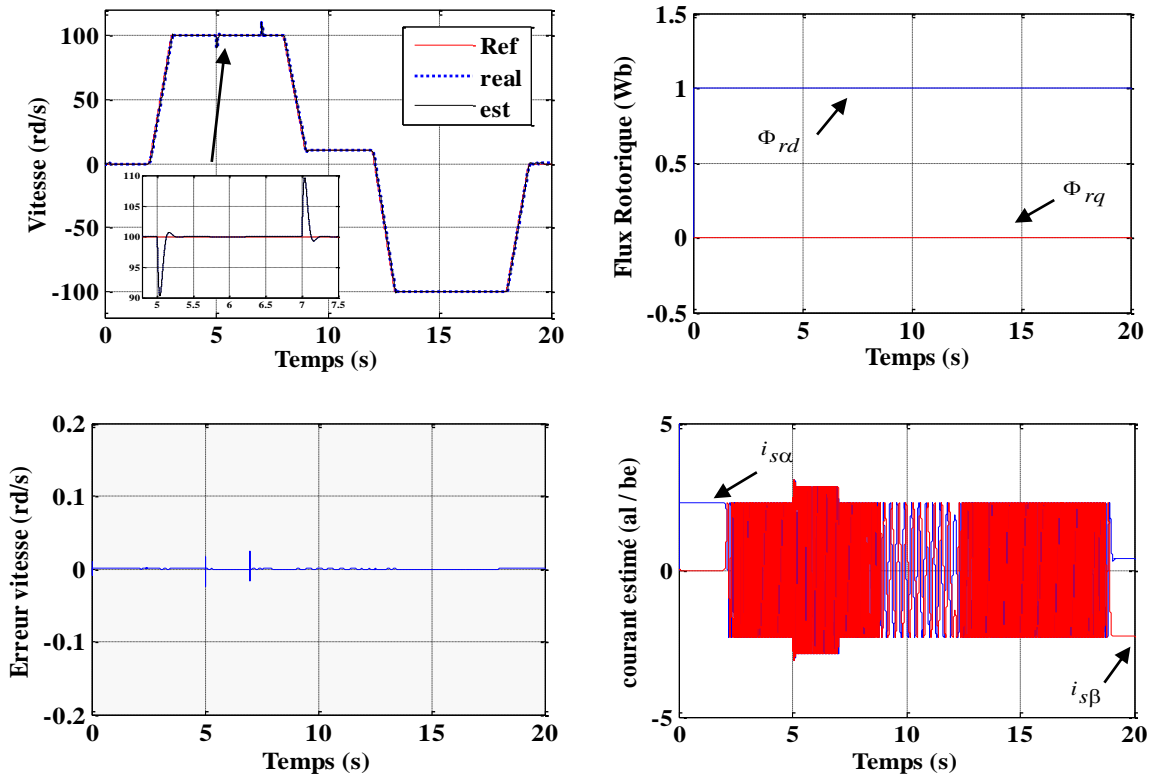


Fig. (3.6a) Résultats de simulations de la commande sans capteur de vitesse, Luenberger.

b. Résultats expérimentaux:

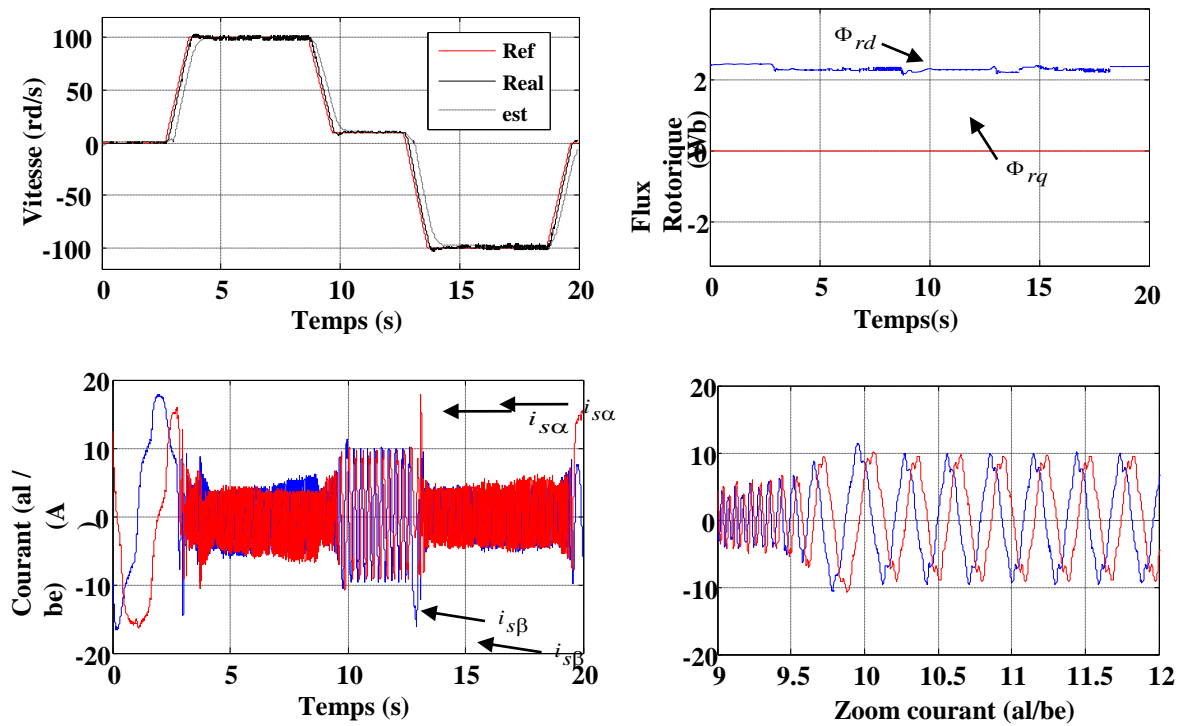


Fig. (3.6b) Résultats expérimentaux de la commande sans capteur de vitesse, Luenberger.

Les résultats expérimentaux présentés sur la figure (3.6b) confirment ceux obtenus à partir de la simulation. Cela prouve l'efficacité de l'observateur

3.5.3 Observateur Kalman

Le FKE présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté comme une *s-function* [48], [49].

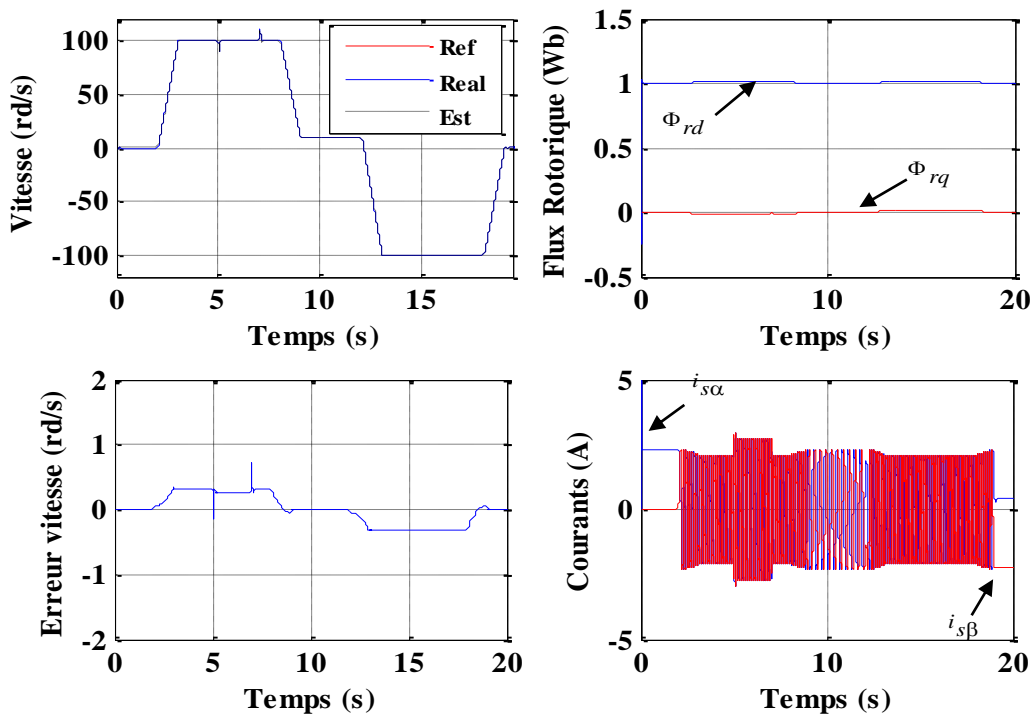


Fig. 3.7 Résultats de simulation de la commande IFOC sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman.

La figure (3.7) montre les résultats de simulation obtenus. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même lors de l'application de la charge.

Afin de tester la robustesse du filtre de Kalman aux bruits de mesures, nous injectons pour cela un bruit blanc et Gaussien de moyenne nulle dans les courants et les tensions statoriques,

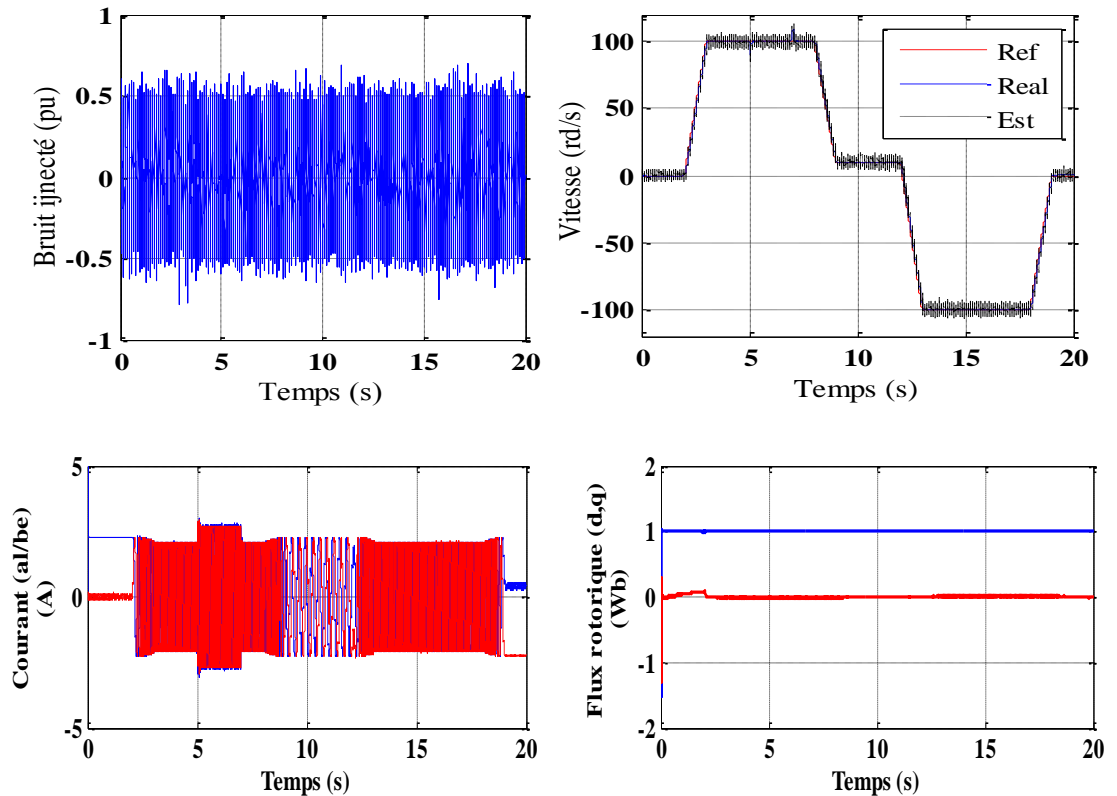


Fig.3.8. Performances du filtre en présence du bruit.

La figure (3.8) montre le bruit de mesure injecté et les vitesses de référence, réelle et estimée. Les résultats de simulation sont satisfaisants. En effet le bruit est rejeté et la vitesse n'est pas trop affectée par celui-ci.

3.5.4 Observateur à structure variable

Dans cette section, nous illustrons les performances de la commande backstepping sans capteur de vitesse munie d'un observateur mode glissant d'ordre un, Afin de tester son comportement on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec d'autres ? profils de vitesse.

La figure (3.9) montre les résultats expérimentaux de la commande sans capteur basée sur un observateur mode glissant d'ordre un. Il peut être noté que de très bonnes performances sont obtenues. La figure (3.9.a), montre l'évolution de la vitesse du moteur à induction chargé. On peut constater que la vitesse mesurée (réelle) suit parfaitement sa référence. La figure (3.9.c) et la figure (3.9.e) indiquent que la composante directe du courant (i_{sd}) et la composante en quadrature (i_{sq}) suivent leurs valeurs de référence. Les figures (3.9 (g, i)) montrent respectivement l'évolution du courant de phase statorique et la tension du stator respectivement. Afin de tester la performance de l'approche proposée, nous prenons un profil

donné défini par la vitesse d'inversion comme illustré sur la figure (3.9.b). Nous remarquons qu'il n'y a pas de changement significative affectant la vitesse, les courants et tensions (figures(d,f,h,j)).

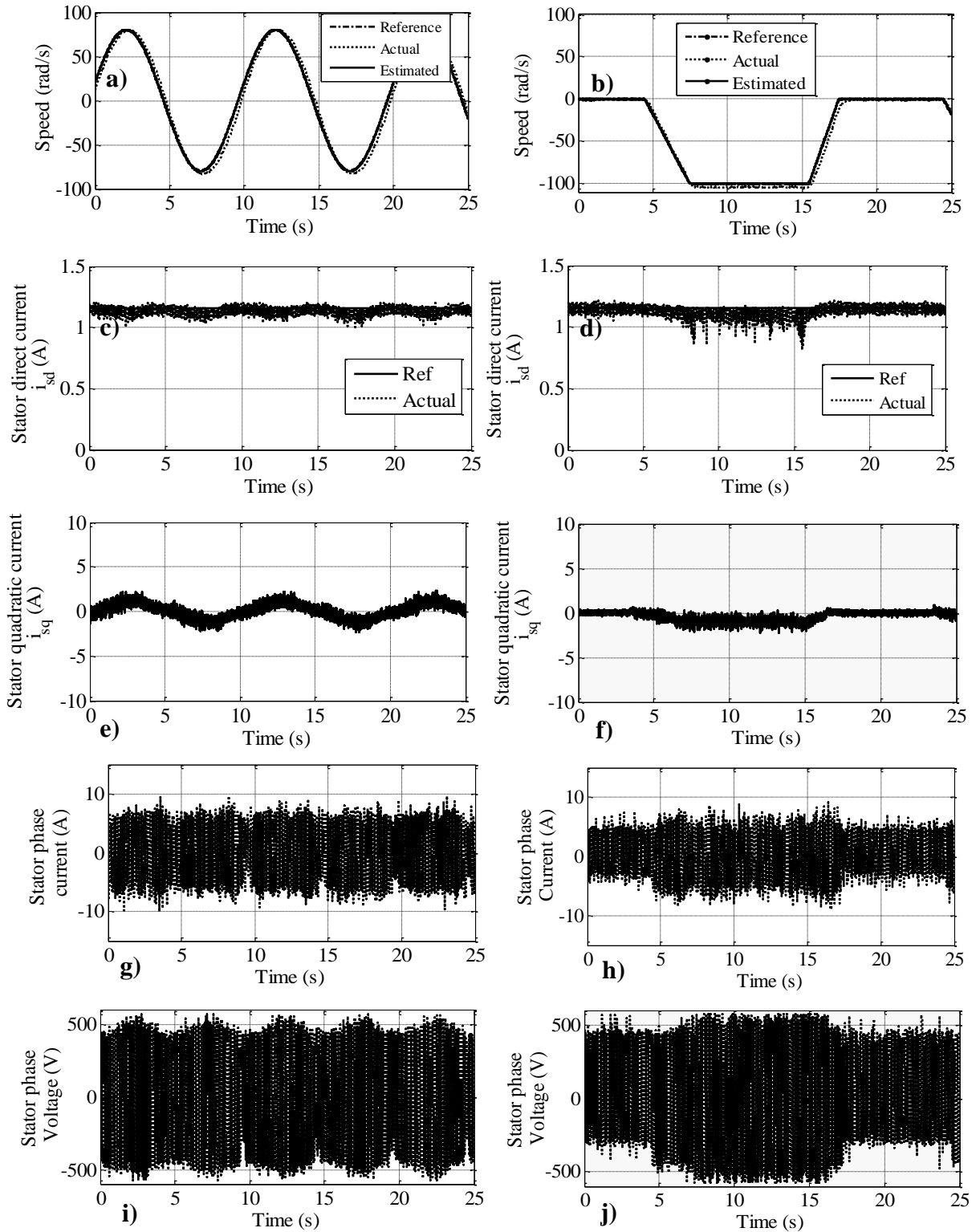


Fig 3.9. Résultats expérimentaux de la backstepping sans capteur de vitesse basée sur un observateur mode glissant.

3.6 Tests de robustesse pour une variation paramétriques.

Afin de tester la robustesse des observateurs de flux et de vitesse, on a procédé à différents tests avec variation de vitesse en plus d'une variation paramétrique qui a été produite avec 100% d'augmentation sur les résistances du rotor et du stator, dont les profils sont présentés dans la figure (3.10).

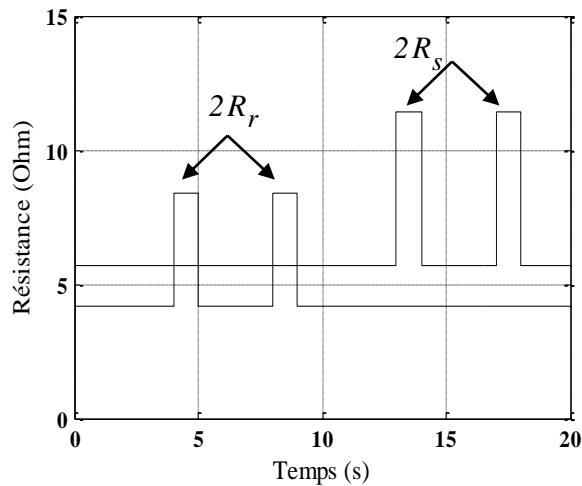


Fig. 3.10 Variation paramétrique.

Les figures 3.11, 3.13 et 3.14 présentent respectivement les courbes d'estimation de la vitesse et du flux rotorique lors des variations des résistances rotorique et statorique à 100rd/s et à basse vitesse 10rd/s en utilisant l'observateur de *Luenberger*, filtre de *Kalman étendu* et mode glissant. Dans ces figures, on remarque une bonne robustesse à la vitesse de 100rd/s. Certaines fluctuations aux niveaux de la vitesse et une faible perte de découplage du flux rotorique apparaissent à basse vitesse et lors de la variation de la résistance statorique.

Seul l'observateur par mode glissant présente une bonne robustesse vis-à-vis de la variation des résistances rotorique et statorique et en basse vitesse grâce à la structure variable qu'il présente.

