



Année : 2016

Faculté des Sciences de l'Ingénierat
Département d'Electrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de *DOCTORAT en Sciences*

Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic

Option :

Commande Electrique

Par

BERREZZEK Farid

Devant le Jury

Président:	SAAD Salah	Pr,	Université Badji Mokhtar Annaba
Directeur de Thèse:	BENSAKER Bachir	Pr,	Université Badji Mokhtar Annaba
Co-Directeur :	OMEIRI Amar	Pr,	Université Badji Mokhtar Annaba
Examineurs :	MOUSSAOUI Abdelkrim	Pr,	Université 8 Mai 45 Guelma
	KHELIL Khaled	Pr,	Université MCM Souk Ahras
	TOUFOUTI Riad	MCA,	Université MCM Souk Ahras

ملخص

المحرك غير المتزامن هو الخيار لعدة تطبيقات صناعية، إذ أعطى لها ثقة وامتانة في بنيتها، كما أن هذا المحرك يتطلب صيانة أقل وتكلفته منخفضة. ومع ذلك ، فإن المحرك غير المتزامن هو نظام معقد غير خطي وغير ثابت. وهذا يطرح العديد من المشاكل للتحكم والمراقبة. كما أن إستراتيجية التحكم غير الخطي غير كافية لحل هذه المشاكل. هذا هو السبب في أنه من الضروري استخدام تقنيات غير خطية لتحسين أداء أنظمة التحكم. من ناحية أخرى، فإن متغيرات المحرك غير المتزامن ليست كلها قابلة للقياس، فمن الضروري استعمال مراقب الدولة لحل هذه المشكلة، وبالتالي خفض التكلفة وإزاحة التركيب المعقد .

الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو تجميع التحكم غير الخطي و المراقب غير الخطي لإكمال النظام دون استعمال المراقب الميكانيكي للمحرك غير المتزامن. من أجل ذلك ، اقترحنا التحكم غير الخطي والمراقب غير الخطي مع أهداف محددة هي: تحسين مراقبة التتبع، ضمان الاستقرار و رفض الاضطراب. في الجزء الثاني من هذا العمل، اقترحنا معيار الدائرة في تطوير مراقب الدولة غير الخطي في حل مشكلة النظام، دون استعمال المراقب الميكانيكي للمحرك غير المتزامن .

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن ، التحكم غير الخطي ، المراقب غير الخطي ، معيار الدائرة

Résumé

Le moteur asynchrone est le choix par excellence pour plusieurs applications industrielles vu sa fiabilité, robustesse, entretien moins fréquent et faible coût. Cependant, la machine asynchrone est un système complexe non linéaire et non stationnaire. Ceci pose beaucoup de problèmes pour sa commande et sa surveillance. Les approches de commande linéaires restent insuffisantes pour résoudre ces problèmes. C'est pourquoi il est indispensable de recourir aux techniques non linéaires permettant d'améliorer les performances des systèmes de commande de la machine. D'autre part, les variables d'état de la machine asynchrone ne sont pas toutes mesurables, il est donc nécessaire de synthétiser un observateur d'état pour résoudre ce problème, ce qui permet de réduire le coût et la complexité de l'installation par diminution du nombre de capteurs nécessaires à la prise des mesures. L'objectif principal de cette thèse consiste à synthétiser une loi de commande non linéaire associée à un observateur non linéaire pour réaliser la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone. Pour la commande, nous avons proposé la commande par linéarisation entrée sortie avec objectifs : améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbation. Dans la deuxième partie de ce travail, nous proposons l'application du critère du cercle pour l'élaboration d'un observateur d'état non linéaire pour résoudre le problème de la commande sans capteur mécanique. Des simulations numériques sur Matlab ont été implantées pour montrer la validité des algorithmes proposés.

Mots-clés : *Moteur asynchrone, Commande vectorielle (FOC), Commande non linéaire, Commande par linéarisation entrée sortie, commande par platitude, Observateur non linéaire, Critère de cercle.*

Abstract

Asynchronous motor is the main choice for many industrial applications. This is due to its low cost, high reliability, robustness and less maintenance requirements. However, the asynchronous machine is a nonlinear and non-stationary system. This entails many problems for the system machine control, condition monitoring and fault diagnosis. Linear control approaches are still insufficient to solve these problems. To achieve the goal of control and fault diagnosis of asynchronous motor as a nonlinear system, nonlinear techniques are necessary to improve the performance of the machine. On the other hand, only a few state variables of the asynchronous machine are available for on-line measurements, so it is necessary to design a state observer to solve this problem, and therefore reduce the cost and complexity of the installation by using a minimum number of sensors.

The main objective of this thesis is to synthesize a non-linear control law associated with a nonlinear state observer to achieve sensorless control of the considered induction motor. In the first part of this thesis, we propose an input-output linearization based control with the following objectives: improving the trajectories tracking, stability and robustness. In the second part, we propose the application of the circle criterion to design a nonlinear state observer to avoid the problem of mechanical sensor. Numerical simulations on Matlab software are implemented to show the validity of the proposed algorithms for nonlinear sensorless control of the considered induction motor system.

Key-words: *Induction motor, Field oriented control (FOC), Nonlinear control, Input-output linearization technique, Flatness based control, Nonlinear observer, Circle criterion.*

Dédicaces

A mes parents
A ma femme et mes enfants
A ma grande famille
A tous je dédie cette thèse.

Remerciements

Je remercie tous ceux qui m'ont aidé à élaborer ce travail.

*Mes remerciements vont à mon encadreur, Monsieur **Bensaker Bachir** , Pr. à L'université d'Annaba, pour son aide, ses conseils et son soutien.*

*Je remercie aussi, mon Co-encadreur, Monsieur **Omeiri Amar** , Pr. à L'université d'Annaba pour son soutien tout au long de ce travail.*

Je tiens également à remercier :

*Monsieur : **Saad Salah** Pr. à l'université d'Annaba, qui m'a fait l'honneur de présider le jury,*

J'exprime également mes remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail de thèse :

*-Monsieur :**Moussaoui Abdelkrim** Pr. à l'université de 08 Mai 45- Guelma*

*-Monsieur :**Khelil Khaled** Pr. à l'université de Souk Ahras*

*-Monsieur :**Toufouti Riad** maitre de conférence classe A à l'université de Souk Ahras*

Mes remerciements vont aussi à tous mes collègues et mes amis, pour leurs encouragements tout au long de ce travail.

Liste des figures

N°	Titre de la figure	page
Figure.1.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	06
Figure.1.2	La transformée de Park.	09
Figure. 1.3	Onduleur triphasé à deux niveaux alimentant une charge triphasée	24
Figure.1.4	Modèle Simulink de la commande MLI Sinusoïdale triangulaire	26
Figure.1.5	Principe de la modulation sinus triangle	27
Figure 2.1	Schéma classique de la commande scalaire indirecte	31
Figure 2.2	Structure de la commande vectorielle	32
Figure 2.3	Principe d'orientation du flux rotorique par la commande vectorielle	32
Figure 2.4	Structure de la commande directe de couple	34
Figure.2.5	Structure de la commande non-linéaire (linéarisation entrée-sortie)	36
Figure.2.6	Schéma fonctionnel d'un observateur	43
Figure.2.7	Principe de l'observateur de Luenberger	44
Figure.3.1	Spectre de vibration d'une machine défaillante	57
Figure.3.2	Exemple de représentation des décharges partielles	57
Figure 3.3	Principe du vecteur étendu de Park	61
Figure.3.4	Principe général du diagnostic à base de modèles	62
Figure. 3.5	Principe de l'approche par estimation paramétrique	63
Figure.3.6	Principe du diagnostic des machines électriques à base d'observateurs	65
Fig. 4.1a	Courants statorique i_{ds} et i_{qs} , Fig. 4.1b : Flux rotorique F_{dr} et F_{qr}	68
Fig. 4.1c	Courants statorique i_{as} , Fig. 4.1d : Effet zoom du courant i_{as}	68
Fig. 4.1g	Caractéristique mécanique de la machine asynchrone	69
Fig. 4.2a	Courants statorique (α, β) (CN)	70
Fig. 4.2b	Flux rotorique (α, β)	70
Fig. 4.2c - d	Courants statorique i_{as} et Effet zoom du courant	70
Fig. 4.2g	Caractéristique mécanique de la machine asynchrone utilisée dans la CN	71
ig.4.3	Structure d'une MLI sinus-triangle	72
Fig .4.4	Représentation de la MLI et des tensions de l'onduleur	73
Fig.4.5	Spectre d'harmonique de la tension V_{an} pour la modulation sinusoïdale	74
Fig.4.6	Schéma de simulation de l'association onduleur MLI-MAS utilisé dans l'IFOC	75
Fig. 4.7.a -b	Courants statorique i_{ds} et i_{qs} - Flux rotorique F_{dr} et F_{qr}	75
Fig.4.7c -d	Couple électromagnétique, - Vitesse de rotation	76

Fig.4.7e -f	Courant statorique ias - Effet zoom du courant ias	76
Fig.4.8	Schéma de simulation de l'association onduleur MLI-MAS utilisé dans la CN	76
Fig. 4.9a-b	Courants statorique (α, β) - Flux rotorique (α, β)	77
Fig. 4.9c-d	Couple électromagnétique - Vitesse de rotation	78
Fig. 4.9 e-f	Courants statorique ias - Effet zoom du courants statorique ias	78
Fig. 4.10	Le schéma sous Simulink de la commande vectorielle indirecte	79
Fig. 4.11a-b	Courants statorique ids et iqs - Flux rotorique Fdr et Fqr	80
Fig. 4.11c-d	Courants statorique ias,- Effet zoom du courants statorique ias	80
Fig. 4.11 ^e -f	Vitesse rotorique, -Effet zoom de la vitesse rotorique	80
Fig. 4.11g-h	Couple électromagnétique- Effet zoom du couple	81
Fig. 4.12a-b	Courants statorique ids et iqs- Flux rotorique Fdr et Fqr	81
Fig. 4.12c-d	Courants statorique ias, - Effet zoom du courants statorique ias	81
Fig. 4.12e-f	Vitesse rotorique, - Effet zoom de la vitesse rotorique	82
Fig. 4.12g-h	Couple électromagnétique- Effet zoom du couple	82
Fig. 4.13a-b	Courants statorique ids et iqs - Flux rotorique Fdr et Fqr	82
Fig. 4.13c-d	Courants statorique ias,- Effet zoom du courants statorique ias	83
Fig. 4.13e-f	Vitesse rotorique,- Effet zoom de la vitesse rotorique	83
Fig. 4.13g-h	Couple électromagnétique- Effet zoom du couple	83
Fig. 4.14	Le schéma sous Simulink de la commande non linéaire	88
Fig. 4.15a-b	Courants statoriques ias- effet zoom	88
Fig. 4.15c-d	Norme de flux,-Erreur de flux	89
Fig. 4.15e:	Vitesse rotorique, - Erreur de vitesse	89
Fig. 4.15g-h	Couple électromagnétique- Effet zoom du couple	89
Fig.4.16a-b	Courant statorique ias et son effet Zoom	90
Fig. 4.16c-d	Norme de flux, - Erreur de flux	90
Fig. 4.16 e-f	Vitesse rotorique et son effet Zoom	90
Fig. 4.16g-h	Couple électromagnétique,- Effet zoom du couple	91
Fig. 4.17a-b	Courants statoriques ias, - Effet zoom de courant statorique	91
Fig. 4.17c-d	Norme de flux- Effet zoom de flux	91
Fig.4.17e-f	Vitesse de rotation, - Effet zoom de la vitesse	92
Fig. 4.17g-h	Couple électromagnétique,- Effet zoom du couple	92
Fig. 4.18	Le schéma sous Simulink de la commande non linéaire avec observateur	94
Fig.4.19a-b	Courant statorique ias - Effet zoom du courant ias	95

Fig. 4.19c-d	Norme de flux - Erreur de flux	95
Fig.4.19 e-f	Vitesse rotorique - Erreur de la vitesse rotorique	95
Fig.4.19g-h	Couple électromagnétique, - Effet zoom du couple	96
Fig.4.20a-b	Courant statorique ias- Effet zoom du courant ias	96
Fig. 4. 20c-d	Norme de flux, - Erreur de flux	96
Fig.4. 20 e -f	Vitesse rotorique, - Effet zoom de la vitesse rotorique	97
Fig.4. 20g-h	Couple électromagnétique, -Effet zoom du couple	97
Fig.4.21a	Vecteur etendu de park des courants statoriques (d,q) et des flux	98
Fig.4.21b	Vecteur etendu de park des courants et des flux rotoriques (d,q) avec R_r variable	99

Liste des Symboles

Symbole	Signification	Unité
a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé	
d, q	Variables exprimées dans le repère (d, q) tournant à la vitesse synchrone	
(α, β)	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)	
R_s	Résistance statorique.	Ω
R_r	Résistance rotorique.	Ω
l_s	L'inductance propre d'une phase statorique	H
l_r	L'inductance propre d'une phase rotorique	H
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques	H
J	Moment d'inertie du rotor	Kg.m^2
p	Nombre de paires de pôles	
V_s	La tension statorique	V
φ_s	Le flux du stator (d,q)	wb
φ_r	Le flux du rotor (d,q), (α, β)	wb
θ_s	L'angle entre l'axe direct et l'axe statorique.	
θ_r	L'angle entre l'axe direct et l'axe rotorique.	
θ	L'angle entre l'axe de référence statorique et rotorique.	
Ω	la vitesse mécanique de la machine.	tr/min
ω_s	La pulsation statorique	rad/s
ω_r	La pulsation rotorique	rad/s
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
T_r	La constante de temps rotorique	
T_s	La constante de temps statorique	
C_r	Couple de charge	
A_r	Amplitude de la tension de référence	
A_p	Amplitude de la porteuse	
f_r	Fréquence de la référence	
f_p	fréquence de la porteuse	
MLI	Modulation par largeur d'impulsion	
IFOC	Commande vectorielle indirecte	
DFOC	Commande vectorielle directe	
DTC	Commande directe de couple	
CNL	Commande non linéaire	
e	Erreur d'estimation	
K_p, K_i	Gains du contrôleur PI	
K_{ai} et k_{pi}	Gain du contrôleur de la commande non linéaire	
L_g, L_f	Dérivée de Lie	
LMI	Linear matrix inequality	
L	Matrice de gain d'estimation	
P	matrice de passage de Lyapunov	

Introduction générale	01
------------------------------------	----

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.1	Introduction.....	04
1.2	Présentation de la machine asynchrone.....	05
1.3	Modélisation de la machine asynchrone.....	06
1.4	Modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de PARK...	08
1.5	Modélisation non linéaire pour la commande de la machine asynchrone.....	12
	1.5.1 Modèles de commande linéarisable par retour d'état.....	12
	1.5.2 Modèle de commande utilisant l'équation de Riccati	14
1.6	Modèle non linéaire pour l'observation de l'état de la machine asynchrone..	17
	1.6.1 Modèle non linéaire pour l'observation à grand gain	17
	1.6.2 Modèle non linéaire pour l'observation selon le critère de cercle.....	21
1.7	Modélisation de l'alimentation avec onduleur à MLI.....	22
	1.7.1 Principe de l'onduleur de tension à deux niveaux	22
	1.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.....	23
	1.7.3 Principe de la modulation de largeur d'impulsion	25
1.8	Problèmes de commande et de surveillance.....	26
1.9	Conclusion.....	27

Chapitre 2 : Commande et Observation de la Machine Asynchrone

2.1	Introduction	28
2.2	Stratégies de commande pour la machine asynchrone.....	29
	2.2.1 Contrôle scalaire.....	29
	2.2.2 Commande vectorielle	30
	2.2.3 Commande directe de couple	32
2.3	Commande non linéaire.....	33
	2.3.1 Commande par linéarisation entrées -sorties.....	34
	2.3.2 Commande par platitude.....	38
2.4	Commande par observateur.....	40
	2.4.1 Observateurs pour les systèmes linéaires.....	42
	2.4.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	44
2.5	Synthèse d'observateur non linéaire pour de la machine Asynchrone	45

2.5.1 Synthèse de l'observateur à Grand gain.....	46
2.5.2 Synthèse de l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle.....	49

Chapitre 3: Surveillance de la machine Asynchrone

3.1 Introduction	53
3.2 Surveillance des machines électriques.....	54
3.2.1 Méthodes externes de diagnostic.....	55
3.2.1.1 Analyse vibratoire.....	56
3.2.1.2 Décharges partielles.....	56
3.2.1.3 Réseaux de neurones et reconnaissance des formes.....	57
3.2.1.4 Analyse spectrale et vecteur de Park.....	58
3.2.2 Méthodes internes de diagnostic.....	60
3.2.2.1 Approches par estimation paramétrique.....	62
3.2.2.2 Approche de l'espace de parité.....	63
3.2.2.3 Approche à base d'observateurs	64

Chapitre 4: Simulation numérique

4.1 Introduction.....	66
4.2 Simulation de l'alimentation directe de la machine asynchrone.....	66
4.2.1 Simulation du Modèle de la machine asynchrone pour la Commande IFOC..... ;.....	67
4.2.2 Simulation du Modèle de la machine asynchrone utilisé dans la commande non linéaire	68
4.3 Simulation de l'onduleur à MLI	70
4.4 Simulation de l'association onduleur machine asynchrone.....	74
4.5 Application de la Commande vectorielle indirecte	77
4.6 Application de la commande par linéarisation entrée-sortie sur la machine asynchrone.....	83
4.7 Simulation de la commande non linéaire avec observateur.....	92
4.8 Simulation de la surveillance de la machine asynchrone.....	97
4.9 Conclusion.....	99
Conclusion et perspectives.....	101
Annexe A.....	103
Annexe B.....	104
Annexe C.....	105
Bibliographie.....	108

Introduction générale



Introduction générale

Grâce aux avantages que présente la machine asynchrone par rapport aux autres machines électriques, notamment, la robustesse, l'entretien moins fréquent et un faible coût, elle est de loin la plus utilisée dans les applications industrielles requérant la variation de vitesse. Cependant, la machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Ce qui rend sa commande et sa surveillance compliquée et exige des algorithmes de contrôle complexes. L'utilisation des techniques classiques se trouve souvent limitée à cause des contraintes techniques et /ou économiques dues à l'absence de (emplacement) capteurs ou leur coût très élevé. En effet, dans une application donnée, seul un nombre limité de variables d'état de la machine est mesurable. Par conséquent, il est nécessaire de synthétiser un observateur pour l'estimation des autres variables d'état non mesurables et indispensables à la commande, à la surveillance et au diagnostic.

Les techniques de commande classique, développées jusqu'à maintenant telles que la commande scalaire, la commande directe du couple et la commande vectorielle, restent incapables de résoudre les problèmes posés par les systèmes non linéaires (stabilité, poursuite de trajectoire, variations paramétriques et rejet des perturbations).

Ces dernières décennies, la commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié d'avancées méthodologiques et technologiques très significatives de l'électronique numérique et de puissance combinées aux techniques modernes de l'automatique qui permettent la mise en œuvre des algorithmes de contrôle avancés, notamment les algorithmes non linéaires. Le recours aux méthodes non linéaires devient incontournable. Une grande attention a été donnée à la notion de stabilité au sens de Lyapunov pour le développement d'algorithmes non linéaires de commande et de surveillance stables. L'étude de la stabilité au sens de Lyapunov des systèmes non linéaires reste une technique irremplaçable.

Une revue de la littérature dans ce domaine montre que les chercheurs s'orientent vers le développement des techniques de plus en plus complexes. Parmi les techniques de commande à grande performance assurant un découplage global entre les sorties à commander quels que soient les profils de trajectoires imposées à la

machine, on trouve en premier lieu la commande non linéaire développée par Isidori. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. Le but de cette technique est de transformer le système non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires. Une autre commande robuste apparaît dans les années 70 en URSS grâce aux travaux d'Itkin (1976, 1977). Cette méthode est réputée pour sa robustesse vis à vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. Dans d'autres travaux, les auteurs illustrent une propriété importante des régimes glissants et que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieure, ce qui réduit donc l'ordre du système. Fliess et co-auteurs ont proposé au cours des années 90 une stratégie de commande basée sur la notion de platitude des systèmes. Cette approche est semblable à la technique de linéarisation par retour d'état non linéaire, mais elle exige que l'ensemble des variables du système doivent être exprimées en fonction des sorties choisies qu'on appelle sorties plates. Dans d'autres travaux, des auteurs proposent une stratégie de commande prédictive non linéaire pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires. Pour résoudre le problème d'incertitudes liées aux paramètres du système, des auteurs nous proposent une solution efficace pour corriger ces variations paramétriques, il s'agit de la commande adaptative non linéaire. D'autres techniques de commande ont aussi émergé ces dernières années, notamment la commande passive qui s'appuie une fois de plus sur la notion d'énergie selon le concept de Lyapunov et la commande par « Backstepping » qui construit la loi de commande étape par étape à travers les fonctions de Lyapunov.

Dans l'objectif de résoudre le problème des variables d'état non mesurables, les auteurs s'appuient sur l'utilisation des observateurs d'état. Plusieurs approches ont été illustrées dans la littérature ces dernières décennies. Les travaux de Kalman et Luenberger connus sous le nom, respectivement, de filtre étendu de Kalman et d'observateur non linéaire de Luenberger. On trouve aussi l'approche des observateurs à grands gains, qui s'inspire de l'observateur non linéaire de Luenberger en essayant de dominer les non linéarités du système par une forte valeur de gain, mais cette approche présente un inconvénient majeur qui est l'effet déstabilisant du phénomène de pic.

Dans le cadre de ce travail, nous proposons l'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie impliquant des variables d'état non mesurables. Pour l'estimation de ces variables d'état nous synthétisons un observateur non linéaire selon le critère du cercle pour résoudre le problème de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone comme étant un système non linéaire.

Le principal avantage de cette démarche est la simplicité de mise en œuvre de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie et l'exploitation directe des propriétés des non linéarités du système machine qu'offre la synthèse de l'observateur non linéaire selon le critère du cercle.

Ce travail de thèse est organisé en quatre chapitres :

- le premier chapitre est consacré à la modélisation et à l'élaboration des différents modèles d'état de la machine asynchrone utilisés pour la commande et la surveillance. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons une modélisation de l'onduleur à deux niveaux qui sera utilisée le long de ce travail.
- Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de quelques stratégies de commande ainsi que aux techniques de synthèses d'observateurs pour la machine asynchrone et en particulier les observateurs non linéaires.
- Le chapitre trois est entièrement consacré à la surveillance de la machine asynchrone. Deux principales classes de méthodes sont exposées, la classe des méthodes internes et la classe des méthodes externes.
- Pour terminer, ce travail présente en quatrième chapitre une simulation détaillée du système étudié, en commençant par la machine asynchrone et son système d'alimentation. Par la suite, nous faisons une étude comparative entre deux stratégies de commande choisie dans ce travail, à savoir : la commande vectorielle et la commande par linéarisation entrée/sortie. En fin, une simulation de la commande non linéaire utilisant un observateur d'état non linéaire basé sur le critère de cercle est effectué.

Ce travail s'achève avec une conclusion clôturant les quatre chapitres de cette thèse.

Chapitre 1

Chapitre 1

Chapitre 1: Modélisation de la Machine Asynchrone

1.1 Introduction

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle et grand public ne cesse de croître. La machine asynchrone a de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer : La robustesse, le faible coût, la simple conception, la fiabilité et la facilité d'entretien. Contrairement à la machine à courant continu, elle ne possède pas de collecteur mécanique, ce qui fait d'elle la machine la plus présente dans de nombreux domaines comme la chimie, la médecine et l'aérospatiale.

Cependant, ces nombreux avantages s'accompagnent d'une grande complexité de son modèle mathématique, nécessaire à l'élaboration de ses systèmes de commande et de surveillance. Cette complexité du modèle est liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, aux propriétés des matériaux de construction du stator et du rotor et aussi au non accessibilité de certaines grandeurs d'état de la machine pour des raisons techniques (absence de capteurs) ou pour des raisons économiques (coût très élevé des capteurs).

Grâce aux avancées techniques et technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance, de l'électronique numérique, de l'informatique et de la micro-informatique, ces dernières décennies on a vu l'émergence des techniques non linéaires de l'automatique telles que la commande, la surveillance et le diagnostic qui se basent sur l'utilisation d'un modèle non linéaire de la machine et exploitent les propriétés de ses non linéarités.

Dans ce qui suit, nous allons rappeler le principe de l'élaboration du modèle linéaire, en

imposant certaines hypothèses simplificatrices, pour ensuite aller vers l'élaboration du modèle non linéaire qui représente plus ou moins la réalité complexe de la machine asynchrone.

1.2 Présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone, connue également sous le terme "anglo-saxon" de machine à induction, est constituée des principaux éléments suivants : le stator, le rotor et les organes mécaniques permettant la rotation et le maintien des différents sous ensembles.

Le stator de forme cylindrique représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation. Le rotor est la partie tournante. Il peut prendre plusieurs aspects permettant de distinguer les différents types de machine asynchrone :

- Rotor bobiné, de forme cylindrique portant un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilées sur l'arbre de la machine. Les enroulements bobinés sont généralement identiques à ceux du stator ;
- Rotor à cage d'écureuil, composé de barres métalliques en cuivre, en bronze ou en aluminium formant un cylindre (cage cylindrique) et reliées entre elles à leurs extrémités par des anneaux.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault,etc. L'élaboration d'un modèle linéaire de la machine asynchrone nécessite l'introduction d'hypothèses simplificatrices qui tiennent compte de sa construction, de sa géométrie et de la répartition de ses enroulements. Les hypothèses simplificatrices les plus communément utilisées sont les suivantes [1], [2] :

- Une parfaite symétrie du circuit électrique et magnétique,
- Répartition sinusoïdale des champs magnétiques de chaque bobinage le long de l'entrefer,
- Les pertes ferromagnétiques et les effets de saturation sont également négligeables,
- L'effet de l'encoche et l'effet de peau sont aussi négligeables,
- Les harmoniques d'ordre supérieur du champ magnétique dans le stator et le rotor sont négligeables.

Ces choix signifient entre autres que les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes et il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

L'étude dynamique de la machine asynchrone consiste alors à diviser le système machine en deux sous-systèmes, à savoir un système électromagnétique et un système électromécanique.

1.3. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé

La figure 1.1 représente un schéma très simplifié du fonctionnement la machine asynchrone. On peut distinguer les trois enroulements du stator (grands enroulements) et les trois enroulements du rotor (petits enroulements) qui sont couplés magnétiquement ce qui nous permet d'écrire un système de six équations différentielles à coefficients variables en fonctions périodique du temps.

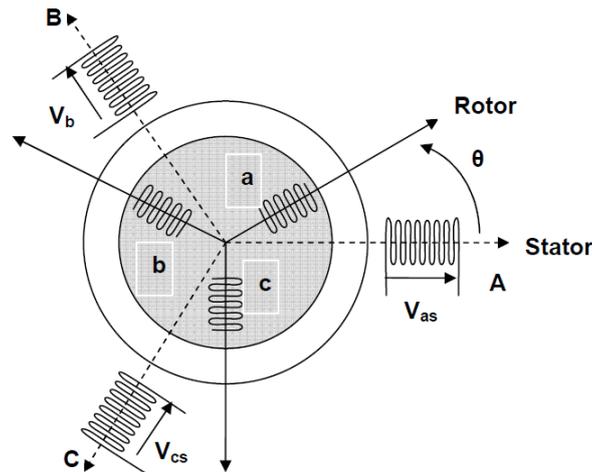


Figure.1.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Dans les conditions des hypothèses simplificatrices précédemment citées nous pouvons établir des équations mathématiques simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine asynchrone comme suit.

En notation matricielle les six équations différentielles peuvent être écrites sous la forme compacte suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (1.2)$$

Où les indices s et r désignent respectivement les grandeurs du stator et du rotor. $[V]$, $[I]$ et $[\varphi]$ désignent respectivement les vecteurs de tensions, de courants et de flux. $[R]$ désigne la matrice de résistance des enroulements. C'est une matrice diagonale de dimension 3.

A ces six équations différentielles il faut ajouter les six relations suivantes qui représentent les liaisons électromagnétiques entre le stator et le rotor.

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{rs}] [I_r] \quad (1.3)$$

$$[\varphi_r] = [M_{sr}] [I_s] + [L_r] [I_r] \quad (1.4)$$

Avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où $[L_s]$ et $[L_r]$ désignent respectivement la matrice des inductances des enroulements du stator et du rotor. l est l'inductance d'un bobinage seul, M_s et M_r sont les inductances mutuelles de couplages entre bobinages respectivement dans le stator et dans le rotor.

En tenant compte de la symétrie des enroulements du stator et du rotor on peut écrire:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Où M est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

En utilisant les relations de liaisons électromagnétiques on peut obtenir les différents modèles mathématiques de la machine asynchrone en fonction des variables d'état choisies. Par exemple le modèle de la machine asynchrone ayant comme variables d'état les courants du stator et les courants du rotor est le suivant [1], [2]:

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_r] [i_{rabc}] \} \end{cases} \quad (1.6)$$

L'équation de mouvement du système est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (1.7)$$

Avec K_f , J , C_e et C_r sont respectivement le coefficient de frottement visqueux, le moment d'inertie de rotor, le couple électromagnétique et le couple de charge.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [2] :

$$[C_e] = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Ce type de modèle est difficile à exploiter car il est non linéaire et à paramètres variables en fonction du temps. De plus l'ordre du modèle déterminé par le nombre de variables d'état de la machine est important. Un modèle réduit peut être obtenu en utilisant la transformation de Concordia ou la transformation de Park.

1.4. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

La transformation de Park a pour objectif de représenter une grandeur vectorielle à trois dimensions (triphase) par une grandeur équivalente, mais à deux dimensions (biphase) seulement. Donc le repère à trois dimensions, dans lequel est représentée cette grandeur, est remplacé par un repère à deux dimensions. De plus, les axes de ce dernier repère sont en quadrature ce qui réduit considérablement le modèle mathématique de la machine. La structure symétrique et équilibrée de la machine asynchrone permet de faciliter le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée équivalente. Selon la position du repère, appelé aussi référentiel, sur la machine on peut définir un repère lié au stator, un repère lié au rotor ou un repère lié au champ tournant. Le choix d'un repère adéquat peut aussi contribuer à la simplification du modèle de la machine. Dans ces conditions, toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques et rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel.

La Figure 1.2 montre le principe de la transformation de Park. Dans cette figure les lettres A, B et C désignent respectivement les axes des trois phases du stator, les lettres a, b et c désignent respectivement les axes des trois phases du rotor et les lettres d et q désignent respectivement les axes direct et en quadrature du repère de Park. θ_s désigne l'angle entre l'axe direct du repère de Park et l'axe statorique de la phase A, θ_r désigne l'angle entre l'axe direct du repère de Park et l'axe rotorique de la phase a et θ désigne l'angle entre les axes de référence statorique et rotorique.

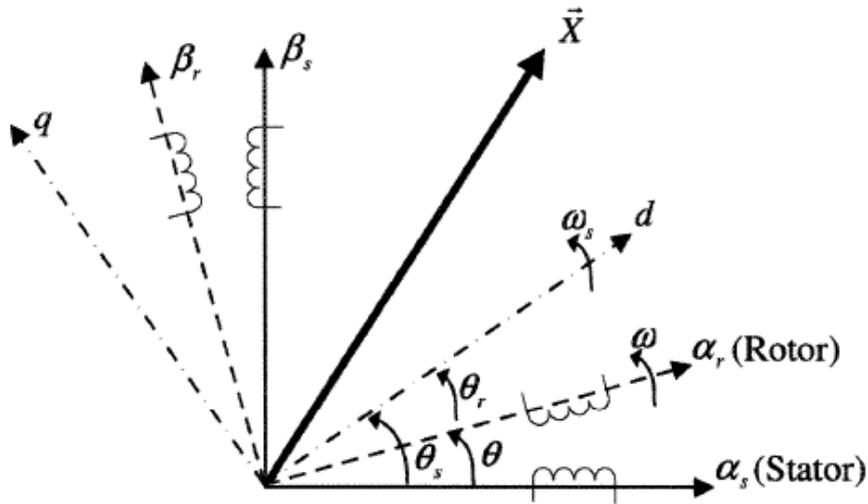


Figure. 1.2 : Principe de la transformation de Park

La relation entre les pulsations caractéristiques de la machine asynchrone s'écrit alors :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \quad (1.9)$$

On pose $\omega = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$. Où Ω est la vitesse mécanique de rotation de la machine et p le nombre de paires de pôles de la machine. Le passage d'un système triphasé au système biphasé de Park est effectué à l'aide de la matrice de passage $P(\theta)$ suivante, appelée matrice de Park [2] :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

La transformation inverse est également donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Un des avantages de la transformation de Park est de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de la vitesse de rotation. La transformation de Park (d, q) peut être également

obtenue à partir des composantes de Concordia (α, β) en faisant une rotation d'un angle ϕ comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} . \quad (1.12)$$

On définit également la transformation inverse par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} . \quad (1.13)$$

On appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone on obtient de modèle dans le repère de Park :

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \quad (1.14)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \quad (1.15)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \quad (1.16)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \quad (1.17)$$

Les relations entre courants, flux statoriques et rotoriques, faisant intervenir les trois inductances cycliques de la machine L_s , L_r et L_m , deviennent alors :

$$\varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} . \quad (1.18)$$

$$\varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} . \quad (1.19)$$

$$\varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} . \quad (1.20)$$

$$\varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} . \quad (1.21)$$

Avec $L_s = l_s - M_s$, $L_m = \frac{3}{2}M$ et $L_r = l_r - M_r$.

Où L_s est l'inductance cyclique statorique, L_r l'inductance cyclique rotorique et L_m l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (1.22)$$

Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone, plusieurs choix pour le positionnement du repère de Park existent, parmi lesquels nous pouvons citer [4]:

- Axes tournants à la vitesse du rotor ($\theta_r = \text{constant}$) : Ici le repère de Park est fixé sur le rotor ce qui permet l'étude des grandeurs statoriques. Dans ces conditions les relations suivantes peuvent être établies :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (1.23)$$

Ce choix du référentiel est utilisé dans les problèmes qui s'intéressent aux régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante en régime permanent.

- Axes liés au stator ($\dot{\theta}_s = 0$): Dans ce cas le repère de Park est fixé au stator, c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone. Il permet d'observer les grandeurs du rotor. Dans ces conditions les relations suivantes peuvent être établies :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (1.24)$$

Ce référentiel est choisi, si on veut étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

- Axes du repère de Park est solidaire du champ tournant : Dans ce cas les relations suivantes peuvent être établies.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (1.25)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Ce choix permet de prendre en considération la pulsation de glissement entre le rotor et le stator et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. La régulation de vitesse de rotation du rotor est une application typique dans ce cas. Le choix d'un type de positionnement du repère de Park dépend généralement des objectifs de l'application considérée [4].

Les modèles linéaires de la machine asynchrone restent inadéquats pour des applications à vitesse variable ou à vitesse proche de zéro car dans ces conditions certaines hypothèses simplificatrices citées précédemment ne sont plus valables. Pour résoudre ces problèmes il est nécessaire de recourir aux techniques de modélisation non linéaire pour se rapprocher du comportement naturel et normal de la machine asynchrone.

1.5. Modélisation non linéaire pour la commande de la machine asynchrone

Selon l'objectif de l'étude et la technique de commande choisie, plusieurs structures de modèles de la machine asynchrone peuvent être élaborées. Le choix d'une structure de modèle repose sur les possibilités de mesures des variables d'état sélectionnées pour décrire le fonctionnement de la machine. Le modèle le plus employé a pour vecteur d'état le courant du stator, le flux du rotor et la vitesse de rotation du rotor. Il sera retenu dans le cadre de ce travail. L'avantage de ce modèle est qu'il représente les deux parties de la machine (stator et rotor) et qu'il exploite les mesures de courant et de tension du stator déjà disponibles dans tout système électromécanique utilisant la machine asynchrone. Différentes structures de modèles pour la commande de la machine asynchrone et l'observation de certaines variables non mesurables seront présentées dans ce qui suit.

1.5.1. Modèles de commande linéarisable par retour d'état

Les équations précédentes montrent que la machine asynchrone est un système multivariable où la sélection des variables d'état pour l'élaboration d'un modèle est un problème de première importance.

Dans le cadre de ce travail, le modèle retenu pour représenter le fonctionnement de la machine asynchrone sera exprimé dans le repère de Park (d, q) lié au champ tournant et puis dans le repère (α, β) lié au stator. L'utilisation de ces modèles est justifiée par le choix des différentes stratégies de commandes.

