



Ecole Nationale Polytechnique
Département Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat En Génie Electrique

Option : Automatique

Présenté par :

GOUICHICHE Abdelmadjid

Magister en Génie Electrique. Université Tiaret

Intitulé

Diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts. Expérimentation sur des systèmes électriques

Soutenu le 30/06/2015 devant le jury composé de :

Président :	M. NEZLI Lazhari	Professeur ENP Alger
Rapporteur :	M. BOUCHERIT Segui Mohamed	Professeur ENP Alger
Co-rapporteur :	M. TADJINE Mohamed	Professeur ENP Alger
Examineurs :	M. ALLAOUI Tayeb	Professeur à l'Université Tiaret
	M. BENZINEB Omar	MCA à l'Université Blida
	M. GROUNI Mohamed	MCA à l'Université Boumerdès

ENP 2015

REMERCIEMENTS

Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser ma thèse de doctorat et que le salut et la paix soient sur son prophète Mohamed.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après:

- Mes parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour me permettre d'accomplir mes études; de même que mes frères et sœurs qui eux aussi ont contribué à leur manière dans cette réussite

- Mon encadreur, Monsieur BOUCHRIT Seguir Mohamed, qui m'a prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document.

- Mon Co encadreur, Monsieur TADJINE Mohamed pour les encouragements qu'il n'a cessé de m'adresser et pour l'aide et l'assistance qu'il m'a apportées pour accomplir ce travail. Je tiens à signaler particulièrement sa disponibilité et sa motivation pour l'intérêt qu'il a porté à ce sujet

- Monsieur MESLEM Youcef pour m'avoir soutenu et donné certains moyens utiles à même de parfaire ce travail

- Tous les membres du laboratoire LGEP " SAFA, KOUADRIA, CHIBANI, BOUHAOUS, SASSI, CHEDJARA ET ZABAR, pour m'avoir soutenus, aidés et encouragés afin que je puisse terminer ce travail

- Enfin, et dans le même contexte, je ne peux omettre de remercier particulièrement mon professeur d'anglais Mr BENABED Amar qui m'a été d'un précieux soutien dans la publication de mes travaux.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Etat de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts	
1.1 Introduction	4
1.2 Description du banc expérimentale	4
1.2.1 Caractéristiques de la machine	5
1.2.1.1 Prises de court-circuit.....	5
1.2.1.2 Rupture des barres au rotor.....	6
1.2.2 Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé (DSPACE 1104).....	6
1.2.3 Onduleur	7
1.2.4 Carte de mesure	8
1.2.5 Encodeur incrémentale	8
1.3 Commande tolérante aux défauts	8
1.4 Lois de commandes robustes	9
1.5 Détection et isolation des défauts	9
1.5.1 Définition d'un défaut	10
1.5.1 Différents types de défauts	10
1.5.2.1 Défauts actionneurs	10
1.5.2.1 Défauts capteurs	10
1.5.2.2 Défauts composant ou système	11
1.6 Présentation des méthodes de diagnostic	11
1.6.1 Méthodes de diagnostics basées sur le traitement de signal.....	11
1.6.1.1 Analyse spectrale	11
1.6.2 Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique	12
1.6.2.1 Méthodes d'espace de parité	12
1.6.2.2 Méthodes d'estimation paramétrique	12

1.6.2.3 Méthodes à base d'observateurs	12
1.6.3 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle	13
1.7 Critères de performance d'un système de diagnostic	13
1.8 Mécanisme de reconfiguration	13
1.8.1 Approches passives de la FTC.....	14
1.8.1 Approches actives de la FTC.....	15
1.9 Diagnostic et Commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone	16
1.9.1 Défauts de la machine asynchrone	17
1.9.1 Diagnostic et Commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone	21
1.10 Conclusion	22

Chapitre 2 : Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone

2.1 Introduction	23
2.2 Modèle de la machine asynchrone en bon fonctionnement	23
2.2.1 Modélisation dans le repère triphasé	23
2.2.2 Modélisation dans le repère diphasé	23
2.2.3 Equation mécanique	24
2.2.4 Modèle d'état de la machine asynchrone	26
2.3 Modèle de la machine asynchrone avec défaut	27
2.3.1 Défaut statorique de type court-circuit	27
2.3.1.1 Modélisation dans le repère triphasé	28
2.3.1.2 Modélisation dans le repère diphasé.....	29
2.3.1.3 Modèle d'état de la machine avec défaut de court-circuit	30
2.3.1.4 Résultats de simulation et validation expérimentale	31
2.3.1.5 Validation par analyse spectrale	32
2.3.2 Défaut rotorique de type rupture de barres	33
2.3.2.1 Modèle d'état de la machine avec défaut des barres rotoriques.....	35
2.3.2.2 Résultats de simulation et validation expérimentale	35
2.3.2.3 Validation par analyse spectrale	36
2.4 Conclusion	36