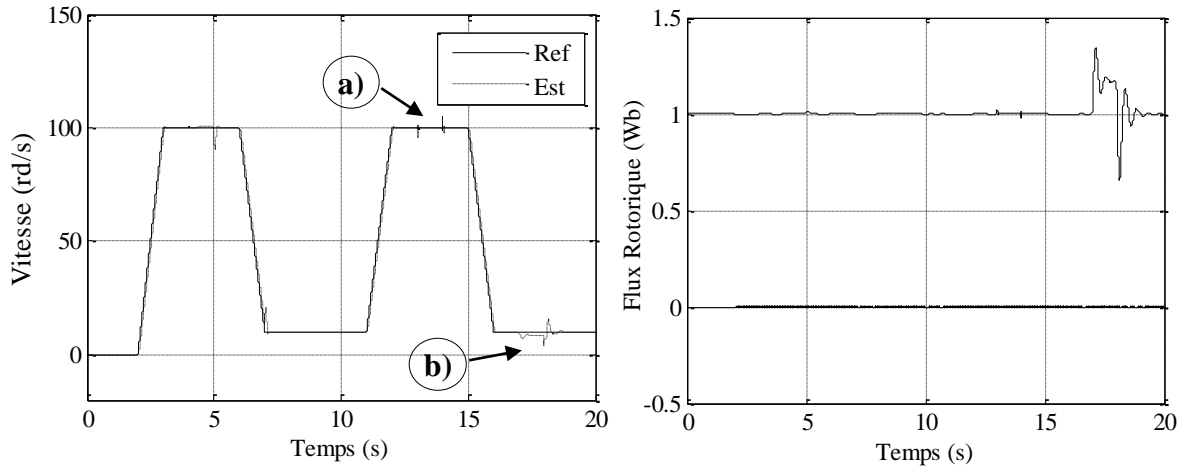


Fig.3.11 : Estimation de vitesse et du flux par observateur luenberger adaptatif

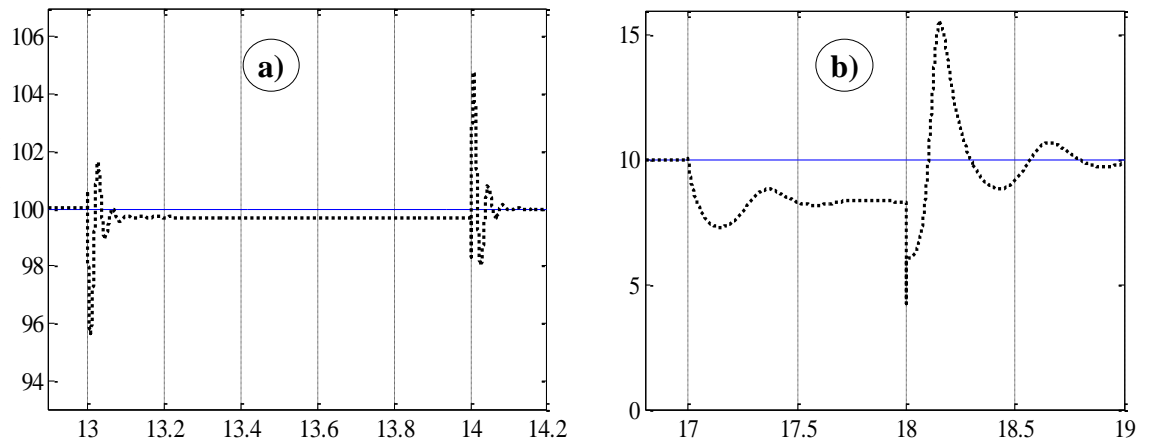


Fig.3.12 : Zoom des zones a et b.

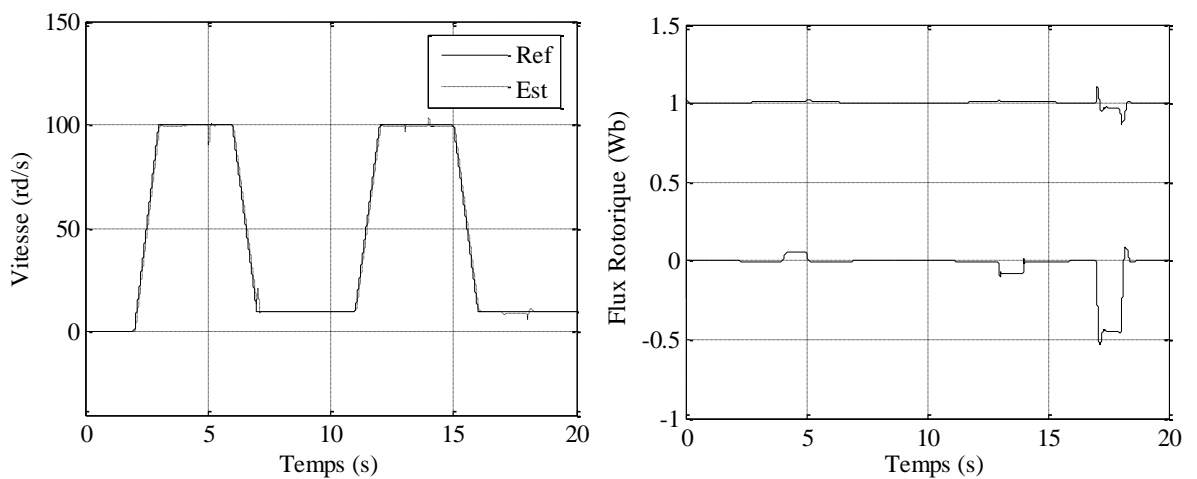


Fig.3.13 : Estimation de vitesse et du flux par observateur filtre de Kalman étendu

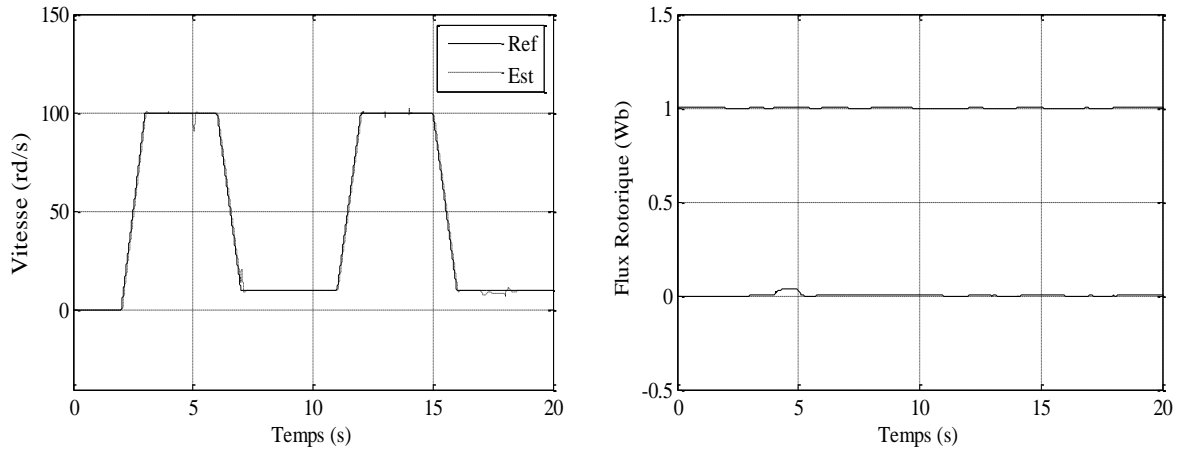


Fig.3.14 Estimation de vitesse et du flux rotorique par observateur mode glissant

3.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre dédié à la commande sans capteur mécanique. Nous avons exposé l'ensemble des techniques, parmi les méthodes les plus utilisées pour l'estimation de la vitesse, Luenberger, filtre de Kalman et mode glissant.

Les résultats des simulations obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Concernant le fonctionnement à basses vitesses, on remarque que l'ensemble des techniques d'estimation présentées reste relativement robuste et stable.

Cependant, ces techniques d'estimations deviennent très influencées lors des variations des résistances à des degrés différents. Sachant que, dans la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, la résistance du rotor intervient dans le processus d'autopilotage et par conséquent elle peut affecter l'orientation du flux et donc les performances de la commande seront dégradées.

Pour obtenir de bonnes performances dans le fonctionnement du moteur, la résistance rotorique et statorique doivent être tout le temps connues (estimées). Dans le chapitre qui suit, nous exposerons une nouvelle approche d'estimation de la vitesse.

3.8 BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.Pena Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [2] Souad CHAOUCH, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse," Thèse de doctorat, Univ. Batna, Décembre 2005.
- [3] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC Commande des moteurs asynchrone 1," Hermis science Publications, Paris 2000.
- [4] H.Kubota,K.MatsuseT.Nakano,«Dsp-based speed adaptative flux observer of induction machine motor.»IEEE transactions of Ind.Appl., Vol .29, pp. 334-348, Mar/ Apr 1993.
- [5] H.Tajima, Y.Hori, «Speed sensorless field orientation control of induction machine» in Conference Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 385-391, 1991.
- [6] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multimachines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile," Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.
- [7] G. Grellet and G. Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande," Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [8] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, " Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives," Industrial electronics control and instrumentation, IECON'94, 20th international conference., vol., 3, pp. 1579-1588, 5-9 Sep 1994.
- [9] G. Garcia Soto, "Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement," Thèse de doctorat, Univ. Paris XI, France, Octobre 1998.
- [10] K. Veszprémi and I. Schmidt, " Simple sensorless control of induction machine with on-line parameter identification," Proceeding of IEEE ISIE'2000, pp. 213-218, cholula, Puebla, Mexico 2000.
- [11] J. Jian and J. Holtz, "High dynamic speed sensorless AC drive with on-line model parameter tuning for steady state accuracy," IEEE Trans. Ind. Electronics., vol. 44, no. 2, pp. 240-246, Apr. 1997

- [12] J. Holtz, "Methods for sensorless control of AC drives," Published in K. Rajashekara Editor, *Sensorless Control of AC Motors* IEEE Press Book, 1996.
- [8] J. Holtz, "Sensorless control of induction motors-performance and limitations," ISIE Puebla Mexico 2000
- [14] J. Holtz, "Sensorless speed and position control of induction motors," 27th annual conference of the IEEE industrial electronics society, IECON, Denver/Co, Nov. 29-Dec. 2, 2001
- [15] J. Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, July/August 2002.
- [16] J. Holtz and J. Quan, "Drift and parameter compensation flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 4, pp. 1052-1060, July/August 2003.
- [17] J. Holtz, "Sensorless position control of induction motors-An emerging technology," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 45, no. 6, pp. 840-852, Dec. 2002.
- [18] H.K. Tajima, G. Guidi and H. Umidu, "Considerations about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed sensorless vector control of induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 5, pp. 1282-1289, Sept/Oct 2002.
- [19] H.K. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field orientation control of the induction machine," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan/Feb 1993.
- [20] M. Bodson and J. Chiasson, "A Comparison of sensorless speed estimation methods for induction motor control," *Proceedings of the American Control Conference Anchorage*, pp. 3076-3081, AK May 8-10, 2002,
- [21] L. Ben-brahim, T. Tadakuma and A. Akdag, "Speed control of induction motor without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 4, pp. 844-850, Jul/Aug 1999.
- [22] D. Schröder, C. Schaffer and U. Lenz, «Neural-Net based observers for sensorless drive," *Industrial electronics control and instrumentation, IECON'94, 20th international conference*, vol., 3, pp. 1599-1610, 5-9 Sep 1994.
- [23] G. Griva, F. Profumio, C. Ilaş, R. Magurcanu and P. Vranka, " A unityary approach to speed sensorless motor field oriented drives based on various model reference

- schemes," Industrial application conference, Thirty first IAS Annual Meeting, IAS'96, conference Record of the 1996 IEEE., vol. 3, pp. 1594-1599, 6-10 Oct 1996.
- [24] H. Rehman, A. Derdiyok, M. K. Guven and L. Xu, " A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine," IEEE Trans. Power electronics., vol. 17, no. 6, pp. 1041-1048, Nov 2002.
- [25] R. Beguenane, M. H. Benbouzid, M. Tadjine and A. Tayebi," Speed and rotor time constant estimation via MRAS strategy for in duction motor drives,"electric machines and drives conference record IEEE international., pp. 18-21, May 1997.
- [26] G. Griva, F. Profumio, R. Bojoi, V. Boston, M. Cuibus and C. Ilas, " General adaptation law for MRAS high performance sensorless induction motor drives," Power electronics specialists conference, IEEE 32nd annual PESC., vol. 2, pp. 1197-1202, 17-21 Jun 2001.
- [27] H. Tajima and Y. Hori, " Speed sensorless field orientation control of the induction machine," IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan/Feb 1993.
- [28] M. Elloumi, L. Ben-Brahim and M. A. Al-hamadi, " Survey of speed sensorless controls for IM drives," Proceeding of IEEE IECON'98, pp. 1018-1023, Germany, Aug 1998.
- [29] M.Jeh and Jan, A.Melkebeek, « Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer.»IEEE transactions of industry appl, Vol .36, no 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [30] H. Kubota, Y. Kataoka ,H. Ohta, K. Matsuse, «Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation.»IEEE Power Electronics, 1999.
- [31] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998..
- [32] P. Borne, G. D. Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella and I. Zambettakis," Commande et optimisation des processus", Edition TECHNIP, Paris , France.
- [33] A. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone," Thèse de doctorat, Univ. Amiens France, Déc 1998.
- [34] M.A. Ouhrouche, S. Lefebvre and X.D. Do, "Application of an extended kalman filter to rotor speed and resistance estimation in induction motor vector control," Proceedings of IEEE- CCECE'98., pp. 297-300, Waterloo, Outario, June 28-30, 1998.

- [35] E. Sedda, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur bornée et par filtrage de kalman," Thèse de doctorat, Univ. Paris 6, Déc 1998.
- [36] M.A. Ouhrouche, "Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage induction motor using the EKF algorithm," International journal of power and energy systems, Paper number 203-3028., pp. 1-20, 2002.
- [37] T. Boumagoura, «Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [38] S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter.» Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [39] S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet, « Diagnostique des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse.» Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [40] C.Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs.» Edition Hermes Science Europe 2000.
- [41] I. Benlaloui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui and D. Benoudjit '' A Comparative Study of Rotor Flux Estimation in Induction Motor with a Linear Parameter Varying Observer and Kalman Filter" 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, STA'2014, December 21-23, 2013 , Hammamet, – Tunisia.
- [42] F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat. École doctorale de Lyon, France, 07 janvier 2005.
- [43] T. Du, P .Vas, A. F. Stronach, M.A Brdys, «Application of kalman filters and extended luenberger observers in induction motor drive.» in Proc, EPE'95,sevilla,spain,1994, pp.3.045-3.049.
- [44] I. Benlaloui, S Drid, L Chrifi-Alaoui and D Benoudjit '' Sensorless Speed Backstepping Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer: Experimental Results" 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, STA'2014, December 21-23, 2013 , Hammamet, – Tunisia.

- [45] A. Medvedev and C. Zell, "Designing a flux observer for induction machines," Control application, Proceedings of the third IEEE conference, vol. 1, pp. 453- 458, 24-26 Aug 1994.
- [46] S. Chaouch, L. Cherifi, A. Makouf and M.S. Nait-Said, "Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer", ARISER Vol. 4 No.1 (2008) 19-27.
- [47] O. Barambones, P. Alkorta, J.M.G. De Durana, "Sliding Mode Position Control for Real-Time Control of Induction Motors", International Journal of Innovative Computing, Information and control, vol. 9, pp. 2741-2754, July 2013.
- [48] F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones," Thèse de doctorat, l'institut National des Sciences Appliquées de Lyon. France. 2005.
- [49] G. Terorde, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor for PV-powered water pump systems using the extended Kalman filter," Ninth international Conference on Electrical Machine and Drives, Conference Publication N0486, IEE, 1999.

CHAPITRE 4
**COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE SANS CAPTEUR BASEE SUR
NOUVELLE APPROCHE DE MRAS**

- 4.1 INTRODUCTION
- 4.2 COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE
 - 4.2.1 COMMANDE VECTORIELLES ROBUSTE
- 4.3 TECHNIQUE MRAS
 - 4.3.1 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR MRAS CLASSIQUE
 - 4.3.2 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR NOUVELLE APPROCHE MRAS
- 4.4 SIMULATION ET IMPLEMENTATION EXPERIMENTALE
 - 4.4.1 RESULTATS DE SIMULATION
 - 4.4.2 DESCRIPTION DE BANC D'ESSAI
 - 4.4.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX
- 4.5 CONCLUSION
- 4.6 BIBLIOGRAPHIE

4.1 INTRODUCTION

Comme déjà mentionné, les techniques de commande sans capteur de vitesse peuvent être classées en deux catégories celles qui sont basées sur un modèle et celles qui sont basées sur un signal d'injection. Parmi les techniques utilisées dans la première catégorie nous citerons l'observateur de Luenberger adaptatif, le filtre de Kalman étendu et système adaptatif basé sur le modèle de référence. Les inconvénients majeurs de ces méthodes sont les mauvaises performances en basses vitesses et leur sensibilité vis à vis des variations paramétriques.

Dans le but de surmonter ces problèmes, des méthodes basées sur l'injection d'un signal ont été développées [1-3]. Elles ont permis une estimation en basse vitesse mais au détriment d'une complexité de calcul et la nécessité d'un matériel extérieur pour l'injection du signal, ce qui peut provoquer la dégradation des performances de la machine. Par conséquent, en raison de leur simplicité, les méthodes basées sur la technique de la MRAS (modèles de références avec systèmes adaptatifs) sont toujours d'actualité.

La plupart des méthodes MRAS sont basées sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive ou sur le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [4], [7-10]. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette, stratégie reste la plus utilisée dans la littérature et beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration de ses performances [1], [5], [11]. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

De nombreuses solutions ont été proposées pour améliorer les performances autour de la vitesse nulle par l'adaptation en ligne de la résistance statorique [15] ou par l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance statorique par la MRAS [16]. Pour s'affranchir des problèmes d'intégration pure des filtres passe-bas (LPF) avec une faible fréquence de coupure et une cascade programmable LPF ont été utilisés [17-19].

Ce chapitre sera consacré à la présentation d'une nouvelle méthode d'estimation de vitesse basée sur l'MRAS.

4.2 COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE

Cette technique a été déjà traitée dans le chapitre deux, elle consiste à orienter le flux rotorique, dont l'objectif principal de l'orientation du flux c'est le découplage entre le flux et couple dans le but d'améliorer les performances de la machine.

4.2.1 CONCEPTION DES LOIS DE COMMANDE BASEES SUR LE THEORIE DE LYAPUNOV

Dans ce qui suit, une commande vectorielle robuste associée à un contrôle par mode glissant basée sur l'approche de Lyapunov est conçue afin de résoudre le problème des incertitudes de modèle liées aux variations des paramètres de la machine et aux bruits de mesure. Dans ce genre de commande les incertitudes de modèle sont globalement des fonctions non-linéaire. Dans la pratique, ces fonctions de retour d'états peuvent être fortement affectées par l'effet de la température, la saturation et l'effet de peau. En outre, les différents non linéarités liées à la pollution harmonique dues aux convertisseurs d'alimentation et des mesures de bruit seront à leur tour considérée.

Les équations de tensions dans le référentiel synchrone sont donnés par:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\sigma L_s \omega_s \bar{I}_s + j \frac{M}{L_r} \omega_s \bar{\phi}_r \\ 0 = \frac{1}{T_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\phi}_r. \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec :

L'équation du mouvement est donnée par:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega. \quad (4.2)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (I_{sq} \phi_{rd} - I_{sd} \phi_{rq}). \quad (4.3)$$

Si on admet que le couple de charge et le coefficient de viscosité est connu on peut écrire:

$$C_e - \Gamma = J \frac{d\Omega}{dt}, \text{ Tel que : } \Gamma = C_r + f\Omega. \quad (4.4)$$

En séparant la partie réelle et la partie imaginaire de (4.1), on peut écrire:

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = h_1 + \gamma_1 u_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = h_2 + \gamma_1 u_{sq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = h_3 + \gamma_2 u_T, \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec h_1, h_2 et h_3 : sont donnés comme suit:

$$\begin{cases} h_1 = \gamma_1 \left(-R_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_{rq} \right) \\ h_2 = \gamma_1 \left(-R_s I_{sq} - \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_{rd} \right) \\ h_3 = -\frac{1}{J} \left(\Gamma + P \frac{M}{L_r} \phi_{rq} I_{sd} \right), \end{cases} \quad (4.6)$$

Avec : $\gamma_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$, $\gamma_2 = \frac{k_c \phi_{rd}}{J}$, et $u_T = I_{sq}^*$: la tension de commande virtuelle.

Les fonctions h_1 , h_2 et h_3 qui apparaissent dans le modèle du moteur à induction (IM) sont fortement affectés par la température, la saturation et l'effet de la peau, en plus des différentes non-linéarités liées à la pollution harmonique due aux convertisseurs et au bruit de mesure.