Dans un repère (d, q) lié au champ tournant, la représentation d'état de la machine asynchrone est donnée par l'équation d'état non linéaire suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (1.26)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\dot{\gamma}_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{rd} + \beta \omega \varphi_{rq} \\ -\omega_s i_{ds} - \dot{\gamma}_{sq} - \beta \omega \varphi_{rd} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\ \alpha(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - k_f \omega - k_l C_r \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Où $\gamma = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right)$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\beta = \frac{1}{L_m} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) = \frac{1}{\sigma} \frac{L_m}{L_s L_r}$, et $\alpha = \frac{p^2 L_m}{J L_r}$, $k_f = \frac{f_r}{J}$,

$k_l = \frac{p}{J}$, $\omega = p\Omega$. Avec $x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \omega]^T$ et $u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$ comme vecteur

d'état et vecteur de commande respectivement.

La non-linéarité du modèle est introduite principalement par le produit de la vitesse angulaire du rotor avec les composantes du flux ainsi que par l'expression du couple électromagnétique. Un modèle beaucoup plus complet prend aussi en considération la variation de la résistance du rotor (stator) et du couple de charge. Ce modèle sera utilisé dans la commande vectorielle indirecte.

Le deuxième modèle de la machine est exprimé dans le repère (α, β) lié au stator. Ce modèle est obtenu en prenant $\omega_s = 0$ dans le modèle (1.27). Dans ces conditions le modèle s'écrit alors :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \quad (1.28)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\dot{\gamma}_{cs} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \beta \omega \varphi_{r\beta} \\ -\dot{\gamma}_{\beta s} - \beta \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{cs} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \alpha(\varphi_{r\alpha} i_{\beta s} - \varphi_{r\beta} i_{cs}) - k_f \omega - k_l C_r \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Avec $x = [i_{cs} \quad i_{\beta s} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega]^T$ et $u = [u_{cs} \quad u_{\beta s}]^T$ comme vecteur d'état et vecteur de commande respectivement.

Ce modèle sera utilisé pour la simulation de la commande non linéaire.

1.5.2 Modèle de commande utilisant l'équation de Riccati

Ce modèle de commande est basé sur la minimisation d'un critère quadratique qui permet de prendre en compte les objectifs de contrôle par des pondérations faisant un compromis entre les performances et l'énergie consommée [12], [42], [88]. La minimisation de ce critère aboutit à la résolution de l'équation de Riccati. Cette méthode a pu surmonter un bon nombre de difficultés et des insuffisances des méthodes existantes, et de fournir des algorithmes de calculs simples qui ont été très efficaces dans une variété d'applications concrètes dans des domaines très divers, notamment dans les systèmes de commande de missiles, d'avions sans pilote, de satellites...etc [12], [94], [95]. Dans ce qui suit nous donnons le principe de cette méthode. Pour cela, considérons le système d'état linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (1.30)$$

Il s'agit alors de rechercher la commande qui minimise le critère quadratique suivant :

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_1} [\mathbf{x}(t)^T \mathbf{Q}\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}(t)^T \mathbf{R}\mathbf{u}(t)] dt \quad (1.31)$$

Où \mathbf{Q} et \mathbf{R} sont des matrices symétriques définies positives prenant en considération les contraintes sur l'état et la commande respectivement.

La minimisation de ce critère par rapport à la commande aboutit à la solution suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^0(t) &= -\mathbf{k}(t)\mathbf{x}(t) \\ \mathbf{k}(t) &= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \mathbf{P}(t) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Où $\mathbf{P}(t)$ est une matrice symétrique définie positive solution de l'équation algébrique de Riccati suivante :

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{Q} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} = 0 \quad (1.33)$$

L'équation du système en boucle fermée avec commande optimale par retour d'état est :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{k}\mathbf{B})\mathbf{x}(t) \quad (1.34)$$

Les relations précédentes demeurent valables dans le cas des systèmes linéaires à paramètres variables. Dans ce cas, les matrices A , B , Q et R dépendent alors du temps.

Dans le cas des systèmes non linéaires, les matrices A , B , Q et R dépendent de l'état de système. Le système non linéaire peut être alors représenté par [12]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(x)x(t) + B(x)u(t) \\ y(t) = C(x)x(t) \end{cases} \quad x(0) = x_0 \quad (1.35)$$

Le critère quadratique dans ce cas est donné par :

$$J(x_0, u(t)) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [x(t)^T Q(x)x(t) + u(t)^T R(x)u(t)] dt \quad (1.36)$$

La commande quadratique s'écrit alors :

$$\begin{aligned} u(x) &= -k(x)x(t) \\ k(x) &= R^{-1}(x)B^T(x)P(x) \end{aligned} \quad (1.37)$$

Dans ce cas $P(x)$ est une solution de l'équation de Riccati dépendante de l'état suivante :

$$P(x)A(x) + A^T(x)P(x) + Q(x) - P(x)B(x)R^{-1}(x)B^T(x)P(x) = 0 \quad (1.38)$$

Il est à noter que dans le cas des systèmes non linéaires, l'équation de Riccati dépend de l'état du système, par conséquent, sa résolution s'effectue d'une manière itérative. Il est aussi à noter que l'équation de Riccati dépendante de l'état du système ne fait pas intervenir la matrice d'observation du système.

Dans le cas de l'application de cette structure de modèle à la machine asynchrone, nous utilisons les équations (1.26)-(1.27) pour élaborer un modèle réduit de la machine asynchrone qui représente sa partie électromécanique seulement. Ce modèle réduit peut être écrit sous la forme non linéaire suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{qr} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_s & \varphi_{dr} \\ \omega_s & -\frac{1}{T_r} & -\varphi_{qr} \\ -\alpha \dot{i}_{ds} & \alpha \dot{i}_{qs} & -k_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{qr} \\ \varphi_{dr} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} i_{qs} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \\ -k_l C_r \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

L'utilisation de ce modèle réduit est justifiée par l'application de la commande linéaire quadratique (LQ). Le modèle (1.39) représente la machine asynchrone comme un système d'ordre trois (modèle réduit). Ce modèle peut être écrit sous la forme compacte suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x, t)x(t) + B(t)u(t) \quad (1.40)$$

Avec $x(t) = [\varphi_{qr}, \varphi_{dr}, \omega]$ et $u(t) = [i_{qs}, i_{ds}, C_r]$

Pour adapter cette forme de modèle à la commande optimale (LQ), on doit tout d'abord linéariser le système d'état. Pour cela, on doit réécrire le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{qr} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = A(t) \begin{bmatrix} \varphi_{qr} \\ \varphi_{dr} \\ \omega \end{bmatrix} + B(t) \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ C_r \end{bmatrix} + h(t) \quad (1.41)$$

Avec :

$$A(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_s + \omega & \varphi_{dr} \\ \omega_s - \omega & -\frac{1}{T_r} & -\varphi_{qr} \\ -\alpha \dot{i}_{ds} & \alpha \dot{i}_{qs} & -k_f \end{bmatrix}, \quad B(t) = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ -\alpha \varphi_{dr} & -\alpha \varphi_{qr} & -k_l \end{bmatrix},$$

$$h(t) = \begin{bmatrix} -\omega_s \varphi_{dr} - (-\omega_s + \omega) \varphi_{dr} \\ \omega_s \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ \alpha \dot{i}_{qs} \varphi_{dr} + \alpha \dot{i}_{ds} \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

Où $h(t)$ est une entrée de perturbation pour le système linéaire, de sorte que le contrôle soit optimal, ensuite, le problème revient donc à minimiser le critère de performance (1.31) sous la contrainte de l'équation d'état (1.30).

1.6 Modèle non linéaire pour l'observation de l'état de la machine asynchrone

Dans le but de mettre en œuvre une technique de commande ou de surveillance en utilisant un minimum de capteurs il est nécessaire de faire appel aux techniques d'observation d'état pour estimer les variables d'état non mesurables du système. Cette estimation a pour objectif de réduire le nombre de capteurs ou instruments de mesure et par conséquent d'améliorer la fiabilité des systèmes de commande, la robustesse du système global et de réduire aussi le coût des installations.

Plusieurs techniques d'observation existent. Chaque technique nécessite l'écriture de modèle sous une forme plus au moins particulière. Dans ce qui suit, nous allons revoir les formes les plus utilisées.

1.6.1 Modèle non linéaire pour l'observation à grand gain

Deux formes de modèles sont utilisées dans ce cas. La première forme est une forme générale où on n'impose aucune forme particulière à la matrice d'évolution du modèle, tandis que la seconde forme nécessite une matrice d'évolution sous une forme triangulaire.

Dans le premier cas, le modèle (1.26)-(1.27) de la machine peut être réécrit dans un repère (α, β) lié au stator sous la forme générale suivante, en ajoutant le couple de charge comme une variable d'état [9], [10].

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (1.42)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\dot{\lambda}_{s\alpha} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \beta\omega \varphi_{r\beta} \\ -\dot{\lambda}_{s\beta} - \beta\omega \varphi_{r\alpha} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \dot{\mathbf{i}}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \dot{\mathbf{i}}_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \alpha(\varphi_{r\alpha} \dot{\mathbf{i}}_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \dot{\mathbf{i}}_{s\alpha}) - \mathbf{k}_f \omega - \mathbf{k}_l \mathbf{C}_r \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Avec $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_{s\alpha} \quad \mathbf{i}_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega \quad \mathbf{C}_r]^T$, $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_{s\alpha} \quad \mathbf{u}_{s\beta}]^T$

Le modèle peut être aussi vu comme une interconnexion de deux sous-systèmes dont les modèles peuvent se présenter comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\mathbf{C}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \beta\varphi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{k}_l \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\alpha} \\ \omega \\ \mathbf{C}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\gamma\mathbf{i}_{s\alpha} + \frac{\beta}{T_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{u}_{s\alpha} \\ \alpha(\varphi_{r\alpha}\mathbf{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta}\mathbf{i}_{s\alpha}) - \mathbf{k}_f\omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & -\beta\omega & \frac{\beta}{T_r} \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{u}_{s\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r}\mathbf{i}_{s\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r}\mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Les sous-systèmes (1.44) et (1.45) peuvent être représentés sous la forme compacte interconnectée suivante :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{A}_1(\mathbf{X}_2)\mathbf{X}_1 + \mathbf{g}_1(\mathbf{u}, \mathbf{y}, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_1) \\ \mathbf{y}_1 = \mathbf{C}_1\mathbf{X}_1 \end{cases} \quad (1.46)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_2 = \mathbf{A}_2(\mathbf{X}_1)\mathbf{X}_2 + \mathbf{g}_2(\mathbf{u}, \mathbf{y}, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2) \\ \mathbf{y}_2 = \mathbf{C}_2\mathbf{X}_2 \end{cases} \quad (1.47)$$

Avec:

$$\mathbf{A}_1(\mathbf{X}_2) = \begin{bmatrix} 0 & \beta\varphi_{r\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{k}_l \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2(\mathbf{X}_1) = \begin{bmatrix} -\gamma & -\beta\omega & \frac{\beta}{T_r} \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{u}, \mathbf{y}, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_1) = \begin{bmatrix} -\dot{\gamma}_{s\alpha} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_{s\alpha} \\ \alpha(\varphi_{r\alpha} \mathbf{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \mathbf{i}_{s\alpha}) - \mathbf{k}_f \omega \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{u}, \mathbf{y}, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_{s\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_{s\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix},$$

Où :

$$\mathbf{X}_1 = [\mathbf{i}_{s\alpha} \quad \omega \quad \mathbf{C}_r]^T, \quad \mathbf{X}_2 = [\mathbf{i}_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}]^T, \quad \mathbf{u} = [\mathbf{u}_{s\alpha} \quad \mathbf{u}_{s\beta}]^T, \quad \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = [1 \quad 0 \quad 0]$$

Le choix des variables d'état de chaque sous-système est justifié par la séparation des variables mécaniques (vitesse, couple) et des variables magnétiques ($\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$). Il est clair que d'autres choix peuvent être considérés pour représenter le système, pourvu qu'un observateur puisse être conçu.

Dans le deuxième cas, le modèle d'état de la machines doit être écrit sous une forme particulière où la matrice d'évolution est de type triangulaire. Dans ce cas le modèle de la forme générale (1.42) doit être réécrit sous la forme triangulaire suivante [11] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= A_i(\mathbf{u}, y_{i+1}, \dots, y_p) x_i + g_i(x_1, \dots, x_i; \mathbf{u}; y_{i+1}, \dots, y_p), \quad 1 \leq i \leq p \\ y_i &= C_i x_i \end{aligned} \tag{1.48}$$

$$\text{Où } x = [x_1, \dots, x_p]^T \in \mathfrak{R}^n, \quad y = [y_1, \dots, y_p]^T \in \mathfrak{R}^l, \quad x_i = [x_{i1}, \dots, x_{ir}]^T \in \mathfrak{R}^{n_i}, \quad x_{ij} \in \mathfrak{R}^{p_l}, \quad 1 \leq j \leq r_i.$$

Les champs de vecteur g_i peuvent être écrits sous la forme triangulaire suivante :

$$g_i = \begin{bmatrix} g_{i1}(x_{[1,i-1]}; x_{i1}; \mathbf{u}; y_{[i+1,p]}) \\ g_{i2}(x_{[1,i-1]}; x_{i1}; x_{i2}; \mathbf{u}; y_{[i+1,p]}) \\ \vdots \\ g_{iri}(x_{[1,i-1]}; x_{[i1,ir]}; \mathbf{u}; y_{[i+1,p]}) \end{bmatrix}$$

Les matrices A_i et C_i sont aussi écrites sous la forme triangulaire suivante :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & A_{i1}(\mathbf{u}, y_{[i+1,p]}) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_i(\mathbf{u}, y_{[i+1,p]}) \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad C_i = [I_{p_i \times p_i} \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

avec : $A_{ij} = (u, y_{[i+1,p]}) \in \mathfrak{R}^{pi \times pi}$, $x_{[1,i-1]} = [x_1, \dots, x_{i-1}]^T$, $y_{[i+1,p]} = [y_{i+1}, \dots, y_p]^T$,

$I_{pi \times pi}$ désigne une matrice d'identité de dimension $pi \times pi$ et 0 représente une matrices nulle de dimension $pi \times pi$.

Comme application à la machine asynchrone et en utilisant le modèle (1.29), nous pouvons réécrire ce système sous la forme de deux sous-systèmes:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_1(u, y_2)x_1 + g_1(x_1, u, y_2) \\ y_1 &= C_1x_1 \\ \dot{x}_2 &= A_2(u)x_2 + g_2(x_1, x_2, u) \\ y_2 &= C_2x_2 \end{aligned} \tag{1.49}$$

Ou sous une forme plus explicite où les matrices Ai ont une forme triangulaire comme suit :

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} 0 & A_{11}(y_2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x_1 + g_1(x, u, y_2) \tag{1.50}$$

$$\dot{x}_2 = \begin{bmatrix} 0 & A_{21} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x_2 + g_2(x_1, x_2, u) \tag{1.51}$$

Avec $x_1 = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}; \varphi_{r\beta}; \varphi_{r\alpha}]$, $x_2 = [\omega; c_r]$, $y_1 = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]$, $y_2 = \omega$, $u = [u_{s\alpha}; u_{s\beta}]$

$$A_{11}(y_2) = \begin{bmatrix} \frac{\beta}{T_r} & \beta\omega \\ -\beta\omega & \frac{\beta}{T_r} \end{bmatrix}, A_{21} = [k_l], C_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 0], C_2 = [1 \ 0].$$

$$g_1 = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma_s} u_{s\alpha} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma_s} u_{s\beta} \\ -\frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - y_2 \varphi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ y_2 \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{bmatrix}, \text{ et } g_2 = \begin{bmatrix} \alpha(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - k_f \omega \\ 0 \end{bmatrix}$$

Notons que cette représentation est aussi utilisée dans les problèmes d'observation et de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

1.6.2 Modèle non linéaire pour l'observation selon le critère de cercle

Pour la synthèse d'un observateur non linéaire selon le critère du cercle, le modèle de la machine peut être exprimé comme étant l'interconnexion d'un système linéaire et d'une non linéarité dépendant du temps [25]. Dans ces conditions, le modèle de la machine asynchrone, exprimé dans un repère fixe (α, β) lié au stator, est mis sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \phi[u(t), y(t)] + Gf[H.x(t)] \quad (1.52)$$

$$y(t) = Cx(t). \quad (1.53)$$

Où A , G et C sont des matrices constantes connues et de dimensions appropriées. Le terme $\phi(u(t), y(t))$ est une fonction arbitraire dépendant éventuellement de l'entrée $u(t)$ et de la sortie $y(t)$ du système. $f(H.x(t))$ est une fonction représentant les non linéarités du système vérifiant les propriétés du secteur [25], [26], [27].

Dans cette forme de modèle, la partie linéaire est représentée par l'équation $\dot{x}(t) = Ax(t) + \phi[u(t), y(t)]$ tandis que la non-linéarité est représentée par le terme $Gf[H.x(t)]$.

Le modèle de la machine asynchrone prendra donc la forme suivante [24],[25]:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} i_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 \\ \frac{m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_s} u_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma_s} u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ k_l \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

$$+ \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (\omega \varphi_{r\beta}) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} (\omega \varphi_{r\alpha}) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha \end{bmatrix} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\alpha \end{bmatrix} (\varphi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

$$\text{Avec } \mathbf{x}(t) = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta} \ \omega]^T : \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Le système ainsi obtenu est appelé système de Lur'e, ou système décomposable en partie linéaire et partie non linéaire ou encore système séparable. Cette représentation sera utilisée dans la synthèse de l'observateur non linéaire selon le critère du cercle.

1.7 Modélisation de l'alimentation avec onduleur

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables. A cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs de tension triphasés commandés en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

1.7.1 Principe de l'onduleur de tension à deux niveaux

La structure de l'onduleur de tension triphasé est donnée par la figure (1.3). Elle est composée d'une source de tension continue et de trois bras indépendants et décalés l'un par rapport à l'autre de 120° . L'onduleur est précédé d'un filtre qui corrige l'imperfection de la source qui l'alimente et qui réduit l'ondulation du courant pris à cette source. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes. Chaque bras de l'onduleur comprend deux interrupteurs (S_i, \bar{S}_i). L'interrupteur S_i comprend de son côté un transistor IGBT et une diode montée en antiparallèle.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. La tension de sortie alternative est formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. Pour que les tensions de sortie U_a, U_b et U_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent. L'onduleur de tension triphasé peut être contrôlé en pleine onde ou en modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM. Dans ce travail la technique sinus-triangle (STPWM) est utilisée. Cette technique MLI permet la neutralisation des harmoniques de rang bien spécifique [8].

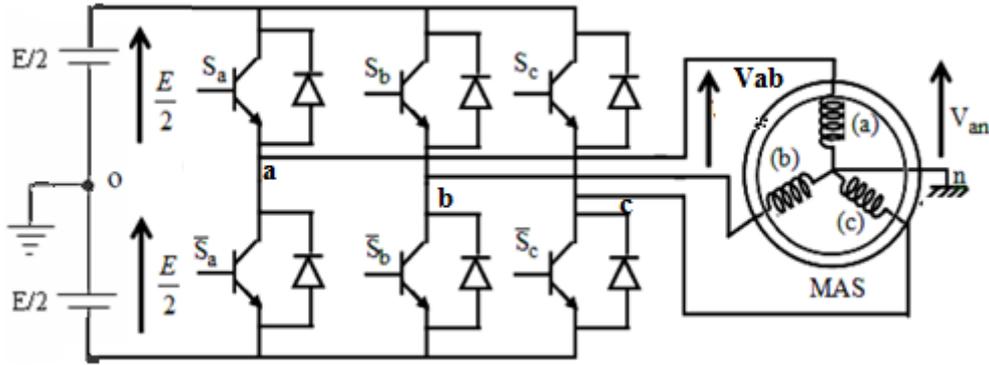


Figure. 1.3 : Onduleur triphasé à deux niveaux alimentant une charge triphasée

1.7.2 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

La modélisation de l'onduleur est faite en supposant les différents interrupteurs parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Les interrupteurs d'un même bras sont pilotés de façon complémentaire et chaque bras de l'onduleur triphasé est piloté par une grandeur logique qui prend deux valeurs [6]:

Si $S_i = 1$, alors l'interrupteur S_i du bras i est passant et l'interrupteur \bar{S}_i est bloqué,

Si $S_i = 0$, alors l'interrupteur S_i du bras i est bloqué et l'interrupteur \bar{S}_i est passant et ceci $\forall i \in (a, b, c)$. Donc $S_i = 1 - \bar{S}_i$

Les calculs sont effectués en introduisant un neutre fictif o . Les tensions aux bornes de la machine seront référencées par rapport au neutre n de la machine asynchrone qui est considéré comme étant un récepteur équilibré. On a donc :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (1.55)$$

L'expression des tensions simples en fonction des tensions composées est donnée par :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (1.56)$$

Nous pouvons déduire, en fonction du neutre fictif o , l'expression des tensions composées.

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ab} = \mathbf{V}_{ao} - \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{bc} = \mathbf{V}_{bo} - \mathbf{V}_{co} \\ \mathbf{V}_{ca} = \mathbf{V}_{co} - \mathbf{V}_{ao} \end{cases} \quad (1.57)$$

On obtient les valeurs instantanées des tensions simples à partir des tensions des nœuds V_{ao} , V_{bo} , V_{co} comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{1}{3}(2\mathbf{V}_{ao} - \mathbf{V}_{bo} - \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{1}{3}(-\mathbf{V}_{ao} + 2\mathbf{V}_{bo} - \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{1}{3}(-\mathbf{V}_{ao} - \mathbf{V}_{bo} + 2\mathbf{V}_{co}) \end{cases} \quad (1.58)$$

L'obtention des tensions des nœuds V_{io} en fonction de la tension continue E et des signaux de commande S_i avec $i \in (a, b, c)$ est donné par :

$$\mathbf{V}_{io} = S_i \frac{E}{2} - \overline{S_i} \frac{E}{2} = S_i \frac{E}{2} - (1 - S_i) \frac{E}{2} = S_i E - \frac{E}{2} \quad (1.59)$$

En généralisant aux trois phases, on obtient :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ao} = S_a E - \frac{E}{2} \\ \mathbf{V}_{bo} = S_b E - \frac{E}{2} \\ \mathbf{V}_{co} = S_c E - \frac{E}{2} \end{cases} \quad (1.60)$$

A partir de système (1.60) et en considérant que le système est équilibré, on peut établir la relation entre les tensions simples et les signaux de commande :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

1.7.3 Principe de la modulation de largeur d'impulsion La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative, figure 1.4.

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de la largeur des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI). Cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulateur d'amplitude A_r et de fréquence f_r , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée comme le montre la figure.1.5.

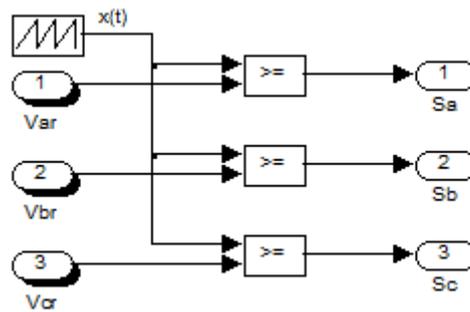


Figure.1.4. : Modèle Simulink de la commande MLI sinusoïdale-triangulaire

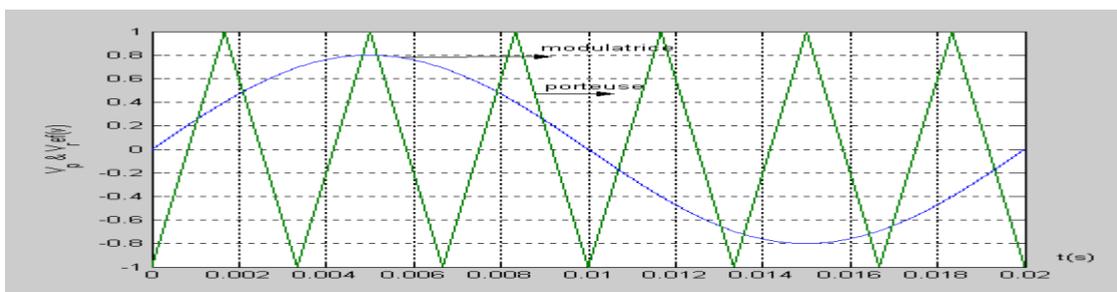


Figure.1.5 : Principe de la modulation sinus triangle

Les paramètres essentiels de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont :

➤ L'indice de modulation :
$$m = \frac{f_p}{f_r} \tag{1.62}$$

où f_r est la fréquence de la référence et f_p est la fréquence de la porteuse.

➤ Le coefficient de réglage en tension r :
$$r = \frac{A_r}{A_p} \tag{1.63}$$

Où A_r est l'amplitude de la référence et A_p est l'amplitude de la porteuse.

1.8 Problèmes de commande et de surveillance

Actuellement, la sûreté de fonctionnement dans plusieurs secteurs industriels est un enjeu majeur pour assurer une compétitivité optimale de l'outil de production. Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, représente un des moyens le plus efficace pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels.

D'autre part, le bon fonctionnement des machines électriques est fondé sur l'identification permanente du système ainsi que la surveillance des variations de ses paramètres [22], [24]. On note que ces défauts sont essentiellement dus aux échauffements excessifs, fatigue causée par les forces électromagnétiques et les contraintes de l'environnement que doit subir la machine électrique pendant son usage habituel [23].

Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus industriels, leur fonctionnement pose beaucoup de problèmes de commande et de surveillance. Le fonctionnement de ces machines électriques reste très compliqué et la variation de leurs paramètres ajoute une complexité supplémentaire pour leur contrôle et leur surveillance pour une application donnée. C'est pour cette raison que ces deux objectifs sont devenus un souci permanent pour les opérateurs, particulièrement dans les industries modernes.

En général, dans les applications classiques, on s'efforce d'asservir trois grandeurs mécaniques : la vitesse, la position et le couple (séparément ou simultanément). Pour cela, on fait appel aux techniques de l'automatique. Si les commandes linéaires classiques (scalaire, vectorielle et DTC) sont encore très utilisées compte tenu de leurs avantages [13], [14], [15], des méthodes plus récentes et plus efficaces dans les cas difficiles peuvent être mises en œuvre. Les commandes optimales (linéaires quadratiques, linéaires quadratiques gaussiennes,... etc.) [12], [16] et les commandes prédictives [18]. La commande par réseaux de neurones et par la logique floue permettent d'affiner la commande et d'améliorer les performances des asservissements quand les modèles sont très mal connus [17]. Les commandes adaptatives et les commandes non linéaires [19], [20], permettent d'aboutir à des solutions satisfaisantes mais nécessitent souvent des modèles plus complets et plus détaillés que la commande linéaire.

Dans l'objectif d'améliorer les performances des actionneurs électriques, les techniques de commande font appel à des notions classiques en automatique telles que la stabilité, la

robustesse et les observateurs. Ces derniers étant indispensables pour utiliser certaines grandeurs non accessibles à la mesure [9], [10], [11], [21].

1.9 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les différents modèles de la machine asynchrone utilisés dans la littérature. Les modèles obtenus ne sont pas linéaires. Il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé-biphasé permettent d'obtenir une première simplification de l'écriture des équations d'états. Nous noterons aussi que le choix d'un modèle et de ces variables d'état est justifié par le choix de la stratégie de commande ainsi que de l'observation adoptée.

La deuxième partie de ce chapitre, a été consacré à la modélisation de l'onduleur à MLI qui sera utilisé par la suite dans la commande de la machine asynchrone.

En fin, la commande et la surveillance des machines électriques sont des domaines de travail très dépendant du contexte et de l'environnement des moteurs employés. Pour améliorer la fiabilité de ces machines et augmenter la productivité, il est indispensable de rechercher une stratégie de surveillance du comportement de ces machines et par conséquent, un système de diagnostic de leurs défauts à l'état le plus précoce possible et éventuellement une stratégie de commande même pour un fonctionnement en mode dégradé et pourquoi pas en mode de fonctionnement critique.

Chapitre 2

Chapitre 2: Commande et Observation de la Machine Asynchrone

2.1 Introduction

La commande des machines électriques est un domaine de travail très dépendant du contexte et de l'environnement dans lequel les machines électriques sont employées. En effet, c'est l'utilisation de la machine qui détermine les lois de commande nécessaires à la tâche considérée. Celles-ci sont fortement liées à la nature de la charge, aux grandeurs que l'on veut contrôler, aux régimes de fonctionnement recherchés et donc, par voie de conséquence, aux modèles adoptés.

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère de marché. Cependant, sa nature non linéaire rend sa commande et sa surveillance compliquée et exige des algorithmes de contrôle et d'observation de plus en plus complexes.

Les énormes avancées technologiques durant les trente dernières années dans le domaine des semi-conducteurs ainsi que dans celui des microprocesseurs ont permis de satisfaire les conditions requises pour développer une commande appropriée du moteur asynchrone. Ces avancées technologiques ont permis d'une part la réduction du coût, l'amélioration des dispositifs de commutation dans l'électronique de puissance et d'autre part l'implémentation des stratégies de commande numérique et de méthodes d'observations dont les algorithmes sont complexes. D'innombrables travaux ont été réalisés pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone [28], [29], [30]. Dans ce chapitre deux objectifs seront discutés :

- **Stratégies de commande pour la machine asynchrone** : plusieurs stratégies de commande seront présentées à savoir : le contrôle scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple (DTC), la commande par platitude, et enfin une commande de linéarisation entrée-

sortie par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle. Le choix de ces lois de commande est motivé par le fait qu'elles font intervenir les concepts de linéarité et de non-linéarité et elles sont des méthodes validées industriellement, d'où l'intérêt de les aborder. La loi de commande par orientation de flux est simulée numériquement pour comparer ses performances avec celle de la linéarisation entrée-sortie.

➤ **Synthèse des observateurs pour la commande sans capteur de la machine asynchrone.**

Les observateurs sont des capteurs logiciels ayant pour but, la reconstruction des états non mesurables indispensables pour la supervision, la commande ou le diagnostic des systèmes.

Dans ce travail, on s'intéresse à un observateur d'état non linéaire pour la commande sans capteur, et pour le diagnostic de la machine asynchrone. Dans un premier temps, on donne un état de l'art sur les différents types d'observateurs, puis nous présentons une synthèse d'un observateur non linéaire pour la machine asynchrone en se basant sur le critère du cercle.

2.2 Stratégies de commande pour la machine asynchrone

2.2.1. Contrôle scalaire

Cette méthode est la plus ancienne commande, développée pour le réglage de la vitesse des machines asynchrone, figure 2.1. La structure de cette technique est très simple. Son principe est basé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égal à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport tension/fréquence (V/f) constant. De part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [1], [17], [33]. Deux types de contrôle scalaire sont considérés dans la littérature :

- **Contrôle scalaire direct** : Ce type contrôle consiste à réguler le flux. Cela nécessite sa mesure ou son estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre, en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. On procède plutôt à une estimation ou une observation d'état.
- **Contrôle scalaire indirect** : Il consiste à imposer indirectement le flux magnétique en imposant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou de courant.

La première méthode est plus difficile à mettre en pratique sans moyen de calcul puissant, c'est la deuxième approche qui est la plus utilisée pour des considérations de stabilité [1], [33]. Ainsi, ce type de contrôle correspond à des applications n'exigeant que des

performances statiques et dynamiques moyennes. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle.

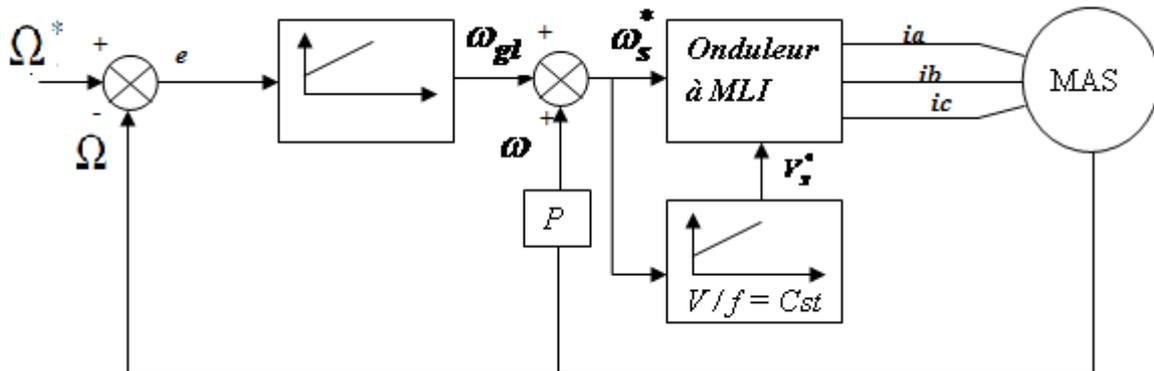


Figure 2.1: Schéma classique de la commande scalaire indirecte.

2.2.2. Commande vectorielle

La commande vectorielle est une technique de contrôle classique pour l'entraînement des machines asynchrones, figure 2.2. La théorie de cette commande a été proposée par Blaschke en 1972 [31], elle est aussi connue sous le nom de commande par orientation de flux (FOC). Ce type de contrôle rend le comportement de la machine asynchrone comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [2], c'est-à-dire, séparé le réglage du flux rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone. Contrairement à la méthode précédente, celle-ci est basée sur le modèle dynamique de la machine. Son principe de base consiste en la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Ce qui permet de contrôler le flux de la machine avec la composante i_{sd} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante i_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu (voir figure.2.2) [30], [35].

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté. La commande vectorielle directe et indirecte. Ces deux méthodes sont aussi classées selon le mode d'alimentation, en tension ou en courant [1].

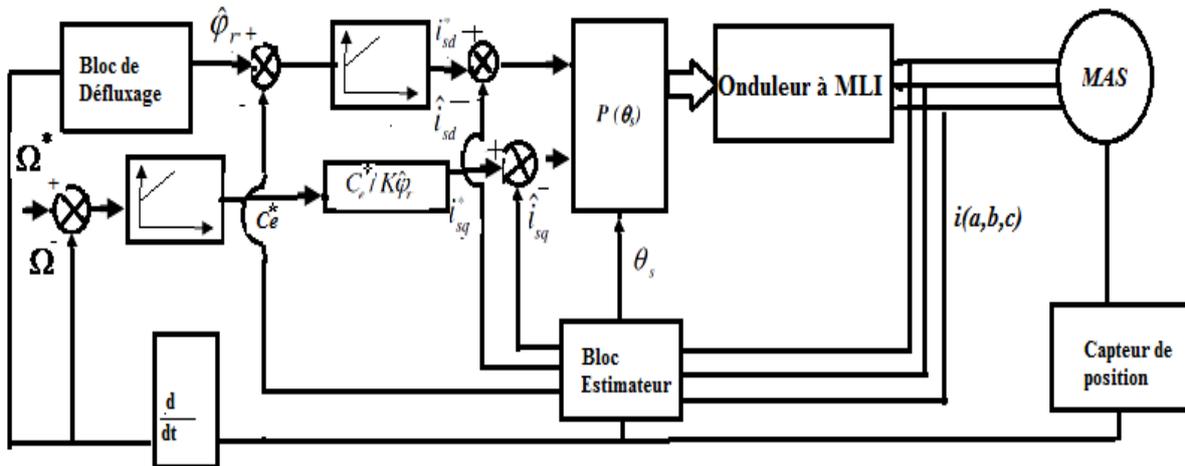


Figure 2.2: Structure de la commande vectorielle directe

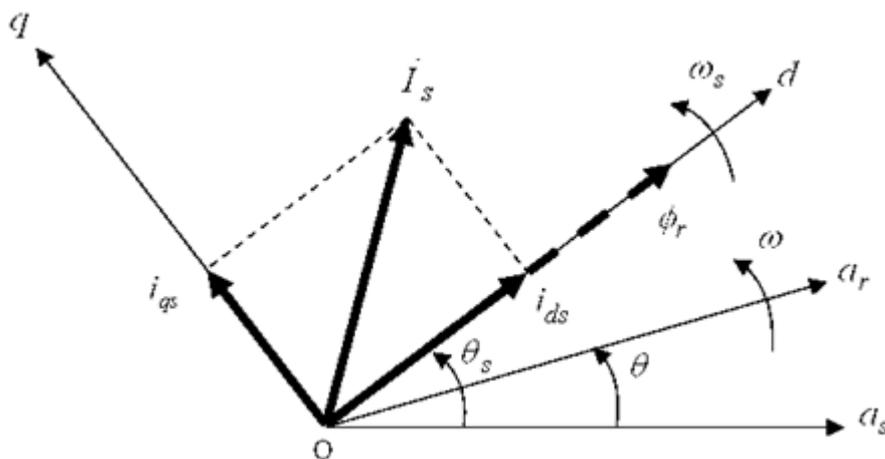


Figure 2.3: Principe d'orientation du flux rotorique par la commande vectorielle

La figure 2.3 donne le principe de la technique d'orientation du flux utilisée dans la commande vectorielle. La commande vectorielle directe (DFOC) requiert la connaissance du module du flux et de sa phase, et une régulation par une boucle de contre-réaction [1]. Deux méthodes sont considérées dans ce cas. La première est basée sur la mesure de flux d'entrefer à l'aide de capteur positionné dans l'entrefer (sondes à effet Hall). Cette mesure directe permet de connaître exactement la position du flux, ceci garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Cependant, l'utilisation de capteur augmente considérablement le coût de fabrication et rend fragile son utilisation. Pour les raisons suscitées, une deuxième méthode basée sur des estimateurs ou des observateurs est utilisée. Toutefois la précision et la robustesse (vis-à-vis de la variation des paramètres) de

l'estimateur de flux influe sensiblement sur les performances de cette méthode. Néanmoins l'emploi des observateurs améliore notablement les réponses à ce niveau [1].