Chapitre 3 : Diagnostic de la machine asynchrone à base d'observateurs

3.1 Introduction	38
3.2 Observateurs dédiés au diagnostic des défauts	38
3.2.1 Analyse des résidus	38
3.2.2. Evaluation des résidus	38
3.3 Observateurs par mode glissant	39
3.3.1 Observateurs non linéaires	39
3.3.2. Principe d'un observateur à mode glissant	39
3.4 Application de l'observateur mode glissement au diagnostic de la machine asynchrone	42
3.4.1 Résultats expérimentaux.....	45
3.5 Approche proposée pour le diagnostic de la MAS	47
3.5.1 Sélection des seuils des résidus.....	49
3.6 Conclusion	50

Chapitre 4 : Commande de la machine asynchrone

4.1 Introduction	51
4.2 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone	51
4.2.1 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque	51
4.2.2 Principe de commande vectorielle des moteurs asynchrones	51
4.3 Commande vectorielle directe d'une MAS alimentée en tension	53
4.4 Calcul des régulateurs classiques	54
4.4.1 Bloc de découplage	54
4.4.2 Régulation des courants	55
4.4.3 Régulation de la vitesse	56
4.4.4 Régulation du flux rotorique	57
4.4.5 Résultats expérimentaux	58
4.5 Commande par Backstepping	59

4.5.1 Application du Backstepping à la MAS	59
4.5.1.1 contrôles du flux et de la vitesse	60
4.5.1.2 contrôles des courants	60
4.5.2 Résultats expérimentaux	61
4.6 Commande par mode glissant	63
4.6.1 Application du mode glissant à la MAS	63
4.6.1.1 contrôles du flux	63
4.6.1.2 contrôles de la vitesse	64
4.6.1.3 Commande de la composante en direct du courant statorique	64
4.6.1.4 Commande de la composante en quadratique du courant statorique	65
4.6.2 Résultats expérimentaux	66
4.6.3 Amélioration du réglage de vitesse	67
4.6.4 Résultats expérimentaux	67
4.7 Comparaison entre les trois commandes	68
4.8 Conclusion	69

Chapitre 5 : Commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone

5.1 Introduction	70
5.2 Observateur Luenberger adaptatif	70
5.2.1 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse	71
5.2.2 Calcul du gain d'observation	73
5.2.3 Résultats expérimentaux	74
5.3 Observateur adaptatif à mode glissant	75
5.3.1 Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique	76
5.3.2 Estimation adaptative de la vitesse	77
5.3.3 Résultats expérimentaux.....	78
5.4 Comparaison expérimentale d'observateurs à basse vitesse	79
5.5 Conclusion	81

Chapitre 6 : Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone

6.1 Introduction	83
6.2 Commande tolérante aux défauts passive de la MAS	84
6.2.1 Résultats expérimentaux.....	85
4.2.1.1 Cas d'un défaut de court-circuit statorique	85
4.2.1.2 Cas d'un défaut de barres rotoriques	87
6.3 Commande tolérante aux défauts active de la MAS	89
6.3.1 Défaut de capteur de vitesse	90
6.3.1.1 Algorithme de vote.....	90
6.3.1.2 Application de MLV à la détection et correction de défaut vitesse	91
6.3.2 Défaut de capteur de courant	92
6.3.2.1 blocs de détection de défaut	92
6.3.2.2 blocs de génération des résidus	93
6.3.2.3 blocs d'isolation et correction de défaut	94
6.3.3 Défauts de deux capteurs de courant.....	95
6.3.4 Résultats expérimentaux.....	95
6.3.4.1 Cas d'un défaut de capteur de vitesse	95
6.3.4.2 Cas d'un défaut de capteur de courant	96
6.3.4.3 Cas d'un défaut de deux capteurs de courant	98
6.3.4.4 Défaut de deux capteurs de courant et capteur de vitesse	99
6.4 Conclusion	101
Conclusion générale.....	102