Dans cette section, notre objectif est de concevoir une loi de commande robuste, qui peut prendre en compte tous ces effets et de garantir une bonne performance. En général, nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} h_1 = \hat{h}_1 + \Delta h_1 \\ h_2 = \hat{h}_2 + \Delta h_2 \\ h_3 = \hat{h}_3 + \Delta h_3, \end{cases} \quad (4.7)$$

Ou :

$\hat{h}_{1,2,3}$: Représente les fonctions nominales

$h_{1,2,3}$: Les fonctions actuelles

$\Delta h_{1,2,3}$: Les variations autour des fonctions nominales.

Dans ce cas le couple de charge Γ est inconnu mais Borné $|\Gamma| \leq \Gamma_{max}$ et ϕ_{rd} est le flux magnétisant différent de zéro (flux rémanent)

On admet que $\Delta h_{1,2,3}$ sont bornés comme suit :

$$\begin{cases} |\Delta h_1| < \zeta_1 \\ |\Delta h_2| < \zeta_2 \\ |\Delta h_3| < \zeta_3. \end{cases} \quad (4.8)$$

En remplaçant (9) dans (7), on obtient

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \hat{h}_1 + \Delta h_1 + \gamma_1 u_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \hat{h}_2 + \Delta h_2 + \gamma_1 u_{sq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \hat{h}_3 + \Delta h_3 + \gamma_2 u_T. \end{cases} \quad (4.9)$$

On peut écrire la fonction de Lyapunov comme suit: [22]-[24]:

$$V = \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2} e_\omega^2 > 0, \quad (4.10)$$

Ou : $e_d = (I_{sd} - I_{sd}^*)$, $e_q = (I_{sq} - I_{sq}^*)$ et $e_\omega = (\Omega - \Omega^*)$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov (12) devient :

$$\dot{V} = \dot{e}_d e_d + \dot{e}_q e_q + \dot{e}_\omega e_\omega. \quad (4.11)$$

En substituant (7) dans (13), il en résulte:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (\hat{h}_1 + \Delta h_1 + \gamma_1 u_{sd} - \dot{I}_{sd}^*) e_d + \\ & (\hat{h}_2 + \Delta h_2 + \gamma_1 u_{sq} - \dot{I}_{sq}^*) e_q + \\ & (\hat{h}_3 + \Delta h_3 + \gamma_2 u_T - \dot{\Omega}^*) e_\omega. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Par conséquent on définit la loi de commande suivante:

$$\begin{cases} u_{sd} = -\alpha_1 \hat{h}_1 + \alpha_1 \dot{I}_{sd}^* - \alpha_1 K_1 e_d - \alpha_1 K_{11} \text{sgn}(e_d) \\ u_{sq} = -\alpha_1 \hat{h}_2 + \alpha_1 \dot{I}_{sq}^* - \alpha_1 K_2 e_q - \alpha_1 K_{22} \text{sgn}(e_q) \\ u_T = -\alpha_2 \dot{\Omega} - \alpha_2 K_3 e_\omega - \alpha_2 K_{33} \text{sgn}(e_\omega), \end{cases} \quad (4.13)$$

Ou :

$$\alpha_1 = \frac{1}{\gamma_1}, \quad \alpha_2 = \frac{1}{\gamma_2}.$$

Si on remplace (4.13) dans (4.12) on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -K_1 e_d^2 - K_2 e_q^2 - K_3 e_\omega^2 + \\ & (\Delta h_1 - K_{11} \text{sgn}(e_d)) e_d + \\ & (\Delta h_2 - K_{22} \text{sgn}(e_q)) e_q + \\ & (\hat{h}_3 + \Delta h_3 - K_{33} \text{sgn}(e_\omega)) e_\omega. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Par conséquent, les variations peuvent être compensées si nous prenons:

$$\begin{aligned} K_{11} & > |\Delta h_1| \\ K_{22} & > |\Delta h_2| \\ K_{33} & > |\hat{h}_3 + \Delta h_3|. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Les dernières inégalités sont satisfaites si $K_{1,2,3} > 0$ et :

$$\begin{aligned} |\Delta h_1| < \zeta_1 < K_{11} \\ |\Delta h_2| < \zeta_2 < K_{22} \\ |\hat{h}_3 + \Delta h_3| < |\Gamma| + |\zeta_3| < K_{33}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Finalement, on peut écrire:

$$\dot{V} < 0. \quad (4.17)$$

Par conséquent en utilisant le théorème de Lyapunov [22]-[24], on conclut que :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} e_d = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} e_q = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} e_\omega = 0. \end{cases} \quad (4.18)$$

Dans (4.18), les deux premières équations définissent les erreurs après la commande par retour d'états. Ces dernières offrent la possibilité de contrôler la magnétisation de la machine sur l'axe- d par i_{sd} et le couple développé sur l'axe- q par i_{sq} .

En conclusion, la loi de commande donnée par (4.13) garantit la stabilité du processus pour toutes les variations (Δh_i). La conception des contrôleurs robustes, résultant de (4.13), sera donnée par la figure (4.1).

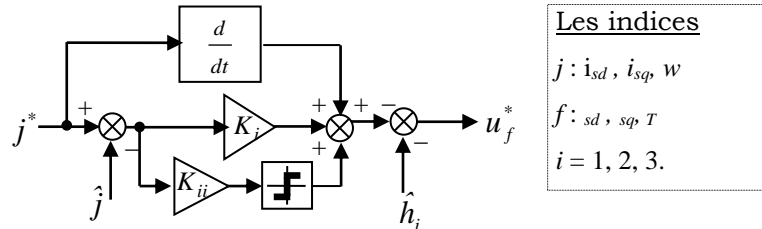


Fig.4.1 Schéma de conception du contrôleur robuste

4.3 TECHNIQUE MRAS

Les estimateurs basés sur la théorie du système adaptatif avec modèle de Référence MRAS, sont les techniques les plus populaires qui ont été mis en application pour la commande du moteur à induction sans capteur en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statoriques.

Cette approche utilise deux modèles. Le modèle qui ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence. Le modèle qui dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable). Les résultats obtenus par les deux modèles sont comparés et la différence est utilisée pour entraîner un mécanisme

d'adaptation approprié dont la sortie représente la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La figure (4.1) illustre la structure de MRAS classique [20], [25], [21].

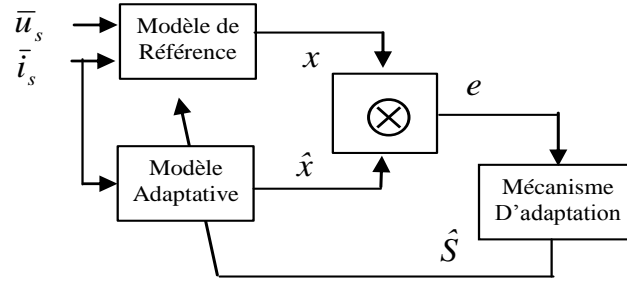


Fig.4.2: Structure MRAS

Suivant le choix de la variable (x), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (4.2) : $x = \bar{\phi}_r$ (*flux*), \bar{e}_m (*F.e.m*), \bar{Q}_m (*puissance réactive*),

4.3.1 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR MRAS CLASSIQUE

Le modèle (2.15) du moteur à induction peut être représenté sous forme complexe dans le référentiel lié au stator comme suit:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - jP\Omega \bar{\phi}_r. \end{cases} \quad (4.19)$$

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dérivé par rapport au temps du vecteur de flux du rotor, obtenus à partir de l'équation (4.1) exprimé dans le référentiel fixe (α, β). Ils sont généralement désignés par le «modèle de tension» et le "modèle de courant," et ils sont donnés respectivement par :

$$\bar{\phi}_r = \frac{\sigma L_s L_r}{M} \bar{i}_s + \frac{L_r}{M} \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (4.20)$$

$$\bar{\phi}_r = \int \left(\frac{M}{T_r} \bar{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - jP.\Omega \right) \bar{\phi}_r \right) dt. \quad (4.21)$$

Pour la même entrée, l'équation (4.21) peut être écrite sous une forme estimée:

$$\hat{\phi}_r = \int \left(\frac{M}{T_r} \bar{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - jP.\hat{\Omega} \right) \hat{\phi}_r \right) dt. \quad (4.22)$$

L'équation dynamique de l'erreur d'estimation $\bar{e}_\phi = (\bar{\phi}_r - \hat{\phi}_r)$, est obtenue en soustrayant (4.21) et (4.22) :

$$\dot{\bar{e}}_\phi = -\left(\frac{1}{T_r} - jP.\Omega \right) \bar{e}_\phi + jP(\Omega - \hat{\Omega}) \hat{\phi}_r. \quad (4.23)$$

Il est important de veiller à ce que le système (4.23) est stable, ce qui nécessite naturellement que l'erreur (e_ϕ) doit être proche de zéro. Comme il est indiqué dans [11], la stabilité de cet algorithme est étudiée, en utilisant le critère de stabilité hyper-Popov. En effet, le calcul de l'erreur est composé de deux termes. Le premier est linéaire et le second est non linéaire. Dans sa forme matricielle l'équation différentielle s'écrit:

$$\dot{\bar{e}}_\phi = A\bar{e}_\phi - W \quad (4.24)$$

$$\text{Ou: } A = -\frac{1}{T_r}I + J.P\Omega; \quad W = J.P(\Omega - \hat{\Omega})\hat{\phi}_r = J.P\Delta\Omega\hat{\phi}_r$$

$$\bar{e}_\phi = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \text{ et : } I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

A est une matrice Hurwitz stable. Selon la fonction de Lyapunov de la partie linéaire $\dot{\bar{e}}_\phi = A\bar{e}_\phi$, on obtient :

$$V = \bar{e}_\phi^T \bar{e}_\phi > 0. \quad (4.25)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V} = \dot{\bar{e}}_\phi^T \bar{e}_\phi + \bar{e}_\phi^T \dot{\bar{e}}_\phi = \bar{e}_\phi^T (A^T + A)\bar{e}_\phi = -\frac{2}{T_r} \bar{e}_\phi^T \bar{e}_\phi. \quad (4.26)$$

La fonction donnée dans (4.26) est globalement définit négative, donc $\dot{V} < 0; \forall \Omega$.

On peut obtenir le mécanisme d'adaptation par le théorème de Lyapunov mais il est plus simple de l'extraire du critère de Popov:

$$\int_0^t e_\phi^T W d\tau = \int_0^t (P\Delta\Omega \begin{bmatrix} e_{\phi\alpha} & e_{\phi\beta} \end{bmatrix} J\hat{\phi}_r) d\tau \geq -\delta_o^2. \quad (4.27)$$

On admet que la vitesse varie lentement, avec le même théorème cité précédemment on peut écrire:

$$\hat{\Omega} = \delta_o P \int \begin{bmatrix} e_{\phi\alpha} & e_{\phi\beta} \end{bmatrix} J\hat{\phi}_r dt = \delta_o P \int (e_{\phi\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - e_{\phi\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) dt. \quad (4.28)$$

La loi d'adaptation possède une intégration en boucle ouverte (offset problème). Pour améliorer l'estimation [26] et [27] ont proposé des filtres passe bas. Alors (4.28) devient :

$$\hat{\Omega} = k_p (\bar{\phi}_r \otimes \hat{\phi}_r) + k_i \int (\bar{\phi}_r \otimes \hat{\phi}_r) dt \quad (4.29)$$

Avec : k_p et k_i des gains positifs.

Cependant le problème majeur dans la MRAS classique c'est médiocrité des performances en basse vitesse. C'est dans ce contexte que nous présentons une nouvelle approche pour l'estimateur MRAS.

4.3.2 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR NOUVELLE APPROCHE MRAS

Dans la nouvelle approche, on utilise deux différences en même temps, la première concerne les flux et la deuxième concerne les couples électromagnétiques.

Le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\bar{i}_s \otimes \bar{\phi}_r) \quad (4.30)$$

Où : le flux est donné par l'équation (4.21).

Par conséquent le couple électromagnétique estimé peut être exprimé par :

$$\hat{C}_e = P \frac{M}{L_r} (\bar{i}_s \otimes \hat{\phi}_r) \quad (4.31)$$

Où : le flux estimé est donné par l'équation (4.22).

Il est évident que la dynamique de la partie mécanique de la machine est gouvernée par l'équation du mouvement (4.2), par conséquent la variation de la charge provoque une variation de la vitesse du moment que le couple électromagnétique devient égale au couple résistant.

Sur la base de même principe, une variation de couple électromagnétique estimé, provoque une variation de la vitesse estimé du moment que le couple électromagnétique estimé devient égale au couple électromagnétique.

Ensuite, en utilisant l'équation mécanique (4.2) et en remplaçant le couple électromagnétique et la vitesse par leurs valeurs estimées, on peut écrire :

$$\hat{C}_e - C_r = J \frac{d\hat{\Omega}}{dt} + f\hat{\Omega}. \quad (4.32)$$

On soustrait (4.32) de (4.2), on obtient l'équation suivante :

$$e_\Gamma = C_e - \hat{C}_e = J \frac{d(\Omega - \hat{\Omega})}{dt} + f(\Omega - \hat{\Omega}). \quad (4.33)$$

Pour garantir une bonne estimation, on doit prendre en compte les deux conditions suivantes:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}} = -\left(\frac{1}{T_r} - jP\Omega\right)\bar{e}_\phi + jP(\Omega - \hat{\Omega})\hat{\phi}_r \\ e_\Gamma = C_e - \hat{C}_e = J \frac{d(\Omega - \hat{\Omega})}{dt} + f(\Omega - \hat{\Omega}). \end{cases} \quad (4.34)$$

En suivant le même raisonnement avec lequel on a déterminé la loi d'adaptation et en prenant en compte l'erreur d'adaptation du couple, la loi d'adaptation de la vitesse devient :

$$\hat{\Omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{p}\right)(\bar{\phi}_r \otimes \hat{\phi}_r) + K_\Gamma \frac{e_\Gamma}{\tau p + 1}, \quad (4.35)$$

Où : τ est choisie pour être proche de la constante de temps mécanique.

Dans cette approche, l'erreur du couple électromagnétique $e_\Gamma = (C_e - \hat{C}_e)$, est filtré par un filtre passe bas et ajoutée à la boucle d'adaptation classique. Le diagramme du nouvel estimateur MRAS est représenté sur la Figure (4.3).

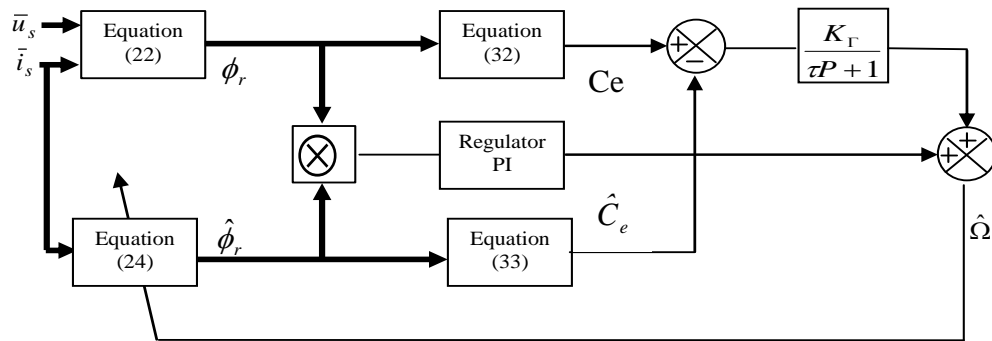


Fig.4.3: Schéma principe du nouvelle MRAS.

La figure (4.4) présente le schéma d'implantation générale de la commande proposée. Comme montré sur cette figure, nous pouvons voir que seulement un contrôleur PI pour le contrôle de la vitesse est employé. La commande des courants est réalisée avec la linéarisation par retour d'états associé au contrôleur par mode glissant. En outre, un bloc d'estimation qui évalue premièrement les modules des courants et leurs positions, respectivement données par I_{sd}, I_{sq} , et deuxièmement les fonctions h_1, h_2 des retours d'états données par (4.5).

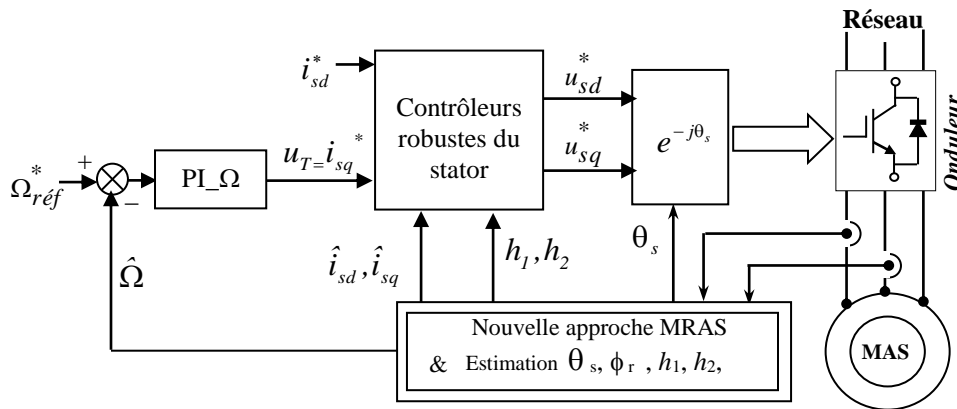


Fig. (4.5). Schéma d'implantation générale de la commande proposée

4.4 SIMULATION ET IMPLEMENTATION EXPERIMENTAL

Dans cette section, les performances de la structure de l'observateur proposé sont présentées à travers des simulations et les résultats expérimentaux. Tout d'abord, les performances de l'observateur proposé sont analysées et comparées avec l'observateur MRAS classique par simulation. En deuxième lieu, et afin de valider les résultats de la simulation, des essais expérimentaux sont menées en utilisant dSPACE DS1104. Les paramètres du moteur à

induction sont donnés en annexe, les valeurs de tous les gains des régulateurs sont données dans le tableau I.

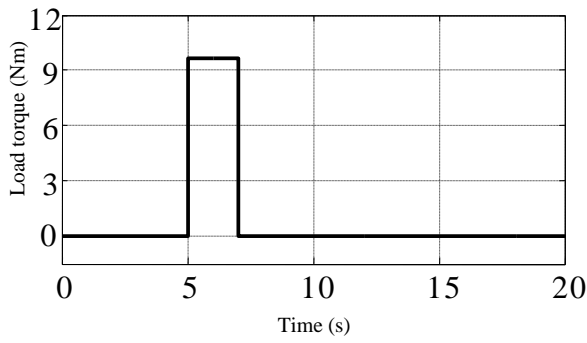
TABLEAU I
LES GAINS DE CONTROLEURS

Contrôleur	Gains
Isd- Contrôleur	$K_{pd}=300$; $K_{id}= 25$
Isq- Contrôleur	$K_{pq}=750$; $K_{iq}= 50$
Speed- Contrôleur	$K_{pv}=500$; $K_{iv}= 10$
PI-Observateur	$k_p =1000$; $k_i =10000$
Novel-Mras Filtre	$K_{\Gamma} =333$, $\tau =1.63$

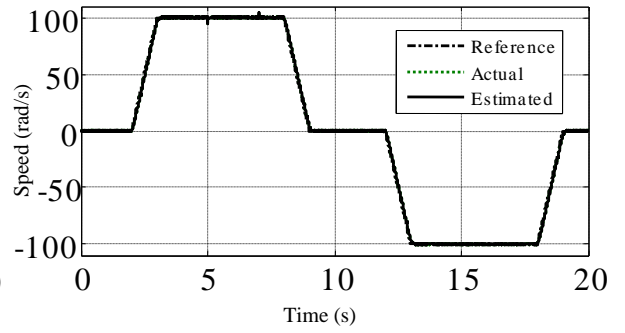
4.4.1 RESULTATS DE SIMULATION

Une commande à flux orienté sans capteur de vitesse du moteur à induction est utilisée lorsque le signal de la vitesse réelle de rétroaction est remplacé par celle estimée est représentée sur la Figure (4.5). La figure (4.6.b) montre la référence, la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons voir dans les figures (4.6.c) et (4.6.d) que l'erreur d'estimation de la vitesse (erreur entre la vitesse réelle et estimée) et l'erreur de vitesse de suivi de trajectoire (d'erreur entre la référence et la vitesse estimée) sont petites, même dans les régions proche de zéro, l'erreur converge rapidement vers zéro. Pour tester la robustesse face aux variations du couple de charge à une référence de vitesse constante, une variation de 10 Nm (voir la figure (4.6.a)) de la charge est appliquée entre $t = 5s$ et $t = 7s$. Comme nous pouvons le voir, après de petites variations, les erreurs d'estimation et de suivi de trajectoire convergent vers zéro. Tous ces résultats confirment l'efficacité de notre observateur et du contrôle de la vitesse. Aussi, afin de confirmer l'orientation du flux, l'axe d et q sont présentés séparément dans la figure (4.6.e). Nous pouvons voir que sur l'axe q le flux est maintenu à une valeur nulle.