A l'inverse de la commande vectorielle directe, en commande vectorielle indirecte (I.F.O.C) le flux magnétique n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixe, on utilise directement l'amplitude de référence du flux ϕ_r^* [1]. L'intérêt de ce type de contrôle réside dans l'absence de capteur de flux et d'estimateur / observateur, cependant il est important de souligner que ce principe de contrôle est simple à réaliser mais exige la connaissance de la position du flux, qui est calculée indirectement par intégration de la pulsation statorique. Cette dernière est reconstituée à l'aide de la pulsation de glissement et de la pulsation rotorique. Le module du flux rotorique par contre est calculé en fonction de la vitesse du rotor en utilisant une méthode de défluxage.

Bien que cette méthode de contrôle soit, a priori attractive, elle possède un inconvénient majeur. Le contrôle de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé à cause des variations paramétriques notamment la résistance rotorique. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,...). D'où la nécessité d'une adaptation paramétrique pour garder un niveau de découplage et de performance convenable [5].

Dans le cadre de notre travail, Nous allons nous limiter à étudier la version indirecte de la commande vectorielle. Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel tournant, présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de vitesse ou de position du rotor.

2.2.3 Commande directe de couple

La commande directe de couple (DTC), est une structure de contrôle des machines asynchrones, figure 2.4. Elle a été proposée au milieu des années 80 par Takahashi et Noguchi [38] et Depenbrock [37]. Depuis, plusieurs travaux de recherches ont permis de développer avec exactitude la connaissance de cette commande [39], [58], [59], [60]. Son principe est basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension, qui permet de sélectionner le vecteur spatial de la tension statorique. Deux variables sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique. Ces variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. L'objectif de cette méthode est de garder le flux statorique et le couple électromagnétique à

l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces contrôleurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [38], [55]. Cette méthode présente plusieurs avantages par rapport aux méthodes conventionnelles, notamment le temps de réponse du couple, l'amélioration de sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, l'absence de transformation de Park sur des axes tournants [37], [38], [39], [55]. D'autre part, cette méthode est classée dans la famille des commandes sans capteur (vitesse, position), nécessite la maîtrise des harmoniques de couple qui entraînent de nombreux problèmes, pouvant conduire à un vieillissement précoce du système [2].

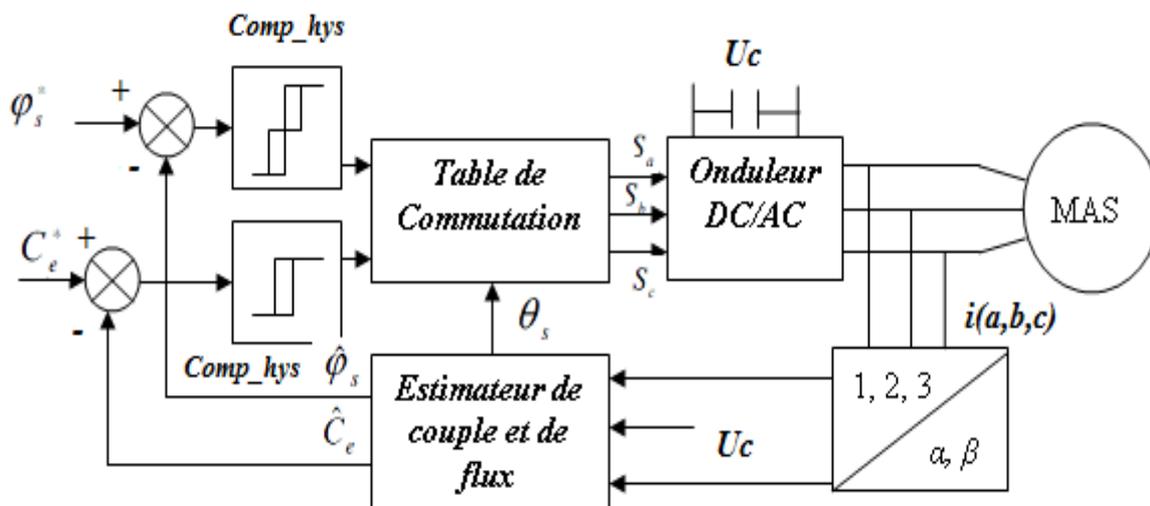


Figure 2.4: Structure de la commande directe de couple

2.3 Commande non linéaire

Les techniques de commande dite classique énoncées précédemment, restent incapables de résoudre les problèmes posés par les systèmes non linéaires (stabilité, poursuite de trajectoire, ondulations de couple et de flux, rejet des perturbations,etc.) [30], [68]. Au cours des dernières années, la commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié des avancées méthodologiques et technologiques très significatives de l'électronique numérique et de puissance combinées aux techniques modernes de l'automatique qui permettent la mise en œuvre des algorithmes de contrôle avancé, notamment le contrôle non linéaire. Le recours aux méthodes de commande non linéaire devient alors incontournable. Plusieurs techniques de commandes non linéaires sont apparues ces dernières décennies, telle que la commande par linéarisation exacte. Cette approche a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori [41], pour principalement remédier aux problèmes rencontrés dans la commande linéaire. Elle est basée sur des concepts théoriques de la

géométrie différentielle telle que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme...etc.

Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant des dynamiques entrées-sorties ou des dynamiques entrées états, à travers un choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire.

Comme son nom l'indique, dans le cas de la linéarisation des entrées-sorties, les sorties à commander sont prises en considération, c'est la forme la plus intuitive de la linéarisation exacte. Cependant, un système ne peut être linéarisé au sens des entrées-sorties que si son degré relatif est bien défini [41]. Dans le cas de la linéarisation entrées-états, les sorties n'interviennent pas, seuls les états interviennent. Cette approche a été utilisée avec succès pour traiter certaines problèmes de contrôle pratiques notamment le contrôle des hélicoptères, des avions de haute performance, les robots industriels et des dispositifs biomédicaux [42].

La deuxième approche, proposée par Fliess M. et co-auteurs au cours des années 90, impose aux sorties choisies un certain nombre de propriétés à vérifier. Ces propriétés dites propriétés de platitude, si elles sont vérifiées, elles assurent la linéarisation du système en boucle fermée et un découplage des sorties. Dans ces conditions, les sorties choisies sont appelées des sorties plates, le système considéré est dit système plat et la commande synthétisée est dite aussi une commande plate [34].

Il existe plusieurs autres techniques de commande non linéaire telle que la commande adaptative et la commande basée sur la notion de passivité des systèmes, autrement dit qui exploite la dynamique de l'énergie des systèmes. Dans ce qui suit nous allons nous intéresser aux deux premiers types de commande à savoir la commande par linéarisation entrées-sorties et la commande basée sur la notion de platitude car un lien et une complémentarité entre les deux approches.

2.3.1 Commande par linéarisation entrées-sorties

Dans cette partie, nous allons montrer comment on peut obtenir une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée u , en effectuant un bon choix de la loi de linéarisation. Le système non linéaire est alors transformé en un système linéaire sur lequel on pourra appliquer une technique de commande linéaire.

Considérons un système non linéaire affine en la commande, supposé ici carré, dont la représentation d'état s'exprime par :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \tag{2.1}$$

$$y_j = h_j(x), \quad j = 1 \div p \tag{2.2}$$

Où les champs de vecteurs $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont des fonctions analytiques et les vecteurs d'état, de commande et de sortie tels que : $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^p$.

L'objectif de cette technique est de chercher une loi de commande par un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \tag{2.3}$$

Ce type de bouclage doit linéariser le comportement entrée-sortie du système et assurer un découplage des sorties comme le montre la figure 2.5.

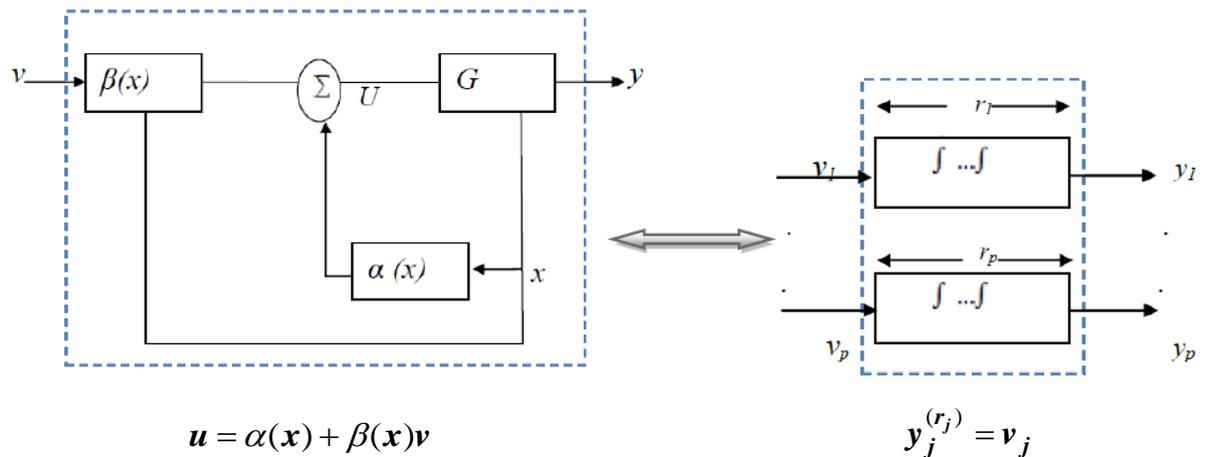


Figure.2.5: Structure de la commande non-linéaire (linéarisation entrée-sortie)

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Pour cela rappelons les notions de base de la théorie des dérivées de Lie.

➤ **Définition 1** : La dérivée directionnelle de $h(x)$, appelée dérivée de Lie, suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit [42] :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (2.4)$$

Le développement du terme de droite de cette relation conduit à :

$$L_f h_j(x) = \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_1} f_1(x) + \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_2} f_2(x) + \dots + \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_j} f_j(x) = \nabla h_j \cdot \dot{x}$$

Par dérivation une deuxième fois nous obtenons:

$$\begin{aligned} L_f^2 h_j(x) &= \frac{\partial}{\partial x_1} \left[\frac{\partial h_j(x)}{\partial x_1} f_1(x) \right] f_1(x) + \frac{\partial}{\partial x_2} \left[\frac{\partial h_j(x)}{\partial x_2} f_2(x) \right] f_2(x) \\ &\quad + \dots + \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\frac{\partial h_j(x)}{\partial x_j} f_j(x) \right] f_j(x) \\ &= \left[\frac{\partial^2 h_j(x)}{\partial x_1^2} f_1(x) + \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_1} \cdot \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_1} \right] f_1(x) + \\ &\quad + \left[\frac{\partial^2 h_j(x)}{\partial x_2^2} f_2(x) + \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_2} \cdot \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_2} \right] f_2(x) + \\ &\quad + \dots + \left[\frac{\partial^2 h_j(x)}{\partial x_j^2} f_j(x) + \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_j} \cdot \frac{\partial f_j(x)}{\partial x_j} \right] f_j(x) \end{aligned}$$

Par conséquent nous aurons :

$$L_f^2 h_j = L_f \left(L_f h_j \right)$$

En continuant le processus de dérivation successive on obtient la relation récursive suivante :

$$L_f^i h_j = L_f \left(L_f^{i-1} h_j \right) \quad (2.5)$$

L'application de la notion de dérivée de Lie aux sorties y_j du système retenues s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m \left(L_{g_i} h_j \right) u_i \quad (2.6)$$

Définition 2 : Le degré relatif (r) d'une sortie y est le nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître l'entrée u tel que [41], [42]:

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \tag{2.7}$$

Le nombre r_j , correspondant à la dérivée de y_i faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression est considérée comme le degré relatif de cette sortie (y_i) :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \tag{2.8}$$

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs. Il doit être inférieur ou égal à l'ordre n du système ($r \leq n$). On dit alors le système représenté par les équations (2.1)-(2.2) possède un degré relatif $(r_1 \dots r_p)$ en x_0 .

Remarques :

- Pour un système contrôlable, on a toujours $r \leq n$.
- Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non contrôlable.
- Pour $r = n$, le système admet une linéarisation exacte.
- Pour $r < n$, le système admet une linéarisation partielle. Le bouclage ainsi conçu rend inobservable une partie de la dynamique. On fait alors un changement de coordonnées adéquat (difféomorphisme). Dans ce cas l'ordre du sous- système linéarisé est égal à r .

Le système (2.8) peut être alors exprimé sous une forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_p^{r_p} \end{bmatrix} = B(x) + D(x)u \tag{2.9}$$

Avec :

$$B(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix}$$

Où $D(x)$ est appelé la matrice de découplage du système.

La relation (2.9) peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} y^{(r_1)}_1 \\ \dots \\ y^{(r_p)}_p \end{bmatrix} = B(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_p \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

Par conséquent la loi de commande aura pour expression :

$$\mathbf{u} = \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x})(-\mathbf{B}(\mathbf{x}) + \mathbf{V}) \quad (2.11)$$

Avec :

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \dots \\ V_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y^{(r_1)}_1 \\ \dots \\ y^{(r_p)}_p \end{bmatrix}$$

Pour que cette loi de commande linéarise le système considéré, il faut que la matrice $D(x)$ soit inversible, autrement dit, elle ne doit pas être singulière. Dans ces conditions il existe une solution au problème de découplage par linéarisation entrée-sortie.

2.3.2 Commande par platitude

La notion de la platitude a été introduite pour la première fois par M. Fliess et coauteurs durant les années 1990, dans le cadre de l'algèbre différentielle. Elle a pour origine les techniques de linéarisation exacte et de découplage [35], [43], [44]. L'idée principale est alors de trouver un repère, c'est-à-dire un ensemble de variables incluant à la fois l'état et la commande, où les équations de la dynamique sont particulièrement simples et pour lesquelles l'on dispose de méthodes efficaces de contrôle.

Un système gouverné par des équations différentielles ordinaires est dit plat si, et seulement si, par des changements de variables astucieux pouvant mélanger l'état, la commande et leurs dérivées par rapport au temps, il est possible de rendre ses équations linéaires. Ainsi, un système est plat si, dans le bon repère, sa représentation devient linéaire. La construction du bon repère et des bons changements de variables passe par la notion centrale de choix de la sortie plate. Cette sortie plate donne alors directement une description explicite des trajectoires.

Considérons le système dynamique suivant :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (2.12)$$

Où \mathbf{x} et \mathbf{u} sont respectivement le vecteur d'état et le vecteur de commande. La fonction \mathbf{f} est supposée analytique.

Le système (2.12) est dit plat s'il existe une sortie dite plate \mathbf{y} de la forme :

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(r)}) \quad (2.13)$$

Et que les variables d'état et de commande peuvent être exprimées en fonction de cette sortie plate et d'un nombre limité de ses dérivées comme suit:

$$\mathbf{x} = \phi(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, \dots, \mathbf{y}^{(q)}) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{u} = \psi(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, \dots, \mathbf{y}^{(q)}) \quad (2.15)$$

Les fonctions h , ϕ et ψ sont régulières.

D'un point de vue formel, le passage du système (2.12) aux systèmes (2.14) et (2.15) revient à ajouter m variables supplémentaires qui forment la sortie plate (2.13) et à tout instant les exprimer en fonction de cette dernière. Le passage inverse s'obtient en éliminant la sortie plate \mathbf{y} de ces expressions. Au cours de cette élimination, nous obtenons au passage la fonction de sortie \mathbf{h} donnant \mathbf{y} en fonction de l'état et de la commande.

Ainsi, il est équivalent de se donner (f, h) ou (ϕ, ψ) . Le problème fondamental est alors le suivant: étant donné la fonction f c'est-à-dire les équations issues de la physique du système, existe-t-il une telle fonction de sortie \mathbf{h} telle que le système déterminé implicitement par les relations (2.12)-(2.13) puisse être résolu sans intégration par les relations générales (2.14)-(2.15). Par conséquent la sortie plate, représente un ensemble de variables permettant de paramétrer toutes les autres variables du système, ou bien, elle regroupe les variables libres du système (c'est une variable endogène du système).

Dans la suite nous allons montrer comment la platitude peut être utilisée pour résoudre des problèmes de commande. Pour cela considérons le système non linéaire (2.12), avec comme sortie plate la relation (2.13).

Les trajectoires de l'état et de la commande s'écrivent en fonction de la sortie plate et un nombre limité de ses dérivées comme l'indique les relations (2.14)-(2.15). Nous commençons par le problème de la planification de trajectoire entre un état de départ et un état d'arrivée.

Nous supposons pour cela que la sortie plate (référence) est donnée par :

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^N A_{ij} \lambda_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.16)$$

Où les $\lambda_j(t)$ forment une base de fonctions. Nous réduisons le problème à rechercher une fonction dans un espace de dimension finie, l'espace vectoriel sur R engendré par $\lambda_j(t)$.

Supposons donnés l'état initial x_o au temps T_o et l'état final x_f au temps $T_f > T_o$. Pour un système plat, ce problème est très simple. Il suffit de calculer, au départ et à l'arrivée, la sortie plate et ses dérivées à partir des états de départ et d'arrivée. Ensuite, les coefficients A_{ij} vérifient les contraintes suivantes:

$$y_i(T_o) = \sum_j A_{ij} \lambda_j(T_o), \quad y_i(T_f) = \sum_j A_{ij} \lambda_j(T_f) \quad (2.17)$$

$$\begin{matrix} \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{matrix}$$

$$y_i^{(q)}(T_o) = \sum_j A_{ij} \lambda_j^{(q)}(T_o), \quad y_i^{(q)}(T_f) = \sum_j A_{ij} \lambda_j^{(q)}(T_f) \quad (2.18)$$

Nous détaillons dans ce qui suit le cas monodimensionnel (sortie plate de dimension 1, une seule commande). Le cas multidimensionnel est similaire: il suffit de dupliquer pour chaque composante de la sortie plate le cas monodimensionnel.

Notons $A(t)$ la matrice $q + 1$ par N d'élément : $A_{ij}(t) = \lambda_j^{(i)}(t)$ et posons :

$$\bar{y}_o = (y_1(T_o), \dots, y_1^{(q)}(T_o)) \quad (2.19)$$

$$\bar{y}_f = (y_1(T_f), \dots, y_1^{(q)}(T_f)) \quad (2.20)$$

$$\bar{y}_o = (\bar{y}_o; \bar{y}_f) \quad (2.21)$$

Alors les contraintes, équations (2.17) et 2.18), s'écrivent sous la forme condensée suivante:

$$\bar{y} = \begin{pmatrix} \Lambda(T_o) \\ \Lambda(T_f) \end{pmatrix} A =: \Pi A \quad (2.22)$$

Les coefficients de A appartiennent à la sous-variété affine d'équation (2.22). La seule condition est que la matrice Π soit de rang plein pour que la relation (2.22) ait toujours une solution. Cela signifie que l'espace des fonctions λ doit être suffisamment riche.

2.4 Commande par observateurs

La résolution de nombreux problèmes industriels (commande, surveillance, diagnostic...) exige la connaissance exacte de l'état du système étudié, ce qui n'est pas toujours le cas. Il

va sans dire que la qualité de la solution dépend au moins en partie de la précision avec laquelle l'état est connu, autrement dit les mesures.

Un bon fonctionnement du système étudié, nécessite donc une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. Dans ces conditions et pour contourner ces difficultés, les techniques d'automatique telle que les observateurs sont de plus en plus utilisés pour la reconstruction des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes .

Dans le cas d'une machine asynchrone, Il est bien connu que cette machine est un système complexe non linéaire et non stationnaire. Ceci pose beaucoup de problèmes pour sa commande et sa surveillance. A cause des contraintes techniques et/ou économiques cités auparavant, seul un nombre limité de variables d'état de la machine sont mesurables. Par conséquent, il est nécessaire de synthétiser un observateur pour l'estimation des autres variables d'état non mesurables, indispensables à la commande et à la surveillance de la machine.

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [1], [42]. L'observation se fait en deux étapes ; la première est une phase d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain \mathbf{G} . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la figure .2.6.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée \mathbf{u} du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état \mathbf{x} constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie \mathbf{y} dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée.

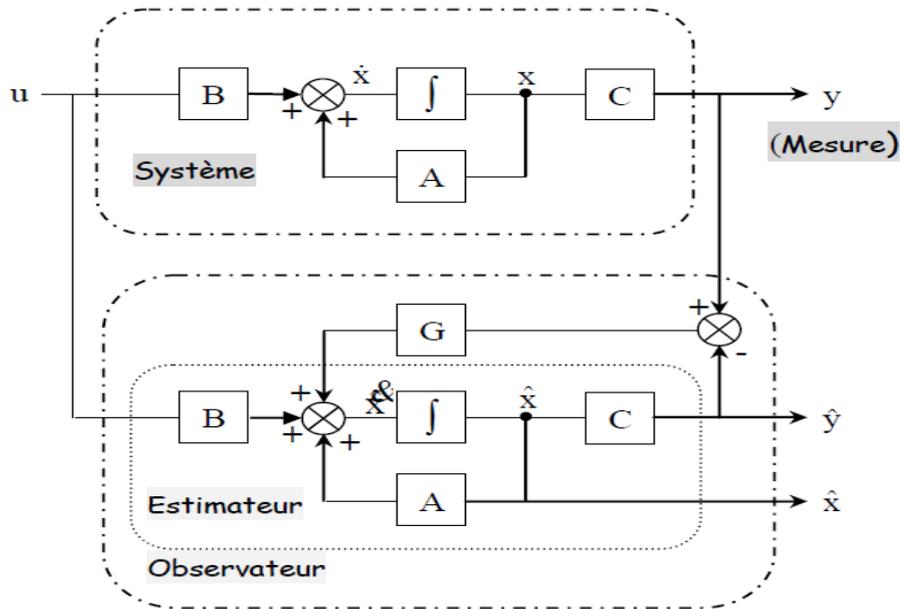


Figure.2.6: Schéma fonctionnel d'un observateur.

Cette différence est multipliée par une matrice de gain G et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain G tel que les valeurs propres de $(A-LC)$ soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou Stochastique) et en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [42], [63], [64].

2.4.1 Observateurs pour les systèmes linéaires

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation du fonctionnement des systèmes, car la plupart des systèmes physiques sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité, le modèle ayant servi pour la conception des observateurs linéaires ne tient pas toujours compte de certains phénomènes non linéaires inhérents à la dynamique du système tels que la dépendance des variables les unes des autres ou des paramètres, l'influence des perturbations des frottements des dynamiques rapides ...etc. Le calcul du gain de ces observateurs est basé

sur la matrice d'évolution du système qui suppose que ses coefficients sont constants et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman qui se basent sur cette approche sont devenus des outils standards pour plusieurs applications industrielles.

L'observateur ou estimateur déterministe de Luenberger permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des sorties et des entrées du système considéré. Son principe est représenté par la figure.2.7. Cette structure de l'observateur de Luenberger est très utilisé dans la commande des systèmes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesurée.

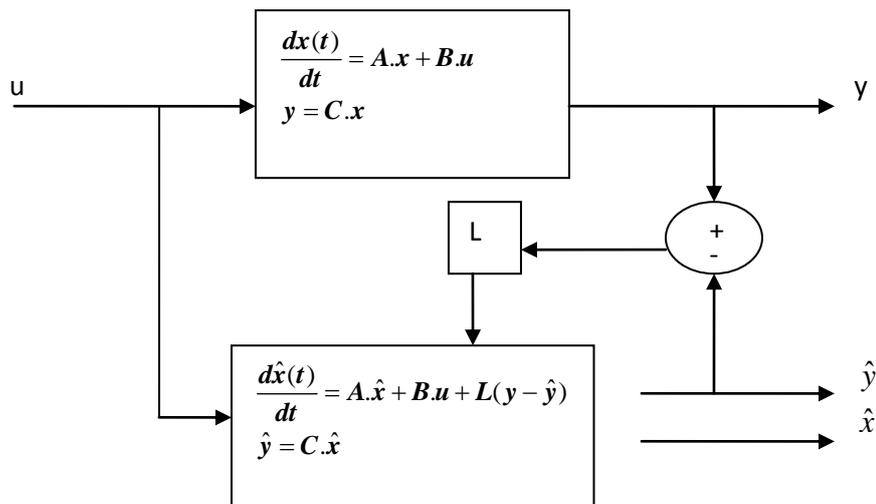


Figure.2.7 : Principe de l'observateur de Luenberger

Dans ces conditions le modèle du système est représenté comme suit :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{2.23}$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{2.24}$$

L'observateur de Luenberger est défini par les deux équations suivantes :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] = (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ly(t) \tag{2.25}$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \tag{2.26}$$

Où L est le gain de l'observateur. Il est à déterminer par une technique de placement de pôles en se basant sur le fait que la dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer.

L'erreur d'estimation d'état du système est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.27)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation s'écrit alors:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)e(t) \quad (2.28)$$

Dont la solution est :

$$e(t) = e(0)\exp(A - LC)t, \quad e(0) = x_o - \hat{x}_o \quad (2.29)$$

Cette solution converge vers zéro si les valeurs propres de la matrice $(A-LC)$ sont à partie réelle négative. Les valeurs propres de cette matrice correspondent aux pôles du système. Donc la résolution du problème revient à un problème de placement de pôles dans le demi-plan gauche du plan complexe.

Les valeurs propres de la matrice $(A-LC)$ fixent la dynamique de l'observateur. Pour assurer un découplage entre la commande et l'observateur, les valeurs propres doivent être choisies de manière à ce que la dynamique de l'observateur soit plus rapide que celle du système pour éviter qu'elles n'interfèrent sur la commande. Ce concept est connu sous le nom du principe de séparation. Il permet de concevoir la structure de l'observateur et celle du système de commande d'une manière séparée. Il est à noter que le principe de séparation n'est valable que pour les systèmes linéaires.

L'observateur de Luenberger étant la méthode la plus utilisée dans les systèmes de commande sans capteurs. Mais, ce type d'observateur néglige l'effet des incertitudes sur le modèle et la présence de bruit. Il devient donc rapidement instable lorsqu'un de ces effets survient.

2.4.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

Si la dynamique du système est trop complexe, le système est alors non linéaire. Dans ce cas, un observateur non linéaire peut être développé pour pallier cette difficulté. Le problème de la synthèse d'un observateur non linéaire consiste à trouver un système dynamique non linéaire qui génère une estimation des variables d'état non mesurables du système considéré. Plusieurs approches peuvent être mise en œuvre pour synthétiser un observateur. On peut citer par exemple :

- L'approche se basant sur les fonctions de Lyapunov où les gains de (observateur) correction sont calculés à partir d'une analyse de la négativité de la fonction de Lyapunov retenue,

- L'approche des observateurs à structure variables (modes glissants) où l'on force l'erreur d'estimation à varier dans une surface bien définie,
- L'approche des observateurs à grand gain où on essaie de masquer les effets des non linéarités par l'utilisation d'un gain ou coefficient de correction dans la valeur peut être très importante (grand gain) [51], [52], [53].
- L'approche des observateurs basés sur le critère de cercle où on essaie d'exploiter les propriétés des non linéarités du système.

Dans le cadre de ce travail, nous concentrons notre effort sur l'application du critère du cercle pour la synthèse d'un observateur non linéaire pour résoudre le problème de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone comme étant un système non linéaire.

2.5 Synthèse d'observateur non linéaire pour de la machine asynchrone

Dans les applications industrielles utilisant des machines asynchrones, l'emploi de certaines lois de commande, en particulier la commande non linéaire, nécessitent la connaissance des états du système. Les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux, ...) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position ...). Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs.

La mise en œuvre de la commande vectorielle ou la commande scalaire pour la machine asynchrone, nécessite non seulement la mesure des courants statoriques (éventuellement des tensions statoriques) mais aussi celle de la vitesse mécanique.

Il faut noter que seule la commande directe en couple pour la machine asynchrone a été imaginée sans capteur de vitesse, dès le début de sa conception. L'utilisation d'un capteur pour mesurer tous ces grandeurs entraîne un surcoût de la commande. Il faut donc trouver d'autres moyens pour obtenir les variables difficilement mesurables que l'on ne désire pas mesurer (vitesse mécanique, position, flux). La synthèse d'un observateur (capteur logiciel) est une solution à ce problème.

Il existe actuellement dans la littérature plusieurs techniques de synthèse d'un observateur non linéaire pour la machine asynchrone. Nous nous intéressons ici aux modèles utilisés pour l'observation non de la machine asynchrone.

2.5.1 Synthèse de l'observateur à Grand gain

Parmi les critères d'un système non linéaire, il peut être représenté comme une interconnexion entre plusieurs sous-systèmes satisfaisants certaines conditions [10], [92], nous pouvons donc concevoir un observateur pour tout le système à partir de la synthèse séparée des observateurs pour chaque sous-système, en supposant que pour chaque observateur calculé, les états des autres sous-systèmes soient disponibles. Deux observateurs peuvent être synthétisés

La synthèse de l'observateur à grand gain correspondant à la première forme est basée les sous systèmes (1.44) et (1.45) présentés dans le premier chapitre.

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(X_2)X_1 + g_1(u, y, X_2, X_1) \\ y_1 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (2.31)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_2 = A_2(X_1)X_2 + g_2(u, y, X_1, X_2) \\ y_2 = C_2 X_2 \end{cases} \quad (2.32)$$

Pour construire les observateurs pour les sous systèmes cités précédemment, les hypothèses qui suivent sont posées [9], [10].

Hypothèse 1 :

- Les signaux (u, X_2) et (u, X_1) sont des entrées régulièrement persistantes et connues pour les deux sous systèmes respectivement.

Hypothèse 2 :

- $g_1(u, y, X_2, X_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2, X_1 , uniformément par rapport à (u, y) .
- $g_2(u, y, X_2, X_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2, X_1 , uniformément par rapport à (u, y) .
- $A_1(X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2
- $A_2(X_1)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_1

On respectant les hypothèses 1 et 2, nous pouvons synthétiser les observateurs pour les sous-systèmes (2.31) et (2.32) [9], [10].

Hypothèse 3 :

Les variables $u_{s\alpha}$, $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ sont considérées comme des entrées connues du sous système (1.44).

$$O_1 : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = A_1(u, y, \hat{x}_2)\hat{x}_1 + g_1(u, y, \hat{x}_2, \hat{x}_1) + S_1^{-1}C_1^T (y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(u, y, \hat{x}_2)S_1 - S_1 A_1(u, y, \hat{x}_2) + C_1^T C_1 \\ \hat{y}_1 = C_1 \hat{x}_1 \end{cases} \quad (2.33)$$

$$O_2 : \begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = A_2(u, y, \hat{x}_1)\hat{x}_2 + \varphi(u, y) + S_2^{-1}C_2^T (y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_2 = -\theta_2 S_2 - A_2^T(\hat{x}_1)S_2 - S_2 A_2(\hat{x}_2) + C_2^T C_2 \\ \hat{y}_2 = C_2 \hat{x}_2 \end{cases} \quad (2.34)$$

Où $\hat{x}_1 = [\hat{i}_{s\alpha}, \hat{\omega}, \hat{C}_r]^T$, $\hat{x}_2 = [\hat{i}_{s\beta}, \hat{\varphi}_{r\alpha}, \hat{\varphi}_{r\beta}]^T$ sont les variables d'état estimées.

$C_1 = C_2 = [1 \quad 0 \quad 0]$, $u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$, $y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$. θ_1, θ_2 sont des constantes positives et S_1, S_2 sont des matrices symétriques définies positives.

Notant que :

$S_1^{-1}C_1^T$ et $S_2^{-1}C_2^T$ sont les gains des observateurs (2.33) et (2.34), respectivement.

Les matrices $A_2(\hat{x}_1)$ et $A_1(\hat{x}_2)$ ainsi que les champs de vecteurs $g_1(u, y, \hat{x}_2, \hat{x}_1)$ et $\varphi(u, y)$ sont donnés par :

$$A_1(\hat{x}_2) = \begin{bmatrix} 0 & -\beta\hat{\varphi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -k_f \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad g_1(u, y, \hat{x}_2, \hat{x}_1) = \begin{bmatrix} -\hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \beta \hat{\varphi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \alpha(\hat{\varphi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \tilde{i}_{s\alpha}) - k_f \hat{\omega} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2(\hat{x}_1) = \begin{bmatrix} -\gamma & -\beta\hat{\omega} & \frac{1}{T_r} \beta \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega} \\ 0 & \hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \varphi(u, y) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

La synthèse d'un observateur à grand dépend des objectifs du chercheur. Dans le cas présenté précédemment, l'objectif est de construire un observateur pour le sous-système (1.44) pour estimer les variables mécaniques (vitesse et couple de charge) et un observateur pour le sous-système (1.45) pour reconstruire les variables magnétiques (flux).

Dans le deuxième cas, on synthétise un observateur à grand gain sous forme triangulaire pour la machine asynchrone selon le modèle (1.49). L'observateur aura donc la forme suivante [11] :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_1 &= A_1(u; y_2)x_1 + g_1(\hat{x}_1, u, y_2) + \phi_1^{-1}(y_2) \left[L_1(y_2) + \Delta_{g_1}^{-1} K_1 \right] (y_1 - C_1 \hat{x}_1) \\
 \dot{\hat{x}}_2 &= A_2(u)x_2 + g_2(\hat{x}_1, \hat{x}_2, u) + \phi_2^{-1} \left[L_2 + \Delta_{g_2}^{-1} K_2 \right] (y_2 - C_2 \hat{x}_2) \\
 \hat{y}_1 &= C_1 \hat{x}_1 \\
 \hat{y}_2 &= C_2 \hat{x}_2
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

Les matrices ϕ_i et L_i représentant les gains de l'observateur sont données par :

$$L_1(y_2) = \begin{bmatrix} -\frac{(\gamma L_r + R_r)}{L_r} & -y_2 \\ y_2 & -\frac{(\gamma L_r + R_r)}{L_r} \\ \frac{(-\gamma \sigma L_s L_r^2 + L_m^2 R_r) R_r}{\sigma L_s L_r^3} & \frac{(-\gamma \sigma L_s L_r^2 + L_m^2 R_r) y_2}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{(-\gamma \sigma L_s L_r^2 + L_m^2 R_r) y_2}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{(-\gamma \sigma L_s L_r^2 + L_m^2 R_r) R_r}{\sigma L_s L_r^3} \end{bmatrix}, L_2 = \begin{bmatrix} -k_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\phi_1(y_2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\gamma L_r + R_r}{L_r} & y_2 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m y_2}{\sigma L_s L_r} \\ y_2 & \frac{\gamma L_r + R_r}{L_r} - \gamma & -\frac{L_m y_2}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix}, \phi_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}.$$

L'inconvénient majeur de l'approche des grands gains est l'effet déstabilisant du phénomène de pic.

2.5.2 Synthèse de l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle

L'approche du critère du cercle pour la synthèse d'un observateur non linéaire a été introduite pour la première fois par Arcak [25], [26] pour les systèmes continus qui peuvent être décomposés en une partie linéaire et une partie non linéaire. Une extension aux systèmes multivariable comportant de multiples non linéarités est donnée par [27]. Le principal avantage de cette approche est qu'elle permet de manipuler directement les non linéarités du système avec un minimum de conditions. Dans ce qui suit nous rappelons brièvement les notions de base du critère du cercle.

Le critère du cercle établit qu'un système non linéaire qui peut être exprimé comme étant l'interconnexion d'un système linéaire et d'une non linéarité dépendant du temps vérifiant la propriété du secteur est globalement uniformément asymptotiquement stable [25]. L'avantage de cette approche est qu'elle élimine les restrictions de Lipschitz sur les non linéarités du système et évite les inconvénients de l'approche des grands gains. Cependant, cette approche introduit des contraintes du type inégalités matricielles linéaires (LMI) à résoudre.