Annexes

- Annexe A : Observabilité de la MAS
- Annexe B : Principe de la modulation vectorielle

Nomenclatures

Bibliographie

Liste de figures

Liste des Figures

1.1 Photo du banc d'essai	4
1.2 Photo du moteur à induction	6
1.3 Photo du rotor cassé	6
1.4 Photo de la Dspace 1104	7
1.5 Photo de l'onduleur	8
1.6 Différents types de défaut	10
1.7 Classification des approches FTC	14
1.8 Principe de la commande tolérante aux défauts	16
1.9 Statistique des défauts de la MAS	17
1.10 Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique	19
2.1 Court-circuit de spires sur la phase b du stator	28
2.2 Modèle général de court-circuit dans le repère de Park.....	30
2.3 Courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) simulés et expérimentaux lors d'un court-circuit de 25 spires	31
2.4 Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit	32
2.5 Circuit équivalent de la cage rotorique	33
2.6 Circuit équivalent d'une maille de la cage rotorique.....	33
2.7 Modèle général de défaut de barre rotorique dans le repère de Park.....	35
2.8 Courant simulé et expérimental lors d'une rupture de barre	36
2.9 Analyse spectrale du courant de ligne lors d'une rupture de barre.....	36
3.1 Générateur de résidu du système	38
3.2 Le courant $\dot{i}_{s\alpha}$ et son résidu en boucle fermée.....	45
3.3 Le courant $\dot{i}_{s\beta}$ et son résidu en boucle fermée.....	46
3.4 Les flux $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$	46
3.5 La vitesse ω_r	46
3.6 Le résidu du courant $\dot{i}_{s\alpha}$ avec et sans perturbation	47
3.7 Le résidu du courant $\dot{i}_{s\beta}$ avec et sans perturbation	47
3.8 Résidu du courant $\dot{i}_{s\alpha}$ en présence d'un défaut de court-circuit.....	47
3.9 Résidu du courant $\dot{i}_{s\beta}$ en présence d'un défaut de court-circuit.....	48

3.10 Organigramme du diagnostic de la machine asynchrone.....	49
3.11 Évaluation des résidus.....	50
4.1 Référentiel lié au flux rotorique	52
4.2 Commande vectorielle directe.....	53
4.3 Découplage par addition des termes de compensation	55
4.4 Bloc de réglage de I_{sq} après découplage	55
4.5 Bloc de réglage de la vitesse de rotation.....	56
4.6 Schéma blocs de réglage de flux	57
4.8 Résultat expérimental de la vitesse de rotation par IP	58
4.9 Résultat expérimental des courants I_{sd} et I_{sq} par PI	58
4.10 résultat expérimental des flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} par PI.....	58
4.11 Résultat expérimental de la vitesse de rotation par backstepping	62
4.12 Résultat expérimental du courant I_{ds} par backstepping	62
4.13 Résultat expérimental du courant I_{qs} par backstepping	62
4.14 Résultat expérimental de la vitesse de rotation par mode glissant	66
4.15 Résultat expérimental des courants I_{sd} et I_{sq} par mode glissant.....	66
4.16 Résultat expérimental de la vitesse de rotation par mode glissant	68
4.17 Résultat expérimental des courants I_{sd} et I_{sq} par mode glissant.....	68
5.1 Principe d'un système adaptatif	71
5.2 Résultat expérimental de la vitesse : (a)variation de vitesse, (b) erreur d'estimation	74
5.3 Résultat expérimental des courants I_{sd} et I_{sq}	75
5.4 Résultat expérimental des flux ϕ_{rd}	75
5.5 Résultat expérimental de la vitesse : (a)variation de vitesse, (b) erreur d'estimation	78
5.6 Résultat expérimental des courants I_{sd} et I_{sq}	78
5.7 Résultat expérimental des flux ϕ_{rd}	79
5.8 Résultat expérimental de la vitesse : (a)ALO ,(b) ASMO	80