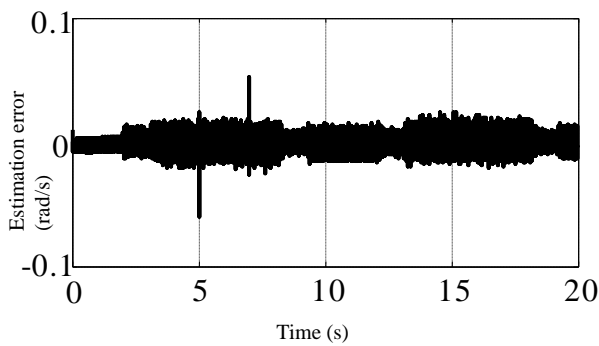
La sensibilité de la nouvelle méthode proposée face aux variations de la résistance statorique et du couple de charge et celle de la méthode classique est représenté sur les Figures (4.6.f), (4.6.g) et (4.6.h) pour des variations de + 20% R_s et 10Nm de couple de charge à basse vitesse. Comme on peut l'observer, les des performances du suivi de trajectoire pour les deux méthodes est satisfaisant (voir figure (4.6.g)), cependant la précision du nouvel observateur MRAS est meilleur que celle de l'observateur classique, surtout à basse vitesse (voir figure (4.6.h)).



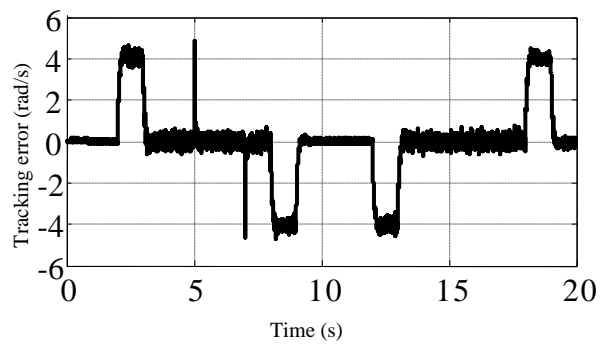
a) Variations du couple de charge



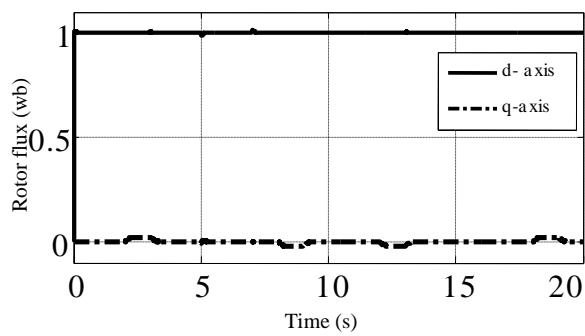
b) La vitesse de moteur



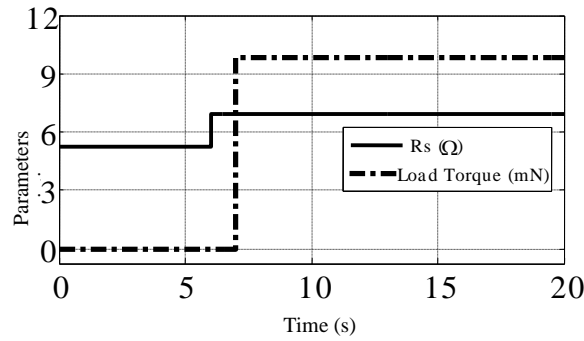
c) Erreur d'estimation de la vitesse



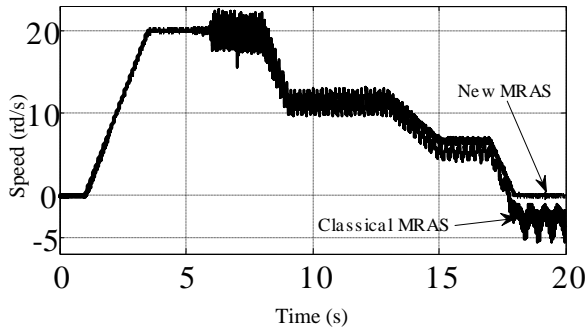
d) Erreur de vitesse de suivi de trajectoire



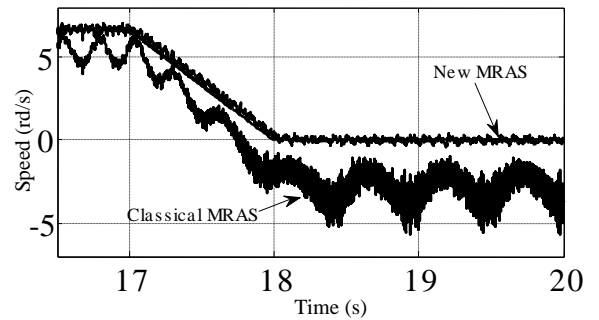
e) Flux rotorique



f) Variations de la résistance statorique et du couple de charge



g) MRAS Classique de la vitesse : Référence, Réelle et estimée pour une variation de R_{s_Cr}



h) Zoom MRAS Classique de la vitesse

Fig 4.6. Résultats de simulation de la commande sans capteur basée sur MRAS :
Classique – nouvelle

4.4.2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI

La structure de base de la configuration du banc d'essai est représentée sur la Fig.12. La machine à courant continu est utilisée comme charge. Le stator du moteur à induction est alimenté par un convertisseur SEMIKRON (de 4 kW, modules IGBT) contrôlée directement par un DS1104. Le dSPACE DS1104 PPC est branché sur l'hôte du PC. Le codeur est utilisé pour la vitesse mécanique. Les capteurs sont utilisés pour la mesure des courants et celle des tensions qui sont respectivement LA-55NP et LV-25P. L'interface est utilisée pour fournir une isolation galvanique à tous les signaux connectés au contrôleur DS1104 PPC.

4.4.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Successivement, nous pouvons montrer les résultats obtenus comme présentés sur les figures suivantes : la figure (4.8.a) montre, la vitesse mesurée (réelle) et la vitesse estimée et également la référence de vitesse de la commande sans capteur proposé. Nous pouvons voir que la vitesse mesurée et estimée sont très proches et convergent vers la référence de la vitesse. Sur les figures (4.8.b), (4.8.c) et (4.8.d), nous montrons que les erreurs de mesure de

vitesse et de suivi de trajectoire sont petites et convergent rapidement vers zéro, même pour les régions de très basse vitesse. Ces résultats expérimentaux prouvent l'efficacité de notre observateur et celle du contrôle proposé et confirment les résultats de la simulation. Afin de tester expérimentalement la robustesse de notre structure de commande, une variation du couple de charge de 10 Nm est appliquée entre 5s et 7s. Nous pouvons voir l'effet de la variation de la charge sur le courant I_{sq} représenté sur la figure 17. Les résultats montrent que il n'y a pas de changements significatifs affectant la vitesse ou la composante directe du courant I_{sd} de la machine Figure (4.8.e). Tous ces tests montrent la robustesse du système de commande avec l'observateur proposé. En outre, sur la Figure (4.8.f), nous pouvons voir que les flux sur les axes d et q sont découplés et le flux sur l'axe q est maintenu à une valeur nulle.

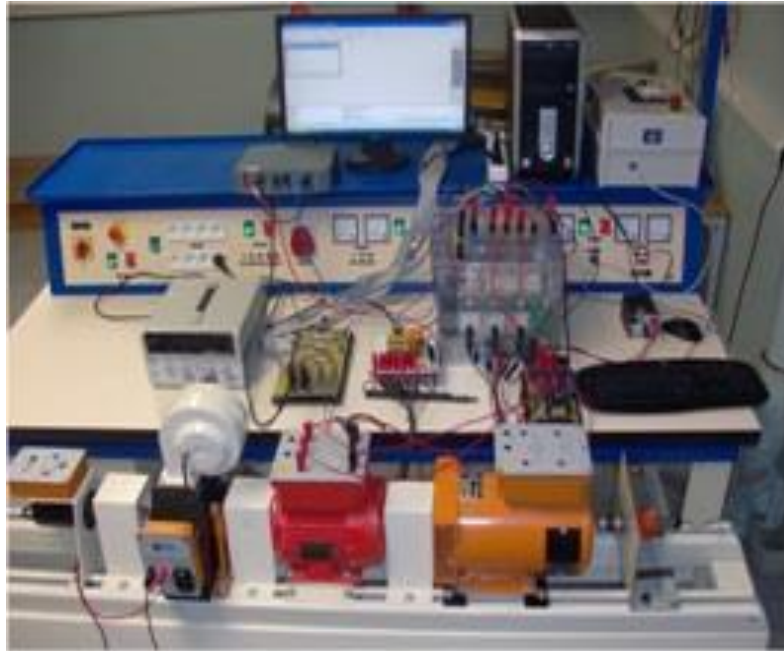
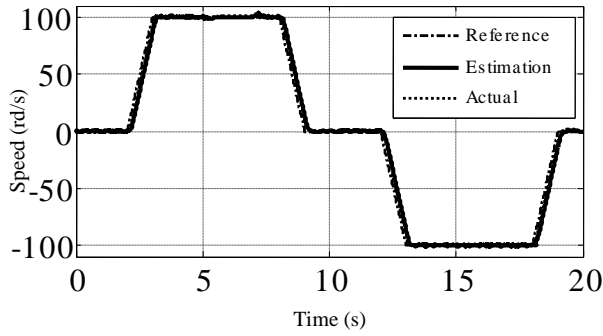


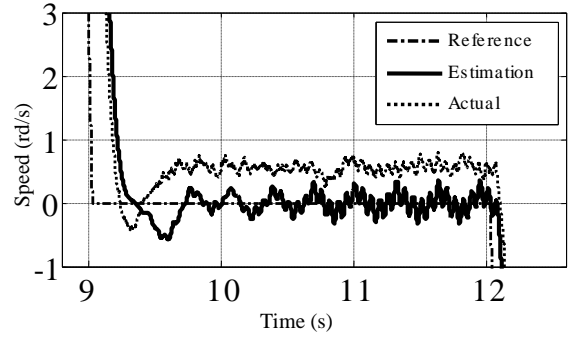
Fig. 4.7. Structure synoptique du banc d'essais

Les réponses de l'observateur proposé et celle issue de la méthode classique montre l'avantage de l'observateur proposé ceci en effectuant une comparaison entre les erreurs de deux méthodes ou l'erreur estimée par la méthode proposée est nettement plus petite que celle de l'observateur classique. Pour confirmer l'efficacité de notre l'observateur proposé dans des régions à faible vitesse, différentes trajectoires de vitesse sont appliquées. La figure (4.8.g) montre la vitesse de référence, mesurée et estimée. Il est clair qu'à partir de cette figure que les vitesses estimées et mesurées convergent vers la référence en même temps. Dans la figure (4.8.h) nous pouvons voir que l'erreur d'estimation est faible, ce qui prouve l'efficacité de

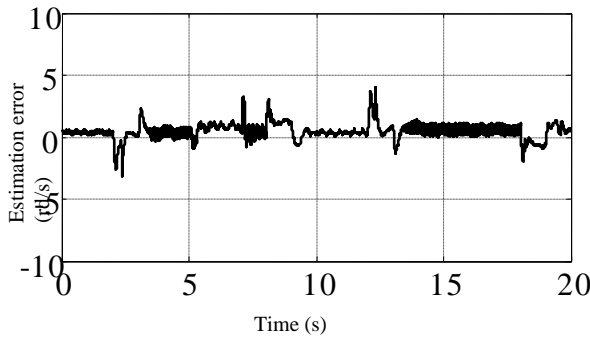
l'approche proposée même dans des régions à faible vitesse. Tous les résultats expérimentaux confirment ceux obtenu par simulation.



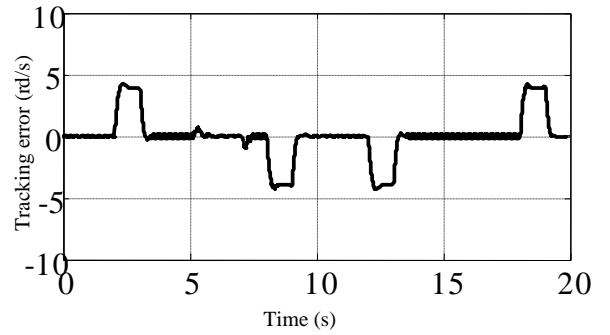
a) La vitesse de moteur



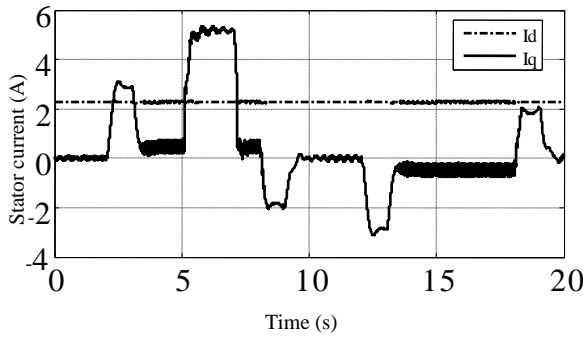
b) Zoom de la vitesse



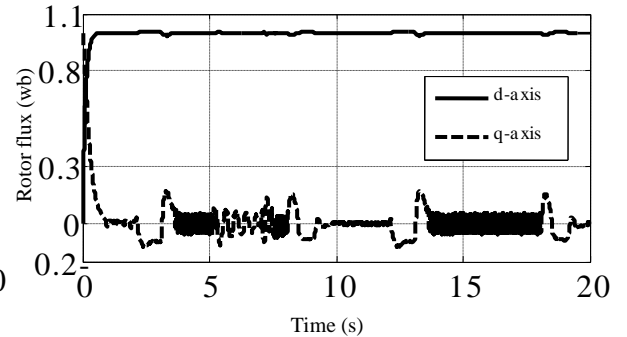
c) Erreur d'estimation de la vitesse



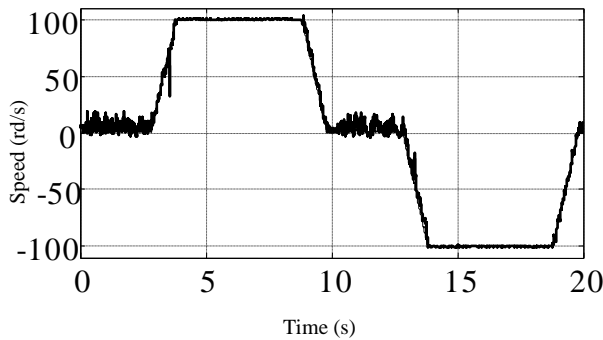
d) Erreur de vitesse de suivi de trajectoire



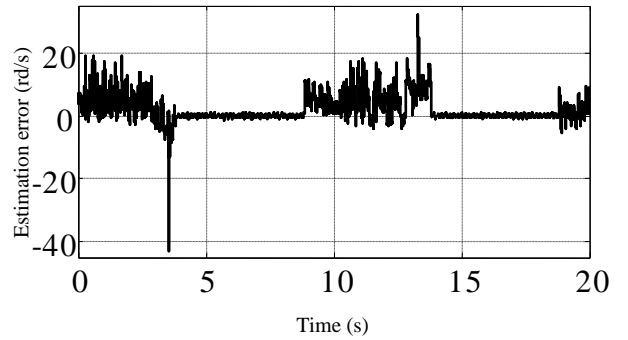
e) Courant Statorique sur l'axe d_q



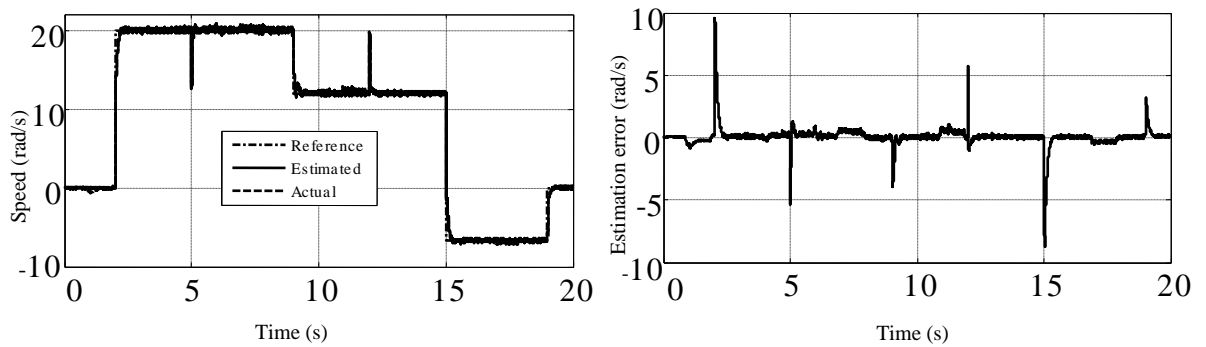
f) Flux rotorique



g) MRAS Classique de la vitesse : Référence, Réelle et estimée



h) Erreur estimée de la vitesse par MRAS classique



g) La vitesse de : Référence, Réelle et estimée

h) Erreur estimée de la vitesse

Fig 4.8. Résultats Expérimentaux de la commande sans capteur proposée

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau observateur MRAS de vitesse du rotor a été proposé afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle sans capteur de la machine à induction. La robustesse de la commande est réalisée par un dispositif de commande par mode glissant, sa stabilité est démontrée en utilisant la fonction de Lyapunov. Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux pour différents profils de vitesse ont montré, d'une part, que le nouveau observateur MRAS a été en mesure d'estimer avec précision la vitesse réelle même dans les régions proche de zéro ce qui n'est pas le cas pour l'observateur classique. D'une autre part, nous avons prouvé la robustesse de l'observateur proposé face aux variations du couple de charge et celle de la résistance du stator, et en particulier à basse vitesse et à vitesse nulle, ce qui montre que l'observateur proposé est bien meilleur que l'observateur classique.

4.6 BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC electrical drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [2] J.-I. Ha, S.-K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 35, no. 1, pp. 45–51, 1999.
- [3] C. Caruana, G.M. Asher, M. Sumner, "Performance of high frequency signal injection techniques for zero-low-frequency vector control induction machines under sensorless conditions," IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 53, no. 1, pp. 225–238, 2006.

- [4] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [5] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [6] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control." in New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [7] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M. C. Ta, "Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 594–601, Feb. 2008.
- [8] M. Comanescu and L. Xu, "Sliding mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 146–153, Feb. 2006.
- [9] A. V. Ravi Teja, Chandan Chakraborty, Suman Maiti, and Yoichi Hori, "A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 59, no. 101, pp. 3757–3767, 2012.
- [10] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori, "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 4, pp. 938-950, 2013
- [11] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers," *C Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 493-499, 1989.
- [12] J. Holtz and J. Quan, "Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1052–1060, Jul./Aug. 2003.
- [13] Y. A. Kwon and D. W. Jin, "A novel MRAS based speed sensorless control of induction motor," in *Proc. 25th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 1999, pp. 933–938.
- [14] Q. Gao, C. S. Staines, G. M. Asher, and M. Sumner, "Sensorless speed operation of cage induction motor using zero drift feedback integration with MRAS observer," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2005, pp. 1–9.