Soit un système modélisé par l'équation d'état non linéaire et l'équation d'observation suivantes :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \phi[\mathbf{u}(t), \mathbf{y}(t)] + \mathbf{G}f[\mathbf{H}\mathbf{x}(t)] \quad (2.36)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (2.37)$$

Où \mathbf{A} , \mathbf{G} , et \mathbf{C} sont des matrices constants connues et de dimensions appropriées. Le terme $\phi(\mathbf{u}(t), \mathbf{y}(t))$ est une fonction arbitraire dépendant éventuellement de l'entrée $\mathbf{u}(t)$ et de la sortie $\mathbf{y}(t)$ du système. $f(\mathbf{H}\mathbf{x}(t))$ est une fonction représentant les non linéarités du système vérifiant les conditions suivantes [27], [25], [26]:

$$\frac{df(z, t)}{dz} \geq 0, \quad 1 \leq i \leq N, \quad \forall z \in \mathfrak{R}, \quad (2.38)$$

La propriété de non décroissance de la fonction $f(z, t)$ est que pour tout $\mathbf{v}, \mathbf{w} \in \mathbf{R}^+$ la propriété suivante est vérifiée.

$$(\mathbf{v} - \mathbf{w})[f(\mathbf{v}, t) - f(\mathbf{w}, t)] \geq 0 \quad (2.39)$$

Si $f(z,t)$ est continuellement dérivable. La relation précédente est équivalente à la relation (2.38). Si on pose $z = v - w$ alors $[f(v,t) - f(w,t)] = f(z,t)$ et la relation précédente s'écrit alors :

$$z^T f(z,t) \geq 0 \quad \forall z \in \mathbf{R} \quad (2.40)$$

Cette dernière relation est connue sous le nom de propriété du secteur.

Si la fonction $f(z,t)$ ne vérifie pas la condition de positivité (2.40) on peut introduire une nouvelle fonction tel que $G(z,t)$:

$$G(z,t) = f(z,t) + \rho z, \quad \rho > \left\| \frac{d}{dz} f(z,t) \right\|, \quad \forall z \in \mathbf{R} \quad (2.41)$$

On peut vérifier que Alors :

$$\frac{d}{dz} G(z,t) = \frac{d}{dz} f(z,t) + \rho \geq 0 \quad \forall z \in \mathbf{R} \quad (2.42)$$

Dans le cas multivariable la propriété de secteur peut être écrite comme : $z^T f(z,t) \geq 0$.

z et $f(z,t)$ sont des vecteurs à dimension appropriée.

Dans ce qui suit nous rappelons le théorème et les conditions utilisés pour la synthèse d'un observateur non linéaire pour la surveillance de la machine asynchrone.

➤ **Théorème** [27], [25] : Considérons le système (2.36)-(2.37) vérifiant les relations (2.38)-(2.40). S'il existe une matrice $P \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ symétrique définie positive, une matrice constante $Q \in \mathfrak{R}^{n \times p}$ et un vecteur ligne $K \in \mathfrak{R}^p$ tel que les inégalités matricielles linéaires (LMI) suivantes soient satisfaites :

$$\begin{aligned} (A - LC)^T P + P(A - LC) + Q &\leq 0 \\ PG + (H - KC)^T &= 0 \end{aligned} \quad (2.43)$$

Avec $Q = \varepsilon I_n$ et $\varepsilon > 0$ une constante. I_n est la matrice unitaire. Alors un observateur non linéaire peut être synthétisé comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) = & A\hat{x}(t) + L(\hat{y}(t) - y(t)) + \phi(u(t), y(t)) + \\ & + G[f(\hat{x}(t) + K(\hat{y}(t) - y(t)))] \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \quad (2.45)$$

Et $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}(t) - x(t) = 0$, où $\hat{x}(t)$ est l'état estimé du vecteur d'état $x(t)$ du système non linéaire (2.36)-(2.37).

Notons que la structure de l'observateur non linéaire est similaire à celle de l'observateur linéaire plus un terme représentant une non linéarité dépendant du temps.

➤ **Démonstration :** L'erreur d'estimation est donnée par : $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$.

La dynamique de cette erreur s'écrit:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + G[f(H.x(t)) - f(H.\hat{x}(t) + K(\hat{y}(t) - y(t)))] \quad (2.46)$$

Si on pose : $v = H.x(t)$ et $w = H.\hat{x}(t) + K(\hat{y}(t) - y(t))$ alors :

$$v - w = (H - KC)e(t)$$

Alors la relation (2.46) peut être écrite comme suit:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + G[f(v) - f(w)] \quad (2.47)$$

En posant $z = v - w$ alors $f(z, t) = [f(v) - f(w)]$ et la propriété du secteur $z f(z, t) \geq 0, \forall z \in R$ est alors vérifiée.

La dynamique de l'erreur, relation (2.47), peut aussi s'écrire alors:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + G.f(z, t) \quad (2.48)$$

$$z = (H - KC)e(t) \quad (2.49)$$

Ce qui montre une fois de plus que la dynamique de l'erreur d'observation est l'interconnexion d'un système linéaire et d'une non linéarité de type secteur dépendant du

temps. Par conséquent, l'observateur non linéaire synthétisé converge globalement uniformément asymptotiquement.

2.6 Conclusion

Les commandes de moteur asynchrone, qu'elles soient de type classique ou non linéaire ont pour but de parvenir à un découplage des grandeurs de sorties. De ce point de vu, la commande vectorielle n'est qu'un cas de la commande linearisante. La commande non linéaire permet de mieux comprendre comment s'opèrent les fonctions découplages et linéarisation. Elle permet de mettre en évidence le rôle des états non mesurés. La nécessité de l'observateur apparaît alors logiquement. Nous avons présenté quelques-uns des nombreux types d'observateurs pour systèmes linéaires et non linéaires. Ces observateurs jouent un rôle important dans les performances obtenues en fin de compte.

Chapitre 3

Chapitre 3: Surveillance de la Machine Asynchrone

3.1 Introduction

Le contrôle des machines électriques, la surveillance et le diagnostic de leurs défauts sont des techniques relativement récentes et incontournables en raison des contraintes croissantes imposées par les industriels.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'exploitation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Afin d'éviter des arrêts intempestifs, il est possible d'effectuer une maintenance périodique durant laquelle les éléments de la chaîne sont remplacés après une durée d'utilisation finie. L'inconvénient est que les éléments d'un système ne sont pas à l'abri d'une panne et que leur durée de vie ne peut être définie au préalable, d'autre part, cette méthode paraît coûteuse en temps d'arrêt et en produits. Le développement d'outils ou de systèmes de surveillance et de détection de pannes paraît une solution coûteuse à l'investissement, mais elle s'amortit sur le temps.

Pour améliorer la fiabilité des systèmes de production et par conséquent augmenter la productivité et le profit, il est indispensable de rechercher une stratégie de commande, de surveillance des éléments moteurs de la chaîne de production qui sont les machines électriques et un système de diagnostic de leurs défauts de préférence à l'état précoce. Pour les systèmes à haut risque une stratégie de commande tolérante aux fautes est aussi indispensable. Un fonctionnement en mode dégradé et éventuellement en mode critique permettra au service de maintenance d'avoir le temps nécessaire d'exécuter

les opérations de réparations afin de mitiger les conséquences du risque d'une catastrophe imminente [69].

Dans ce qui suit nous allons présenter un bref aperçu sur les méthodes et techniques de surveillance appliquées aux machines électriques et plus particulièrement à la machine asynchrone dont l'utilisation est très répandue dans le domaine industriel.

3.2 Surveillance des machines électriques

Le terme de surveillance de l'état d'une machine regroupe l'ensemble des opérations qui permettent de quantifier la capacité de la machine à remplir sa fonction par rapport à ses caractéristiques ou performances et des consignes définies soit au départ soit au cours du fonctionnement par l'opérateur. La procédure de surveillance aide l'opérateur à prendre à chaque instant une décision quant au fonctionnement de la machine, c'est-à-dire être capable de dire à chaque instant si la machine est en état de fonctionnement ou elle présente une défaillance quelconque. Cette procédure utilise des indicateurs qui peuvent être soit des paramètres soit des variables d'état de la machine. Les erreurs paramétriques et les erreurs d'état peuvent aussi être utilisées comme indicateurs de surveillance de la machine asynchrone. La procédure de surveillance est généralement suivie d'une procédure de diagnostic qui consiste à identifier (localiser) l'élément défaillant et éventuellement donner les explications des causes qui ont conduit la machine à l'état de défaillance. Ce diagnostic présente donc l'intérêt de permettre la détermination de l'éventuel défaut à l'instant où commence une dégradation et de décider de l'intervention à effectuer au moment optimal.

Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été effectuées pour surveiller du fonctionnement des machines électriques juste en exploitant les informations déjà disponibles pour les seules variables mesurables telles que les tensions et courants du stator ou une combinaison de ces variables par exemple l'utilisation de la puissance comme moyen de surveillance de la machine. Les progrès considérables dans le domaine de l'automatique et de la technologie des ordinateurs (matériels et logiciels) ont contribué à l'émergence de plusieurs autres méthodes telles que les méthodes se basant sur l'analyse des données (Analyse en composantes principales, reconnaissance des formes, réseaux de neurones), les méthodes utilisant le traitement du signal (Analyse spectrale, analyse cepstrale, décomposition en ondelettes) et les méthodes utilisant un modèle du système (Espace de parité, redondance analytique,

observateurs). Ces recherches ont permis de classer les différentes méthodes en deux classes qui sont respectivement la classe des méthodes dites externes qui se basent sur l'exploitation des informations (données et signaux) déjà disponibles à l'extérieur de la machine et la classe des méthodes dites internes qui nécessitent l'estimation des paramètres ou variables internes de la machine tels que la résistance du stator, l'inductance du stator, le flux du rotor [70], [72] [98].

Dans ce qui suit nous allons rappeler brièvement les méthodes les plus utilisées dans le domaine des machines électriques.

3.2.1 Méthodes externes de diagnostic

Ces méthodes, supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations causes à effet. Le diagnostic des machines électriques repose donc sur le savoir d'experts et sur un ensemble d'informations déjà disponibles pour les seules variables mesurables telles que les tensions et courants du stator ou une combinaison de ces variables. Dans la littérature, il existe plusieurs manières pour traiter ces informations pour en extraire les symptômes caractéristiques du fonctionnement de l'entraînement surveillé et de les analyser pour en déduire l'état du système [70], [71], [76], [98]. Dans ce travail nous présentons quelques techniques qui dont l'utilisation est très répandue dans le domaine industriel.

3.2.1.1. Analyse vibratoire

Dans le domaine industriel l'analyse vibratoire est un moyen standard pour la surveillance des machines électriques. En effet, toutes les machines tournantes produisent des vibrations même dans leur état neuf. Le niveau de ces vibrations augmente en fonction de la détérioration des performances de la machine. Les vibrations sont mesurées à l'aide d'un capteur qui peut être placé sur le corps de la machine et à différents endroits selon que l'on s'intéresse aux vibrations latérales ou axiales [83]. L'analyse spectrale des vibrations est traditionnellement utilisée dans le domaine industriel pour diagnostiquer les défauts des roulements [80], [83].

La figure 3.1 donne un exemple de spectre de vibration d'une machine défaillante. L'amplitude des vibrations dépend de la réponse de la structure mécanique de la machine. Cette réponse dépend de la fréquence et du mode de vibration excité. Les défauts mécaniques de la machine tels que l'excentricité et les défauts de roulements sont directement reliés aux vibrations enregistrées [85].

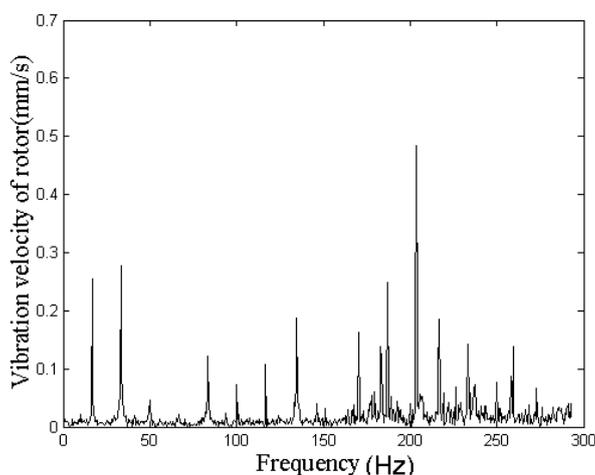


Figure.3.1: Spectre de vibration d'une machine défaillante.

3.2.1.2. Décharges partielles

Les décharges partielles sont définies comme une localisation des décharges électriques qui traversent partiellement le vernis d'isolation entre les conducteurs. Par conséquent, elles donnent une indication sur les dégradations du vernis d'isolation des conducteurs. Elles peuvent être utilisées comme moyen de détection des courts circuits dans les enroulements de la machine. Ces décharges peuvent être détectées par différentes techniques électriques, acoustiques et optiques. Cette méthode exige l'installation de capteurs spécialisée dont le coût est généralement exorbitant. Cependant, elle reste utilisée pour la surveillance de très gros générateurs [80], [84]. La figure.3.2 donne un exemple de représentation des décharges partielles [80].

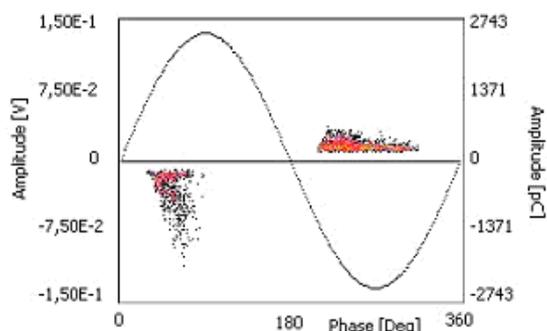


Figure.3.2: Exemple de représentation des décharges partielles

3.2.1.3 Réseaux de neurones et reconnaissance des formes

Les réseaux de neurones artificiels, dont le principe s'inspire des neurones biologiques, sont des structures composées de plusieurs neurones interconnectés où chaque neurone comprend une partie dont le rôle est collecter les données et une autre partie permettant d'activer une information de sortie si certaines conditions sont vérifiées. Les réseaux de neurones sont des outils particulièrement adaptés pour aider les opérateurs dans leur tâche de prise de décision pour la surveillance et le diagnostic des installations industrielles en se basant sur l'analyse et le traitement des données multidimensionnelles. Cet avantage est dû à leur structure parallèle et fortement connectée ce qui assure une rapidité de calcul et une grande fiabilité dans le traitement des données. Pour être mis en œuvre, les réseaux de neurones nécessitent une phase d'apprentissage permettant d'ajuster les paramètres ou poids du réseau retenu et une phase de validation ou de test permettant de confirmer l'efficacité du réseau. L'inconvénient de cette approche est la spécificité du réseau retenu pour une application donnée et la masse considérable des données nécessaires à la phase d'apprentissage [71].

Les réseaux de neurones fonctionnant avec des mécanismes d'adaptation sont privilégiés par rapport aux autres types. Ils possèdent la propriété de pouvoir classer les signatures même si les formes présentées sont entachées de bruit ou ont des informations manquantes.

Les techniques de reconnaissance des formes sont moins difficiles à mettre en œuvre que les réseaux de neurones. Ces techniques regroupent l'ensemble des méthodes permettant la classification automatique d'objets suivant leur ressemblance par rapport à un objet de référence. L'objectif de ces méthodes est de décider, après avoir observé un objet, à quelle forme type celui-ci ressemble le plus. En d'autres termes, il s'agit de décider à quelle classe d'objets connus, l'objet observé (une forme) doit être affecté. Dans la littérature deux types de reconnaissance de formes se distinguent [70], [71], [72], [87]:

- La reconnaissance de formes structurelle qui se base sur une représentation des formes à l'aide de grammaires.
- La reconnaissance de formes statistique qui s'appuie sur une représentation numérique des formes étudiées.

Comme les réseaux de neurones, les techniques de classification des formes nécessitent une phase d'apprentissage et une phase de validation d'où la nécessité d'une masse de données considérable.

3.2.1.4 Analyse spectrale et vecteur de Park

Les techniques du traitement du signal trouvent leurs applications dans plusieurs domaines techniques et non techniques. Dans la littérature, sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts des machines asynchrones par traitement du signal telles que, l'analyse spectrale du courant moteur (MCSA), l'analyse spectrale de la puissance électrique (EPSA), l'approche du vecteur de Park étendu (EPVA), l'analyse vibratoire (VA), décharges partiellesetc [72], [73], [74], [75]. Dans ce qui suit nous rappelons quelques méthodes du traitement du signal les plus utilisées dans le domaine des machines électriques.

Depuis de nombreuses années, la méthode d'analyse spectrale du courant moteur (MCSA) est la méthode la plus utilisée pour le diagnostic des défauts des machines électriques (rupture au rotor des machines asynchrones, dégradation des roulements, les excentricités et les court-circuits dans les bobinages). Elle ne nécessite qu'un seul capteur de type transformateur de courant, et elle est facile à mettre en œuvre. Les défauts détectés se prêtent bien à cette technique, dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

L'analyse spectrale peut être effectuée, soit en régime transitoire ou en régime permanent [57]. Le régime transitoire du moteur est rapide, ceci limite le nombre de point d'acquisition des informations, de plus ce régime transitoire possède un contenu fréquentiel riche mais qui est difficilement exploitable. En régime permanent, le nombre de points d'acquisition des informations est suffisant pour faire tous les types d'analyse.

La méthode du vecteur étendu de Park offre une alternative à l'analyse spectrale, elle se base sur l'expression complexe du vecteur de Park pour le courant du stator. Elle étudie la signature du module de ce vecteur dans le plan complexe. Plus précisément il s'agit de tracer la variation de la partie imaginaire en fonction de la variation la

partie réelle du vecteur de Park. Les éléments de base de cette méthode sont développés dans les références [76], [78], [79], [98].

Etant donné que les composantes directe et en quadrature (d, q) du vecteur de Park pour le courant du stator en fonction des composantes des trois phases (A, B, C) sont données par :

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} - \frac{1}{\sqrt{6}} - \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Avec P comme matrice de transformation de Park.

Dans le cas idéal les composantes de Park (d, q) du vecteur courant sont données par:

$$i_{sd} = \frac{\sqrt{6}}{2} i_M \cos(\omega t), \quad i_{sq} = \frac{\sqrt{6}}{2} i_M \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

Le vecteur de Park est défini par :

$$\mathbf{i}_s = i_{sd} + j i_{sq} \quad (3.3)$$

Les caractéristiques de ce vecteur sont le module et l'argument définis comme suit:

$$|\mathbf{i}_s| = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad \text{et} \quad \theta = \arctg \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (3.4)$$

Dans le but d'éviter l'analyse spectrale et ses inconvénients il est plus simple de tracer les variations de la composante en quadrature du vecteur de Park en fonction des variations de la composante directe. Dans ces conditions l'extrémité du vecteur de Park décrit une forme circulaire. La procédure de surveillance consiste alors à surveiller la modification de cette forme circulaire comme le montre la figure 1.

Dans le cas d'une machine saine, sans défaut, la forme obtenue est un cercle parfait centré à l'origine du plan (d, q) et de rayon égal au module de vecteur de Park.

Dans les conditions où la machine présente un défaut alors l'extrémité du vecteur de Park décrit une forme circulaire qui va jusqu'à une forme elliptique selon la gravité du défaut [75], [76].

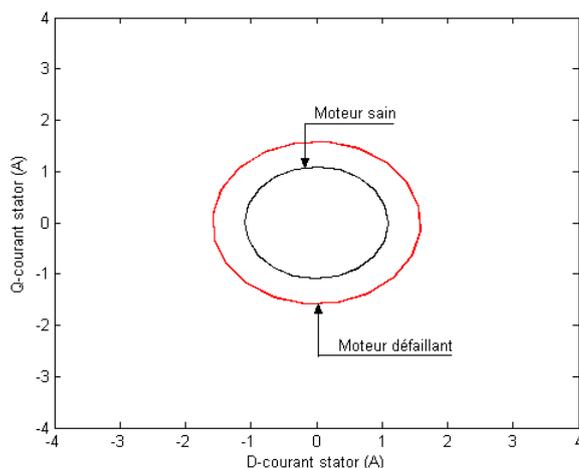


Figure 3.3: Principe du vecteur étendu de Park

Si l'analyse spectrale du courant et la méthode du vecteur étendu de Park ne donnent pas de résultats satisfaisants alors on peut utiliser l'analyse spectrale de puissance qui combine les informations contenues dans le signal du courant et celui de la tension.

Le niveau d'informations portées par le signal de la puissance est plus grand que celui donné par le courant d'une seule phase, ce qui représente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode est utilisée pour la détection des défauts mécaniques ou encore les défauts électriques tels que les court-circuits entre spires du stator [78], [82].

3.2.2 Méthodes internes de diagnostic

Les méthodes internes de diagnostic ont été développées dès le début des années 70 [18]. Elles reposent sur l'utilisation d'un modèle mathématique des machines électriques. L'avantage du modèle est qu'il est disponible sur la majorité des systèmes de commande de la machine et qu'il permet de traiter un maximum d'informations en plus de la possibilité d'assurer la commande de la machine en mode de fonctionnement dégradé [63], [75].

Les méthodes de diagnostic utilisant un modèle reposent sur la génération et l'analyse d'un signal particulier appelé indicateur de défaut ou résidu qui est censé contenir les informations (symptômes) sur l'éventuel défaut. La figure 3.4 donne un exemple de procédure à suivre pour effectuer le diagnostic. Notons qu'un résidu représente un signal d'écart entre une grandeur mesurée et une grandeur fournie par le modèle sous la forme d'une

estimation de la grandeur mesurée. Cet écart de comportement doit donc être idéalement nul en l'absence de défaut et différent de zéro dans le cas contraire [70].

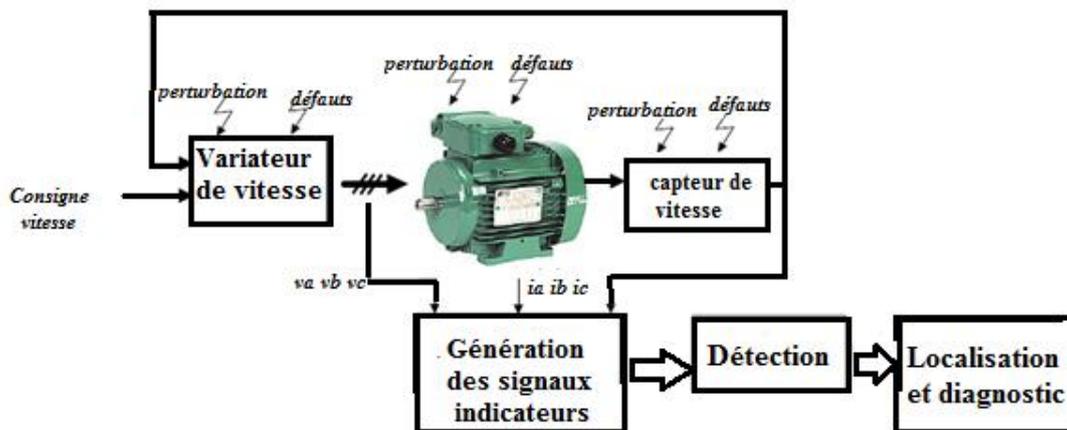


Figure.3.4 : Principe général du diagnostic à base de modèles [91]

Les techniques de diagnostic à base de modèles peuvent être classées en trois approches [75], [89], [91],[99], [100]:

- l'approche par estimation paramétrique
- l'approche de l'espace de parité
- l'approche à base d'observateurs

Toutes ces approches effectuent la procédure de diagnostic en trois étapes qui sont :

Etape de détection : cette étape doit permettre de décider si le système se trouve ou non dans un état de fonctionnement normal. Il suffit donc de tester la non nullité des résidus pour décider de l'apparition ou non d'un défaut (Tests statistique, un simple test de seuil, un seuil adaptatif). Il est à noter que la procédure de surveillance se limite à cette étape et que le diagnostic ajoute les deux étapes suivantes.

Etape de localisation : il s'agit, à partir de l'analyse des résidus détectés non nuls de localiser ou identifier le défaut, c'est-à-dire de déterminer le ou les éléments défectueux.

Etape diagnostic : Après l'étape de localisation ou d'identification de l'élément défectueux il s'agit de donner les explications sur les causes qui ont amenées le système à l'état défectueux.

Toutes ces informations sont transmises au service de maintenance qui décidera de la marche à suivre afin de conserver les performances souhaitées du système sous surveillance. Cette prise de décision doit permettre de générer, éventuellement sous le

contrôle d'un opérateur humain, les actions correctrices nécessaires pour le retour au fonctionnement normal du système.

3.2.2.1 Approches par estimation paramétrique

Ce type d'approches se base sur les techniques d'identification des systèmes, techniques bien connues dans le domaine de l'automatique. Ces techniques consistent à identifier en ligne ou hors ligne les paramètres essentiels du système et à comparer les valeurs numériques de ces paramètres à leur valeur de référence. L'écart ainsi obtenu est utilisé comme résidu (voir Figure. 3.5).

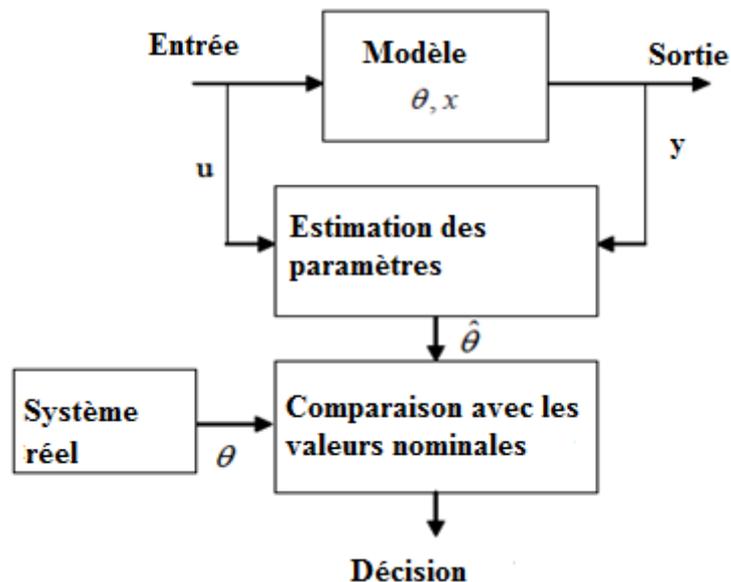


Figure. 3.5 : Principe de l'approche par estimation paramétrique

Dans ce type de techniques le modèle du système considéré s'exprime selon la formulation générale suivante [75]:

$$Y(t) = F[X(t), U(t), \theta, \eta(t), t] \quad (3.5)$$

Où $Y(t)$ est l'observation ou mesure de sortie, $X(t)$ représente le vecteur des variables d'état du système dont une partie seulement est généralement mesurable, $U(t)$ est la commande, elle représente les mesures des entrées du système, θ est le vecteur des paramètres, il représente la structure du système ou l'ensemble des coefficients reliant les entrées et les sorties du système, $\eta(t)$ représente l'ensemble des erreurs de

modélisation, de mesures et de perturbation qualifiées de bruit et t représente la variable indépendante qui est le temps.

L'objectif des techniques d'estimation paramétrique consiste à déterminer le vecteur des paramètres θ compte tenu des mesures effectuées sur les entrées et les sorties du système et éventuellement des bruits qui peuvent affecter le système. Les outils utilisés pour atteindre cet objectif sont les algorithmes d'identification des systèmes tels que les algorithmes des moindres carrés, de la variable instrumentale, du maximum de vraisemblance et leurs variantes récursives ou temps réel dont la forme générale est [70], [77]:

$$\hat{\theta}(t) = F[Y(t), U(t), t] \quad (3.6)$$

Le résidu $r(t)$ est alors :

$$r(t) = G(\hat{\theta}(t) - \theta(t)) \quad (3.7)$$

Où $\theta(t)$ et $\hat{\theta}(t)$ représentent respectivement le vecteur des paramètres mesurés et estimés.

En fonction, par exemple du niveau du résidu, comme étant une fonction de l'écart entre les mesures et leurs valeurs estimées, une décision est prise selon un seuil défini à l'avance.

3.2.2.2 Approche de l'espace de parité

Le principe de cette approche est de vérifier la cohérence entre les relations mathématiques du système et les mesures disponibles. C'est-à-dire, réécrire les équations du modèle de manière à obtenir des relations particulières appelées relations de redondance analytique (RRA). Ces relations ont pour propriété de ne lier que des grandeurs connues et dont les mesures sont disponibles en ligne.

Supposons en effet qu'une mesure puisse s'exprimer en fonction des autres par une relation connue. La différence entre la mesure et sa valeur calculée à l'aide du modèle donne un résidu. Si cet indicateur est nul, alors les mesures sont cohérentes par rapport au modèle, le système est déclaré sans défaut. Dans le cas contraire, le système est déclaré alors avec défaut [77].

3.2.2.3 Approche à base d'observateurs

Le principe de base de la génération des résidus à l'aide d'observateurs est de réaliser une estimation de l'état du système et de la comparer à l'état mesuré. Comme seule une partie du vecteur d'état du système est généralement mesurable il va falloir estimer les autres variables d'état non mesurables et comparer l'état estimé dans le cas où le système est sain à l'état où le système est défaillant [75], [77]. La figure.3.6 montre le principe du diagnostic des machines électriques à base d'observateurs.

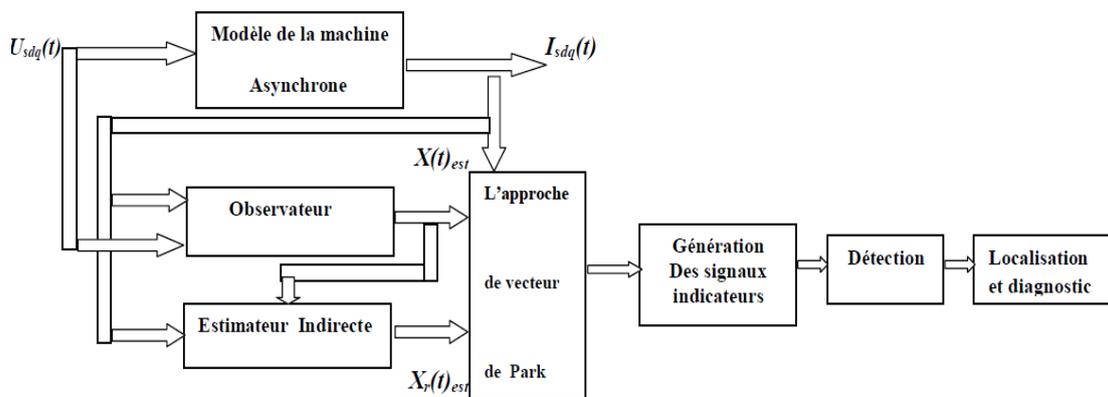


Figure.3.6 : Principe du diagnostic des machines électriques à base d'observateurs.

Le problème fondamental rencontré pendant l'élaboration des algorithmes du diagnostic est celui de la génération des résidus. Ce point a été largement étudié dans les 20 dernières années en utilisant des observateurs linéaires. De nombreuses solutions sont proposées dans la littérature suivant la nature du système considéré et la structure de l'observateur choisi [75], [92], [100]. Les premiers travaux concernent les systèmes linéaires sont apparus dans les années 80. En pratique les indicateurs de défauts sont entachés par des perturbations et les erreurs de modélisation. L'insensibilité aux perturbations peut être obtenue au moyen de reconSTRUCTEURS particuliers appelés observateurs à entrées inconnues (UIO) dont le principe est de rendre l'erreur d'estimation indépendante des perturbations non mesurables. En pratique la réalisation d'un générateur de résidus parfaitement découplé des entrées inconnues n'est pas toujours possible. C'est pourquoi il est indispensable de recourir aux techniques non linéaires, notamment la synthèse d'observateurs non linéaires. Ces dernières décennies, une grande attention a été donnée au développement d'observateurs non linéaires. Une revue de la littérature dans ce domaine montre que

la première approche a été proposée par Isidori et Krener [45], [46]. Dans ce contexte on peut citer les travaux de Kalman et Luenberger connus sous le nom de filtre étendu de Kalman et l'observateur étendu de Luenberger [51], [52]. Différents observateurs à grands gains ont été développés selon le principe de séparation par Khalil et collaborateurs [49], [50]. Dans ces approches les algorithmes de placement de pôles, d'équations de Riccati et des fonctions de Lyapunov sont généralement mis en œuvre [48].

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé les concepts généraux utilisés en surveillance et diagnostic des machines électriques. Une classification des principales méthodes de diagnostic proposées dans ce domaine a été effectuée. Dans ce contexte deux principales classes de méthodes ont été présentées, à savoir les méthodes externes (sans modèle) et les méthodes internes (avec modèle). Le choix de la méthode dépend de la nature et du comportement du système à surveiller, du défaut recherché et de l'instrumentation nécessaire pour effectuer les mesures et le contrôle.

Les méthodes externes se basent sur un ensemble d'informations déjà disponibles pour les seules variables mesurables. Elles ont l'avantage de l'indépendance de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. A l'inverse de la deuxième classe de méthode de diagnostic reposent sur une connaissance à priori du système.

Chapitre 4



Chapitre 4: Simulation numérique

4.1 Introduction

Après avoir modélisé les différents éléments constituant le système de commande, nous abordons maintenant la simulation des différents modèles obtenus précédemment. La première étape, consiste à tester les deux modèles de la machine asynchrone qui seront utilisés tout au long de ce travail. Par la suite, nous faisons une simulation de l'onduleur à MLI seul qui sera utilisé dans la boucle ouverte et fermée de commande.

La troisième étape, consiste à présenter la simulation des deux stratégies de commande retenues dans ce travail à savoir, la commande vectorielle et la commande par linéarisation entrée sortie.

Enfin, nous effectuons une simulation d'une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en utilisant l'observateur non linéaire basé sur le critère du cercle.

4.2 Simulation de l'alimentation directe de la machine asynchrone

Les modèles dynamiques de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant et au stator ont été présentés dans le chapitre 1. Une simulation de ces modèles est nécessaire afin d'étudier le comportement et les performances dynamiques de cette machine. Le premier modèle est utilisé dans la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, le deuxième est utilisé dans la commande par linéarisation entrée sortie.

Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

4.2.1 Simulation du modèle de la machine pour la commande IFOC

Nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé, à vide et en charge. Les résultats de simulation sont donnés par les figures ci-dessous.

Les figures 4.1a et 4.1b représentent le comportement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé. Ces résultats de simulation sont obtenus pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. On constate qu'on a un temps de réponse $t_r = 0.35$ sec, la vitesse en régime permanent se stabilise à 157 rad/s et diminue dans l'intervalle de l'application du couple de charge. L'application du couple de charge montre clairement le couplage qui existe entre le couple et le flux. Le courant d'une phase statorique est représenté sur le figure 4.1.c tandis que la figure 4.1d présente l'effet de zoom de ce courant.

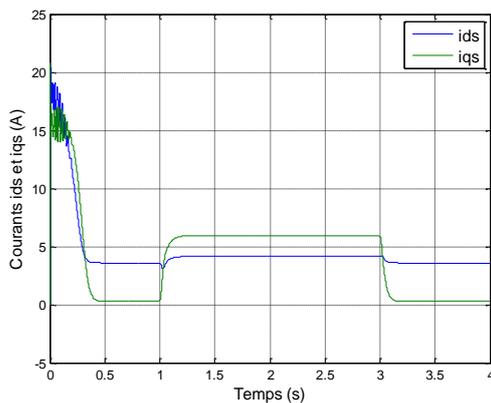


Fig. 4.1a : Courants statorique i_{ds} et i_{qs}

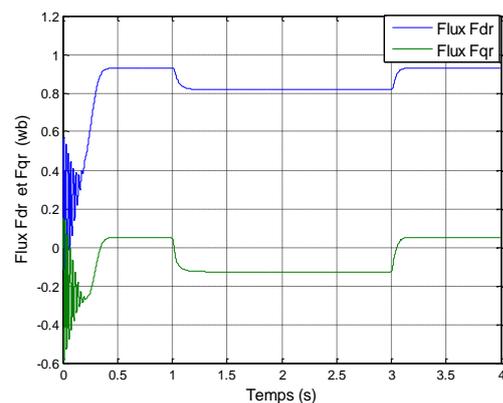


Fig. 4.1b : Flux rotorique F_{dr} et F_{qr}

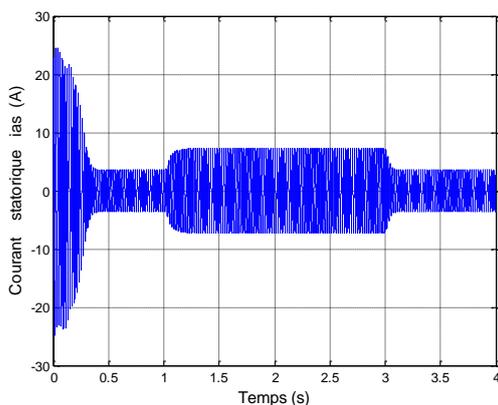


Fig. 4.1c : Courants statorique i_{as}

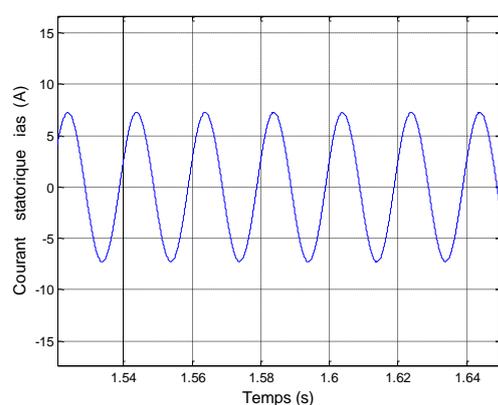


Fig. 4.1d : Effet zoom du courant i_{as}

Les figures 4.1e, 4.1f et 4.1g représentent respectivement les variations du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation du rotor et la caractéristique mécanique de la machine asynchrone.