5.9	Résultat expérimental des courants $I_{s\alpha}$: (a)ALO ,(b) ASMO.....	80
5.10	Résultat expérimental des courants $I_{s\beta}$: (a)ALO ,(b) ASMO.....	81
5.11	Résultat expérimental du flux ϕ_{rd} : (a)ALO ,(b) ASMO	82
6.1	Schéma global de la commande tolérante au défaut	83
6.2	Schéma bloc de la commande passive tolérante au défaut	84
6.3	Résultat de vitesse sous PFTC.....	85
6.4	Indicateur de défaut λ	85
6.5	Résultat de Isd sous PFTC	85
6.6	Résultat de Isq sous PFTC	85
6.7	Résultat de tension Vs sous PFTC.....	86
6.8	Résultat de courant Is sous PFTC.....	86
6.9	Analyse spectrale du courant : (a) PI, (b) Backstepping, (c)mode glissant	86
6.10	Analyse spectrale de la tension : (a) PI, (b) Backstepping, (c)mode glissant	87
6.11	Vitesse avec un défaut de barre: (PI) PI, (BA) Backstepping, (SL) mode glissant.....	88
6.12	Courants Isq et Isd avec un défaut de barre : PI, (BA) Backstepping, (SL) mode glissant	88
6.14	Analyse spectrale du courant : (a) PI, (b) Backstepping, (c)mode glissant	89
6.15	Analyse spectrale de tension : (a) PI, (b) Backstepping, (c)mode glissant	90
6.16	Schéma bloc de la commande tolérante active.....	91
6.17	Schéma principe d'un algorithme de vote.....	92
6.18	Détection des défauts capteurs par un banc d'observateurs	94
6.19	Résultat de vitesse sous algorithme de vote	97
6.20	Sélection d'observateurs	97
6.21	Résultat de Isq sous algorithme de vote	98
6.22	Résultat de Isd sous algorithme de vote.....	98
6.23	Courants de lignes :Ia,Ib,Ic	98
6.24	Variation des résidus.....	98
6.25	Résultat de vitesse sous défaut de capteur	98
6.26	Résultat de Isq sous défaut de capteur	98
6.27	Résultat de Isd sous défaut de capteur	98
6.28	Résultat de vitesse sous défaut de 2capteurs.....	99
6.29	Variation des résidus	99

6.30 Résultat de Isq sous défaut de 2 capteurs	99
6.31 Résultat de Isd sous défaut de 2 capteurs.....	99
6.32 Résultat de vitesse sous AFTC.....	100
6.33 Variation des résidus.....	100
6.34 Résultat de Isq sous AFTC.....	101
6.35 Résultat de Isd sous AFTC.....	101

Liste des Tableaux

1.1 Caractéristiques de la machine	5
4.1 Tableau comparatif des lois de commande	69
6.1 Sensibilité des résidus vis-à-vis aux défauts	95
6.2 Les cas possible permettant la détection d'un capteur en défaut	95

Introduction générale

Introduction Générale

En raison d'un développement technologique incessant des installations de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, des conditions nécessaires de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont exigées par le cahier de charge. Par conséquent, dans un système dynamique, tout comportement anormal de la structure ou des paramètres de la caractérisation nominale (présence d'un défaut) est indésirable et doit être corrigée. Dans ce contexte, les dysfonctionnements dans les actionneurs, dans les capteurs ou dans d'autres composantes du système peuvent conduire à un rendement insatisfaisant, voire à une instabilité. Pour pallier aux problèmes liés à l'apparition des défauts, les chercheurs se sont tournés vers la mise en œuvre des systèmes de diagnostic et commande tolérante aux défauts.

Ainsi, le point de départ de cette étude a été d'investiguer une stratégie expérimentale de diagnostic et Commande Tolérante aux défauts appliquée à un système électrique tel que la machine asynchrone.

Un système tolérant aux défauts (FTC) se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances en fonctionnement dégradé proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement. Les méthodes FTC peuvent être classées en deux approches : passives et actives. La première comprend la conception d'une commande qui sera efficace contre une série de défauts prédéfinis, tandis que la seconde réagit à un défaut détecté et reconfigure les actions de commande afin que la stabilité et les performances puissent être garanties.

Tout régime FTC s'appuie sur trois composantes fondamentales, le développement des lois de commande robuste, la détection et l'isolement des défauts (FDI) et le mécanisme de reconfiguration de la commande. Normalement dans la littérature, en raison de la complexité du problème, les trois sont traitées séparément. Le bloc FDI est parfois considéré comme un outil de diagnostic plutôt que comme une composante du système de la FTC. D'autre part, le mécanisme de reconfiguration est généralement conçu en supposant la détection instantanée et exacte des défauts. La réussite d'un système FTC est de savoir comment combiner efficacement ces trois composantes.