- [15] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. S. Shokralla, and H. A. Yasin, “Wide speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1699–1707, May 2009.
- [16] V. Vasic and S. Vukosavic, “Robust MRAS-based algorithm for stator resistance and rotor speed identification,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 11, pp. 39–41, Nov. 2001.
- [17] L. Ben-Brahim, S. Tadakuma, and A. Akdag, “Speed control of induction motor without rotational transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 844–850, Jul./Aug. 1999.
- [18] M. Hinkkanen and J. Luomi, “Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 818–820, Aug. 2003.
- [19] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, “An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.
- [20] Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu “The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive” *Intelligent Control & Automation WCICA 2004* vol. 5 pp.4550-4553.
- [21] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli “Speed Sensorless Control of Induction Motor based on Indirect Field-Orientation” *Industry Application Conference, 2000* vol.3 pp. 1858-1865.
- [22] H. Khalil, “Nonlinear systems” Prentice–Hall, 2ed edition 1996, Printed in USA.
- [23] S. Drid, M. Tadjine, M.S. Nait-Said, “Robust Backstepping Vector control for the Doubly Fed Induction Motor,” *IET Control Theory Appl.*, 2007, 1, (4), pp. 861-868.
- [24] D. Khamari, A. Makouf, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui, “High performance of self scheduled linear parameter varying control with flux observer of induction motor”, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol.8, No.5, pp. 1202~ 1211, 2013.
- [25] Zhefeng Li Zhigang Liu Liun Diao Wenli Lin Gang Zhang “A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model” *Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007*, pp.1188-1192.
- [26] J.Holtz, “Sensorless position control of induction motors –an emerging technology” in *Proc.IECON’98*, August 31-sptember 4 1993, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [27] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo, “Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives” in *Proc.IECON 1994*, pp.1579-1588.

CHAPITRE 5

DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DANS LE SYSTEME D'ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE (SIMULATION & ASPECT EXPERIMENTAL)

- 5.1 INTRODUCTION
- 5.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN PRESENCE DE DEFAUTS STATORIQUE
- 5.3 DIAGNOSTIC DE DEFAUTS STATORIQUE (COURT-CIRCUIT) DANS LA MACHINE ASYNCHRONE :
 - 5.3.1 RESULTATS DE SIMULATION & VALIDATION EXPERIMENTALE
 - 5.3.1.1 ANALYSE DU COURANT STATORIQUE PAR VECTEUR DE PARK
 - 5.3.1.2 ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE PAR FFT
 - 5.3.2 DIAGNOSTIC PAR ESTIMATEUR MRAS
 - 5.3.2.1 ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE PAR MRAS
 - 5.3.2.2 ESTIMATION DE DEFAUTS STATORIQUE PAR NOUVELLE TECHNIQUE MRAS
 - 5.3.2.3 RESULTATS DE SIMULATION
- 5.4 DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DANS L'ONDULEUR
 - 5.4.1 ALGORITHMES DE COMMUTATION DE L'ONDULEUR EN CAS DE DEFAUTS
 - 5.4.1.1 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_A
 - 5.4.1.2 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_B
 - 5.4.1.3 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_C
 - 5.4.1.4 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_A
 - 5.4.1.5 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_B
 - 5.4.1.6 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_C
 - 5.4.2 VALIDATION EXPERIMENTALE
- 5.5 DIAGNOSTIC DU DEFAUT DANS LE CAPTEUR DE COURANT
 - 5.5.1 DIFFERENT TYPES DE DEFAUTS
 - 5.5.1.1 DEFAUT D'OFFSET
 - 5.5.1.2 DEFAUT DE GAIN
 - 5.5.1.3 DEFAUT DE BRUIT
 - 5.5.2 EFFET DE DEFAUTS DE CAPTEUR DU COURANT SUR LA COMMANDE
 - 5.5.3 SIMULATION & VALIDATION EXPERIMENTAL
- 5.6 CONCLUSION
- 5.7 BIBLIOGRAPHIE

5.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous étudierons les différents défauts qui peuvent éventuellement apparaître au stator des moteurs asynchrones (court circuit), dans le convertisseur et dans les capteurs de courant.

5.2 DEFAUTS STATORIQUES (COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES):

La figure (5.1) représente le court-circuit d'une phase du stator de la machine asynchrone. Ce type de défaut peut se traduire par des variations des résistances et des inductances.

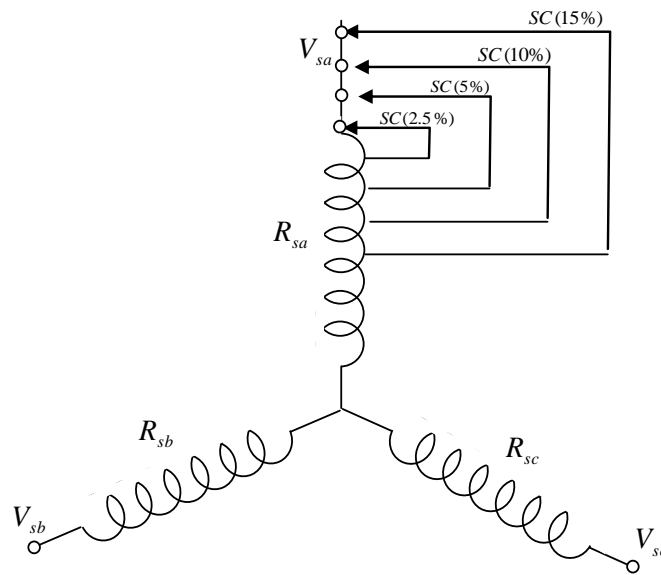


Fig 5.1 Court-circuit de spires sur la phase a du stator

Des chercheurs ont présenté ce type défauts par l'introduction des coefficients de court-circuit sont définies comme suit [1]:

- Le coefficient de court-circuit dans la première phase du stator :

$$K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s} \quad (5.1)$$

Avec :

N_{cc1} : Le nombre de spires en court-circuit dans la première phase.

N_s : Le nombre total de spires par phase du stator.

- Le coefficient de court-circuit dans la deuxième phase du stator :

$$K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s} \quad (5.2)$$

Le coefficient de court-circuit dans la troisième phase du stator :

$$K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} \quad (5.3)$$

Le nombre de spire "utiles" pour la phase statorique est donc donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa}) N_s = f_{sa} N_s \quad (5.4)$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb}) N_s = f_{sb} N_s \quad (5.5)$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc}) N_s = f_{sc} N_s \quad (5.6)$$

5.3 DIAGNOSTIC DE DEFAUT STATORIQUE (COURT-CIRCUIT):

Selon le modèle établi en référence [1], ou la diminution du nombre de spires dans les phases statoriques dépend des coefficients f_{sa} , f_{sb} et f_{sc} . Les résultats de simulation ont été effectués par l'utilisation du modèle de Park avec les transformations conformes biphasé-triphasé et l'inverse (triphasé-biphasé).

5.3.1 RESULTATS DE SIMULATION & VALIDATION EXPERIMENTALE

Une fois le modèle de la machine est établi. On peut aborder l'aspect lié à la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink et l'aspect de la validation sur dSPACE DS1103, ce qui offre la possibilité d'observer le comportement du moteur sous différents états défectueux: court-circuit entre spires au stator de la machine, (voir annexes). Le modèle d'état de la machine asynchrone tenant compte du défaut de court circuit entre spires se fait dans le référentiel de Park lié au rotor et que l'alimentation se fait directement à travers le réseau et à charge moyenne. Il faut au préalable s'assurer que les tensions statoriques sont parfaitement équilibrées.

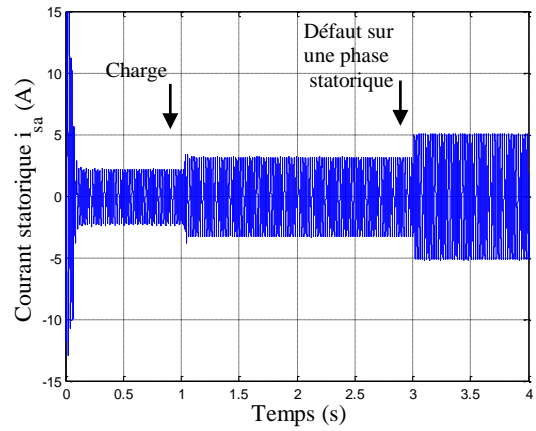
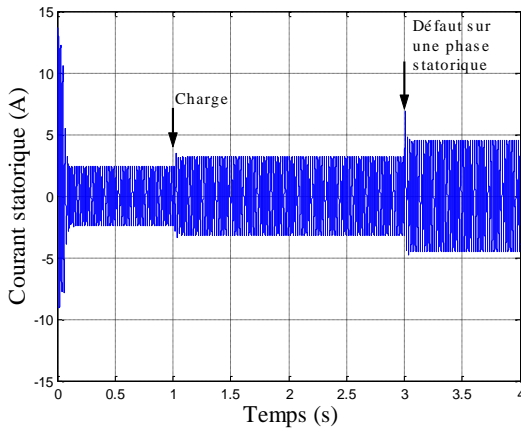
Interprétation des résultats : La figures (5.2), illustre l'évolution des principales grandeurs du moteur à induction en boucle ouverte, en comparatif entre la simulation (*gauche*) et l'expérimental (*droite*). La figure (5.2.a) représente le courants statorique de la phase (a) affectée par un défaut de court circuit de 10% à l'instant $t=3s$. Un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante au niveau du courant de la phase où s'est produit le défaut .Cette augmentation se produit suivant une permutation circulaire directe.

Le défaut de court circuit des spires dans la phase (a) affecte aussi la vitesse de rotation (figure (5.2.b)) où il apparait des oscillations qui sont importantes provoqué par le

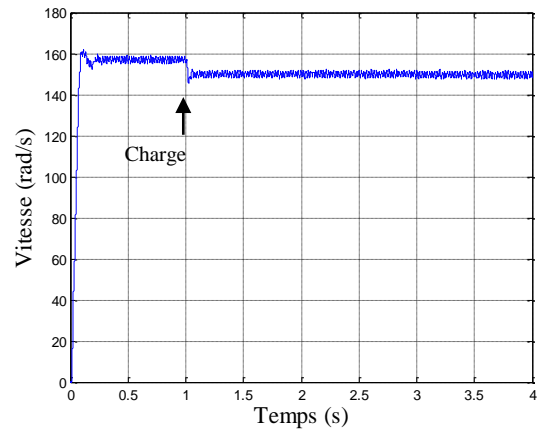
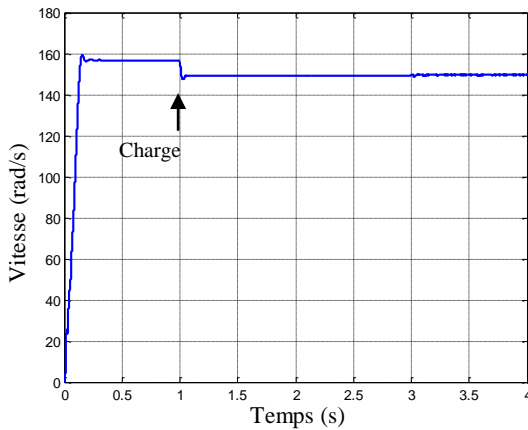
déséquilibre du courant statorique. Les résultats expérimentaux toujours présent et confirme bien les résultats obtenues par simulation.

Résultats simulation

Résultats expérimentaux



a) Courant statorique de la phase (a)



b) Vitesse de la machine

Fig 5.2 Vitesse et courant statorique du moteur en charge pour un défaut de 10% spires court-circuitées sur la phase (a).

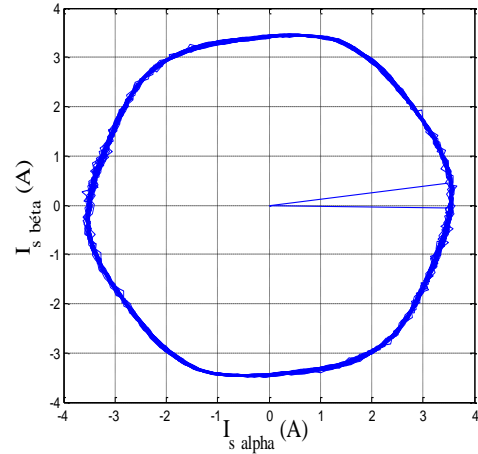
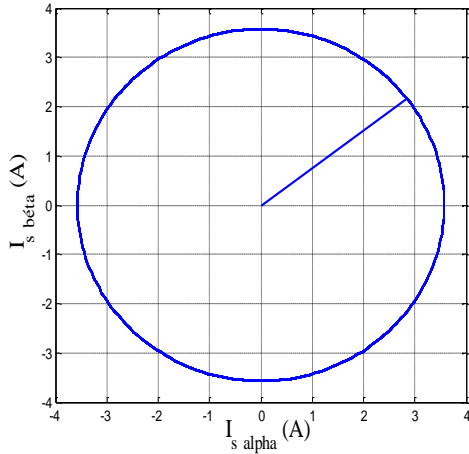
5.3.1.1 ANALYSE DU COURANT STATORIQUE PAR VECTEUR DE PARK

a. vecteur de Park lié au référentiel statorique (α, β):

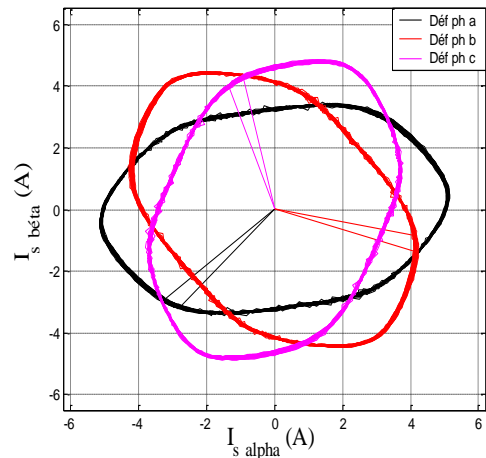
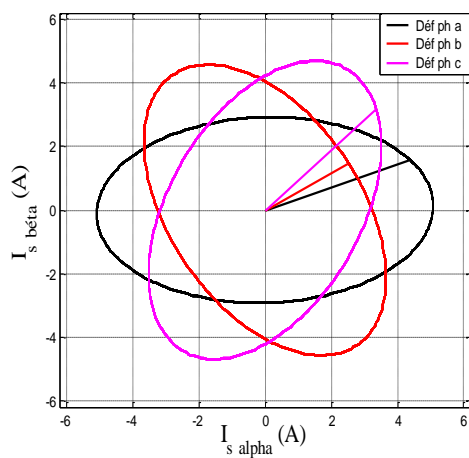
Cette méthode d'analyse du courant statorique, se réalise avec une transformation de Park, qui permet d'exprimer les courants triphasés (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}), dans un repère stationnaire biphasé (α, β). La figure (5.3) présente les résultats de simulation (*gauche*) et expérimentaux (*droite*) du vecteur de Park lié au stator à l'état sain et lors d'un court-circuit de 10% appliqué aux différentes phases séparément obtenues.

Résultats simulation

Résultats expérimentaux



(a): Vecteur de Park du courant statorique : Cas de la machine saine



(b): Vecteur de Park des courants statorique : Cas de la machine défaillant

Fig.5.3 Analyse de Park lié au stator des courants statorique à l'état : (a) : sain ; (b) : avec défaut de 10 % spires court-circuitées, pour les différentes phases statoriques.

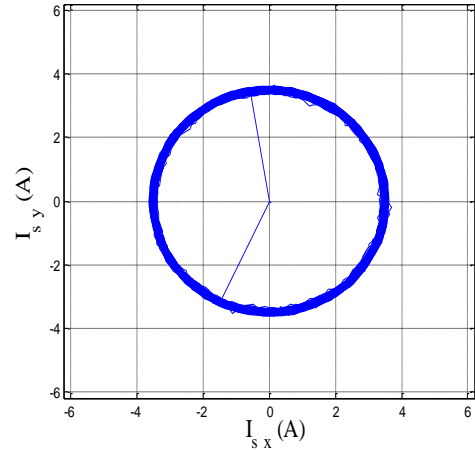
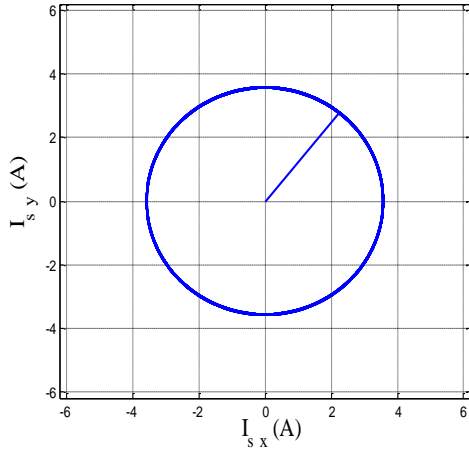
Interprétation des résultats: Dans le cas sain, la trajectoire du vecteur courant, dite contour de Park, est un cercle centré autour de l'origine (voir figure (5.3.a)), Tandis que pour une machine présente du défaut au niveau de l'enroulement statorique, implique une déformation du cercle (forme elliptique) dont le grand axe d'orientation est associée à la phase en défaut. Evidemment ce contour elliptique change en fonction de la sévérité de défaut, (voir sur la figure (5.3.b)).

B) VECTEUR DE PARK LIÉ AU REFERENTIEL ROTORIQUE (x, y)

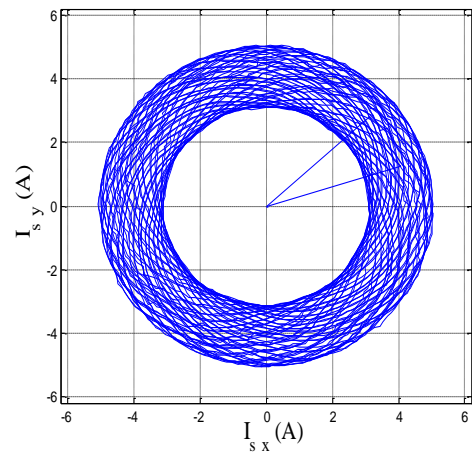
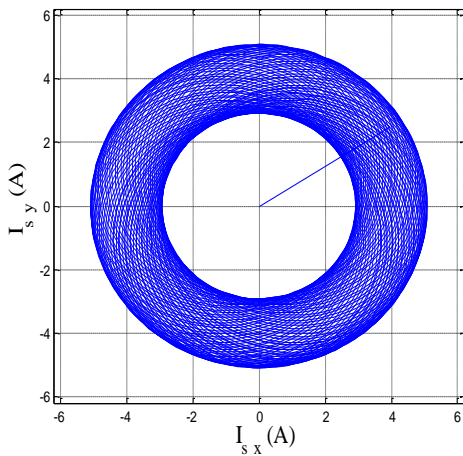
Toujours avec le même test, la figure (5.4) présente l'évolution du vecteur de Park lié au rotor à l'état sain et lors d'un court-circuit statorique de 10 % et de 15% appliqué à la première phase.

Résultats simulation

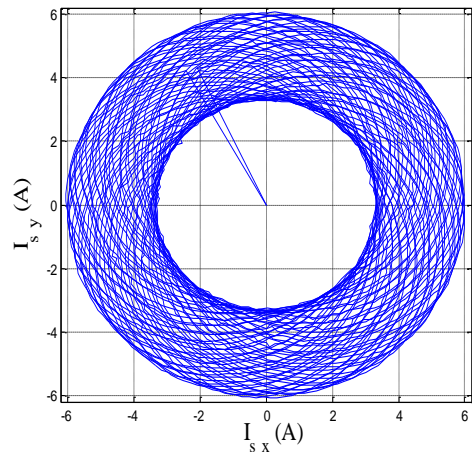
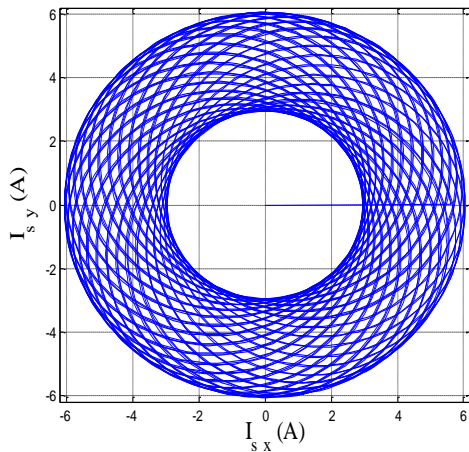
Résultats expérimentaux



(a): Vecteur de Park du courant statorique : Cas de la machine saine



(b): Vecteur de Park du courant statorique : Cas de la machine défaillant



(c): Vecteur de Park du courant statorique : Cas de la machine défaillant

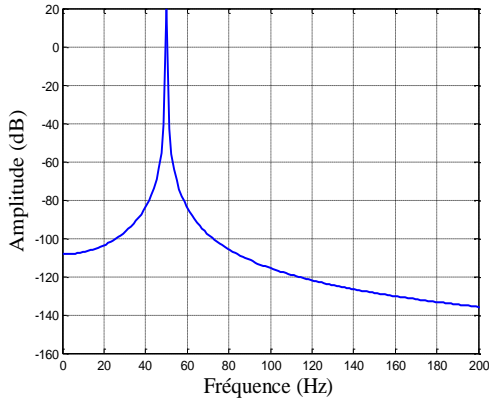
Fig.5.4 Analyse de Park lié au rotor du courant statorique à l'état : (a) : sain ; (b), (c) : avec défaut de 10 % et 15 % spires court-circuitées successivement.