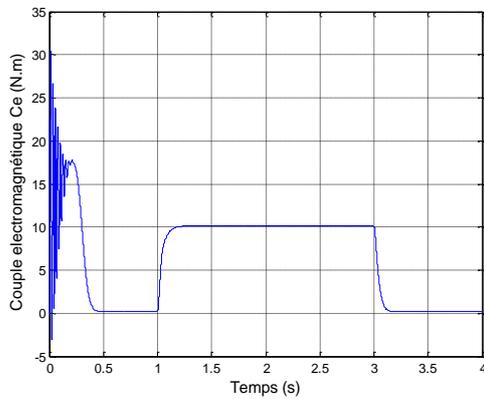


Fig. 4.1e : Couple électromagnétique

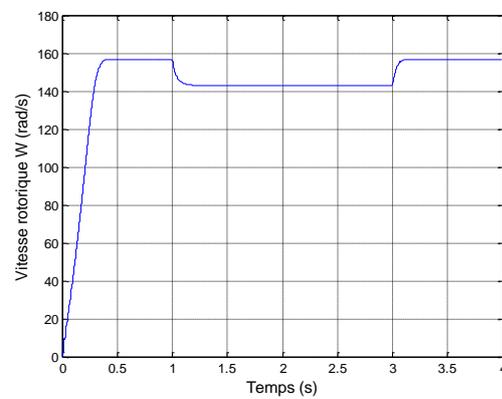


Fig. 4.1f : Vitesse de rotation

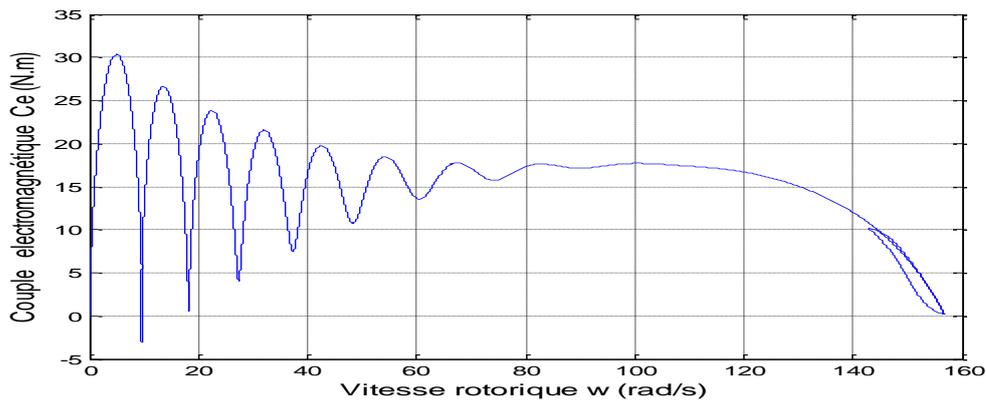


Fig. 4.1g : Caractéristique mécanique de la machine asynchrone

4.2.2 Simulation du modèle de la machine pour la commande non linéaire

Les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone pour la commande non linéaire sont donnés par les figures ci-dessous.

Les figures 4.2a et 4.2b représentent le comportement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. On constate qu'on a un temps de réponse $t_r = 0.35$ sec. La vitesse en régime permanent se stabilise à 157 rad/s et diminue dans l'intervalle de l'application du couple de charge. L'application du couple de charge montre clairement le couplage qui existe entre le couple et le flux. Le courant d'une phase statorique et son effet de zoom sont représentés respectivement sur les figures 4.2c et 4.2d.

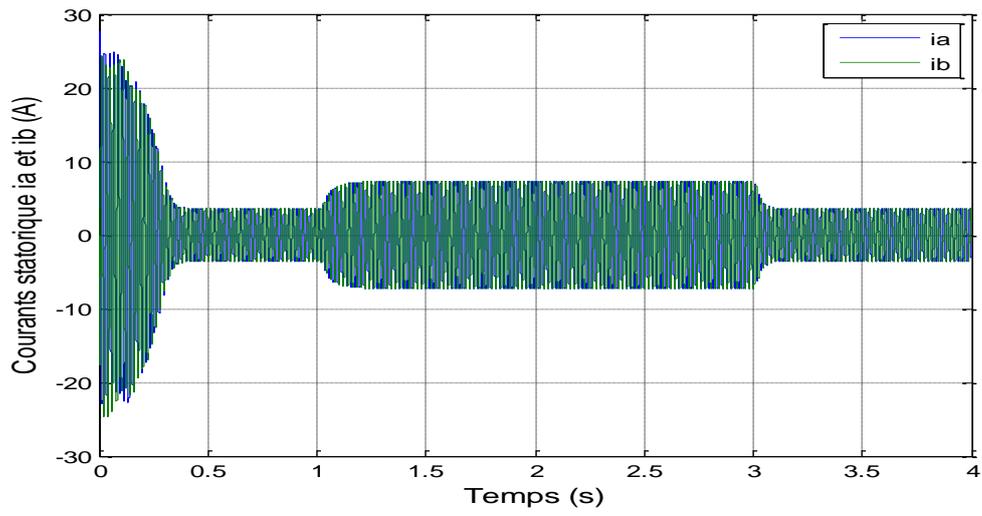


Fig. 4.2a: Courants statorique (α, β)

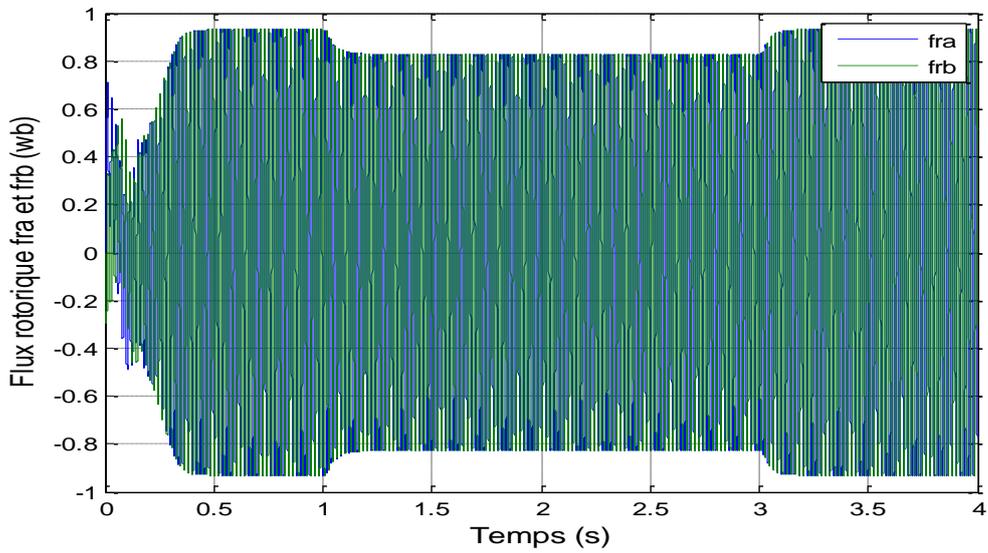


Fig. 4.2b : Flux rotorique (α, β)

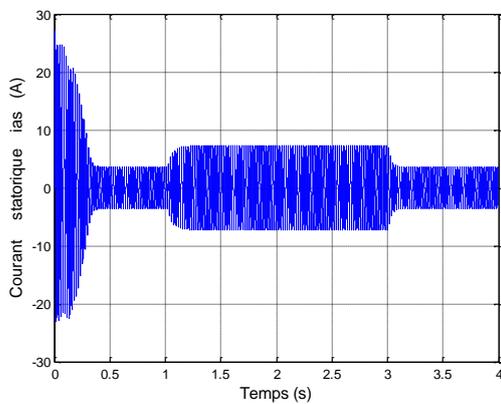


Fig. 4.2c : Courants statorique i_{as}

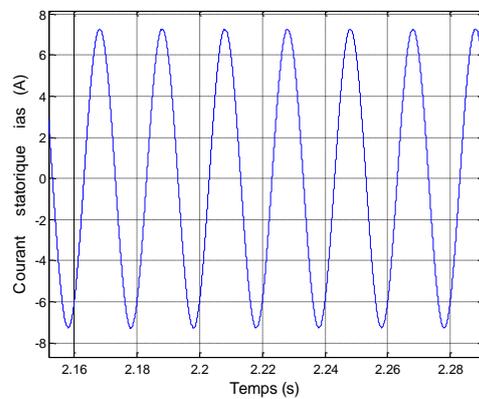


Fig. 4.2d : Effet zoom du courant i_{as}

Les figures 4.2e, 4.2f et 4.2g représentent respectivement les variations du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation du rotor et la caractéristique mécanique de la machine asynchrone.

L'analyse des résultats obtenus lors de ces deux simulations montre que l'alimentation directe de la machine par les tensions du réseau, purement sinusoïdales, conduit à l'obtention des caractéristiques idéales ne contenant pas des harmoniques. Par conséquent, ces résultats peuvent être pris comme des résultats de référence par rapport auxquels tous les autres résultats à obtenir sont à comparés.

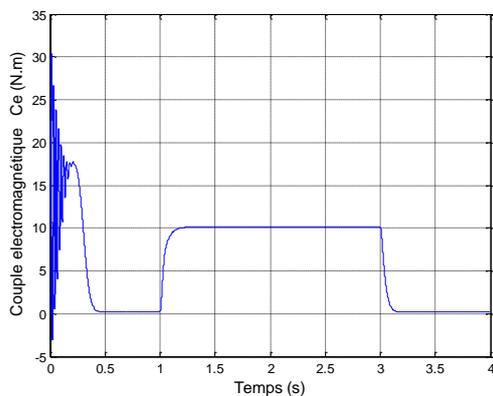


Fig. 4.2e : Couple électromagnétique

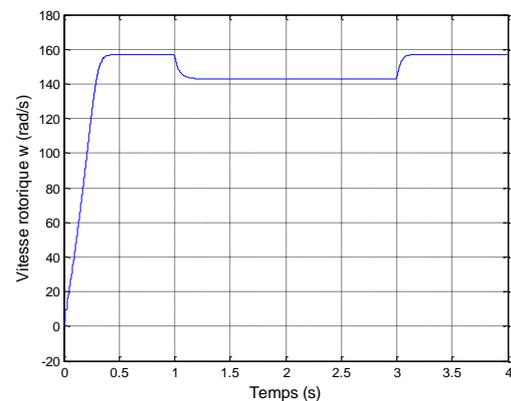


Fig. 4.2f : Vitesse de rotation

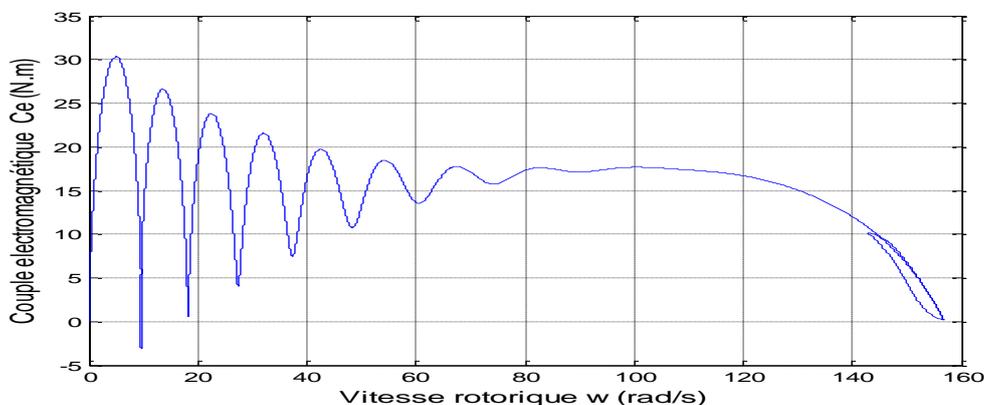


Fig. 4.2g : Caractéristique mécanique de la machine asynchrone utilisée dans la CN

4.3 Simulation de l'onduleur à MLI

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) $V_{\text{réf}}$, de forme sinusoïdale à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire V_p . Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante figure.4.3. Lorsque le signal de comparaison est positif la tension de sortie de l'onduleur est fixée à $E/2$ et lorsqu'il est négatif, la tension est égale à $-E/2$. Le résultat de la comparaison pour un bras est donné sous la forme d'un

train d'impulsion modulé en largeur (MLI) dans la figure 4.3. Pour les deux autres bras des résultats similaires sont obtenus mais ils sont décalés de 120° et 240° respectivement par rapport au premier résultat.

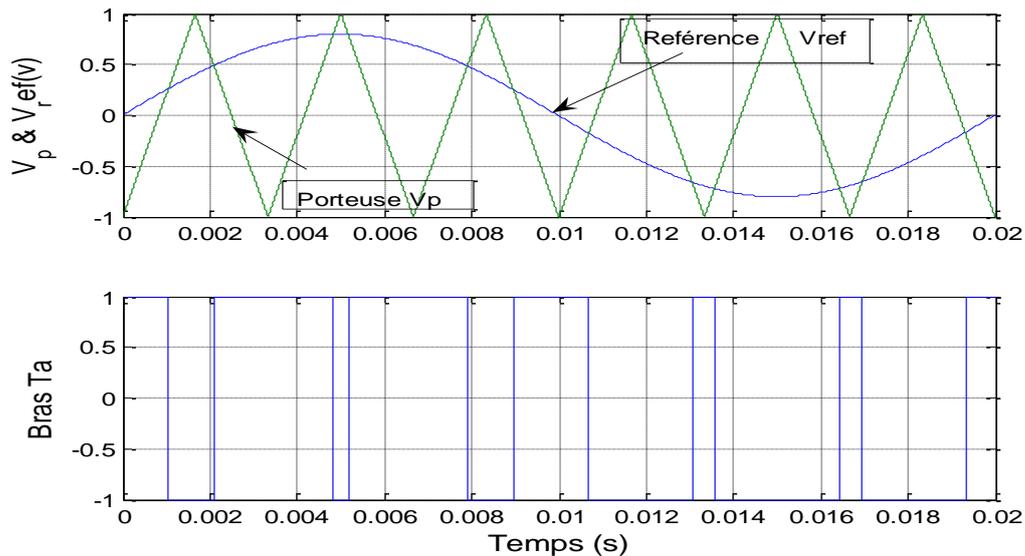


Fig.4.3 : Structure d'une MLI sinus-triangle

Deux paramètres caractérisent la modulation sinusoïdale triangulaire :

– L'indice de modulation :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (4.1)$$

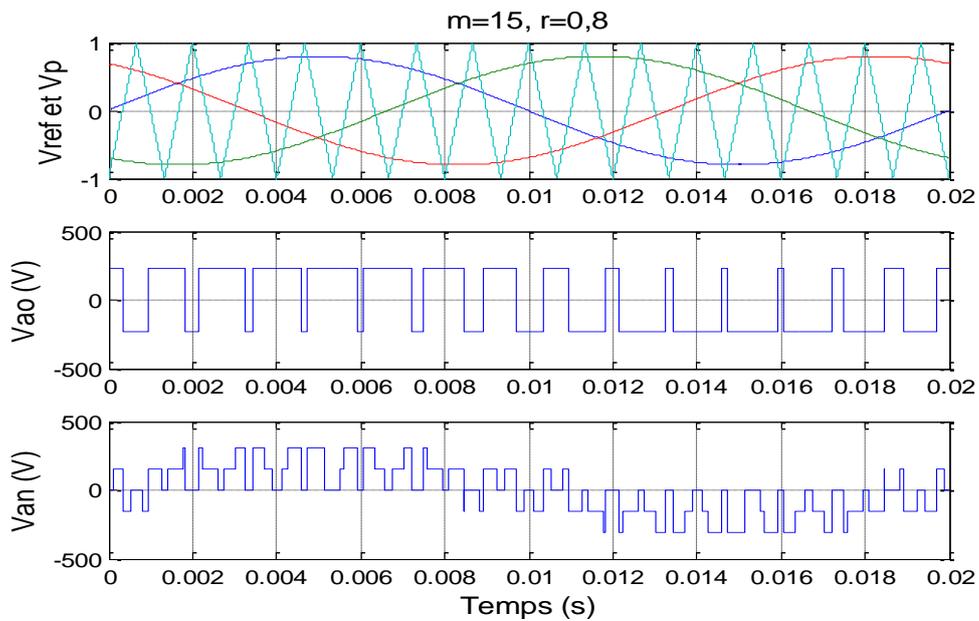
– Le coefficient de réglage en tension :

$$r = \frac{A_r}{A_p} \quad (4.2)$$

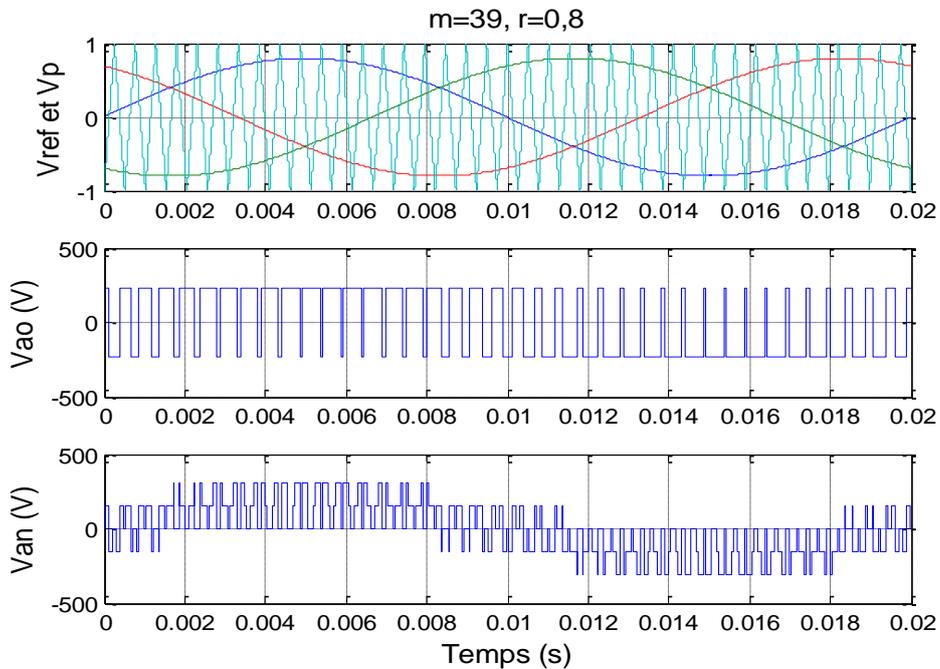
Les résultats de simulation sont représentés par les figures.4.4a, 4.4b, 5.5a et 5.5b. Ces figures présentent respectivement les tensions de références et la porteuse, les tensions des nœuds, les tensions des phases (simples), ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple V_a , pour un coefficient de réglage $r=0,8$ et un indice de modulation $m=15$ et $m=39$.

L'analyse de ces résultats montre que l'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques de la tension de phase vers les fréquences très élevées. Ceci diminue d'une part l'effet de ces harmoniques sur les performances de la machine asynchrone et facilite d'autre part leur filtrage.

Notons que l'augmentation de l'indice de modulation augmente le nombre de commutations par période ce qui conduit aux risques de perte de commutation. Le choix de l'indice de modulation utilisé dans la commande MLI sinus-triangle dépend aussi de la technologie du type d'interrupteurs utilisés dans la conception de l'onduleur.

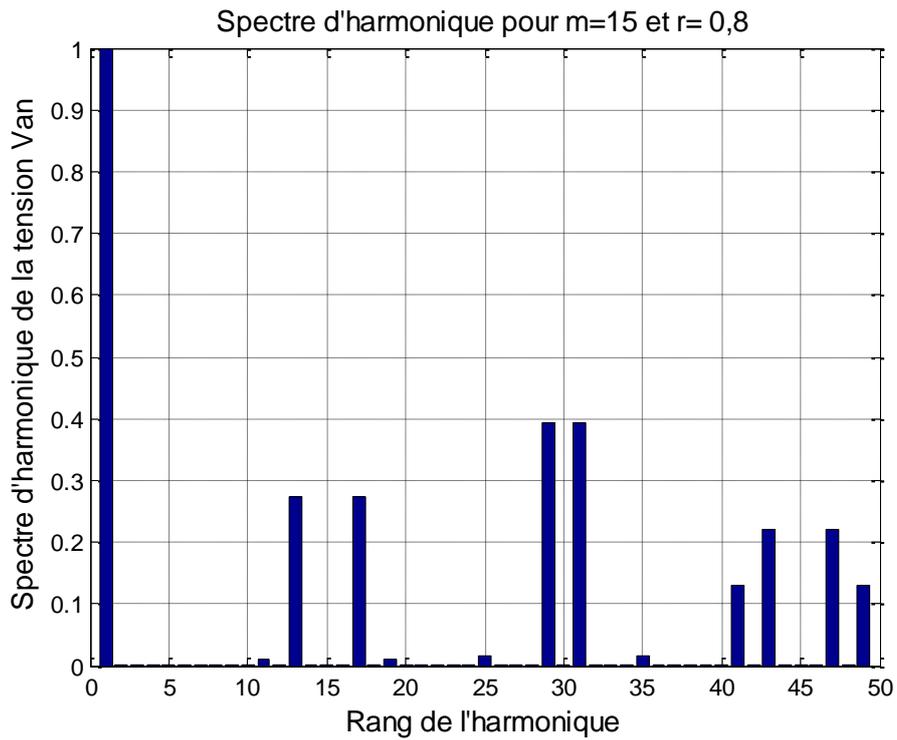


(a)

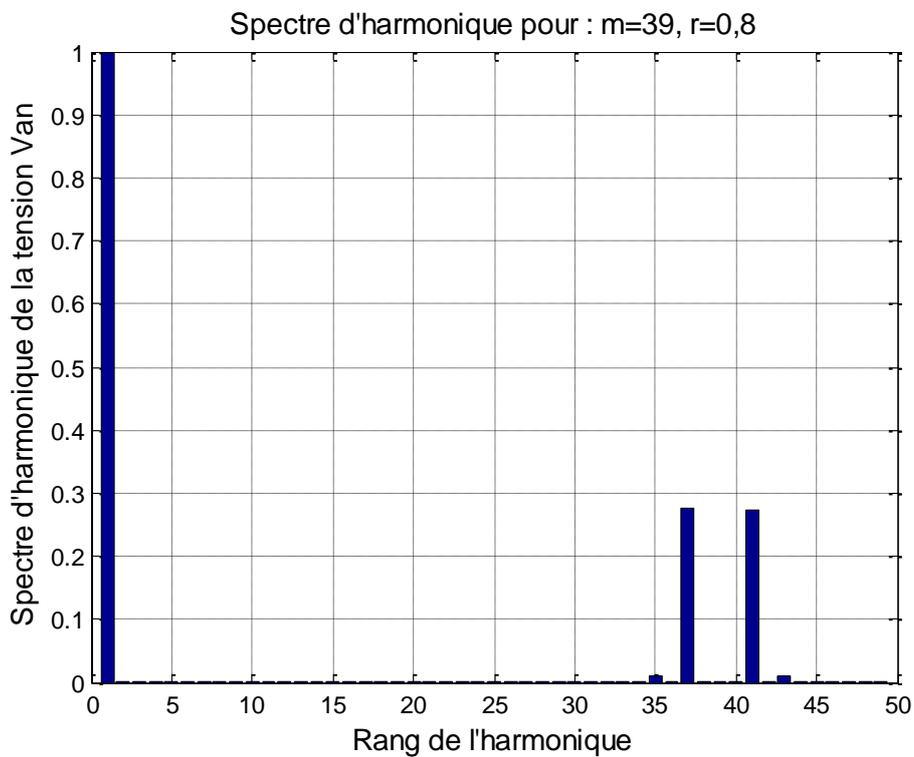


(b)

Fig .4.4: Représentation de la MLI et des tensions de l'onduleur
 a) pour $m=15, r=0,8$, b) pour $m=39, r=0,8$



(a)



(b)

Fig.4.5 Spectre d'harmonique de la tension de phase Van pour la modulation sinusoïdale triangulaire. a) $m=15$, $r=0.8$, b) $m=39$, $r=0.8$

4.4 Simulation de l'association onduleur machine asynchrone

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation de l'association onduleur – machine asynchrone pour l'indice de modulation $m = 39$ et le coefficient de réglage $r = 0,8$. Les simulations ont été effectuées pour les deux modèles utilisés de la machine asynchrone, à savoir le modèle pour la commande vectorielle et le modèle pour la commande non linéaire. Les simulations ont été exécutées en premier lieu à vide puis en utilisant une charge de 10 N.m. Le schéma sous Simulink de l'association onduleur MLI, machine asynchrone pour la commande IFOC est représenté sur la figure 4.6.

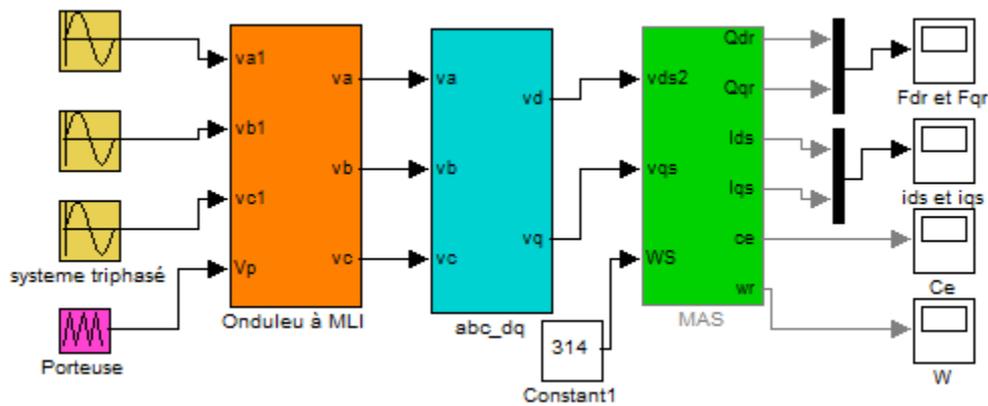


Fig.4.6 Schéma de simulation de l'association onduleur MLI-MAS utilisé dans l'IFOC

Les figures 4.7a, 4.7.b, 4.7c et 4.7d représentent le comportement de la machine asynchrone pour la commande IFOC, alimentée par un onduleur à MLI pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. On constate qu'après le démarrage la vitesse se stabilise à 157 rad/sec et diminue dans l'intervalle de l'application du couple de charge. Le courant d'une phase statorique et son effet de zoom sont représentés respectivement sur les figures 4.7e et 4.7f.

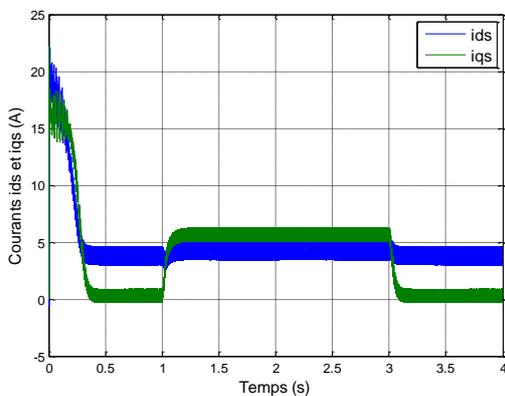


Fig. 4.7.a : Courants statorique ids et iqs

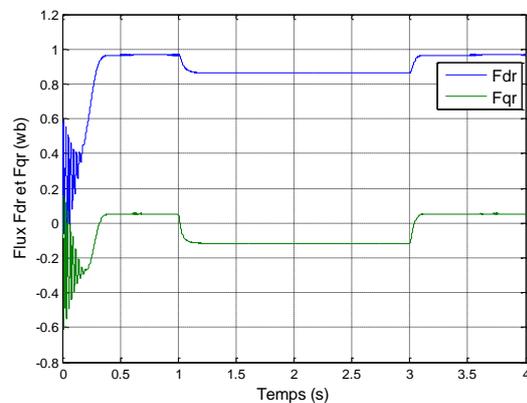


Fig. 4.7.b : Flux rotorique Fdr et Fqr

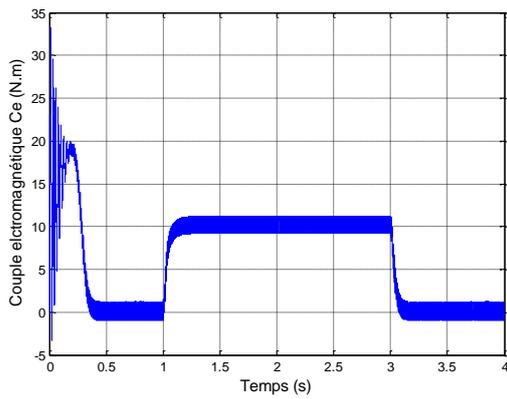


Fig.4.7c : Couple électromagnétique

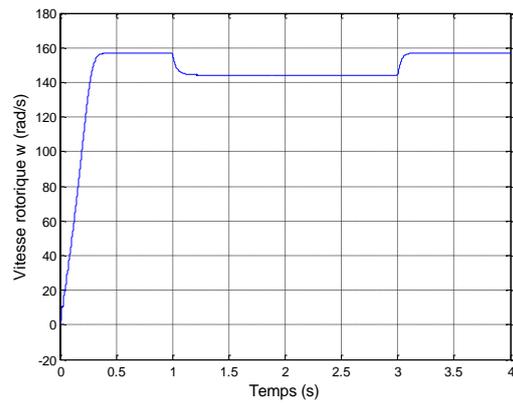


Fig.4.7d : Vitesse de rotation

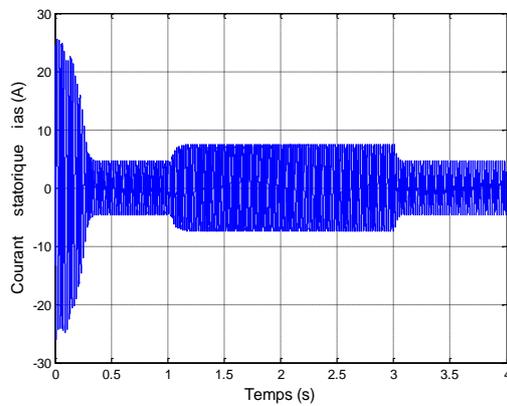


Fig.4.7e : Courant statorique ias

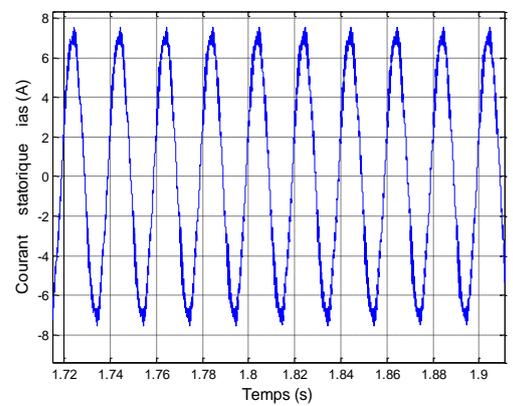


Fig.4.7f : Effet zoom du courant ias.

Le schéma sous Simulink de l'association onduleur MLI, machine asynchrone pour la commande non linéaire est représenté sur la figure 4.8.

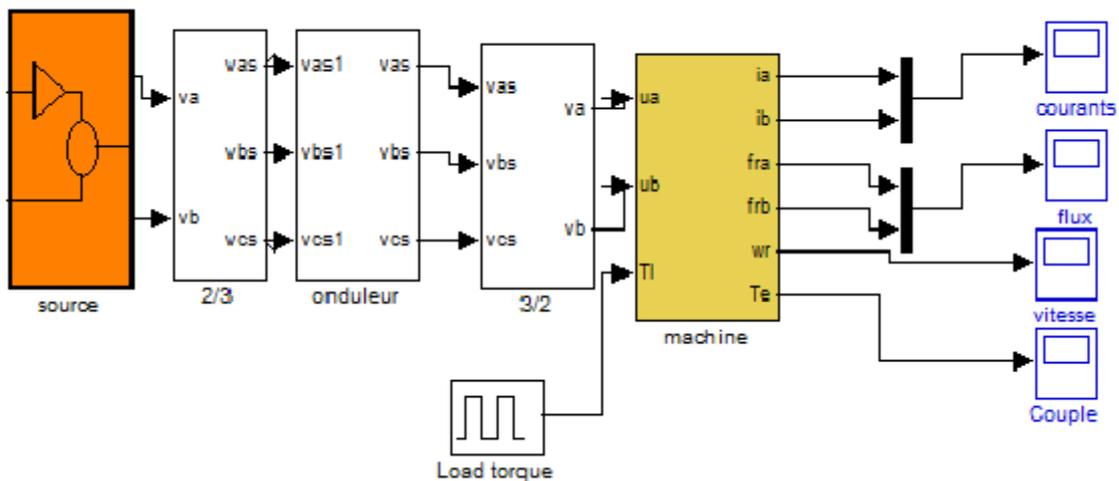


Fig.4.8 Schéma de simulation de l'association onduleur MLI-MAS utilisé dans la CN

Les figures 4.9a, 4.9.b, 4.9c et 4.9d, représentent le comportement de la machine asynchrone pour la commande non linéaire, alimentée par un onduleur à MLI pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. On constate aussi qu'après le démarrage la vitesse se stabilise à 157 rad/sec et diminue dans l'intervalle de l'application du couple de charge. Le courant d'une phase statorique et son effet de zoom sont représentés respectivement sur les figures 4.9e et 4.9f.