La machine asynchrone ou la machine à induction de par sa simplicité de conception et d'entretien, sa robustesse ainsi que son faible coût, tient une place de choix dans le domaine

industriel. Pour le contrôle de ce type de machine, la commande vectorielle a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que cette régulation est d'un usage industriel très répandu. Malgré les qualités évoquées, il n'est pas exclu que ces machines peuvent présenter quelques défaillances. Ces défauts peuvent être de différentes natures (électrique, mécanique, magnétique,...). C'est pourquoi la conception des systèmes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts est devenue un besoin crucial pour assurer la sécurité des personnes, la qualité de service et la rentabilité des installations.

Les travaux présentés dans de cette thèse s'inscrivent dans le but de proposer des stratégies de commande tolérante aux défauts de la machine à induction permettant de s'accommoder automatiquement de l'effet de certains types de défauts qui peuvent apparaître sur des capteurs, ou sur le système tout en étant capable de maintenir la stabilité de ce dernier et d'éviter les situations catastrophiques. Toutes les méthodes développées dans ce manuscrit sont à base d'observateurs. Notre principal objectif est donc de concevoir un environnement pratique à base de calculateur numérique (Dspace 1104) permettant la mise en œuvre expérimentale de ces stratégies de diagnostic et commande tolérante aux défauts.

Ainsi, la thèse s'articule autour de six chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons un état art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes. En outre nous exposons les principales méthodes du diagnostic ainsi que les différentes techniques de la commande tolérante aux défauts (passive et active) en expliquant brièvement le principe de chaque méthode. Nous terminerons ce chapitre par une présentation des principaux travaux de la commande tolérante aux défauts appliqués sur la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons une modélisation basée sur la représentation du moteur asynchrone triphasé à cage dans les deux cas, sain et avec défaut par des circuits électriques équivalents. Ces modèles vont servir comme un moyen nécessaire pour tester les méthodes de diagnostic développées en simulation.

Le troisième chapitre est consacré à la synthèse d'un observateur mode glissant dédié au diagnostic de la machine asynchrone. L'idée principale est d'estimer une partie où l'ensemble des mesures du système est surveillé à partir des grandeurs mesurables afin de générer un

vecteur résidu qui doit servir comme un indicateur fiable du comportement de la machine. En outre une méthodologie de supervision de la machine en boucle fermée est présentée à la fin de ce chapitre.

Les travaux du quatrième chapitre concernent le développement de la commande de la machine asynchrone par orientation du flux. Nous utilisons une structure cascade qui permet de contrôler la vitesse, le flux et les courants statoriques. Trois types de réglages seront étudiés : réglage classique à base de PID, réglage backstepping basé sur Lyapunov et réglage à mode glissant.

Le chapitre cinq est dédié aux développements de deux observateurs adaptatifs en vue de la commande de la machine sans capteur de vitesse. Les deux observateurs (Luenberger et mode glissant) sont synthétisés en utilisant la technique MRAS (model reference adaptif system). Une comparaison entre ces deux observateurs à basse vitesse est présentée à la fin de ce chapitre.

Le sixième chapitre est entièrement consacré à la synthèse des algorithmes de commande tolérante aux défauts en se basant sur les outils développés dans les chapitres précédents. Nous nous intéressons en premier lieu à la synthèse de la commande tolérante aux défauts passive de la machine asynchrone pour des défauts statoriques et rotoriques, ensuite nous allons élaborer un algorithme de commande active tolérante aux défauts des capteurs de courant et de vitesse.

Et nous concluons notre travail avec une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1:

Etat de l'art sur le diagnostic
et la commande tolérante aux
défauts

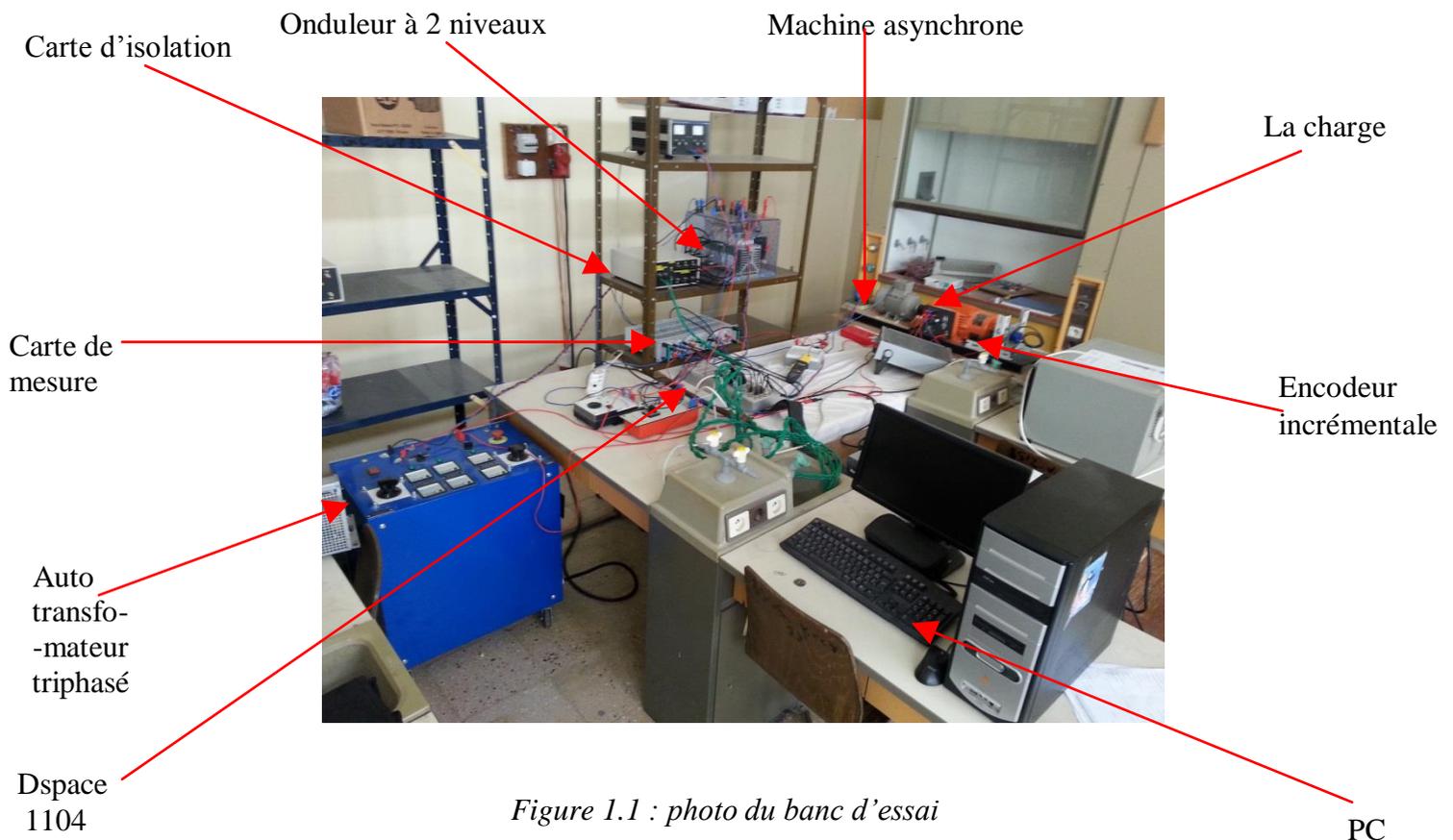
1.1. Introduction

Les concepts du diagnostic et la commande tolérante au défaut ont été largement abordés ces deux dernières décennies et ont fait l'objet d'un nombre important de résultats et publications dans le domaine de l'ingénierie et plus particulièrement dans les installations sensibles (aéronautique et nucléaire).

Ce chapitre présente le banc d'essai expérimental développé ainsi les principaux concepts du diagnostic et la commande tolérante aux défauts(FTC). Nous mettons l'accent sur l'application de la FTC au domaine de génie électrique plus spécifiquement le moteur à induction. Enfin un état d'art sur la commande tolérante aux défauts du moteur à induction sera présenté.

1.2 Description du banc expérimentale

Le banc expérimental que nous avons utilisé a été développé au laboratoire de génie électrique et de plasmas (LGEP) à l'université d'Ibn Khaldoun de Tiaret. La photo donnée en figure (1.1) présente le banc de test employé.



Le banc de test ainsi utilisé comporte un actionneur composé d'une machine asynchrone à cage d'écureuil associé à une génératrice synchrone, de son alimentation et de sa commande.