Les résultats présentés dans ce cas, montrent clairement, que l'augmentation de l'épaisseur du cercle du vecteur de Park devient beaucoup plus prononcée avec la sévérité du défaut.

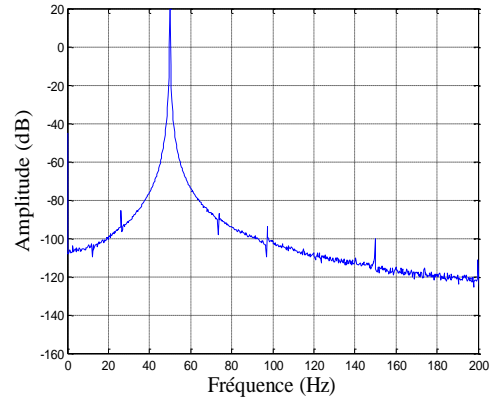
5.3.1.2 ANALYSE SPECTRALE DU COURANT STATORIQUE PAR FFT

L'analyse spectrale (FFT) du courant statorique se réalise avec une période d'échantillonnage est de 10^{-4} pour le cas d'une machine saine et avec défaut de court circuit entre spires au stator avec charge moyenne 3.5N.m (figure 5.5).

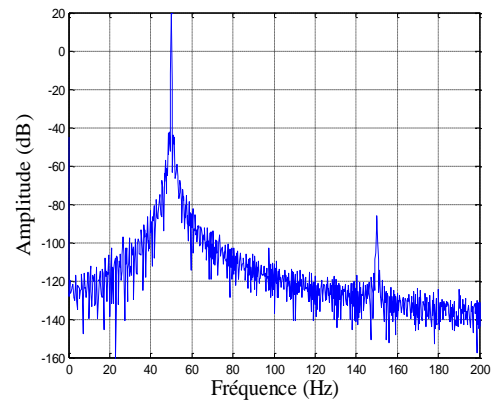
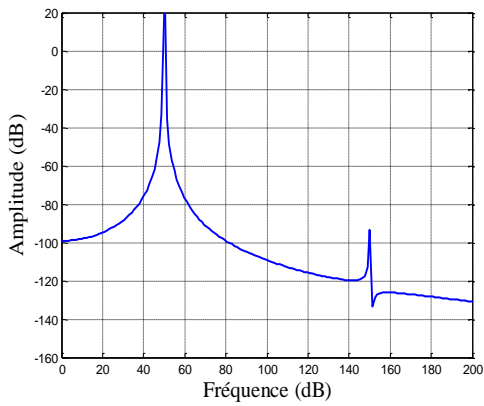
Résultats simulation



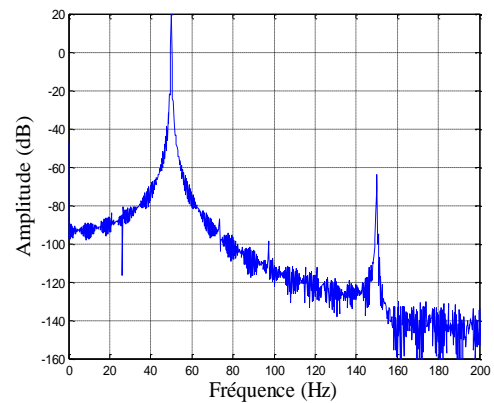
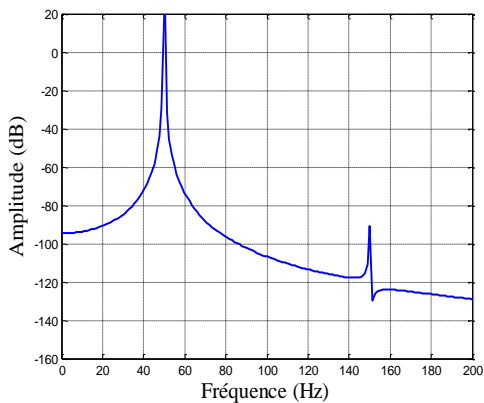
Résultats expérimentaux



(a): Spectre du courant d'une phase statorique : Cas de la machine saine.



(b): Spectre du courant d'une phase pour une machine en défaut court-circuit entre spires (10%)



(c): Spectre du courant d'une phase pour une machine en défaut court-circuit entre spires (15%)

Fig.5.5 FFT du courants statorique à l'état : (a) : sain ; (b), (c) : avec défaut de 10 % ,15 % spires court-circuitées respectivement.

La figure (5.5) représente les spectres du courant i_{as} pour une machine à charge moyenne à l'état sain et en défaut de types court-circuit entre spire. À l'état sain, lors de la simulation, on n'observe aucune raie latérale autour de la fondamentale 50Hz. En revanche, pour l'essai expérimental il y a apparitions des raies de très faible amplitude (figure 5.5.a).

Durant le défaut de court-circuit entre spires à la phase (a) (figures 5.5. (b,c)), on remarque une seule nouvelle composante de fréquence (*multiple de 50Hz* : $f_d = n * f_s$) visible dans les spectres au voisinage du fondamentale à 150 Hz [2], [3].

5.3.1 DIAGNOSTIC PAR ESTIMATEUR MRAS

Dans le but d'identifier des défauts de court-circuit dans le stator en temps réel nous proposons une nouvelle approche de la technique MRAS qui va nous permettre de pallier les problèmes rencontrés lors de l'estimation des défauts déséquilibrés par la MRAS classique.

5.3.2.1 ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE PAR MRAS

La technique MRAS classique basée sur l'estimation de la résistance statorique en ligne est illustrée sur la figure (5.6) [4].

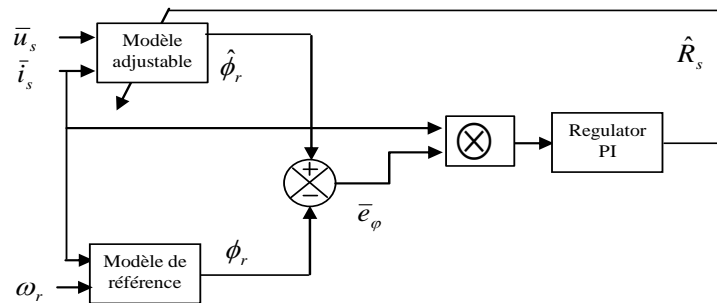


Fig.5.6 Structure de MRAS classique pour l'estimation de la résistance statorique.

5.3.2.2 ESTIMATION DE DEFANTS STATORIQUE PAR NOUVELLE TECHNIQUE MRAS

Si on applique un défaut équilibré sur les trois phases du stator, l'estimateur MRAS classique donne une bonne identification. Mais dans le cas où le défaut est asymétrique, le système devient instable. Afin de surmonter ce problème, nous avons proposé une nouvelle technique de diagnostic qui est présentée sur la figure (5.7). L'approche est basée sur l'identification de l'erreur entre les trois courants mesurés et ceux du modèle triphasé de la machine en utilisant la transformation de Concordia. Un mécanisme d'adaptation (PI) est utilisé pour chaque phase, afin d'estimer les trois résistances. Les simulations montrent la convergence des estimations vers les vrais défauts ce qui justifie l'efficacité de la méthode proposée.

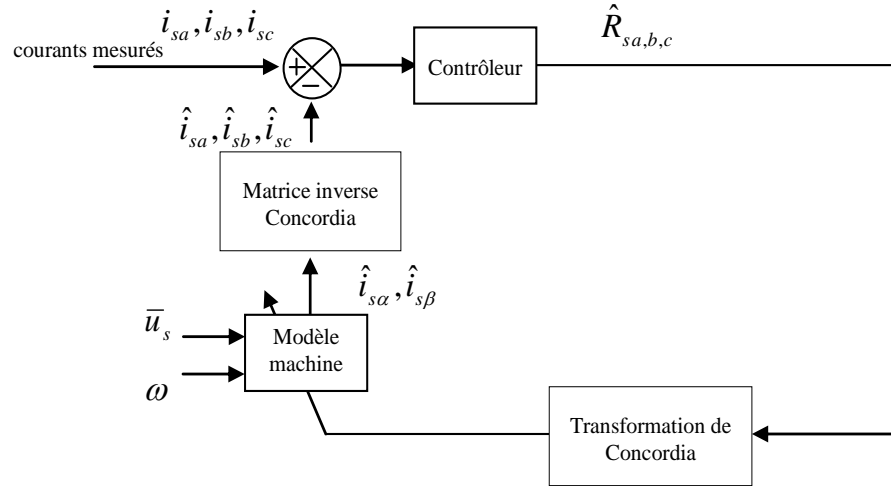


Fig.5.7 Structure de nouvelle MRAS pour l'estimation de \hat{R} de la résistance statorique.

5.3.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider notre approche, des défauts symétriques et asymétriques dans la résistance statorique ont été testés par des simulations intensives.

Cas d'un défaut équilibré

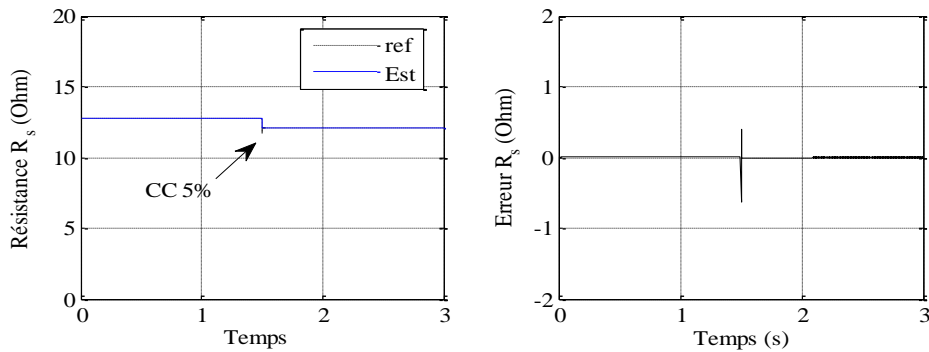


Fig.(5.8) Résistance estimée avec défaut de 5 % spires court-circuitées à la phase (a).

Cas d'un défaut déséquilibré

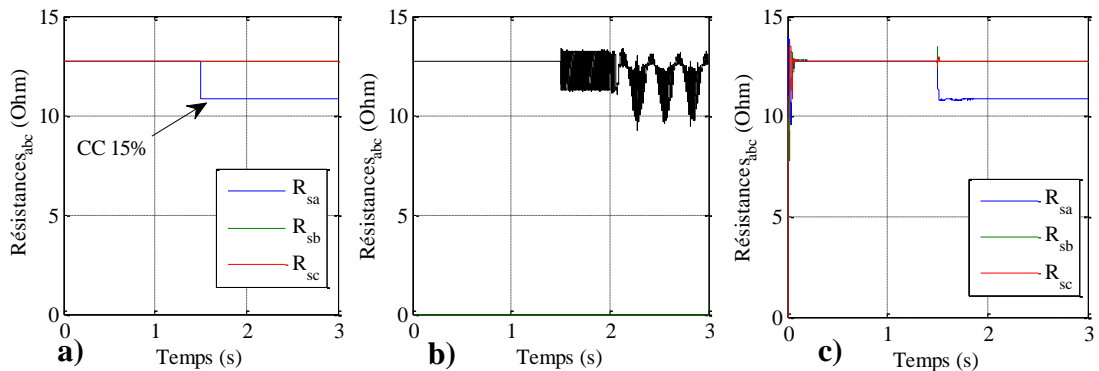


Fig. (5.9) Résistance estimée avec défaut de 15% spires court-circuitées à la phase (a) :

a) reference ; b) MRAS classique ; c) nouvelle MRAS

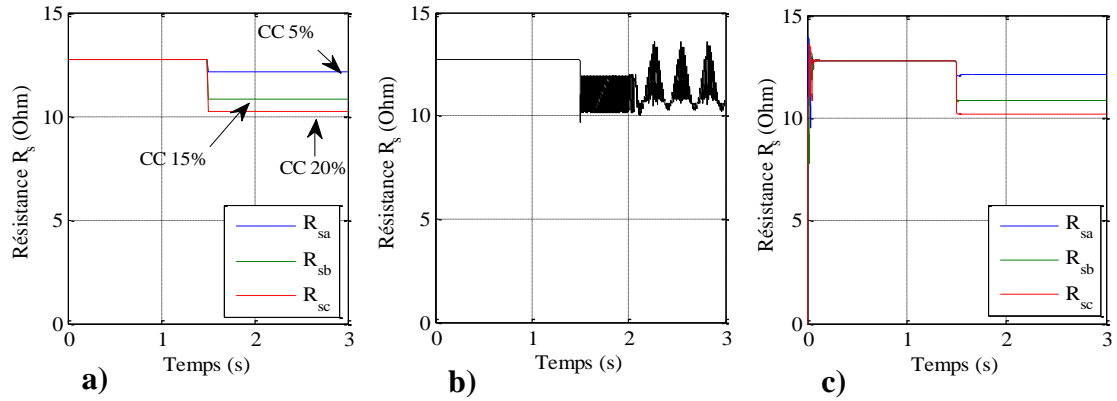


Fig. (5.10). Resistance estimée avec défaut de ; 5%,15% et 20% spires court-circuitées respectivement aux trois phases : a) référence ; b) MRAS classique ; c) nouvelle MRAS

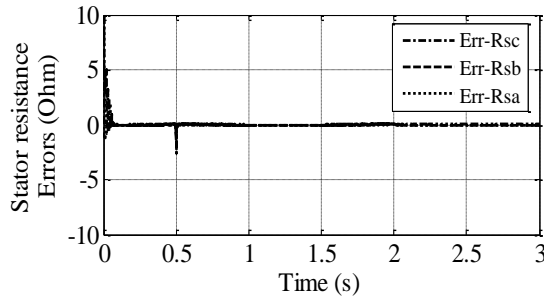


Fig. (5.11). Erreur de l'estimation de défaut de ; 5%,15% et 20% spires court-circuitées respectivement aux trois phases par nouvelle MRAS

Interprétation des résultats: La Figure (5.8) montre les bonnes performances de l'approche MRAS classique pour la détection court-circuit équilibrés (même défaut dans les trois phases). Par contre l'introduction d'un défaut de 15% sur le première phase déstabilise l'estimateur classique. Mais la divergence de garantie pour notre approche fig.(5.9). Même remarque pour les défauts de 5% et de 20%, comme il est illustré sur le figure (5.10) et 5.11).

5.4 DIAGNOSTIC DU DEFAUT DANS L'ONDULEUR (OUVERTURE DES TRANSISTORS)

En plus des défauts qui peuvent apparaître dans le moteur, il n'est pas exclu que le défaut soit du à une défaillance de l'un des semi conducteurs. Un mauvais fonctionnement d'un semi conducteur peut causer la perte de la commande et l'arrêt même du bras de l'onduleur. Ces types de défauts sont graves et ils causent des défauts des autres dispositifs [11-13]. Nous présentons au premier temps une étude pour un défaut de semi conducteur en circuit ouvert. Puis une méthode externe pour le diagnostic basée sur l'analyse des signatures de la trajectoire du vecteur courant, dans le référentiel stationnaire.

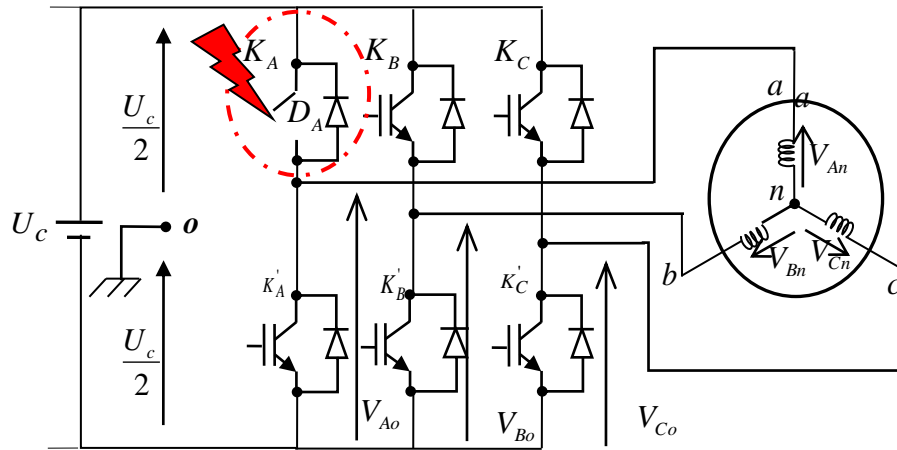


Fig (5.12). Structure topologique de l'onduleur de tension

5.4.1 ALGORITHMES DE COMMUTATION DE L'ONDULEUR EN CAS DE DEFATS

5.4.1.1 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_A

Si l'interrupteur K_A est ouvert, la tension de phase V_{An} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K'_A et le signe du courant de phase I_{An} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D_A . Sachant que les deux autre tensions de phases V_{Bo} et V_{Co} ne sont pas affecté par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autre bras restent les mêmes), par contre, l'algorithme de commutation du premier bras sera comme suit ;

$$C_A = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{An} < 0, K'_A \text{ à l'etat } 1 \\ 1 & \text{si } i_{An} < 0, K'_A \text{ à l'etat } 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

5.4.1.2 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_B

Si l'interrupteur K_B est ouvert, la tension de phase V_{Bn} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K'_B et le signe du courant de phase I_{Bn} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D_B . Sachant que les deux autre tensions de phases V_{Ao} et V_{Co} ne sont pas affecté par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autre bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation du deuxième bras, peut être obtenue par :

$$C_B = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{Bn} < 0, K'_B \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{Bn} < 0, K'_B \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

5.4.1.3 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K_C

Si l'interrupteur K_C est ouvert, la tension de phase V_{Cn} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K'_C et le signe du courant de phase I_{Cn} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D_C . Sachant que les deux autres tensions de phases V_{Ao} et V_{Bo} ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation du troisième bras, peut être exprimé par :

$$C_C = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{Cn} < 0, K'_C \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{Cn} < 0, K'_C \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

5.4.1.4 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_A

Si l'interrupteur K'_A est ouvert, la tension de phase V_{An} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K_A et le signe du courant de phase I_{An} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D'_A . Sachant que les deux autres tensions de phases V_{Bo} et V_{Co} ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation (C_A), peut être exprimé par :

$$C_A = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{An} > 0, K_A \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{An} < 0, K_A \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

5.4.1.5 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_B

Si l'interrupteur K'_B est ouvert, la tension de phase V_{Bn} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K_B et le signe du courant de phase I_{Bn} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D'_B . Sachant que les deux autres tensions de phases V_{Ao} et V_{Co} ne sont pas affectées par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de

commutation (C_B), peut être obtenue par :

$$C_B = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{Bn} > 0, K_B \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{Bn} < 0, K_B \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

5.4.1.6 ALGORITHME DE COMMUTATION EN CAS DE L'OUVERTURE DE K'_C

Si l'interrupteur K'_C est ouvert, la tension de phase V_{Cn} lie à l'état de l'interrupteur complémentaire K_C et le signe du courant de phase I_{Cn} puisqu'elle est reliée à l'électrode positive de la source continue par l'intermédiaire du courant qui traverse la diode D'_C . Sachant que les deux autres tensions de phases V_{Ao} et V_{Bo} ne sont pas affecté par ce défaut (les fonctions de commutation de deux autres bras restent les mêmes), mais, la fonction de commutation (C_C), peut être obtenue par :

$$C_C = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{Cn} > 0, K_C \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{Cn} < 0, K_C \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

5.4.2 VALIDATION EXPERIMENTALE

Pour les défaut de l'onduleur, on a réalisé l'ouverture des transistors comme défaillance. La tension du bus continu DC = 420 V, $f=50$ Hz, fréquence MLI = 3000 Hz.

a. Cas sain (Sans Défaut)

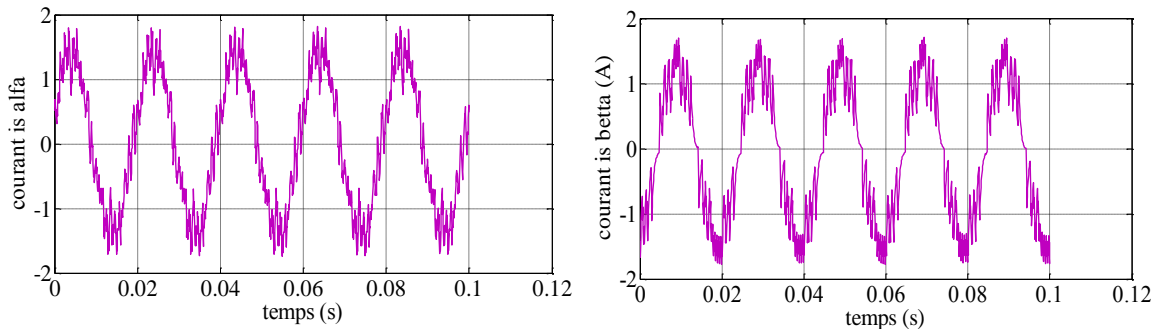


Fig (5.13). Courants (is alfa, is bêta)

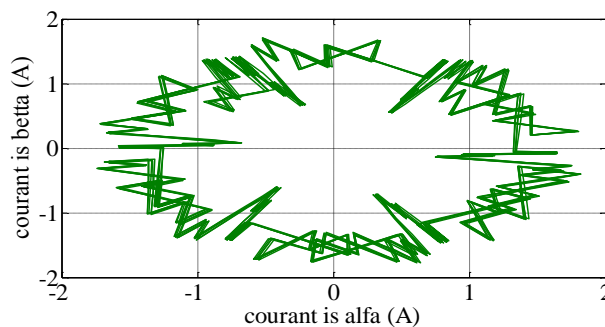


Fig. (5.14). Analyse de contour de Park

A l'état sain (Sans défaut), aucune signature de défauts n'est détectée dans les courants, figures (5.13). La trajectoire de vecteur courant présente des cercles, figure (5.14).

b. Cas Défaillant

Dans ce cas on expose les résultats obtenue d'essais sur différents défaut d'ouverture des transistors sous les trois bras d'onduleur ($K_A, K'_A, K_B, K'_B, K_C, K'_C$) respectivement.