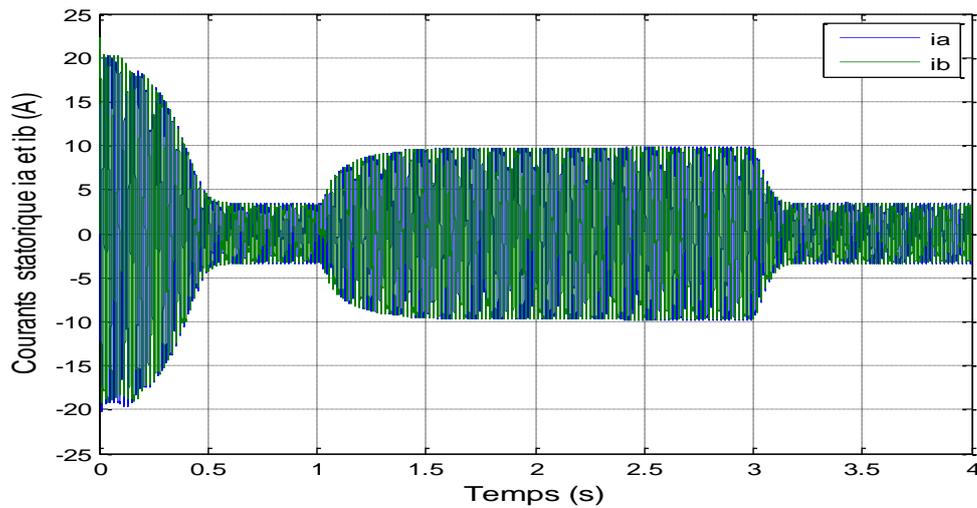


Fig. 4.9a: Courants statorique (α, β) i_a et i_b

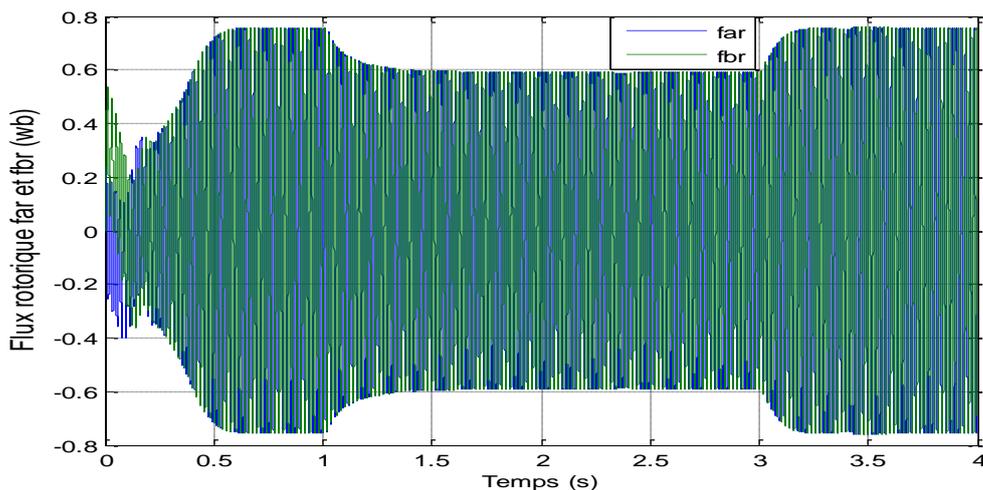


Fig. 4.9b: Flux rotorique (α, β) f_{ar} et f_{br}

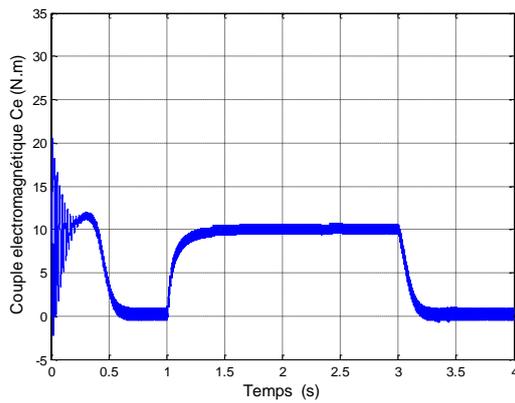


Fig. 4.9c: Couple électromagnétique

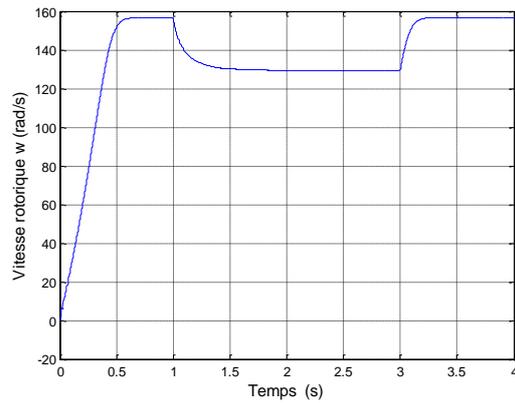


Fig. 4.9d: Vitesse de rotation

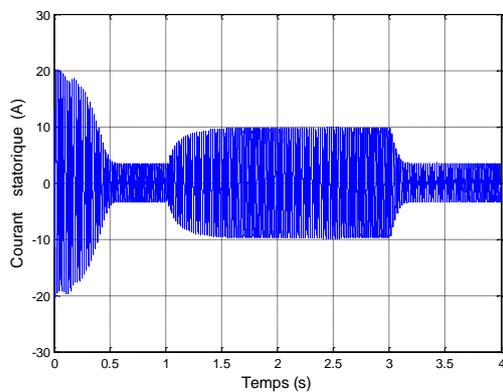


Fig. 4.9e: Courants statorique ias

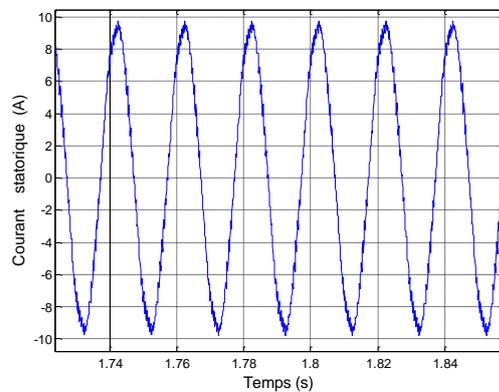


Fig. 4.9f: Effet zoom du courants statorique ias

L'analyse des résultats obtenus par simulation montre que la MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables. L'augmentation de l'indice de modulation a permis de repousser les harmoniques vers les rangs supérieurs donc un couple moins pulsatoire et des courants de phase qui se rapprochent de la forme sinusoïdale. Ces remarques sont valables pour les deux modèles de la machine asynchrone.

4.5 Application de la commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte (IFOC) est basée sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère (d, q) lié au champ tournant. En imposant $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$ le modèle de simulation devient :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\gamma i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\gamma i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \beta \omega \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ 0 &= \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \varphi_r \\ \frac{d\omega}{dt} &= \alpha \varphi_r i_{qs} - k_f \omega - k_l C_r \end{aligned} \right. \quad (4.3)$$

La pulsation angulaire s'écrit alors :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \quad (4.4)$$

Le couple électromagnétique sera donc :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \cdot \varphi_r i_{qs} \quad (4.5)$$

Ce modèle permet le contrôle du flux rotorique et celui du couple électromagnétique à partir des grandeurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} respectivement. Le contrôle de vitesse peut être réalisé par un contrôleur PI ($K_p = 0,8736$, $K_i = 41,1531$) à partir de l'équation électromécanique du système. L'angle (θ_s) est calculé à partir de l'expression de la vitesse de glissement (équation 4.4).

Le schéma bloc global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion est représenté sur la figure 4.10.

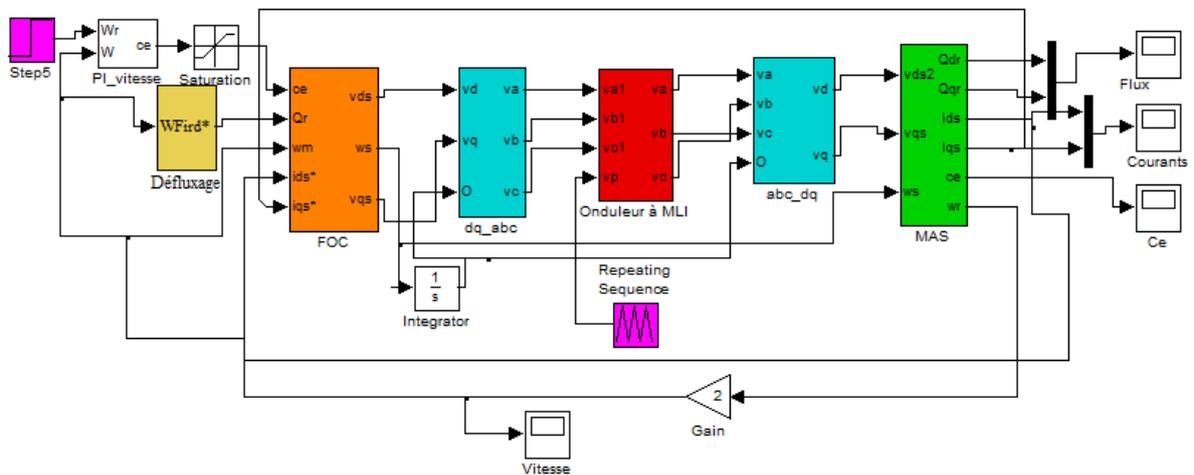


Fig. 4.10 : Le schéma sous Simulink de la commande vectorielle indirecte

Trois essais de simulation sont effectués.

Dans le premier essai, nous avons simulé le comportement de la machine pendant un démarrage à vide, puis en introduisant un couple de charge de valeur de 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. Les résultats de cet essai sont présentés par les figures 4.11a, 4.11b, 4.11c, 4.11d, 4.11e, 4.11f, 4.11g et 4.11h.

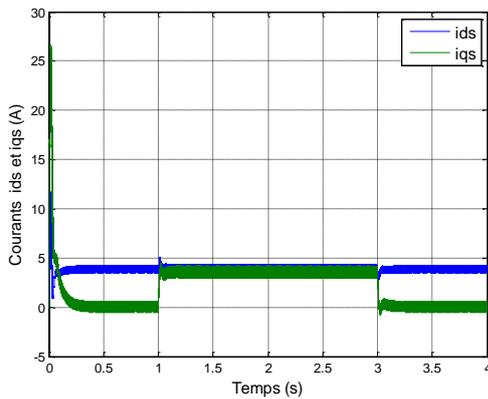


Fig. 4.11a: Courants statorique ids et iqs

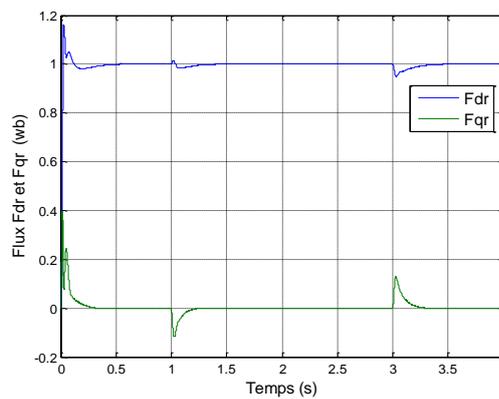


Fig. 4.11b: Flux rotorique Fdr et Fqr.

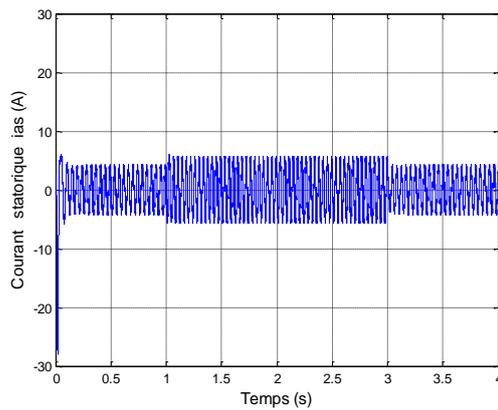


Fig. 4.11c: Courants statorique ias

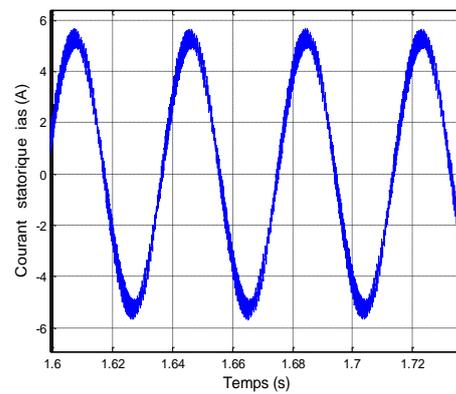


Fig. 4.11d: Effet zoom du courants statorique ias

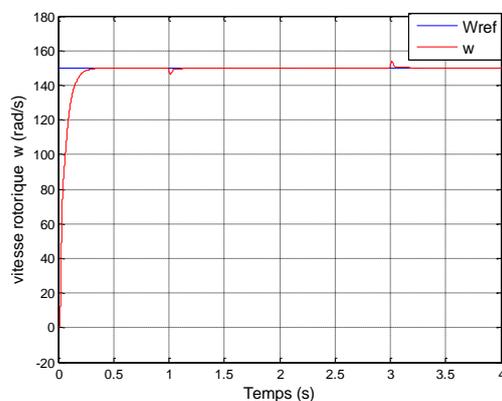


Fig. 4.11e: Vitesse rotorique

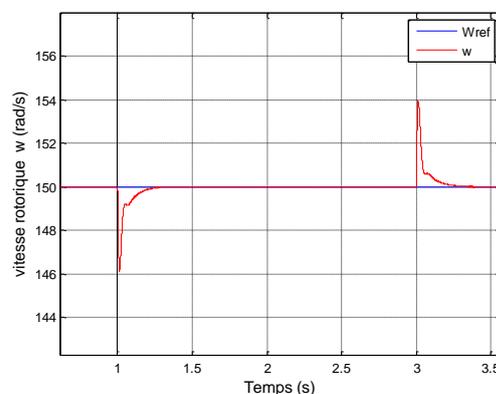


Fig. 4.11f: Effet zoom de la vitesse rotorique

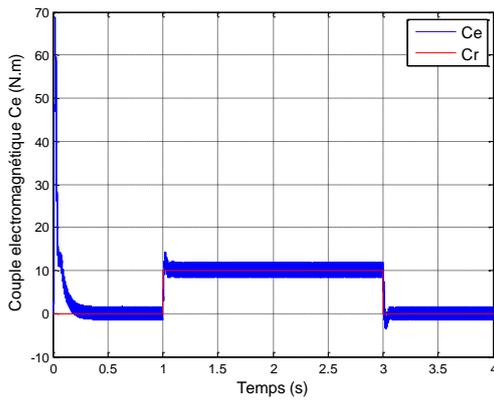


Fig. 4.11g: Couple électromagnétique

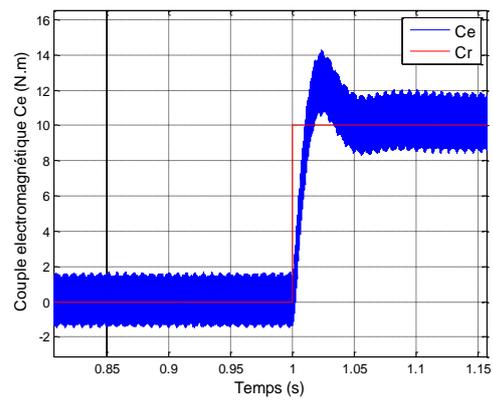


Fig. 4.11h: Effet zoom du couple

Le deuxième essai a été consacré au comportement de la machine lors d'un changement du sens de rotation à l'instant $t=2$ sec entre $[150 \text{ à } -150]$ rad/sec. Les figures 4.12a, 4.12b, 4.12c, 4.12d, 4.12e, 4.12f, 4.12g et 4.12h montrent les résultats de cet essai.

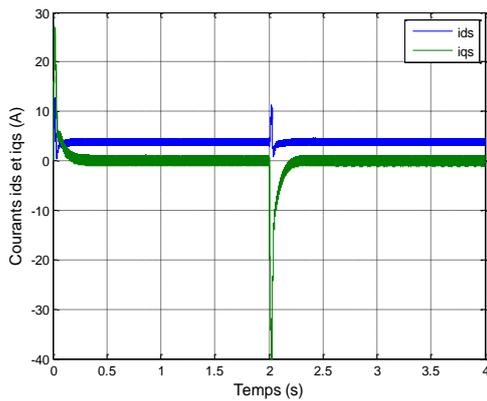


Fig. 4.12a: Courants statorique ids et iqs

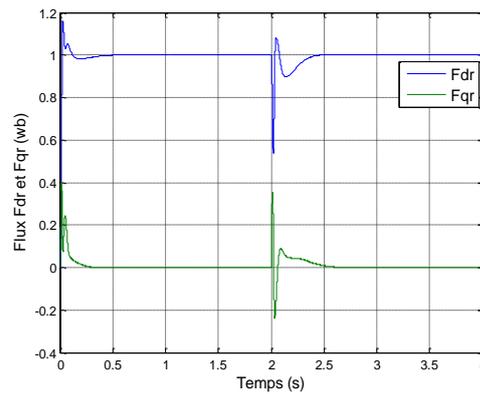


Fig. 4.12b: Flux rotorique Fdr et Fqr.

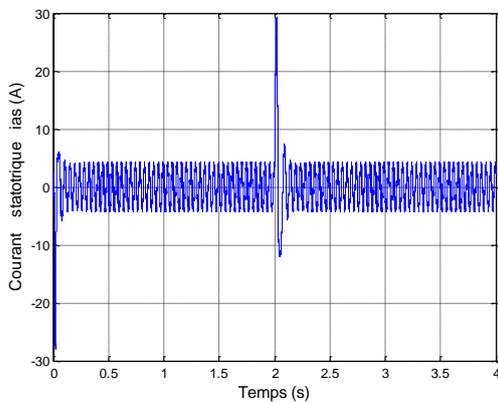


Fig. 4.12c: Courants statorique ias

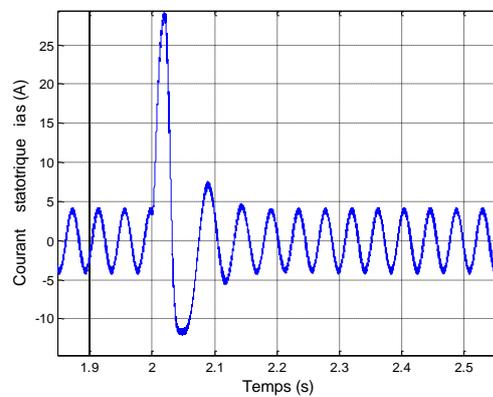


Fig. 4.12d: Effet zoom du courants statorique ias

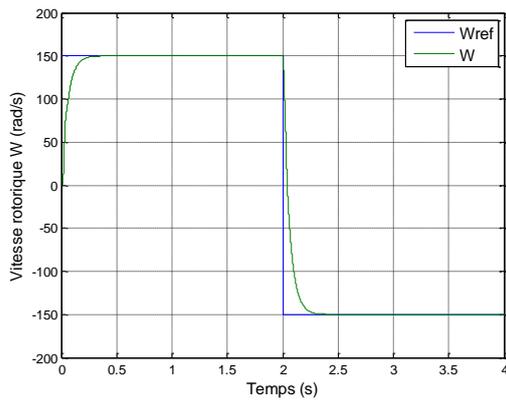


Fig. 4.12e: Vitesse rotorique

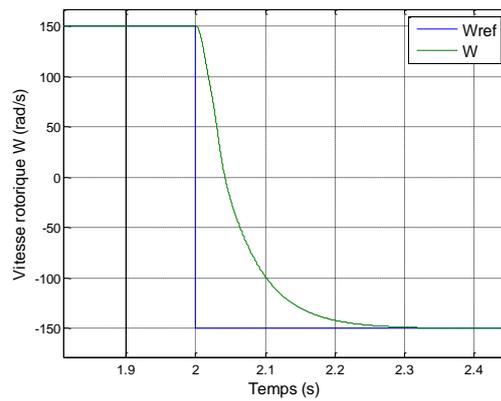


Fig. 4.12f: Effet zoom de la vitesse rotorique

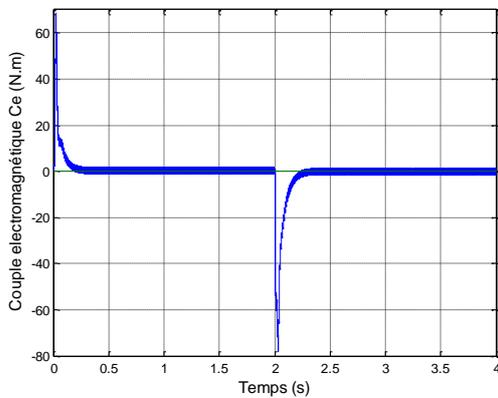


Fig. 4.12g: Couple électromagnétique

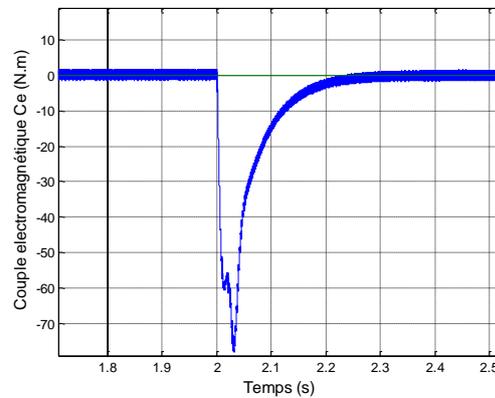


Fig. 4.12h: Effet zoom du couple

Le troisième essai a été consacré à l'influence de variation des paramètres notamment la résistance rotorique sur le comportement de la machine asynchrone est ce ci à partir de l'instant $t = 2,5$ sec. Les figures 4.13a, 4.13b, 4.13c, 4.13d, 4.13e, 4.13f, 4.13g et 4.13h montrent une faible robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique de 50%.

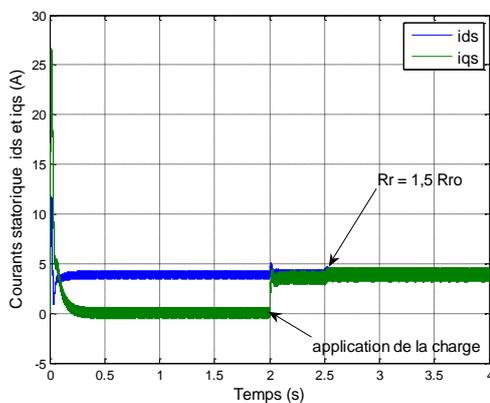


Fig. 4.13a: Courants statorique ids et iq_s

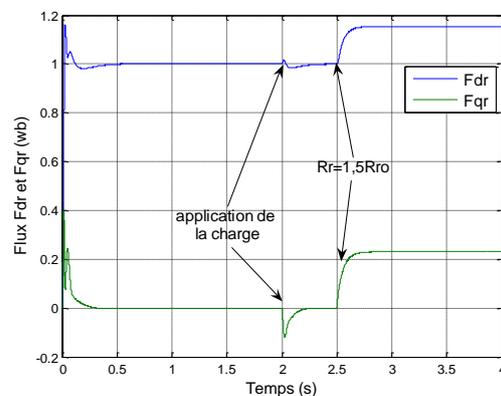


Fig. 4.13b: Flux rotorique Fdr et Fqr.

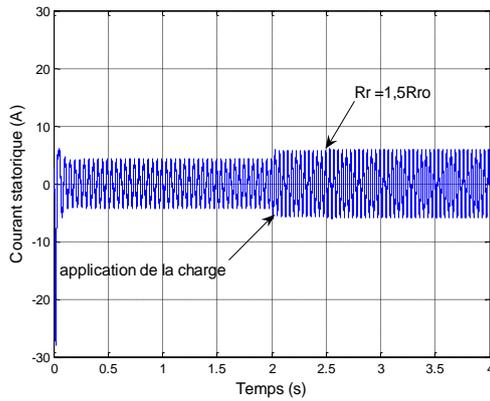


Fig. 4.13c: Courants statorique ias

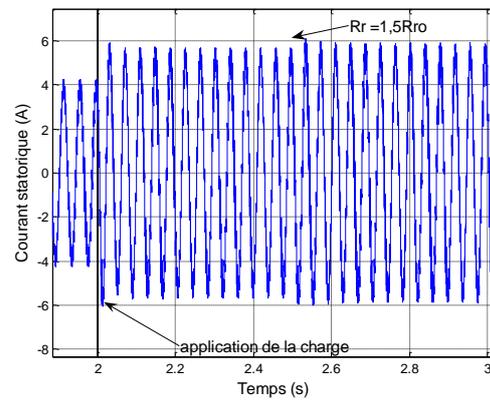


Fig. 4.13d: Effet zoom du courants statorique ias

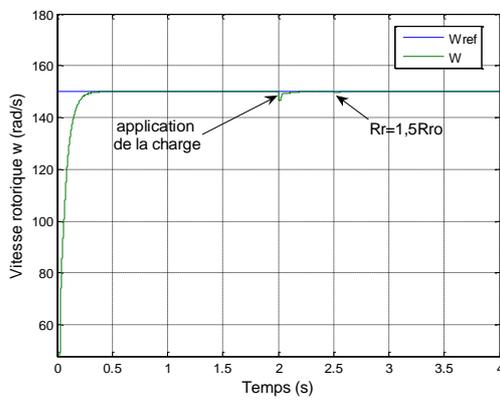


Fig. 4.13e: Vitesse rotorique

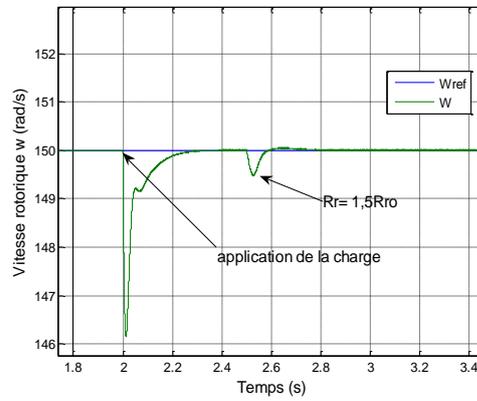


Fig. 4.13f: Effet zoom de la vitesse rotorique

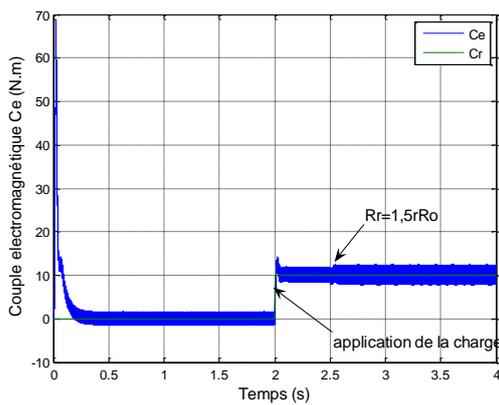


Fig. 4.13g: Couple électromagnétique

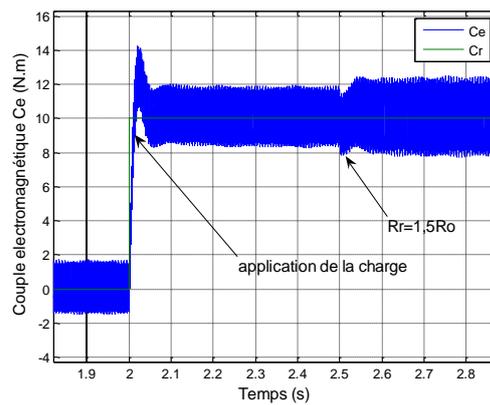


Fig. 4.13h: Effet zoom du couple

D'après les figures 4.11b, 4.11e, 4.12b, 4.12e, 4.13b et 4.13e, on peut observer que les performances de poursuite de vitesse et de flux sont satisfaisantes. Un découplage entre le flux et le couple est bien réalisé. Cependant, une diminution de vitesse est observée lors de

l'introduction de la charge à l'instant $t=1$ sec comme le montre les figures 4.11e et 4.11f. Cette diminution est ensuite rattrapée par l'action du régulateur PI.

Lors de l'introduction de la charge à l'instant $t= 1$ sec, un dépassement de 4 N.m est enregistré, D'autre part des oscillations importantes du couple électromagnétique sont observées pendant les régimes transitoires. Ce mauvais contrôle du couple s'accompagne de perturbations sur le contrôle du flux, ceci est dû au mauvais découplage et au temps de réponse des régulateurs comme le montre les figures 4.11g, 4.11h, 4.13g et 4.13h.

Les figures 4.13b, 4.13d, 4.13f, 4.13h, montrent une faible robustesse aux variations paramétriques (la résistance rotorique) pour cette commande, car ce paramètre intervient dans la détermination θ_s et de la vitesse de glissement ω_{gl} qui est lié directement au couple électromagnétique. Ce qui peut conduire à une perte de découplage entre le couple et le flux et aussi à des oscillations au niveau du couple de la machine est par conséquent son écartement de couple désiré (figure 4.13h). Par ailleurs, la compensation de la résistance rotorique à travers des algorithmes adaptatifs peut nécessiter des courants et des tensions de commande supérieurs aux valeurs admissibles.

4.6 Application de la commande par linéarisation entrée-sortie sur la machine asynchrone

Nous avons vu que l'application de la commande vectorielle permet un découplage efficace entre le flux de la machine asynchrone et son couple électromagnétique. Cependant, la variation de la charge ou les variations des paramètres conduisent à une perte de découplage. Pour contourner ces difficultés, plusieurs stratégies de commande sont proposées dans la littérature [56], [57], [65], [66], [67], [68], [93] Parmi les stratégies de commande offrant des performances dynamiques élevées, on trouve la commande non linéaire, dite commande par linéarisation entrée-sortie. L'objectif de cette technique est de compenser les non-linéarités présentes dans le moteur et, assurer donc un découplage parfait entre le flux et couple [40], [93]. Dans ce qui suit nous allons appliquer la commande non linéaire à la machine asynchrone,

Supposons tout d'abord que tout l'état est mesurable, nous pouvons ainsi concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité.

La commande non linéaire par linéarisation entrée sortie est basée sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère (α, β) lié au stator.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\dot{i}_{s\alpha} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \beta \omega \varphi_{r\beta} \\ -\dot{i}_{s\beta} - \beta \omega \varphi_{r\beta} + \frac{\beta}{T_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \alpha(\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha}) - k_f \omega - k_l C_r \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Où $\gamma = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right)$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $\beta = \frac{1}{L_m} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) = \frac{1}{\sigma} \frac{L_m}{L_s L_r}$, et $\alpha = \frac{p^2 L_m}{J L_r}$, $k_f = \frac{f_r}{J}$,

$k_l = \frac{p}{J}$, $\omega = p\Omega$. Avec $\mathbf{x} = [\dot{i}_{s\alpha} \quad \dot{i}_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega]^T$ et $\mathbf{u} = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$ comme

vecteur d'état et vecteur de commande respectivement.

L'application de la technique de linéarisation entrée-sortie sur une machine asynchrone exige le choix des variables de sorties. Le système à contrôler, par cette loi de commande doit être de type carré. Deux cas peuvent être considérer comme sorties du procédé [56], [42], [93]:

- 1) la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique au carré.

$$\begin{cases} y_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \omega \\ y_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \varphi_r^2 \end{cases} \quad (4.8)$$

- 2) Le couple électromagnétique et la norme du flux rotorique au carré

$$\begin{cases} y_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = C_e \\ y_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \varphi_r^2 \end{cases} \quad (4.9)$$

Le choix de la norme du flux rotorique au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Dans ce travail, nous avons choisi le premier cas (la norme du flux rotorique et la vitesse rotorique) comme les variables de sorties.

En mettant en ouvre la procédure de linéarisation sur le moteur asynchrone, et par dérivations successives de la première et la deuxième sortie, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes y_1 et y_2 .

$$\ddot{y}_1 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) + \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\beta} \quad (4.10)$$

$$\ddot{y}_2 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) + \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\beta} \quad (4.11)$$

Les paramètres $\mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_i$, $\mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_i(\mathbf{x})$ et $\mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_i(\mathbf{x})$ sont donnés dans l'annexe.

Nous constatons que les degrés relatifs de la vitesse et du flux sont $r_1=2$ et $r_2=2$ respectivement. Alors la somme des degrés relatifs de la vitesse et du flux est inférieure au degré $n=5$ du système (4.6). Donc nous obtenons une dynamique d'ordre 1 rendue non observable par retour d'état linéarisant. Pour cette raison on opère le changement de variable suivant, en posant :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = y_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ z_2 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ z_3 = y_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \\ z_4 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \\ z_5 = y_3 = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} \right) \end{array} \right. \quad (4.12)$$

D'habitude le choix de la variable z_5 est arbitraire, cette variable représente la position du flux rotorique [68].

Après ce changement de variables, nous obtenons le modèle dynamique du moteur asynchrone dans les nouvelles coordonnées :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = \dot{y}_1 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ \dot{z}_2 = \dot{y}_1 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) + \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\beta} \\ \dot{z}_3 = \dot{y}_2 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \\ \dot{z}_4 = \dot{y}_2 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) + \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \mathbf{u}_{s\beta} \\ \dot{z}_5 = \dot{y}_3 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_3(\mathbf{x}) \end{array} \right. \quad (4.13)$$

On obtient ainsi :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1 & \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2 & \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{s\alpha} \\ \mathbf{u}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

C'est-à-dire une expression de la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{B}(\mathbf{x}) + \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (4.15)$$

Avec :

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha}{\sigma \mathbf{L}_s} \varphi_{r\beta} & \frac{\alpha}{\sigma \mathbf{L}_s} \varphi_{r\alpha} \\ 2\mathbf{R}_r \beta \varphi_{r\alpha} & 2\mathbf{R}_r \beta \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

$\mathbf{A}(\mathbf{x})$ est la matrice de découplage.

$$\det[\mathbf{A}(\mathbf{x})] = -\frac{2\alpha\beta\mathbf{R}_r}{\sigma \mathbf{L}_s} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)$$

On remarque que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ. Ce problème peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles lors l'observation de flux.

On peut alors écrire :

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x})(\mathbf{V} - \mathbf{B}(\mathbf{x})) \quad (4.16)$$

Le retour d'état défini par (4.14) découple et linéarise le système. Par conséquent, le système en boucle fermée est équivalent à deux chaînes de deux intégrateurs indépendants :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

Le vecteur $\mathbf{V} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Soit $\mathbf{y}_r = [\omega_{ref}, \varphi_{ref}^2]^T$ une trajectoire de référence, la commande \mathbf{V} peut être calculée de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_\alpha = -k_{a1}(\omega - \omega_{ref}) - k_{a2}(\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) + \ddot{\omega}_{ref} \\ v_\beta = -k_{b1}(\varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2) - k_{b2}(\dot{\varphi}_r^2 - \dot{\varphi}_{ref}^2) + \ddot{\varphi}_{ref}^2 \end{cases} \quad (4.17)$$

Ce choix conduit à la dynamique :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{a2}\dot{e}_1 + k_{a1}e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{b2}\dot{e}_2 + k_{b1}e_2 = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Les erreurs de poursuite sont définies comme suit : $e_1 = \omega - \omega_{ref}$, $e_2 = \varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2$.

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en e_1 et e_2 ont leurs racines sur le côté gauche du plan complexe.

Dans ces conditions on cherche à asservir la vitesse mesurée à la vitesse de référence et la norme de flux au flux de référence avec une dynamique imposée.

Les erreurs de poursuite peuvent être réécrites sous la forme : $S_1^2 + k_{a1}S_1 + K_{a2} = 0$, $S_2^2 + k_{b1}S_2 + K_{b2} = 0$, avec S_1 et S_2 sont les variables erreurs.

Notons que la détermination des coefficients k_{ai} et k_{bi} , peut se faire de différentes manières. Nous citons en particulier la méthode de placement de pôles, par conséquent la convergence des erreurs de poursuite est garantie.

Le schéma bloc global de la commande par linéarisation entrée sortie de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI est représenté sur la figure 4.14.

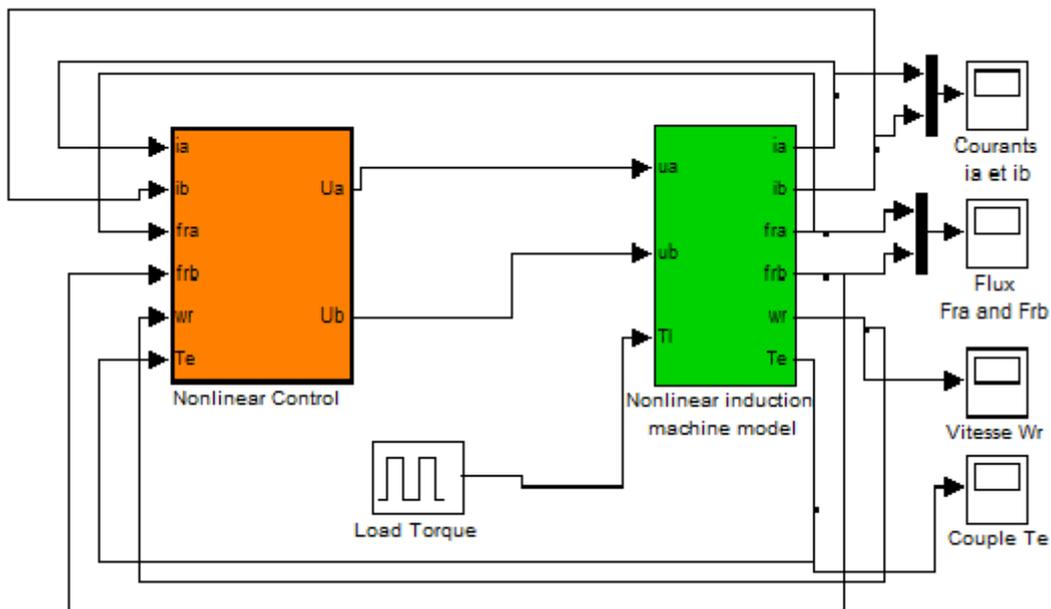


Fig. 4.14 Le schéma sous Simulink de la commande non linéaire

Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec la commande non linéaire, trois essais de simulation sont effectués.

Dans le premier essai, nous avons simulé le comportement de la machine pendant un démarrage à vide, puis en introduisant un couple de charge de valeur de 10 N.m à l'instant $t = 1$ sec. Les résultats de cet essai sont présentés par les figures 4.14a, 4.15b, 4.15c, 4.15d, 4.15e, 4.15f, 4.15g et 4.15h.

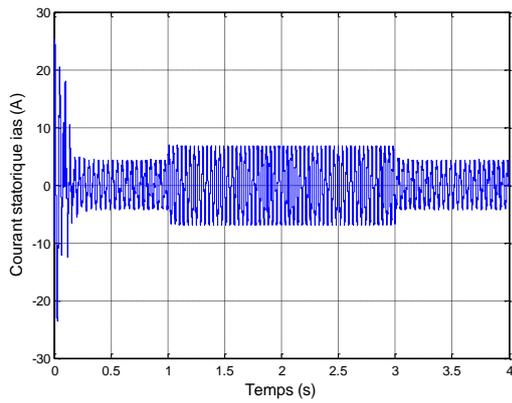


Fig. 4.15a: Courants statoriques i_{as}

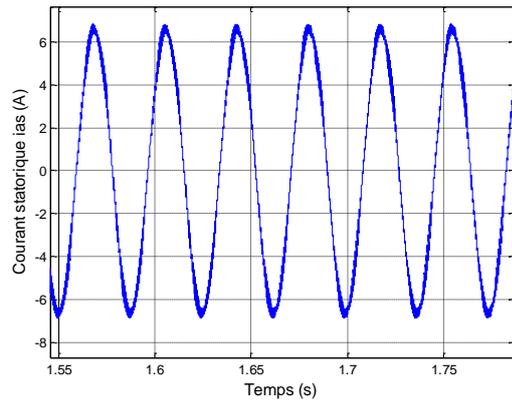


Fig.4.15b: Effet zoom du courant statorique i_{as}

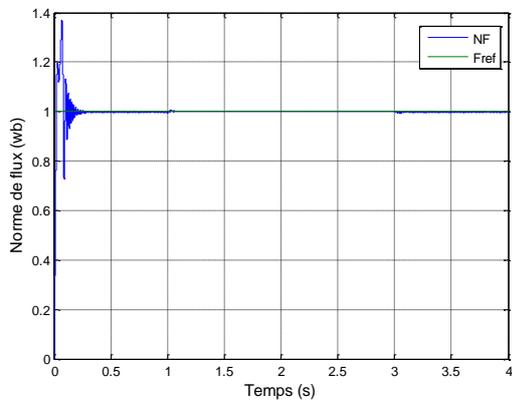


Fig. 4.15c: Norme de flux

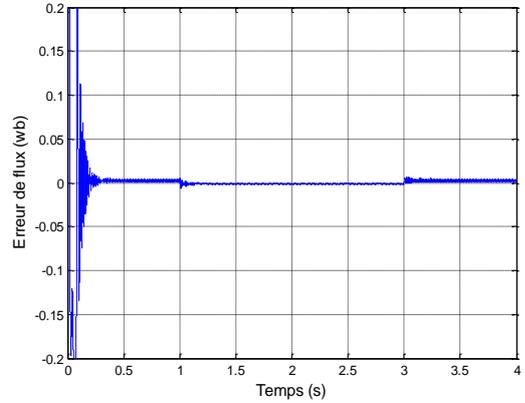


Fig.4.15d: Erreur de flux

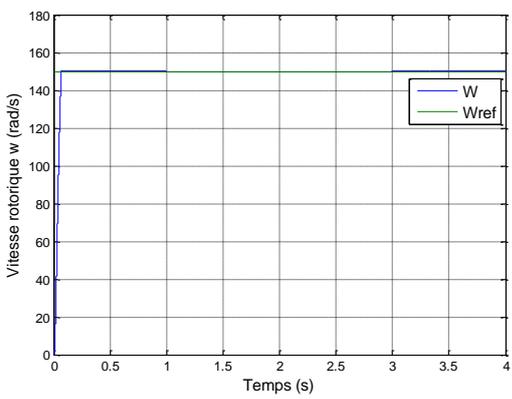


Fig. 4.15e: Vitesse rotorique

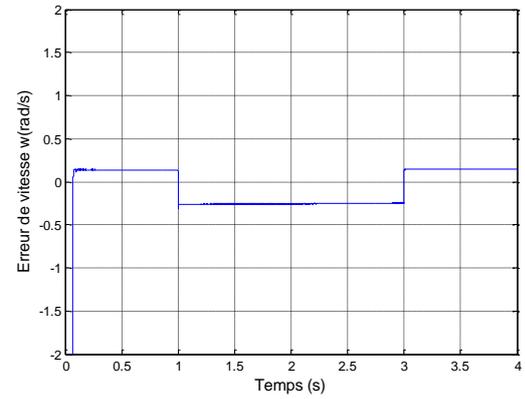


Fig. 4.15f: Erreur de vitesse

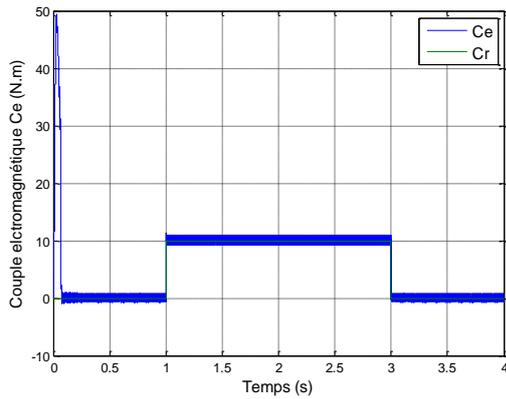


Fig. 4.15g: Couple électromagnétique

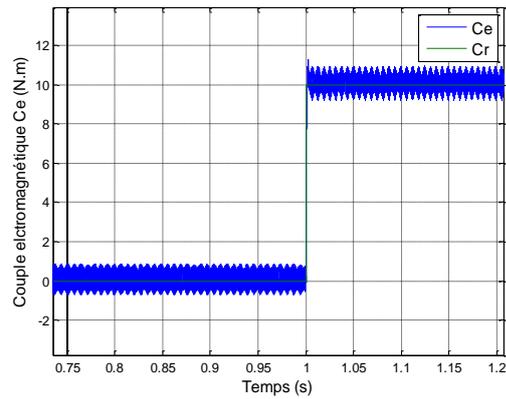


Fig. 4.15h: Effet zoom du couple

Le deuxième essai a été consacré au comportement de la machine lors d'un changement du sens de rotation à l'instant $t = 2$ sec entre $[150 \text{ à } -150]$ rad/sec. Les figures 4.16a, 4.16b, 4.16c, 4.16d, 4.16e, 4.16f, 4.16g et 4.1h montrent les résultats de cet essai.

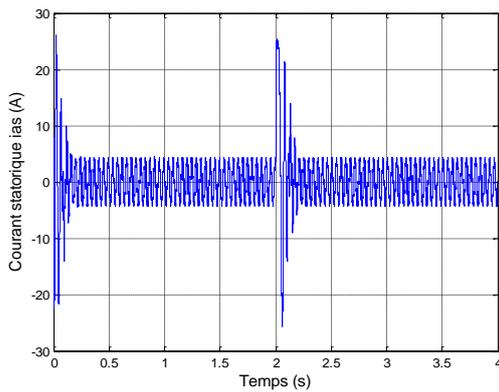


Fig.4.16a: Courant statorique i_{as}

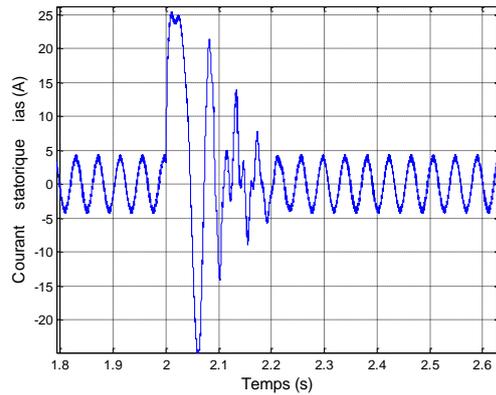


Fig.4.16b: Effet zoom du courant statorique i_{as}

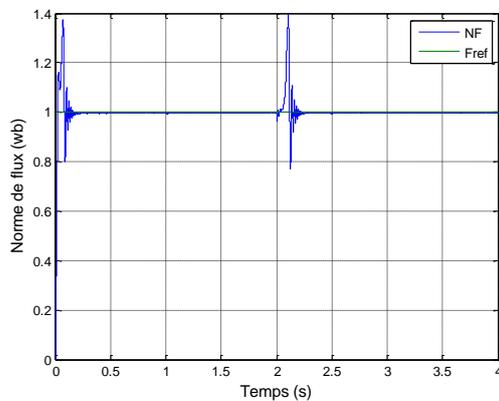


Fig. 4.16c: Norme de flux

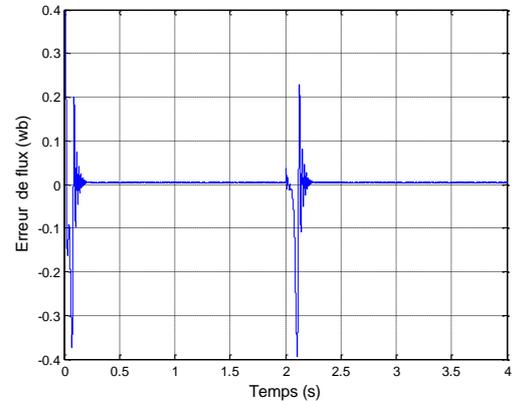


Fig.4.16d: Erreur de flux

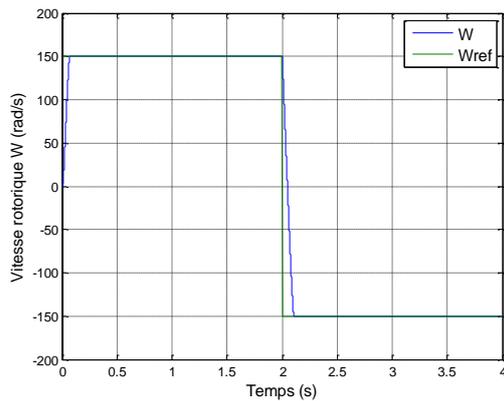


Fig. 4.16e: Vitesse rotorique

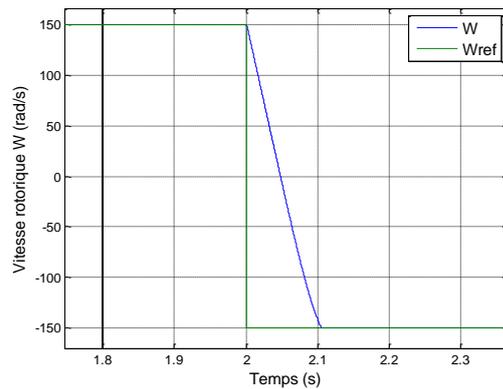


Fig. 4.16f: Effet zoom de la vitesse rotorique

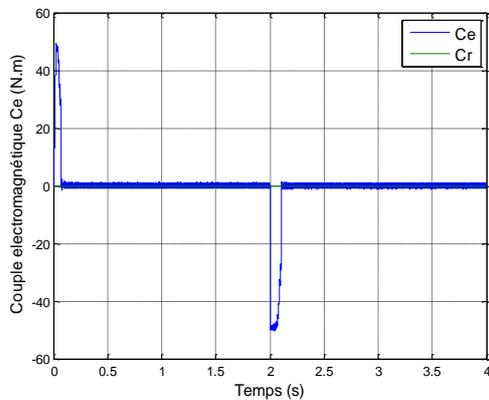


Fig. 4.16g: Couple électromagnétique

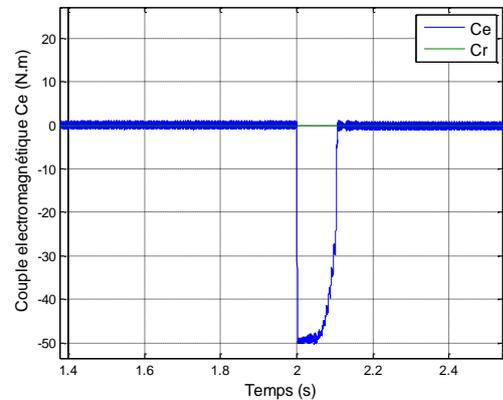


Fig. 4.16h: Effet zoom du couple

Le troisième essai a été consacré à l'influence de variation des paramètres notamment la résistance rotorique sur le comportement de la machine asynchrone.

Les figures 4.17a, 4.17b, 4.17c, 4.17d, 4.17e, 4.17f, 4.17g et 4.1h, montrent la robustesse de la commande par linéarisation entrée sortie vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique de 50%.

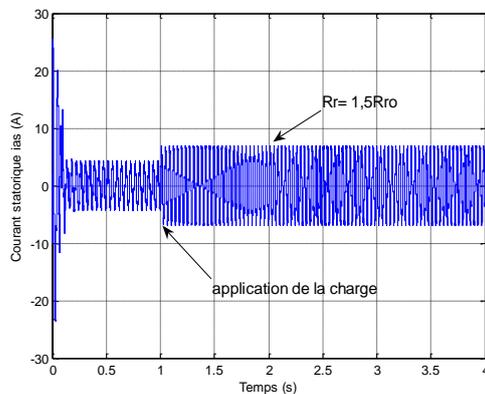


Fig. 4.17a: Courants statoriques i_{as}

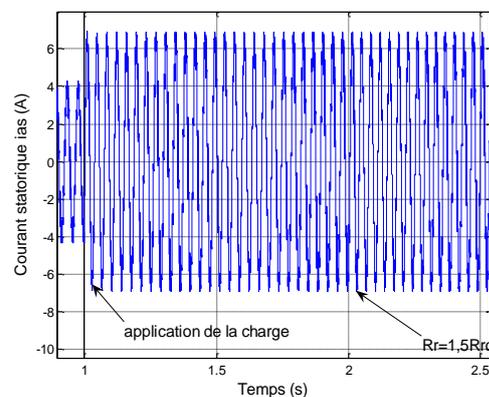


Fig. 4.17b: Effet zoom de courant statorique

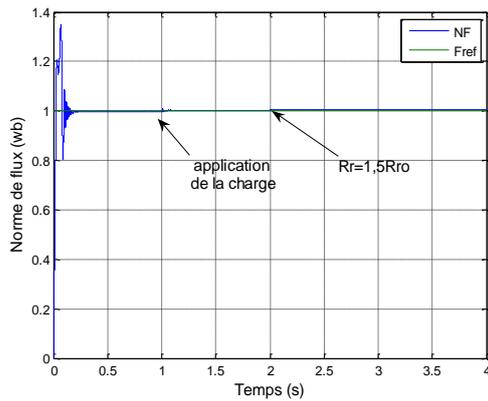


Fig. 4.17c: Norme de flux

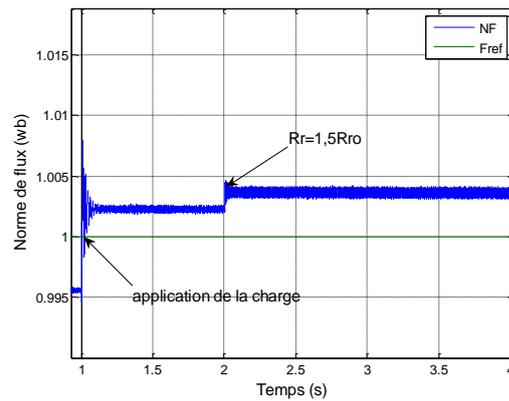


Fig.4.17d: Effet zoom de flux

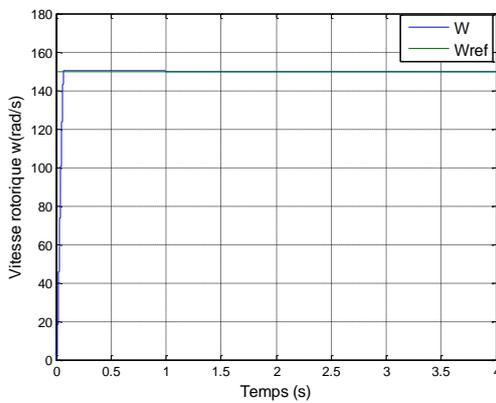


Fig.4.17e: Vitesse de rotation

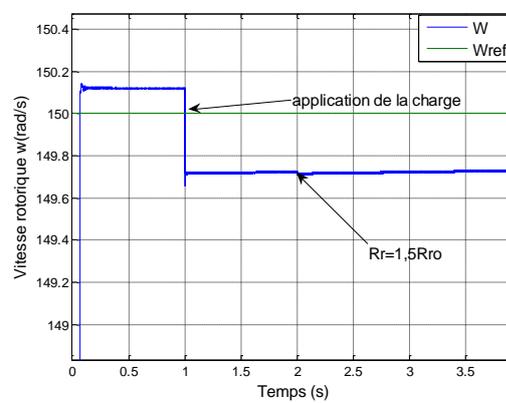


Fig.4.17f: Effet zoom de la vitesse

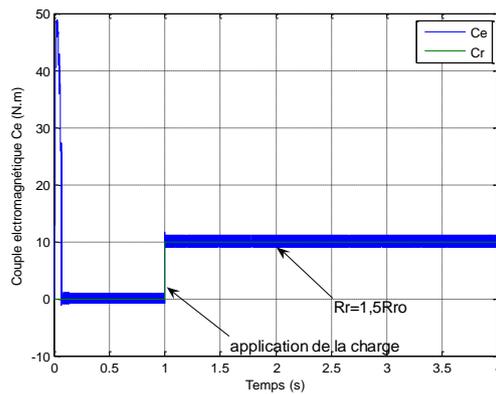


Fig. 4.17g: Couple électromagnétique

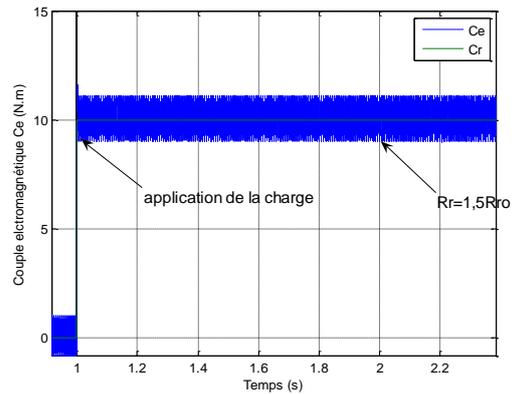


Fig.4.17h: Effet zoom du couple

L'analyse des résultats obtenus montre que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont satisfaisantes figures 4.15c, 4.15e, 4.16c et 4.16e.

On remarque aussi, que la vitesse reste insensible aux variations du couple de charge et de la résistance rotorique, la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, aucun dépassement n'est enregistré dans les deux régimes, transitoire et permanent. L'erreur de vitesse reste

faible, figures 4.15e, 4.15f, 4.17e et 4.17f. Le flux rotorique est bien contrôlé après un régime transitoire avec des dépassements acceptables, figures 4.15c, 4.15d, 4.16c, 4.16d et 4.17c et 4.17d. Ce qui montre qu'il n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi le découplage est assuré par ce type de commande.

D'après les figures 4.15a et 4.15b, on remarque que le courants statorique ias garde une forme sinusoïdale à vide ou en charge.

4.7 Simulation de la commande non linéaire avec observateur

Dans cette partie, nous appliquons l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle étudié précédemment, sur la machine asynchrone. Notre objectif est de réaliser une commande sans capteur stable.

La commande non linéaire par linéarisation entrée sortie avec observateur est basée sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère (α, β) lié au stator.

Pour mettre en œuvre le critère du cercle pour la synthèse d'un observateur non linéaire, le modèle non linéaire de la machine doit être mis sous la forme suivante [25], [27] :

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + \sum_{i=1}^4 G_i f_i(H_i x(t)) + Bu(t) \quad (4.19)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (4.20)$$

$x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega]^T$: Le vecteur d'état de la machine asynchrone.

Où $u(t) = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}, C_r]^T$: Le vecteur de commande de la machine.

$y(t) = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$: Le vecteur mesurable de sortie.

$Bu(t) = \phi[u(t), y(t)]$: La fonction entrée-sortie.

B : Matrice constante.

Avec: $Gf(H.x) = \sum_{i=1}^4 G_i f_i(H_i x(t))$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_f \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_l \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\alpha \end{bmatrix}$$

Les fonctions non linéaires sont définies comme :

$$f_1(\mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t)) = \omega \cdot (\varphi_{r\beta} + \rho) \quad (4.21)$$

$$f_2(\mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t)) = \omega \cdot (\varphi_{r\alpha} + \rho) \quad (4.22)$$

$$f_3(\mathbf{H}_3 \mathbf{x}(t)) = i_{s\beta} \cdot (\varphi_{r\alpha} + \rho) \quad (4.23)$$

$$f_4(\mathbf{H}_4 \mathbf{x}(t)) = i_{s\alpha} \cdot (\varphi_{r\beta} + \rho) \quad (4.24)$$

Où A , C et G sont des matrices constantes connues de dimensions appropriées. La paire (A, C) est supposée être observable. Le terme $\phi[y(t), u(t)]$ est un vecteur de valeur réelle arbitraire qui ne dépend que des entrées et des sorties de contrôle du système de mesure. La partie non linéaire du système est inclus dans le terme $f[H.x(t)]$ qui est une fonction vectorielle variant dans le temps et vérifiant la propriété du secteur.

Alors un observateur non linéaire peut être synthétisé selon les relations (2.42) et (2.43).

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(t) = & A\hat{\mathbf{x}}(t) + \phi[u(t), y(t)] + L[y(t) - \hat{y}(t)] + \\ & + G f[H\hat{\mathbf{x}}(t) + K(y(t) - \hat{y}(t))] \end{aligned} \quad (4.25)$$

Dans La première étape de simulation, les gains L et K sont déterminés par résolution des conditions LMI de la relation (2.41). Pour cela, l'outil LMI existant dans le LMI toolbox Matlab est utilisé.

La deuxième étape de simulation consiste à l'injection des valeurs numériques obtenues des matrices gain L et les vecteurs K_i dans l'expression de l'observateur (4.25), dans ce cas le terme non linéaire prend la forme suivante :

$$\mathbf{G} f[H\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}(y(t) - \hat{y}(t))] = \sum_{i=1}^4 \mathbf{G}_i f_i[H_i \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}(y(t) - \hat{y}(t))] \quad (4.26)$$

A l'aide de la fonction S-function et Matlab simulink. Le système de la commande non linéaire de la machine et l'observateur non linéaire basé sur le critère du cercle sont simulés en tenant compte des conditions initiales de la machine $x = [0.5, 0, 0, 0, 0]^T$.

Les valeurs numériques de modèle de la machine asynchrone utilisée dans la commande non linéaire ainsi que l'observation basée sur le critère de cercle sont données dans l'annexe C.

Le schéma bloc global sous Simulink associant la commande non linéaire par linéarisation entrée sortie, l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle et la machine asynchrone en utilisant un onduleur de tension à MLI est représenté sur la figure 4.18.

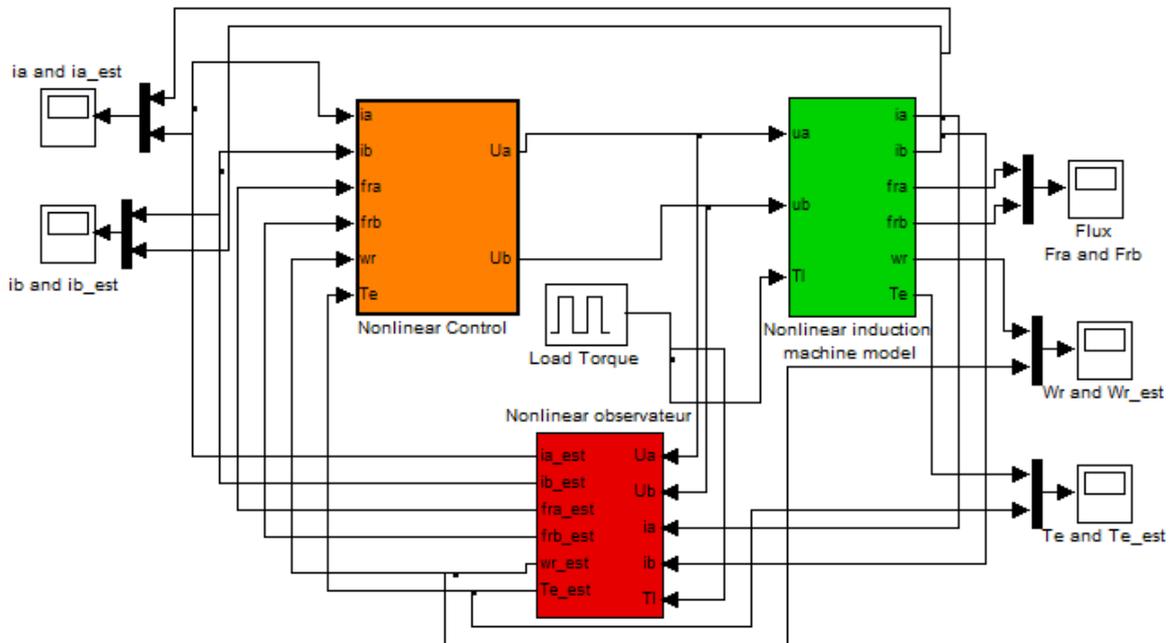


Fig. 4.18 : Le schéma sous Simulink de la commande non linéaire avec observateur

Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec la commande non linéaire et l'observateur, deux essais sont effectués.

Dans le premier essai, nous avons simulé le comportement de la machine pendant un démarrage à vide, puis en introduisant un couple de charge de valeur de 10 N.m à l'instant $t= 1\text{sec}$. Les résultats de cet essai sont présentés par les figures 4.19a, 4.19b, 4.19c, 4.19d, 4.19e, 4.19f, 4.19g et 4.19h.

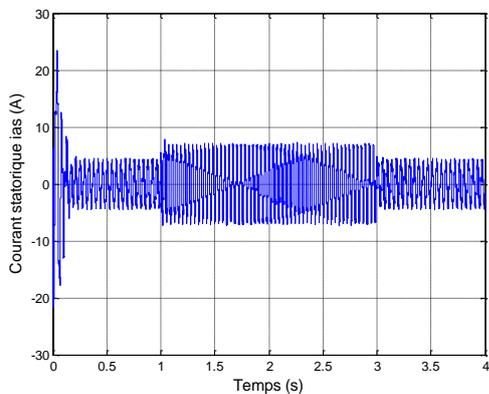


Fig.4.19a: Courant statorique ias

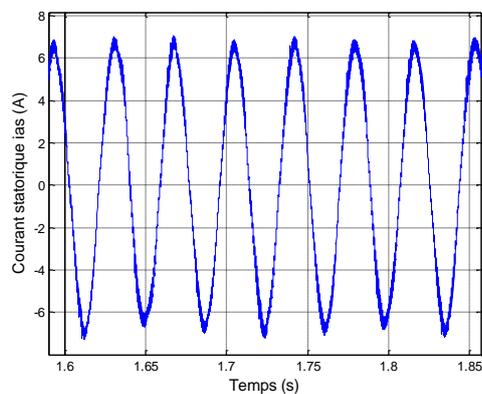


Fig.4.19b: Effet zoom du courant ias

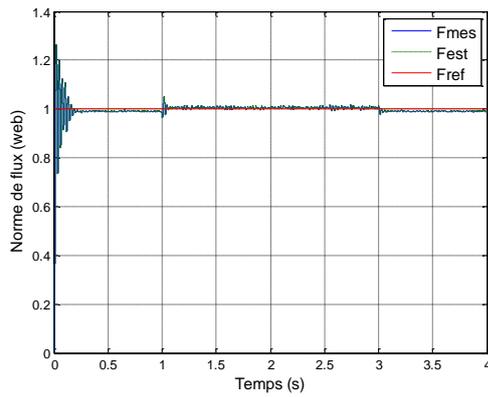


Fig. 4.19c: Norme de flux

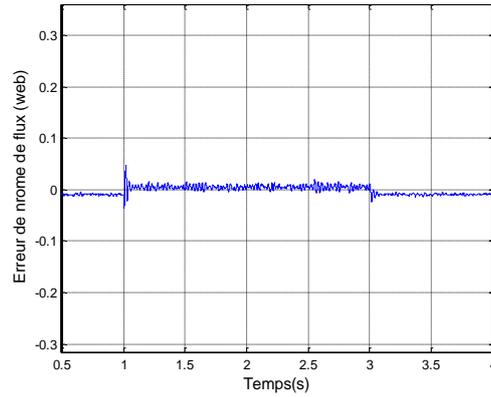


Fig. 4.19d: Erreur de flux

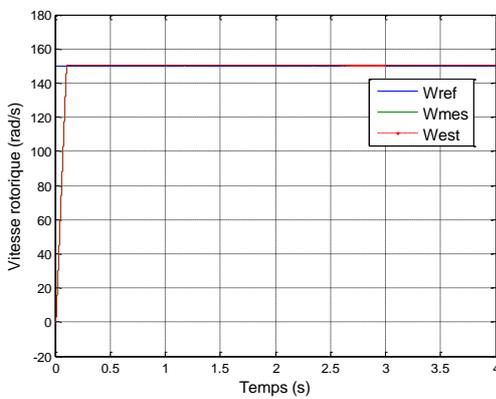


Fig. 4.19e: Vitesse rotorique

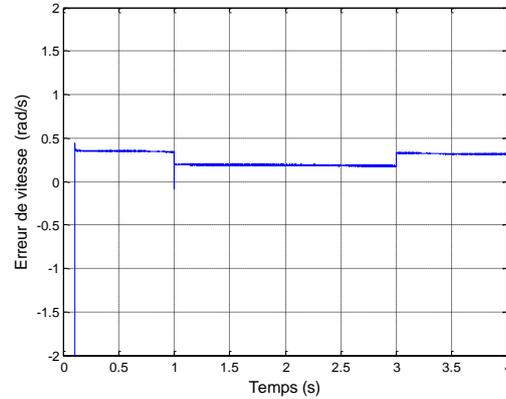


Fig. 4.19f: Erreur de la vitesse rotorique

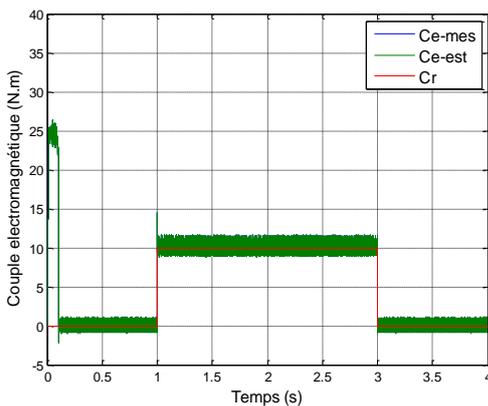


Fig. 4.19g: Couple électromagnétique

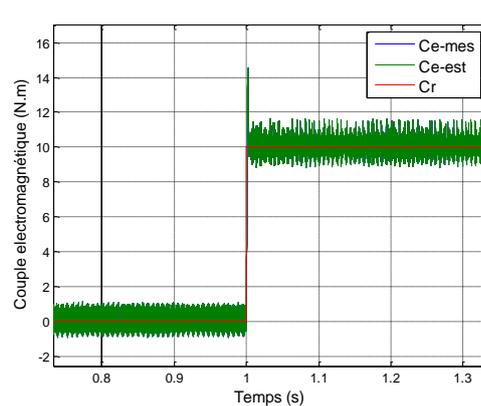


Fig. 4.19h: Effet zoom du couple

Le deuxième essai a été consacré au comportement de la machine lors d'un changement du sens de rotation à l'instant $t=2$ sec entre $[150$ à $-150]$ rad/sec. Les figures 4.20a, 4. 20b, 4. 20c, 4. 20d, 4. 20e, 4. 20f, 4. 20g et 4. 20h montrent les résultats de cet essai.

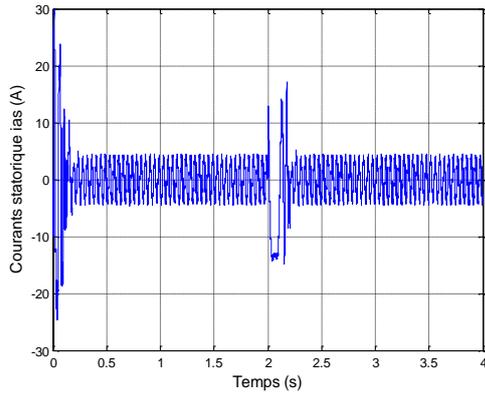


Fig.4.20a: Courant statorique ias

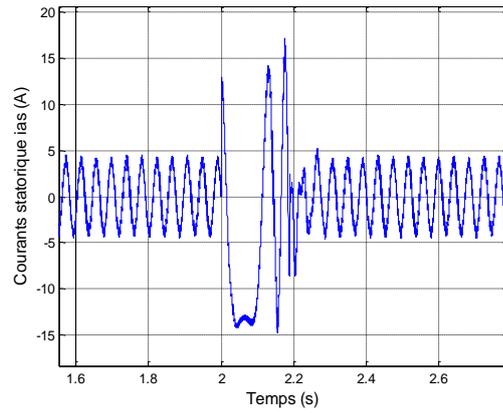


Fig.4. 20b: Effet zoom du courant ias

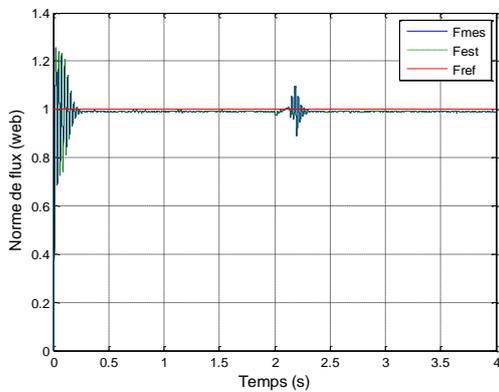


Fig. 4. 20c: Norme de flux

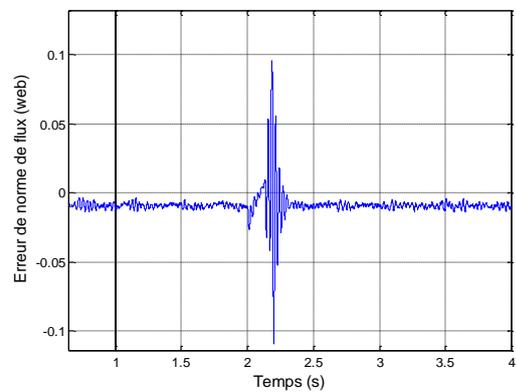


Fig.4. 20d: Erreur de flux

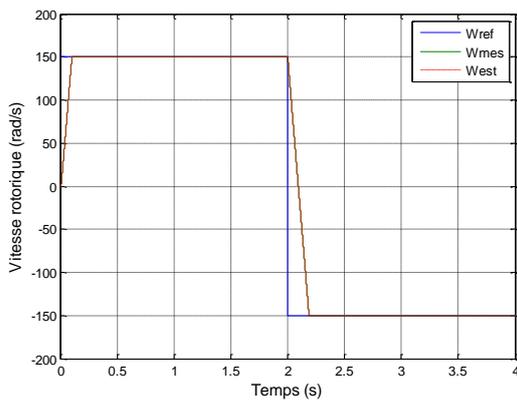


Fig.4. 20e: Vitesse rotorique

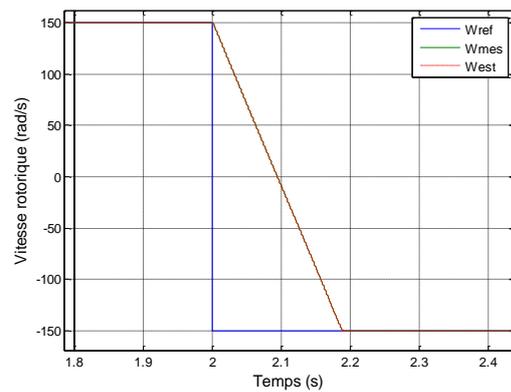


Fig.4. 20f: Effet zoom de la vitesse rotorique

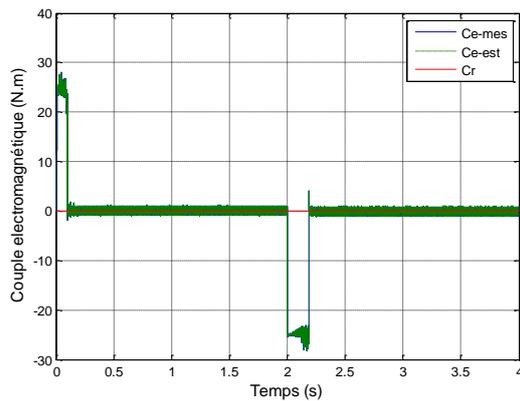


Fig.4. 20g: Couple électromagnétique

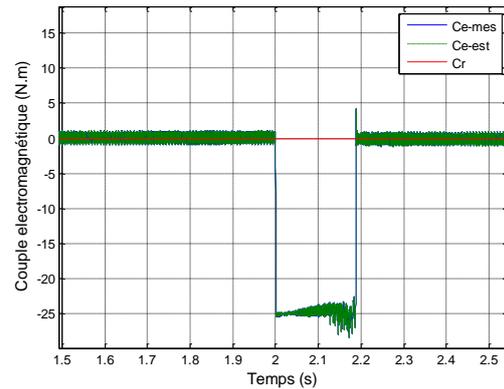


Fig.4. 20h: Effet zoom du couple

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont satisfaisantes, les variables estimées suivent parfaitement les références imposés. L'erreur de vitesse, tend à revenir vers une valeur presque nulle après le changement du couple de charge. La norme du flux rotorique est proche de la référence et l'erreur est due à l'influence de l'erreur de la vitesse sur le comportement de l'observateur d'état.