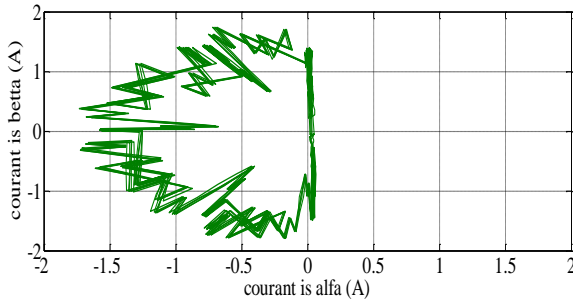


Fig. (5.15). Analyse de contour de Park (avec défaut K_A)

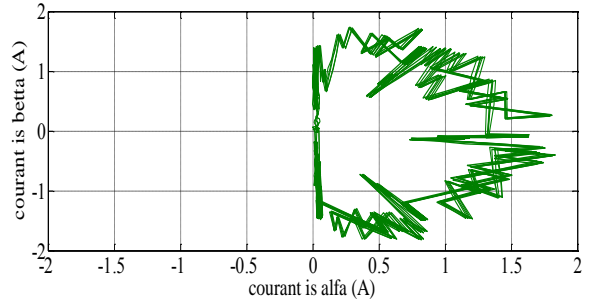


Fig. (5.16). Analyse de contour de Park (avec défaut K'_A)

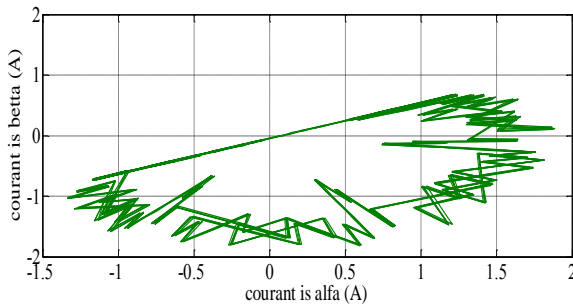


Fig. (5.17). Analyse de contour de Park (avec défaut K_B)

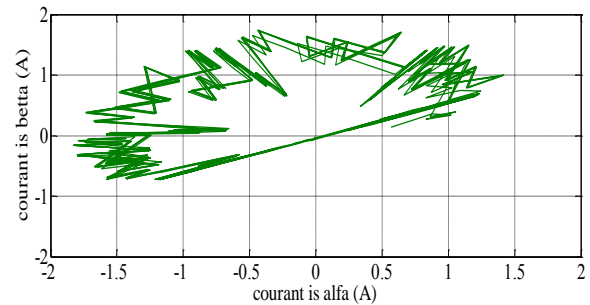


Fig. (5.18). Analyse de contour de Park (avec défaut K'_B)

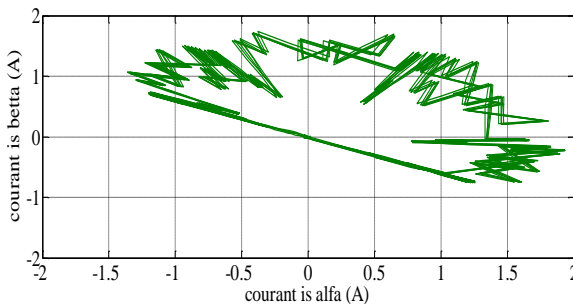


Fig. (5.19). Analyse de contour de Park (avec défaut K_C)

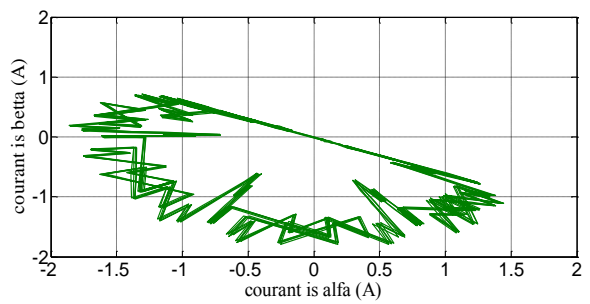


Fig. (5.20). Analyse de contour de Park (avec défaut K'_C)

L'effet du dysfonctionnement sur la déviation du contour du Park. Dans le cas d'ouverture de K_A (figure (5.15)), le contour se déplace dans la direction $(-\alpha)$, par contre pour le cas d'un défaut d'ouverture de K_A' (figure (5.16)), le contour se déplace dans la direction $(+\alpha)$.

De même, si c'est K_B ouvert, en faisant une rotation de 30° pour retrouver la position du contour du vecteur courant (figure (5.17)), Le sens opposé présente la déviation du reste de la demi période du contour de Park pour le cas d'un défaut de K_B' (figure (5.8)).

Pour le dernier bras, en faisant une rotation de 120° pour localiser les deux derniers interrupteurs défectueux K_C et K_C' (figures (5.19) et (5.20)). Donc, l'analyse par contour du Park (méthode de la pente) constitue un bon moyen de diagnostic et détection de défaut dans le convertisseur.

5.5 DIAGNOSTIC DU DEFAUT DANS LE CAPTEUR DE COURANT

Plusieurs défauts peuvent affectée les capteurs du courant, dans [14], différent types de défauts affectes les capteurs de vitesse, de courant sont étudiés séparément, Dans cette section, on s'intéresse à l'étude de trois types de défauts (*Offset – Gain – Bruit*) affectes le capteur de courant après l'activation en même temps, et on observe son influence sur les performances de la commande et comment on pourrait les détecter. On a considéré que tous les défauts sont affectée le capteur du courant de la deuxième phase statorique I_{sb} , et pour la détection, on doit disposer les capteurs des deux autres phases.

5.5.1 DIFFERENT TYPES DE DEFAUTS

5.5.1.1 DEFAUT D'OFFSET

Ce défaut est causée quand l'erreur d'offset dépasse un point toléré, ce qui est du à l'imprécision. Lorsqu'on on bascule vers le capteur défaillant, le courant réel dans la phase est influencé de telle sorte qu'il se comporte contrairement au courant mesuré par le capteur, et son relation peut être exprimé par :

$$\begin{cases} I_{sbcp} = I_{sbre(avant\ defect)} + \delta_{offset} = I_{sb} + \delta_{offset} \\ I_{sbre(apres\ defect)} = I_{sbre(avant\ defect)} - \delta_{offset} \end{cases} \quad (5.12)$$

Tel que :

I_{sbcp} : Courant mesuré par le capteur

I_{sbre} : Courant réel dans la phase

δ_{offset} : Nombre réel ($\delta \in \mathbb{R}$)

5.5.1.2 DEFAUT DE GAIN

Ce défaut apparait, si la sensibilité du capteur au mesurande diminue à un point où il ne détecte pas les faibles courants, par exemple dans les capteurs à effet Hall la capacité de mesure des courants élevés décroît à cause de la saturation du circuit magnétique. Cela signifie qu'il y a un coefficient constant entre le courant réel et le courant mesuré par le capteur. Ce coefficient est souvent inférieur à 1 puisque la valeur donnée par le capteur ne peut pas dépasser la grandeur réelle qui la crée.

L'équation caractérisé ce type de défaut est :

$$I_{sbDef} = \alpha \cdot I_{sb} \quad (5.13)$$

Avec :

α : Nombre réel ($\delta \in \mathfrak{R}$), représente le Gain de mesure.

5.5.2.3 DEFAUT DE BRUIT

Ce défaut apparait, lors duquel la mesure affectée par des bruits, ce défaut est lié essentiellement robustesse du capteur, et son équation peut être exprimé comme suit :

$$I_{sbDef} = I_{sb} + W_{bruit} \quad (5.14)$$

Tel que :

W_{bruit} : Bruits de mesure

5.5.2 EFFET DE DEFAUTS DE CAPTEUR DU COURANT SUR LA COMMANDE

Si le capteur de courant est affecté par ces trois types de défauts, le courant I_{sb} devient I_{sbDef} , son équation caractéristique est :

$$I_{sbDef} = \alpha \cdot I_{sb} + \delta_{offset} + W_{bruit} \quad (5.15)$$

Ou :

$$I_{sb} = I_s \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.16)$$

Après le développement (5.17), devient :

$$I_{sbDef} = I_{sb} + \alpha' \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \delta_{offset} + W_{bruit}$$

Avec :

$$\alpha' = (\alpha - 1) \cdot I_s$$

Donc le système triphasé est changé et devenu :

$$\begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sbDef} \\ I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} + \alpha' \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \delta_{offset} + W_{bruit} \\ I_{sa} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Lorsqu'on effectue la transformation au repère lié au champ tournant, La transformation de Clarke devient :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sa} \end{bmatrix} + [F] \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha' \cdot \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \delta_{offset} + W_{bruit} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$\text{Où : } P(\theta_s) : \text{Matrice de Park, et : } [F] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ 0 & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Les termes $\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)$, $-\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)$ et $\alpha' \cdot \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)$ sont tous oscillatoires, ce qui fait que les courants I_{sd} et I_{sq} deviennent après le défaut un peu plus oscillant, et de même pour les flux rotoriques, le couple électromagnétique et la vitesse. En plus, à cause de la réduction de l'amplitude du courant I_{sb} , l'amplitude des courants I_{sd} et I_{sq} aussi diminue légèrement.

5.5.3 SIMULATION & VALIDATION EXPERIMENTAL

Afin de vérifier le développement au dessus, deux aspects ont été effectués, simulation et expérimental. On injecte en même temps les trois types de défauts de mesure sur la valeur de la grandeur pour afficher la défaillance du capteur, puis on observe son effet sur le fonctionnement du système.

Résultats de Simulation: La commande considérée dans cette étude est la commande vectorielle indirecte et pour tous les cas de simulation, le profil du couple de charge et de l'activation du défaut est donné sur la figure (5.21), où l'on applique un couple de charge de 3Nm entre les deux instants (t=4s et t=6s) et on active les défauts à t=7s.

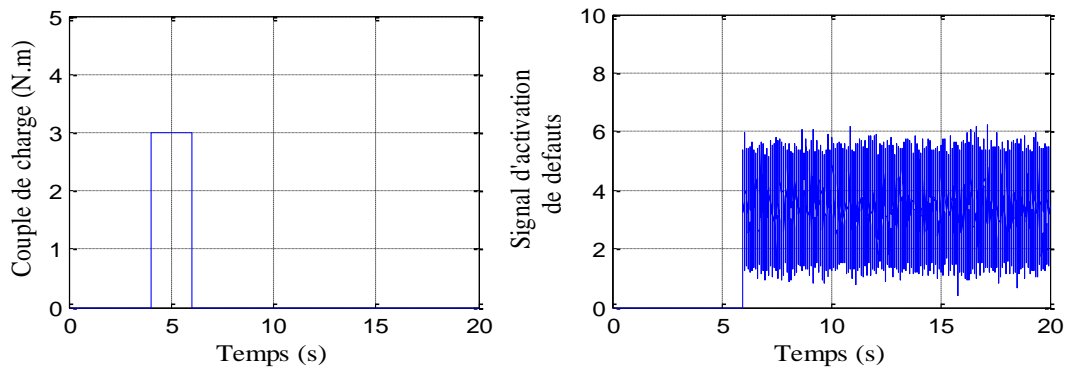


Fig. (5.21) Profils couple de charge et activation de défauts

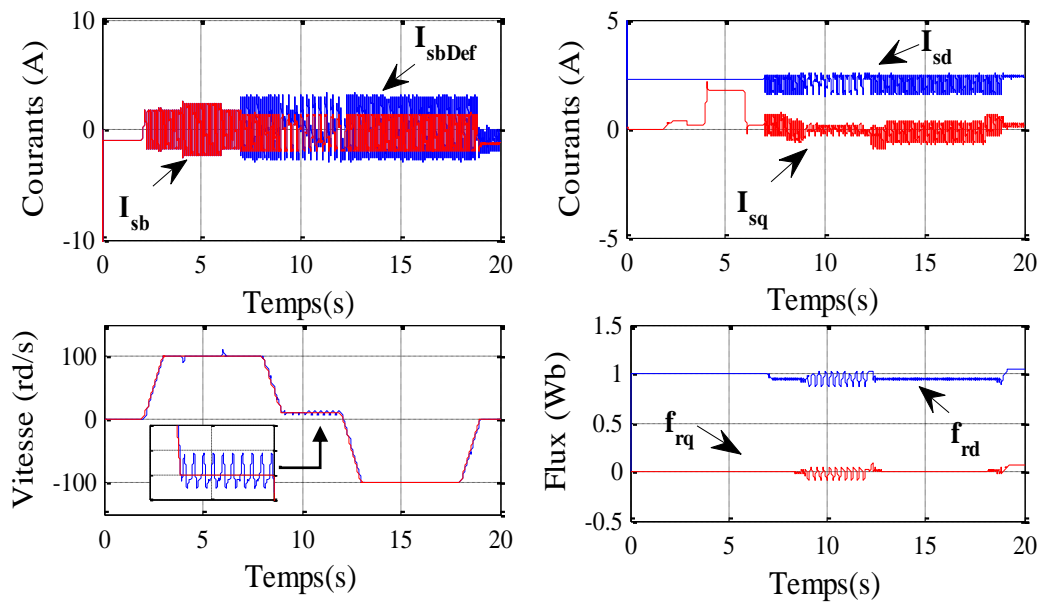


Fig. (5.22). Evolution d'états de la machine avant et après : L'application du couple de charge et l'activation de défauts

Résultats Expérimentaux: Pour valider notre étude, les essais expérimentaux sur la machine de 1.5kW seront définis: La machine asynchrone est entraînée à vide à la vitesse de 100 rd/s, voir Fig. (5. 23), après 5s une charge de (5Nm) est appliquée, à la même instant, on a activé les trois types de défauts les. Alors après 2.5 s, aux mêmes conditions, la vitesse est diminuée à 10 rd/s, puis à -100rd/s à l'instant 12.5s.

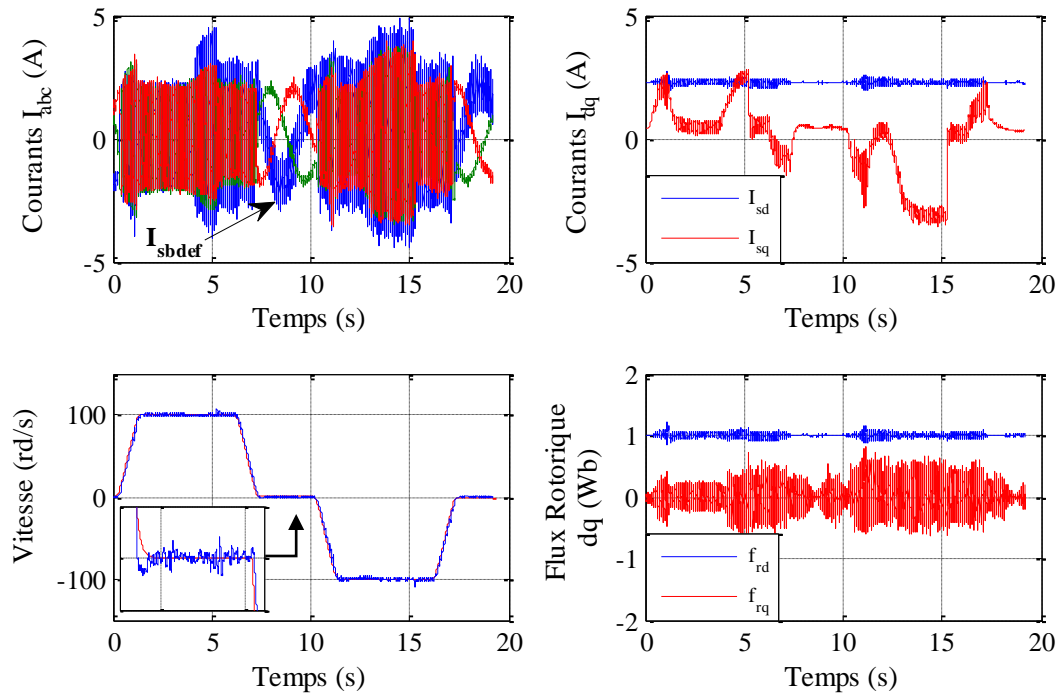


Fig. (5.23) Evolution d'états de la machine avant et après : L'application du couple de charge et l'activation de défauts

Interprétation des résultats: La figure (5.22) présente la réponse des grandeurs de système étudié selon les profils désiré, en commençant toujours par les grandeurs électriques et magnétiques qui sont les courants statoriques et les flux rotoriques dans le repère synchrone, ensuite la grandeur électromécanique qui est la vitesse de rotation. On constate, Lorsqu'on bascule vers le capteur défaillant, le courant de phase (I_{sb}) réagit contrairement à ce que le capteur donne comme mesure, en d'autres termes, l'amplitude du courant réel augmente lorsque sa valeur mesurée par le capteur diminue, à cause de ça les courant I_{sd} et I_{sq} sont devenus un peu plus oscillants après le défaut. Les flux rotoriques subissent aussi le même effet car ils sont liés au courants statoriques. En conséquence on remarque des ondulations sur la courbe de la vitesse. Il s'avère que les essais expérimentaux confirment en grande partie étudié.

5.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait le diagnostic par deux aspects simulation et expérimental de des défauts des différents étages de système étudié (machine asynchrone, onduleur et capteur courant).