Les figures 4.19c et 4.20c montrent, que la dynamique du flux est stable après un régime transitoire avec des dépassements acceptables. Au régime permanent, Le flux est bien contrôlé et le découplage entre le flux et le couple est maintenu. L'erreur de flux est due à l'influence de l'erreur de la vitesse sur le comportement de l'observateur d'état.

D'après les figures 4.19b et 4.20b on remarque le courants statorique ias garde une forme sinusoïdale à vide ou en charge.

4.8 Simulation de la surveillance de la machine asynchrone

La surveillance d'un dispositif passe par la connaissance de son comportement sain, quel que soit son point de fonctionnement. La maîtrise totale des différents modes de fonctionnement dits normaux est alors indispensable lorsqu'on envisage une surveillance avancée du processus.

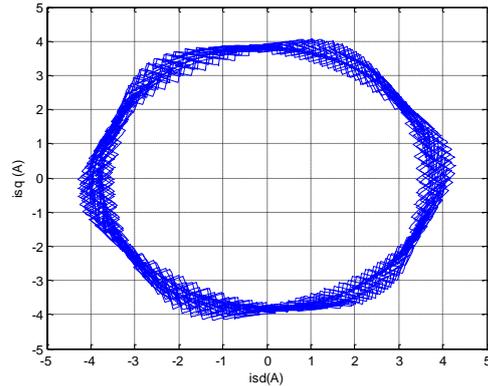
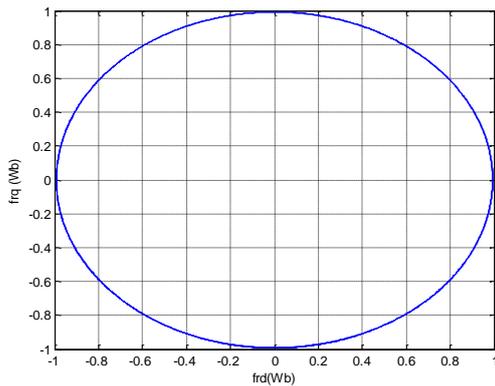
Dans le cadre de ce travail, un test de la machine asynchrone à l'état sain et défectueux est réalisé en utilisant l'une des méthodes de diagnostic annoncées précédemment, à savoir : La méthode du vecteur étendu de Park.

Les figures 4.21a, 4. 21b, 4.22a, 4. 22b, 4.23a, 4. 23b, 4.24a, 4. 24b, montrent les résultats de cet essai.

D'après les résultats de simulation, on remarque que la variation de la composante en quadrature du vecteur de Park en fonction de la variation de la composante directe dans le cas

sain (aucune variation de la résistance rotorique R_r), décrit une forme circulaire figures 4.21a et 4.21b.

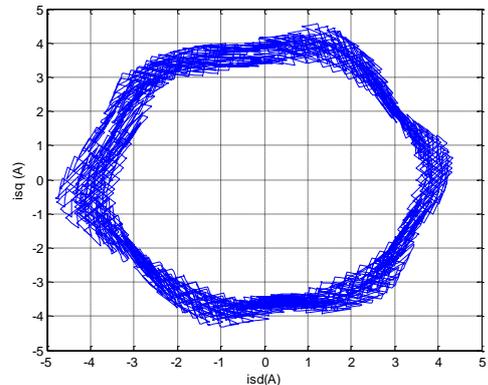
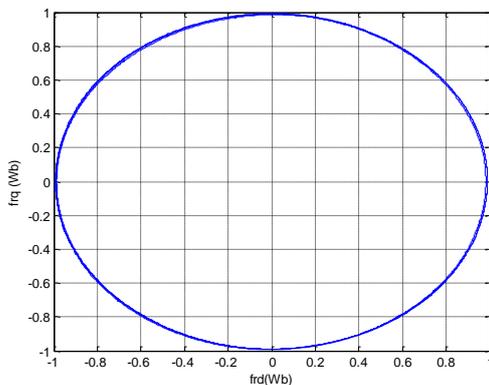
Les figures 4.22a, 4.22b, 4.23a, 4. 23b, 4.24a, 4. 24b, correspondent à une variation de R_r , respectivement 100%, 200%, 300%. Les résultats de simulation montrent que l'extrémité du vecteur de Park décrit un cercle qui se rapproche d'une forme ovale ou une forme elliptique.



Aucune variation de R_r

Fig.4.21a Vecteur étendu de park des courants statoriques (d,q)

Fig.4.21b Vecteur étendu de park des flux rotoriques (d,q)



Variation de 100% R_r

Fig.4.22a Vecteur étendu de park des courants statoriques (d,q)

Fig.4.22b Vecteur étendu de park des flux rotoriques (d,q)

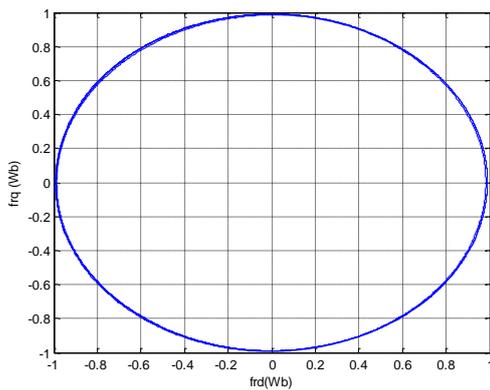


Fig.4.23a Vecteur étendu de park des courants statoriques (d,q)

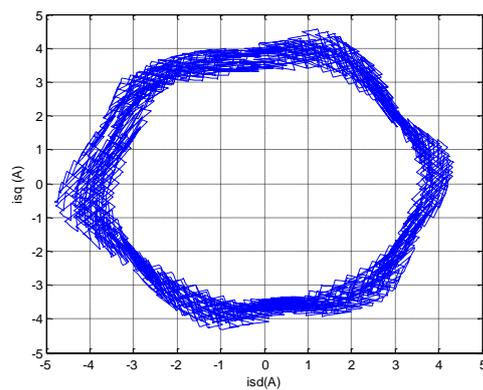


Fig.4.23b Vecteur étendu de park des flux rotoriques (d,q)

Variation de 200%Rr

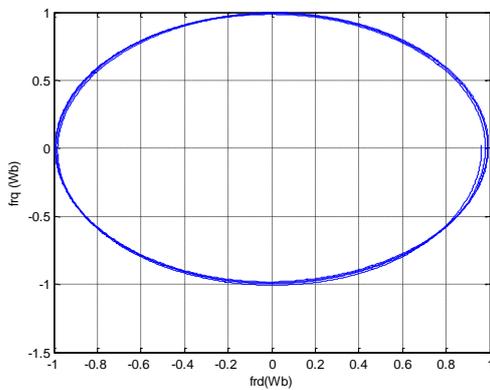


Fig.4.24a Vecteur étendu de park des courants statoriques (d,q)

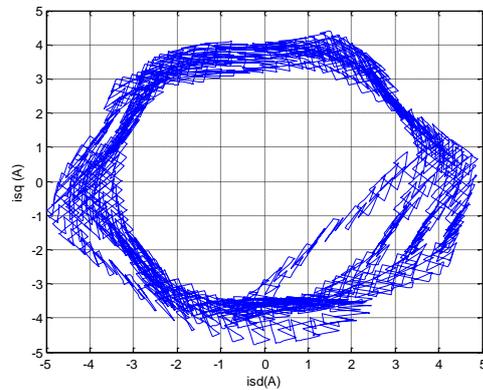


Fig.4.24b Vecteur étendu de park des flux rotoriques (d,q)

Variation de 300%Rr

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, quelques stratégies de commande du moteur asynchrone ont été testées par simulation, La commande vectorielle, qui est considérée comme une référence, et la commande par linéarisation entrée/sortie. D'une manière générale la commande vectorielle indirecte est la plus utilisée. Ceci s'explique par le fait que les performances de poursuite de vitesse et de flux sont satisfaisantes. Cependant, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement la constante de temps rotorique T_r , qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique donc une erreur dans le calcul de la vitesse de glissement et par conséquent une dégradation des performances de la commande qui se

traduisent par des oscillations au niveau du couple de la machine et à la perte de découplage avec le flux rotorique. Le recours aux méthodes non linéaire devient donc incontournable. Parmi les techniques de commande qui donne de bonnes performances on a choisi la commande par linéarisation entrée sortie. Les résultats de simulation ont montrés la supériorité de cette stratégie de commande de point de vu poursuite de trajectoire, rejet de perturbation et meilleur robustesse par rapport à la commande vectorielle.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la synthèse d'un observateur non linéaire dans un objectif d'amélioré les performances du système qui assure une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone. Pour cela nous avons synthétisé un observateur non linéaire basé sur le critère de cercle. Les résultats de simulation montrent que l'approche du critère du cercle fonctionne bien et que les variables d'états estimés convergent rapidement vers les variables réelles correspondantes. Les performances de ce système de contrôle sont satisfaisantes et elles peuvent être exploitées pour la commande non linéaire sans capteur et la surveillance de la machine asynchrone.

Finalement, un test de diagnostic a été réalisé en utilisant la méthode de vecteur de Park étendue. Les résultats de simulation montrent que cette méthode nous informe sur l'état de la machine quel soit sain ou défectueux.

Conclusion générale



Conclusion et perspectives

Ce travail de thèse a été consacré à la modélisation non linéaire, la commande et l'observation de la machine asynchrone.

On début, nous avons étudiés plusieurs modèles non linéaires pour la commande et l'observation de la machine asynchrone. L'analyse des différents modèles montre la machine asynchrone est un système non linéaire, multivariable, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Nous noterons aussi que le choix d'un modèle et de ces variables d'état est justifié par le choix de la stratégie de commande ainsi que de l'observation adoptée.

La deuxième partie de ce travail à été focalisé sur l'étude des différentes stratégies de commandes et d'observation de la machine asynchrone. Plusieurs techniques de contrôle ont été abordées, soit la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe de couple, commande par linéarisation entrée-sortie et la commande par platitude. Ces stratégies de commande, qu'elles soient de type classique ou non linéaire ont pour but d'améliorer les performances de la machine, à savoir, la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation. En suite nous avons abordés divers algorithmes d'observation de la machine asynchrone en vue d'estimé les variables d'états non mesurable. Une étude détaillée est effectuée sur deux observateurs non linéaires à savoir : l'observateur à grand gain et l'observateur basé sur le critère de cercle. L'avantage de cette approche est qu'elle élimine les restrictions de Lipschitz sur les non linéarités du système et évite les inconvénients de l'approche des grands gains. Cependant, cette approche introduit des contraintes du type inégalités matricielles linéaires (LMI) à résoudre.

Compte tenu de la fréquence d'utilisation des machines asynchrones dans l'industrie, nous avons rappelé les concepts généraux utilisés en surveillance. Deux principales méthodes figurent dans ce sens à savoir, les méthodes externes (sans modèle) et les méthodes internes (avec modèle). Le choix de la méthode dépend de la nature et du comportement du système surveillé ainsi que du défaut recherché.

Ce travail s'achève avec une simulation détaillée du système étudié. Dans cette partie nous avons deux stratégies de commandes dans un objectif d'une étude comparative.

La première méthode est la commande vectorielle étant donnée sa large utilisation dans la commande des machines asynchrones. La deuxième technique que nous avons choisie est la commande par linéarisation entrée-sortie. L'objectif de cette technique est de résoudre les problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). Les résultats de simulation ont montrés la supériorité de cette stratégie de commande de point de vu temps de réponse, poursuite de trajectoire, rejet de perturbation et meilleur robustesse par rapport à la commande vectorielle.

Par la suite, une simulation de la commande non linéaire avec l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle est réalisée. Les résultats de simulation montrent que cette combinaison augmente les performances de suivi de trajectoires, le rejet de perturbation et la robustesse aux variations paramétriques.

En fin, une simulation d'une méthode de diagnostic est effectuée. Cette méthode basée sur le vecteur de Park de la machine asynchrone a permis de mettre en évidence l'état de fonctionnement de la machine.

Pour les perspectives de ce travail, il nous apparait utile de citer :

- L'étude comparative de plusieurs stratégies de commandes non linéaires.
- L'étude comparative de plusieurs observateurs non linéaires.
- Combinaisons entre commandes non linéaires et observateurs non linéaires.
- Exploitation des commandes non linéaire avec les techniques intelligentes.

Annexes

Annexes

Annexe A

Les paramètres de la machine asynchrone

Puissance nominale	1.5 Kw
Nombre de paires de pôles	P=2
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1420 tr/mn
Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	6.4/3.7 A
Résistance statorique	$R_s = 4,85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3,805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0,274 \text{ mH}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,274 \text{ mH}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,258 \text{ mH}$
Moment d'inertie	$J = 0,031 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,00114 \text{ kg.m}^2/\text{s}$

Annexe B

➤ **Valeurs numériques de modèle de la machine asynchrone pour l'observation basée sur le critère de cercle**

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \phi[u(t), y(t)] + \sum_{i=1}^4 G_i f_i[H_i x(t)], \quad (\text{B.1})$$

$$y(t) = Cx(t). \quad (\text{B.2})$$

$$A = \begin{bmatrix} -264.7163 & 0 & 420.9129 & 0 & -60.6204 \\ 0 & -264.7163 & 0 & 420.9129 & 60.6204 \\ 3.5828 & 0 & -13.8869 & 0 & 2 \\ 0 & 3.5828 & 0 & -13.8869 & -2 \\ 242.994 & -242.994 & 0 & 0 & -0.0366 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 32.1898 & 0 & 0 \\ 0 & 32.1898 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -64.5161 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 30.3102 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -30.3102 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 121.4970 \end{bmatrix}, \quad G_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -121.4970 \end{bmatrix}$$

$$H_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], \quad H_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], \quad H_3 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0], \quad H_4 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \quad \rho = 2.$$

$$L = \begin{bmatrix} -132.3581 & -0.0000 \\ 0.0000 & -132.3581 \\ 1.7914 & -0.0000 \\ 0.0000 & 1.7914 \\ -0.0000 & 0.0000 \end{bmatrix},$$

$$K_1 = [5.4133 \ -3.0149], \quad K_2 = [3.0149 \ -5.4133], \quad K_3 = [-4.0085 \ 5.0085], \quad K_4 = [5.0085 \ -4.0085].$$

La matrice de Lyapunov correspondante de ce test de faisabilité LMI avec $\varepsilon = 0.04$ est :

$$P = \begin{bmatrix} 0.1787 & -0.0995 & 0.0029 & -0.0003 & -0.0330 \\ -0.0995 & 0.1787 & -0.0003 & 0.0029 & 0.0330 \\ 0.0029 & -0.0003 & 0.0871 & -0.0080 & -0.0000 \\ -0.0003 & 0.0029 & -0.0080 & 0.0871 & 0.0000 \\ -0.0330 & 0.0330 & 0.0000 & -0.0000 & -0.0000 \end{bmatrix}$$

Annexe C

Notions de la géométrie différentielle

C. 1 Notions de la géométrie différentielle

Dans cette partie, quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la techniques de linéarisation au sens des entrées-sorties.

On considère le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{aligned} \tag{C.1}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= (f_1, f_2, \dots, f_n)^T \\ \mathbf{g} &= (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \end{aligned} \tag{C.2}$$

$$\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$$

La dérivée directionnelle de $h(x)$, appelée dérivée de Lie, suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit [42] :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x)$$

En continuant le processus de dérivation successive on obtient la relation récursive suivante :

$$L_f^i h_j = L_f \left(L_f^{i-1} h_j \right) \tag{C.3}$$

L'application de la notion de dérivée de Lie aux sorties y_j du système retenues s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) u_i \tag{C.4}$$

C.2 Diffeomorphisme :

Etant donné une fonction $\Phi : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$

$\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \rightarrow (z_1, z_2, \dots, z_n)^T$ définie dans une région Ω est un diffeomorphisme local si :

- $\Phi(\mathbf{x})$ est une bijection.
- $\Phi(\mathbf{x})$ et $\Phi(\mathbf{x})^{-1}$ sont différentiables.

Si ces conditions sont vérifiées pour tout $x \in \mathbf{R}^n$ ($\Omega \in \mathbf{R}^n$),

Alors le difféomorphisme est dit global.

C.3 Théorie des Matrices

Cette annexe regroupe des rappels sur quelques notions mathématiques utilisées dans ce mémoire.

Définition : Une matrice symétrique $S \in \mathbf{R}^{n \times n}$ est dite :

1. définie positive : $S > 0$ ssi $x^T S x > 0$ pour tout $x \in \mathbf{R}^{n \times n}$, x non nul.
2. semi-définie positive : $S \geq 0$ ssi $x^T S x \geq 0$ pour tout $x \in \mathbf{R}^{n \times n}$, x non nul.
3. définie négative : $S < 0$ ssi $x^T S x < 0$ pour tout $x \in \mathbf{R}^{n \times n}$, x non nul.
4. semi-définie négative : $S \leq 0$ ssi $x^T S x \leq 0$ pour tout $x \in \mathbf{R}^{n \times n}$, x non nul.

C.4. Stabilité au sens de Lyapunov.

Une fonction $V : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^+$ est dite de Lyapunov de classe C^1 si elle est de classe C^1 définie positive et radialement non bornée, ce qui permet de donner une définition de la stabilité [96] :

Pour un système non linéaire :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \tag{C.5}$$

Soit U un ouvert de \mathbf{R}^n contenant l'origine. S'il existe de classe C^1 telle que $V(x) = 0 \Leftrightarrow x = 0$ et $\dot{V}(x)$ soit définie négative sur U , alors l'origine est asymptotiquement stable pour le système non linéaire.

Si $U = \mathbf{R}^n$, alors l'origine du système est globalement asymptotiquement stable.

On peut écrire alors :

$$V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0, \quad V(x) = 0 \quad x = 0$$

Ayant en plus la propriété :

$$\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0, \quad \dot{V}(x) = 0 \quad x = 0$$

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

Théorème :

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

C.5 Fonction Lipschitz : une fonction scalaire $(x, t) \in \mathbf{R} \subset \mathbf{R}^n \times \mathbf{R} \rightarrow v(x, t) \in \mathbf{R}$ est lipschitz avec la constante $k > 0$ (ou k lipschitz) en x si :

$$\|v(x_1, t) - v(x_2, t)\| \leq \gamma \|x_1 - x_2\| \quad (\text{C.7})$$

Pour tout $(x_1, t), (x_2, t)$ dans \mathbf{R} .

C.6 Définition 1 : Résidu :

Un résidu est un signal qui reflète la cohérence des données mesurées vis-à-vis d'un modèle comportemental du système.

C.7 Définition 2 : Observateur à entrée inconnue (UIO) :

Un observateur est dit à entrée inconnue (UIO : Unknown input observer) si l'erreur d'estimation e tend asymptotiquement vers zéro même en présence de perturbations.

C.8 Calcul des dérivées de lie pour les sorties vitesse rotorique et la norme de flux rotorique.

- $h_1 = \omega$

$$L_f h_1 = \frac{p^2 L_m}{J I_r} (\varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r$$

$$L_f^2 h_1 = \frac{p^2 L_m}{J I_r} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha}) - \frac{p^2 L_m \beta}{J I_r} \varphi_r^2 - \frac{p^2 L_m}{J I_r} \omega (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\beta}) + \frac{f_r^2}{J^2} \omega + \frac{f_r}{J^2} C_r$$

$$L_{g11} L_f h_1 = -\frac{p^2 L_m}{J \mathcal{I}_s I_r} \varphi_{r\beta} \quad ; \quad L_{g12} L_f h_1 = \frac{p^2 L_m}{J \mathcal{I}_s I_r} \varphi_{r\alpha}$$

$$L_{g21} h_1 = -\frac{1}{J} \quad ; \quad L_{g21} L_f h_1 = \frac{f_r^2}{J^2}$$

- $h_2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2$

$$L_f h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)$$

$$L_f^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta}) + \frac{4 + 2L_m \beta}{T_r^2} \varphi_r^2 + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (\dot{i}_{s\alpha}^2 + \dot{i}_{s\beta}^2)$$

$$L_{g11} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\mathcal{I}_s T_r} \varphi_{r\alpha} \quad ; \quad L_{g12} L_f h_2 = \frac{2L_m}{\mathcal{I}_s T_r} \varphi_{r\beta}$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **G. Grellet et G. Clerc** : Actionneurs électriques. Editions Eyrolles, 1997.
- [2] **C. Canudas de Witt** : Modélisation contrôle vectorielle et DTC . Paris Hermès Sciences publication, 2000.
- [3] **M. Pinard** : Commande électronique des moteurs électriques. 2^{ème} Edition, Dunod, Paris ,2007.
- [4] **B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche and R. Wamkeu**: Nonlinear modeling of induction motor drives for nonlinear sensorless control purposes. Preprint of 6th IFAC symposium on non linear control system ,Vol. 3, pp.1475-1480,Stuttgart, Germany.
- [5] **A.Miloudi** : Etude et Conception de Régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un Moteur asynchrone. Thèse de Doctorat Université Oran, JUIN 2006.
- [6] **G. Segulier** : Electronique de puissance, leurs fonctions de bases et leurs principales applications. 7^{ème} Edition Dunod , Paris 1999.
- [7] **Luc Mutrel** : Le moteur asynchrone : Régimes statique et dynamique. Editions Ellipses, Paris 1999.
- [8] **M .Lavabre** : Electronique de puissance-conversion de l'énergie. Edition Casteilla, Paris 1999.
- [9] **M.ghanes** : Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2005.
- [10] **D. Traore** : Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2008.
- [11] **C.W. Park and S. Lee**: Nonlinear observer based control of induction motors. Springer Electr. Eng , pp :107–113, 2007.
- [12] **T.Cimen**: Systematic and effective design of nonlinear feedback controllers via the state-dependent Riccati equation (SDRE) method. Annual Reviews in Control,Vol 34, pp 32–51, 2010.
- [13] **B. de FORNEL**: Machines asynchrones, Commande par contrôle scalaire. Techniques de l'Ingénieur, D 3 622.
- [14] **Paul a. s. de wit, Romeo Ortega and Iven mareels** : Indirect field-oriented Control of Induction Motors is Robustly Globally Stable. Automotica, Vol. 32, No. 10, pp. 1391-1402, 1996.
- [15] **M.T. Lazima, M.J. M. Al-khishalib, A.I.Al-Shawia**: Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor. Procedia Computer Science, Vol 5, pp.505–512, 2011.
- [16] **P. Balasu bramaniam , J. Abdul Samath, N. Kumaresan and A. Vincent Antony Kumar**: Solution of matrix Riccati differential equation for the linear quadratic singular system using neural networks. Applied Mathematics and Computation, pp.1832–1839, 2006.

Bibliographie

- [17] **L.Baghli** : Contribution à la commande des machines asynchrones, utilisation de la logiques floue, des réseaux de neurones et les algorithmes génétiques. Thèse de Doctorat, Nancy, 1999.
- [18] **F.Morel** : Commande prédictive des machines électriques tournantes. Techniques de l'Ingénieur, D2901, 2012.
- [19] **A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes and A. Bentaallah** : Linéarisation entrée/sortie et réglage flou d'une machine asynchrone alimentée en courant. ACTA Electrotehnica , Volume 48, pp. 15-21, 2007 .
- [20] **F. Mehazzem1, A. Reama1 and H. Benalla** : Sensorless nonlinear adaptive backstepping control of induction motor; ICGST-ACSE Journal, ISSN 1687-4811, Volume 8, Issue III, January 2009.
- [21] **M. Farza, M. M'saad, L. Rossignol and J.F. Massieu**: Observer design for a class of MIMO nonlinear systems. Automatica, pp.135 - 143 ,2004.
- [22] **M. M. Ayan**: Observation et diagnostic de processus industriels à modèle non linéaire applications aux machines électriques. Thèse de Doctorat. École Centrale de Nantes 2010.
- [23] **O. ONDEL** : Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur – machine asynchrone. Thèse de Doctorat. Ecole centrale de Lyon 2006.
- [24] **W. Bourbia, F. Berrezzek et B. Bensaker** : Observateur non linéaire pour la surveillance de la machine asynchrone : Critère du Cercle. CNE10, Souk Ahras, 2012.
- [25] **M. Arcaç and P. Kokotovic**: Nonlinear observers: a circle criterion design and robustness analysis. Automatica, Vol. 37, pp.1923-1930, 2001.
- [26] **M. Arcaç and P. Kokotovic**: Feasibility conditions for circle criterion designs. Systems and Control Letters, Vol. 42, pp. 405–412, 2001.
- [27] **S. Ibrir**: Circle-criterion approach to discrete-time nonlinear observer design. Automatica, Vol. 43, pp. 1432 – 1441, 2007.
- [28] **M.T. Lazim, J. M. Muthanna, Al-khishali, and A. I. Al-Shawi**: Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor. Sciences Direct, Procedia Computer Science, pp.505–512, 2011.
- [29] **J.J. Chiasson**: Nonlinear controllers for an induction motor. Control Eng.Practice, Vol. 4, No. 7, pp. 977-990, 1996.
- [30] **A. Fekih and F.N. Chowdhury** : On Nonlinear Control of Induction Motors: Comparison of two Approaches. Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts June 30 - July 2, 2004.
- [31] **F. Blaschke**: The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine. Siemens Review, Vol.39, N°4, pp.217-220, 1972.

Bibliographie

- [32] **F. Mehazzem , A. Reama, Y. Hamam and H. Benalla:** Input Output feedback linearization Control of Induction Motor With Varying Parameters. Proceedings of the 8th WSEAS International Conference on electric power systems.
- [33] **B. De fornél :** Machines asynchrones, commande par contrôle scalaire. Techniques de l'ingénieur, N°. D3622, Vol. D7, Paris 2006.
- [34] **R. Husson, C. lung, J.F.Aubrey, J. Daafouz et D.Wolf :** Automatique, du cahier de charge à la réalisation de systèmes . Dunod Paris 2007.
- [35] **F. Lamnabhi Lagarrigue et Piere Rouchon :** Commande non linéaire. Lavoisier 2003.
- [36] **B. Délemonty :** Contribution à la commande des entrainements asynchrones de forte puissance : application au problème de traction. Thèse de Doctorat, Centre de Recherche en Automatique de Nancy INPL, 1995.
- [37] **M. Depenbrok:** Direct self-control (DSC) of inverter fed induction machine. IEEE Trans. Power Electron. Vol. PE-3, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [38] **I. Takahashi and T. Noguchi:** A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-22, pp. 820–827, 1986.
- [39] **M. Altonen, P. Titinen, J. lalu et S. Haikkila :** Régulation directe du couple d'entraînement à courant triphasé. Revue ABB, (3), pp.19-24, 1995.
- [40] **M. Tarbouchi , H. Le-Huy:** Nonlinear control of an induction motor using a DSP. IEEE, Conference, pp.211-214, 1996.
- [41] **A. Isidori:** Nonlinear control systems. Second Edition, Springer Verlag Berlin, Heidelberg 1989.
- [42] **J-J E Slotine and W. Li :** Applied nonlinear control. Massachusetts Institute of Technology. Prentice Hall, 1991.
- [43] **M. Fliess, J. Lévine, P. M. Ihin et P. Rouchon :** Sur les systèmes non linéaires différentielle plats. CR. Acad. Sci. Paris, pp. 619-624, 1992.
- [44] **M.Fliess, J.Lévine, P .Martin et P.Rouchon :** Design of trajectory stabilizing feedback for driftless flat systems. Proceedings of the Third European Control Conference Rome, pp. 1882-1887, 1995.
- [45] **A. Isidori:** Nonlinear control systems: An introduction. Lecture Notes in Control and Information Sciences. Springer-Verlag, pp. 178-253, 1985.
- [46] **A. J. Krener and A. Isidori:** Linearization by output injection and nonlinear observers. Systems and Control Letters N°3, pp. 47-52, 1983.
- [47] **N. Kazantzis:** On the nonlinear dynamic state reconstruction problem for chemical/ biochemical reaction systems in the presence of model uncertainty. Journal of Mathematical Chemistry, Vol. 36, N°2, pp. 169-190, 2004.
- [48] **R. Klaus:** Extended Luenberger Observer for nonuniformly Observable Nonlinear Systems. Springer-Verlag. Control and Observer Design, LNCIS 322, pp.19–34, 2005.

Bibliographie

- [49] **N. Kazantzis, C. Kravaris**: Nonlinear observer design using Lyapunov's auxiliary theorem. *Systems and Control Letters*. Vol. 34, pp. 241-247, 1998.
- [50] **N. Kazantzis, C. Kravaris**: Discrete-time nonlinear observer design using functional equations. *Systems and Control Letters*. Vol. 42, pp. 81-94, 2001.
- [51] **A. N. Atassi, H.K. Khalil** : Separation results for the stabilization of nonlinear systems using different high-gain observer designs. *Systems and Control Letters*. Vol. 39, pp.183-191, 2000.
- [52] **L. B. Freidovich and H. K. Khalil**,: Lyapunov-based switching control of nonlinear systems using high-gain observers. *Automatica*, Vol. 43, pp. 150-157, 2007.
- [53] **N. J. Jo, J. H. Seo**: Local separation principle for non-linear systems. *International Journal of Control*. Vol.73, N°4, pp.292-302, 2000.
- [54] **D. M. Pietrzak-, B . De Fornel and M.A. Purwoadi**: Nonlinear control for sensorless induction motor drive. 9th International Conference on Power Electronic and Motion- EPE PEMC Kotic, 2000.
- [55] **R. Toufouti** : Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat en Sciences et Electrotechniques. Université de Constantine. 2008.
- [56] **A. Merabet** : Commande non linéaire a modèle prédictif pour une machine asynchrone. Thèse de Doctorat . Université du Québec 2007.
- [57] **M. Tarbouchi** : Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en Régime de defluxé. Thèse de Doctorat. Université de Laval, 1997 .
- [58] **S. Bhoopendra , J. Shailendra and D. Sanjeet** : Direct torque control induction motor drive with improved flux response. Hindawi Publishing Corporation *Advances in Power Electronics*, Article ID 764038, 11 pages, 2012.
- [59] **S. M. Gadoue, D. Giaouris and J.W. Finch**: Artificial intelligence-based speed control of DTC induction motor drives A comparative study. *Electric Power Systems Research*, pp.210-219.2009.
- [60] **A. Arif, A. Betka, A. Guettaf** : Improvement the DTC System for Electric Vehicles Induction Motors. *Serbian Journal of Electrical Engineering* Vol. 7, N° 2, pp.149-165, 2010.
- [61] **B. Larroque** : Observateurs de systèmes linéaires application à la détection et localisation de fautes. Thèse de Doctorat. Toulouse, 2008.
- [62] **F. Morand** : Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. Thèse de Doctorat Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, 2005.
- [63] **T. Boumegoura** : Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic. Thèse de Doctorat. Ecole Centrale de Lyon, 2001.

Bibliographie

- [64] **D. Lubineau** : Commande non linéaire de moteur asynchrone avec observateur. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble 1999.
- [65] **C. Nicoleta Stoica** : Robustification de lois de commande prédictives multivariable : Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes, Paris, 2008.
- [66] **M. Chemachema** : Contribution à la commande adaptative neuronale floue des systèmes non linéaires. Thèse de Doctorat. Université de Constantine 2007.
- [67] **R.A. Salas** : Développement de lois de commande avec observateur pour machine asynchrone. Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [68] **R. Marino, S. Peresada, P. Valigi**: Adaptive input-output linearizing control of induction motors. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.38, N°2, pp. 208- 221, 1993.
- [69] **M. E .H. Benbouzid** : A review of induction motor signatures analysis as a medium of faults detection. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 47, N°5, pp. 984-993, 2000.
- [70] **R. Toscano** : Commande et diagnostic des systèmes dynamiques. Edition Ellipses, 2011.
- [71] **G. Zwingelstein** : Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels. Hermes Paris 1995.
- [72] **S. Nandi, and H. A. Toliyat**: Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines. A review. Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 219-221. Seattle, USA, 1999.
- [73] **W. T. Thomson and M. Fenger**: Industrial application of current signature analysis to diagnose faults in 3-phase squirrel cage induction motors. IEEE Proceedings of Pulp and Paper Conference. Seattle, pp. 205-211 , 2000.
- [74] **L. Wu, T. G. Habetler and R. G. Harley**: Separating load torque oscillation and rotor fault effects in stator current-based motor condition monitoring. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 1889-1894, San Antonio, Texas, USA, 2005.
- [75] **B.Bensaker** : Diagnostic des défauts des machines électriques : une synthèse et quelques orientations. Conférence nationale sur l'électrotechnique CNE01 Souk Ahras 2010.
- [76] **P. S. Bhowmik, S. Pradhan and M. Prakash**: Fault diagnostic and monitoring methods of induction motor: a review. International Journal of Applied Control, Electrical and Electronics Engineering, Vol.1,N° 1, 2013.
- [77] **R. M. Alaoui** : Conception d'un module de diagnostic à base des suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétique. Application en ligne à un générateur de vapeur. Thèse de Doctorat. Université des Sciences et Technologies de Lille 2004.
- [78] **S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso**: Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction machine by total instantaneous power spectral analysis. IEEE-IAS Annual Meeting, pp.1929-1934, 1999.

Bibliographie

- [79] **S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso**: Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors by the extended Park's vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, pp.1227-1234, 2001.
- [80] **S. Pöyhönen** : Support vector machine based classification in condition monitoring of induction motors. PhD Thesis. Helsinki University of Technology, Finland. 2004.
- [81] **S. B. Lee, K. Younsi and G. B. Kliman** : An on-line technique for monitoring the insulation condition of AC machines stator windings . *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 286-294, San Antonio, Texas, USA, 2005.
- [82] **F. S. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula and A. M. Trzynadlowski**,: Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 32, N°4, pp. 904-909, 1996.
- [83] **G. Betta, C. Liguori, A. Paolillo and A. Pietrosanto**: A DSP-based FFT-analyser for fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis. *IEEE Proceedings of Instrument and Measurement Technology Conference*. Budapest, Hungary, pp.572-577. May, 2001.
- [84] **S. B. Lee, K. Younsi and G. B. Kliman**: An on-line technique for monitoring the insulation condition of AC machines stator windings . *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, San Antonio, Texas, USA, pp. 286-294, May 2005.
- [85] **F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas**: Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5 , pp 994-1004, October 2000.
- [86] **H. L. Jones**: Failure detection in linear system. Ph. d Thesis, MIT, Cambridge, MA, 1973.
- [87] **D. Gaiten** : Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance. Thèse de Doctorat. Université d'Henri Poincaré Nancy 2004.
- [88] **N. Abu-tabak**: Stabilité dynamique des systèmes électriques multi-machines : modélisation, commande, observation et simulation. Thèse de Doctorat. Ecole Centrale de Lyon 2008.
- [89] **C. Cyrille** : Surveillance des systèmes non linéaire : Application aux machines électriques. Thèse de Doctorat. Université de Lille 2003.
- [90] **M. khov** : Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents, détection des courts-circuits par suivi paramétrique. Thèse de Doctorat. Université de Toulouse 2009.
- [91] **S. Bachir** : Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique. Thèse de Doctorat. Université de Poitier 2002.
- [92] **M.M Ayan**: Observation et diagnostic de processus industriels a modèle non linéaire applications aux machines électriques. Thèse de Doctorat. Ecole Centrale de Nantes 2010.
- [93] **C. Canudas de wit** : Optimisation discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrone 2. Paris, Hermès Sciences Publications 2000.

Bibliographie

- [94] **P. Balasubramaniam, J. Abdul Samath, N. Kumaresan and A. Vincent Antony Kumar** : Solution of matrix Riccati differential equation for the linear quadratic singular system using neural networks. Applied Mathematics and Computation, pp. 1832–1839. 2006.
- [95] **N. Petit et P. Rouchon**: Automatique dynamique et contrôle des systèmes. Notes de cours. Mines ParisTech. 2011.
- [96] **M. Didier** : Contribution à l'étude de la stabilité des systèmes électrotechniques. Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Lorraine .2009 .
- [97] **X. LIN-SHI**: Commande des systèmes de conversion d'énergie. Habilitation à diriger des recherches. Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. 2007 ;
- [98] **P.S. Bhowmik, S.Pradhan and M.Prakash**: Fault diagnostic and monitoring methods of induction motor: a review. International Journal of Applied Control, Electrical and Electronics Engineering (IJACEEE) Vol 1, No. 1, May 2013.
- [99] **R. Isermann and P. Ballé** : Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. Control Eng. Practice. Vol. 5, No. 5, pp. 709-719, 1997.
- [100] **A. Elfadili, F. Giri1, H. Ouadi, L. Dugard and A. Elmagri**: Adaptive Interconnected Observer for Induction Machine in Presence of Nonlinear Magnetic Characteristic . 8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, January 22, 2010.