En premier lieu, Nous avons présenté une approche pour modéliser les défauts statoriques qui sont les plus nuisibles et les plus fréquemment rencontrés (court-circuit de spires) pour le diagnostic. Les deux premières méthodes (le vecteur de Park, l'analyse spectrale) qu'elles sont

basées sur le courant statorique accessible et mesurable à l'extérieur de la machine montrent la signature de chaque type de défaut, la troisième méthode basée sur la nouvelle approche MRAS pour estimer le défaut en temps réelle, celle dernière, illustre des bonnes performances par rapport à la méthode classique. Les différents résultats obtenus en expérimental sont en concordances avec ceux de la simulation. **En second**, pour la détection du défaut de l'ouverture des transistors, (en utilisant la carte dSPACE1103) nous sommes basés sur l'analyse des composantes directe et en quadratique de Park des courants de phases statoriques dans le référentiel « alfa, bêta ». Cette méthode est estimée comme un outil efficace pour le diagnostic et la localisation de défaut des semi conducteurs défectueux. **Finalement**, Concernant, le capteur courant, nous avons introduit de trois défauts, et on observe ces influences sur le système de commande.

On n'a pas étudié les défauts dans le capteur de tension car c'est un élément de base dans la commande, s'il est endommagé, la détection des défauts des autres capteurs sera très difficile, et ainsi que l'estimation de certaines grandeurs. Il est préférable de choisir des capteurs d'une architecture différente pour éviter d'avoir le même défaut dans des capteurs ayant la même tâche.

On conclut depuis ce chapitre que les défauts des capteurs dans une commande ont un effet indéniable, et ça peut engendrer la perte de la bonne performance. C'est pourquoi il doit y avoir une stratégie d'isolation des capteurs défectueux après la détection pour garder le bon fonctionnement du système, et aussi pour ne pas altérer la partie opérative.

5.7 BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. R. Schoen, T. G. Habetler, "Effects of Time-Varying Loads on Rotor Faults Detection in Induction Machines", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol 31, n°4, July/August, 1995, pp 900-906.
- [2] M. G. Joksimovic, J. Penman and N. Art hur, "The detection of inter-turn short circuits in the stator winding of operating motors,» IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, October 2000, pp. 1078-1084.
- [3] A. Ghoggal, " Diagnostic de la machine asynchrone triphasée: modèle dédié à la détection des défauts, " Thèse de Magistère, Université de Batna, Algérie, May 2005.
- [4] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers,» Conf. Rec. IEEE IAS Annu, Meeting, pp. 493-499, 1989.

- [5] V.Vasic, S.N.Vukosavic, and E.Levi, "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 18, no. 4, pp. 476–483, 2003.
- [6] M. Tsuji, S. Chen, K. Izumi, and E. Yamada, "A sensorless vector control system for induction motors using q-axis flux with stator resistance identification," *IEEE Trans Ind. Electron.*, vol. 48, pp. 185–194, Feb.2001.
- [7] K. Akatsu and A. Kawamura, "Sensorless very low-speed and zero- speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, pp. 764–771, May/June 2000.
- [8] V. Vasic and S. Vukosavic "Robust MRAS-based algorithm for stator resistance and rotor speed identification," *IEEE Power Engineering Review*, November 2001.
- [9] R. Pena, R.Cardenas, J. Proboste, G. Asher and J. Clare " Sensorless control of a slip ring generator based on rotor current MRAS observer ", *IEEE, 36th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Recife, Brazil, June 12-16, 2005, ,pp. 2508-2513.
- [10] D. Vukadinovic, M. Basic and L. Kulisic " Stator resistance identification based on Neural and Fuzzy Logic principles in an induction motor drive, " *Journal of Neurocomputing, ELSEVIER*, Vol. 73, 2010, pp 602-612.
- [11] T. Bahi, M. Fezzari, G. Baraket, N. Debbache, «Localization of faulty in a three phase inverter » *Asian journal of information technology* 4 (11) :1068-1073,2005.
- [12] B. cui , « Simulation of inverter with switch open faults based on switching function ». *Proceeding of the IEEE international conference on automation and logistics, china, august 2007.*
- [13] T. Bensliman, C. Boukhmis « A new diagnostic method of faulty transistor in a three phase inverter » *Journal of electrical and electronics engineering*, Istanbul 2006.
- [14] R.B. Sepe, Jr., C.Morrison, J.M.Miller , « Fault tolerant operation of induction motor drives with automatic controller reconfiguration», *Electric Machines and Drives Conference, IEEE International , 2001. IEMDC 2001.*

CHAPITRE 6
CONCLUSION GENERALE

- 6.1 PROBLEMATIQUE ET SOLUTIONS
- 6.2 PERSPECTIVES

CHAPITRE 6

CONCLUSION GENERALE

6.1 PROBLEMATIQUE ET SOLUTIONS

Par ses caractéristiques traditionnelles, telles que robustesse, coût et utilisation large, font de nos jours de la machine à induction l'élément essentiel et critique dans la plus part des motorisations industrielles. Les exigences de la continuité de service vont dans le sens que l'on doit avoir continuellement une information sur l'état de fonctionnalité de la machine (états et paramètres) et notamment sur la manière avec laquelle sa commande est assujettie à répondre suite à une défaillance naissante. Dans une boucle de commande les défauts peuvent être dans la machine électrique, le convertisseur de puissance, les capteurs ou dans la commande.

Dans ce contexte, le présent travail est une petite contribution théorique et expérimentale dans le domaine de diagnostic et surveillance des défauts des systèmes à vitesse variable à base des machines asynchrones à cage d'écureuil, aussi bien en boucle ouvert que dans une chaîne de commande. Pour se faire, nous avons opté pour une approche basée sur la signature de grandeurs externes (couple, courant,...).

La première tâche de notre travail a été l'implantation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à flux orienté sur la dSPACE1103 du Laboratoire LSPIE Batna et sur dSPACE1104 du laboratoire LTI Soissons.

En suite, pour assurer un bon fonctionnement et la continuité de service en cas de défaillance du capteur de vitesse, une solution a été proposée par une nouvelle approche. Elle consiste à l'utilisation de la commande vectorielle sans capteur basée sur la MRAS. Cette approche à été validé sur dSPACE DS1104.

Afin de détecter les court-circuits entre les spires des enroulements de chaque phase du stator une autre nouvelle méthode à été proposé. Elle est basée aussi sur la MRAS pour un modèle triphasé.

En boucle ouverte, la détection des défauts statorique et ceux du convertisseur de puissance ont été abordé par deux outils :

- L'analyse spectrale du courant statorique.
- La deuxième approche basée sur le tracé des vecteurs de Park des courants.

Au terme de ce travail nous pouvons affirmer qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteinte.

6.2 PERSPECTIVES

Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, prometteurs pour le développement de ce vaste domaine:

1. La proposition d'un modèle détaillé des court-circuit entre spires des l'enroulements statorique.
2. Commande robuste sans capteur de vitesse en présence de défauts statorique.
3. Reconfigurations des commandes en cas de défauts.
4. Etude des défauts mixte du convertisseur et des court-circuit entre spires du stator.

Annexe 1

Transformation de Concordia et de Park

2.2.1 TRANSFORMATIONS – REFERENTIELS

a) Transformation de Concordia – référentiel (α, β)

Cette transformations permet de remplacer les équations électriques d'un référentiel triphasé (a, b, c) par ceux d'un référentiel diphasé équivalent (α, β) fixe au stator. L'avantage de ce modèle équivalent par phase est avant tout une simplification de la représentation électrique de la machine. On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = K_T \cdot [C_3] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1})$$

Si l'alimentation est triphasée équilibrée alors $\sum i = 0$ et l'équation (A1.1) permet de vérifier facilement que : $i_0 = (1/\sqrt{3})(i_a + i_b + i_c) = 0$. Le courant donc et le flux s'annulent sur l'axe homopolaire. Dans la suite, nous ne tenons plus compte de cet axe, la transformation triphasée en biphasé devient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_T \cdot [C_{32}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

$$\text{Avec : } K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad C_3 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

x_0 : Composante homopolaire nulle (système triphasé équilibré).

$[C_3]$: Matrice de Concordia avec la composante homopolaire.

L'introduction de K_T mène à $[C_3]^{-1} = [C_3]^T$, ce qui garantit la conservation de la puissance instantanée.

Remarque : le choix d'utiliser la transformation de Concordia plutôt que celle de Clarke revient au fait que la première assure la conservation de la puissance instantanée tant dis que

la deuxième assure la conservation des modules (les amplitudes) ce qui n'est pas approprié pour la commande.

b) Transformation de Park – référentiel (d,q)

Il s'agit d'une transformation des grandeurs alternatives d'un référentiel triphasé (a,b,c) à un référentiel diphasé (d,q) tournant avec le champ statorique. Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues. D'où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3})$$

$$\text{Avec : } [P(\theta_s)] = [R(\theta_s)] [C_3] \quad [R(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Annexe 2

Modèle de la machine dans le repère triphasé

a) Equations électriques dans le référentiel (a,b,c)

Au stator :

Sous la forme complexe compact, on aboutit à :

$$u_{(a,b,c)}^s = [R_s] i_{(a,b,c)}^s + \dot{\Phi}_{(a,b,c)}^s \quad (\text{A2.1})$$

Au rotor :

$$u_{(a,b,c)}^r = [R_r] i_{(a,b,c)}^r + \dot{\Phi}_{(a,b,c)}^r \quad (\text{A2.2})$$

Avec :

$$[R_{s(r)}] = \begin{bmatrix} R_{s(r)} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s(r)} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s(r)} \end{bmatrix}, u_{(a,b,c)}^{s(r)} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \Phi_{(a,b,c)}^{s(r)} = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$

b. Equations magnétiques dans le référentiel (a,b,c)

Au stator :

$$\Phi_{(a,b,c)}^s = [L_s] i_{(a,b,c)}^s + [M_{sr}] i_{(a,b,c)}^r \quad (\text{A2.3})$$

Au rotor :

$$\Phi_{(a,b,c)}^r = [L_r] i_{(a,b,c)}^r + [M_{rs}] i_{(a,b,c)}^s \quad (\text{A2.4})$$

Avec :

$$[L_{s(r)}] = \begin{bmatrix} L_{s(r)} & M_{s(r)} & M_{s(r)} \\ M_{s(r)} & L_{s(r)} & M_{s(r)} \\ M_{s(r)} & M_{s(r)} & L_{s(r)} \end{bmatrix}, [M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

^{(s), (r)} : indices exposants indiquant le référentiel de mesure propre à chaque armature

s → stator ; r → rotor.

(+) Ou (−) selon le sens de rotation conventionné des phases.

c. Equations mécanique dans le référentiel (a, b, c)

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'expriment comme suit

$$\begin{cases} C_e = n_p \frac{M}{L_r} (\Phi_{(a,b,c)}^r \times i_{(a,b,c)}^s) = -n_p M (i_{(a,b,c)}^r \times i_{(a,b,c)}^s) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \end{cases} \quad (\text{A2.5})$$

Annexe 3

Modélisation de l'onduleur

a. Convertisseur

Pour élaborer la tension triphasée du moteur, on fait appel au convertisseur statique délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380v-50Hz. Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diode (éventuellement à thyristors contrôlés), d'un filtre et d'un onduleur de tension constitué de transistors de type IGBT comportant trois bras indépendants (Fig. (A3.1)). Chaque bras est composé de deux interrupteurs pilotés de façon complémentaires.

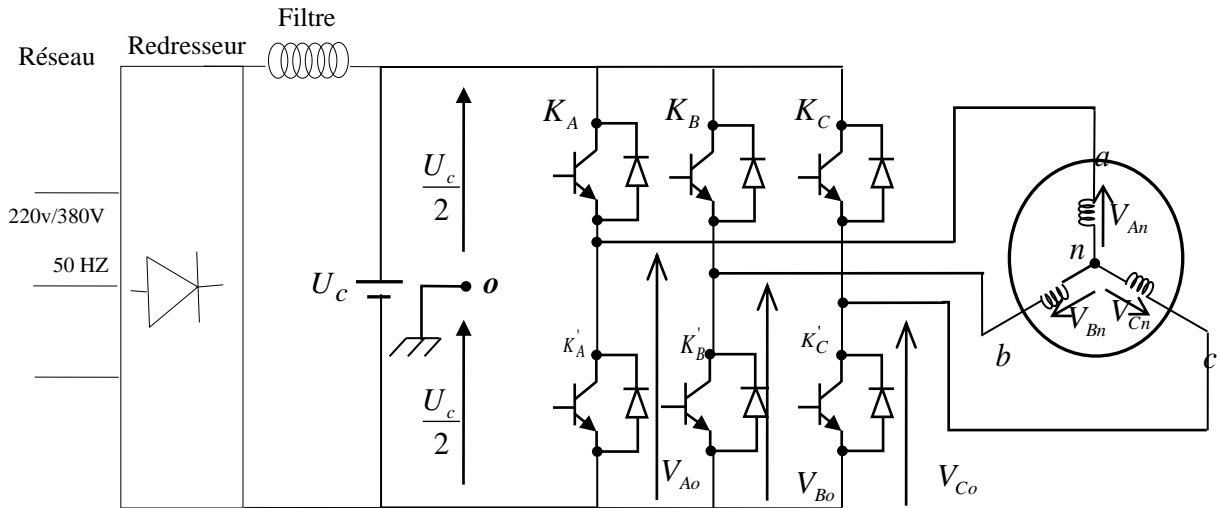


Fig.(A3.1). Alimentation de la machine asynchrone.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C_1, C_2, C_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

Si $C_i = 1$, alors l'interrupteur de haut K_i est fermée et l'interrupteur de bas K'_i est ouvert,

Si $C_i = 0$, alors l'interrupteur de haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K'_i est fermée.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée (V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}) = 0, les tensions phase-neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (\text{A3.1})$$

Les commandes C_i de l'onduleur de tension triphasé sont généralement générées par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à comparer un signal de référence généralement sinusoïdale $V_{ref}(t)$ (modulante), à un signal triangulaire (porteuse) $V_p(t)$ de fréquence supérieure. Le signal de commande C_i est égal à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse, et égal à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. La figure (A3.1) illustre ce principe de commande.

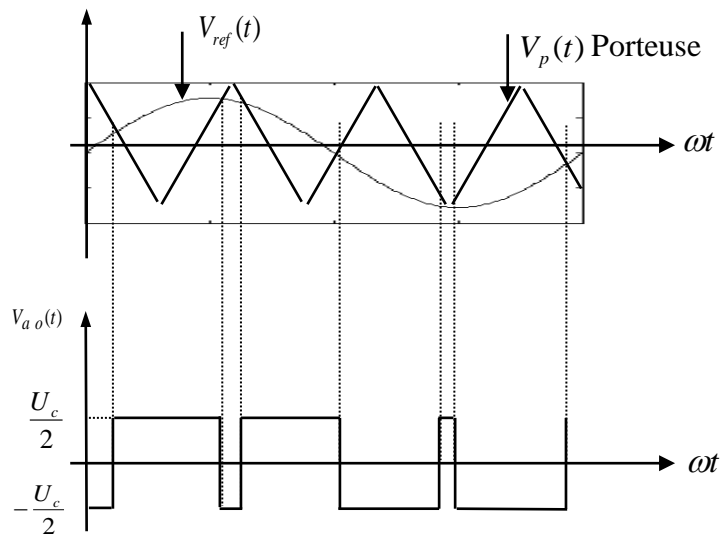


Fig. (A3.2): Principe de la commande MLI

Deux paramètres caractérisent cette stratégie de commande :

- Le coefficient de modulation m : rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence.
- Le coefficient de réglage de la tension r : rapport de l'amplitude de référence avec celle de la porteuse.

Annexe 4

1. Données de la machine à induction (MAS) (laboratoire LTI- Cuffies France)

Valeurs nominales : 1.5 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m ;

Paramètres:

R_s (Résistance du stator)	=	5.72 Ω
R_r (Résistance du rotor)	=	4.2 Ω
L_s (Inductance d du stator)	=	0.462 H
L_r (Inductance de rotor)	=	0.462 H
M (Inductance mutuelle)	=	0.4402 H

Constantes mécaniques:

J (Inertie du rotor)	=	0.0049 kg.m ²
f (Coefficient de frottement)	=	0.003 Nm.s/rd.

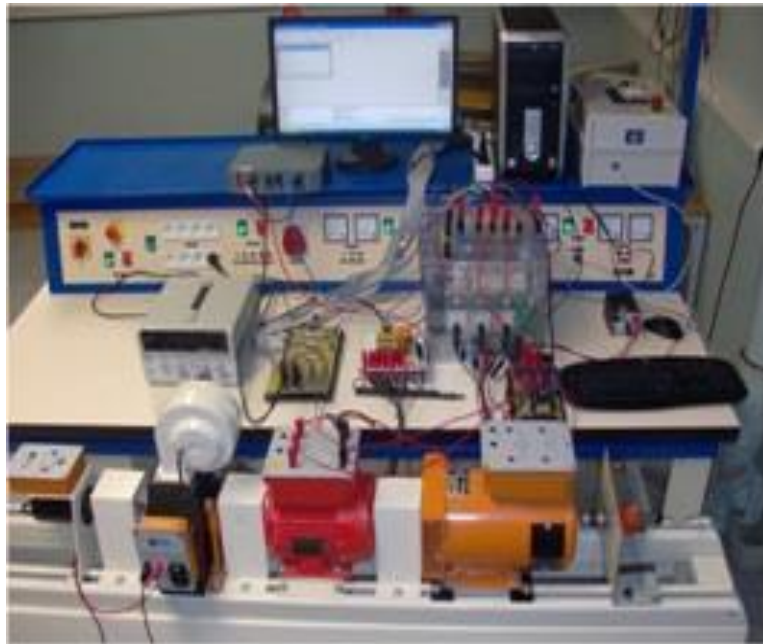


Fig. (A4.1). Photo de la Machine à induction Laboratoire LTI- Cuffies, France.

2. Données de la Deuxième machine à induction (MAS) (laboratoire LSPIE- Batna, Algérie)

Valeurs nominales : 0.9 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 4.9/2.8 A ; Cos ϕ : 0.84 ; 1400 tr/min ;

Paramètres:

R_s (Résistance du stator)	=	12.75 Ω
R_r (Résistance du rotor)	=	5.1498 Ω
L_s (Inductance du stator)	=	0.4991 H
L_r (Inductance de rotor)	=	0.4331 H
M (Inductance mutuelle)	=	0.4331 H

Constantes mécaniques:

J (Inertie de rotor)	=	0.0035 kg.m ²
f (Coefficient de frottement)	=	0.001 Nm.s/rd.

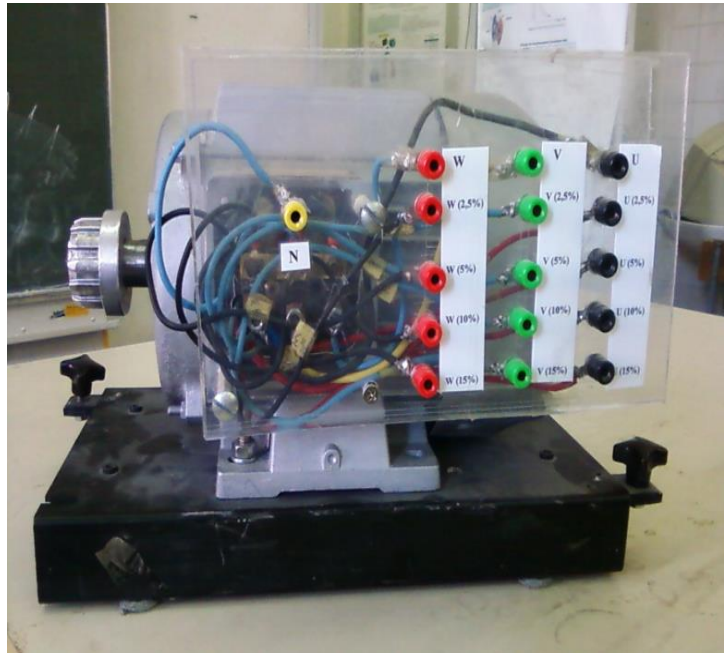


Fig. (A4.2) Photo de la Machine à induction Laboratoire LSPIE- Batna, Algérie.