Ce moteur est alimenté par un onduleur triphasé de tension, à modulation de largeur d'impulsions (*MLI*). La génératrice synchrone est utilisée comme charge

Les courants et les tensions de phase sont mesurés par des capteurs à effet Hall alors que la position est mesurée à l'aide d'un encodeur incrémentale.

1.2.1 Caractéristiques de la machine

Pour nos expérimentations nous avons utilisé une machine asynchrone à cage d'écureuil dont les caractéristiques détaillées sont données par :

Puissance nominale	0.75 KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	2.5 A
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	2840 tr/min
Fréquence nominale	50Hz
Résistance rotorique (R_r)	11.8 Ω
Résistance statorique (R_s)	11.3085 Ω
Inductance cyclique du stator (L_s)	0.5578 H
Inductance cyclique du rotor (L_r)	0.6152 H
Inductance mutuelle cyclique (L_m)	0.5578 H
Nombre de paires de pôles (p)	1
Moment d'inertie (J)	0.0020 Kg.m ²
Coefficient de frottement (f)	0.00031165 Kg.m ² /s

Tableau 1.1 : caractéristiques de la machine

Pour valider expérimentalement l'ensemble des acquis théoriques présenté dans cette thèse, un certain nombre de défauts ont été créés sur le banc expérimental.

1.2.1.1 Prises de court-circuit

Pour simuler des courts-circuits réels, la machine a été spécialement bobinée afin de rajouter des prises supplémentaires. Des bornes intermédiaires au niveau des trois enroulements statorique ont été sorties en différents points. Ces sorties ont alors été reliées à une plaque à borne pour pouvoir simuler des réductions ou des courts-circuits d'un nombre donnée de spires (figure A.2)

Les connexions des
spires statoriques

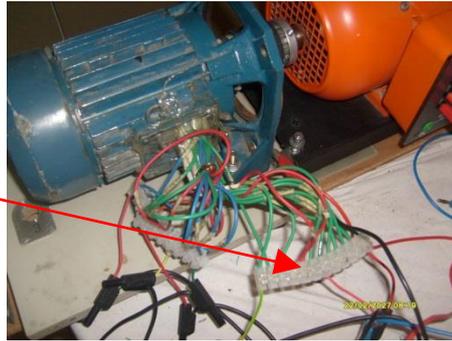


Fig 1.2 : photo du moteur à induction

1.2.1.2 Rupture des barres au rotor

En ce qui concerne la simulation des barres cassées, nous avons percé le rotor sur toute la profondeur d'encoche, de façon à couper la barre, près de l'anneau de court-circuit et d'un seul côté du rotor (figure A.3).

Barres cassées

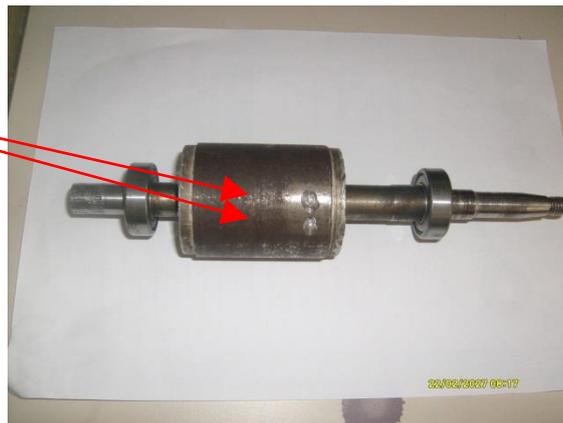


Fig 1.3 : photo du rotor cassé

1.2.2 Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé (DSPACE 1104)

De nos jours, les contrôleurs numériques utilisant des cartes de prototypage *Dspaces* à base des *DSPs* sont de plus en plus utilisés vu leurs performances et leurs rôles cruciaux dans le monde des entraînements. Parmi leurs avantages, on peut citer entre autres:

- une grande souplesse d'utilisation au niveau des développements des commandes,
- la réalisation des lois de commande après avoir mis l'algorithme sous *Matlab/Simulink*. En ce qui nous concerne, la partie commande de tout le système d'essai est fondé sur la carte de commande *Dspace 1104* intégrée dans le *PC*. La carte *Dspace 1104* contient:

Huit convertisseurs analogiques numériques (*ADC*) de 16 bits,

Huit convertisseurs numériques analogiques (*DAC*) de 16 bits,

Un microprocesseur *Motorola PowerPC 603e* (250 MHz) et un *DSP* de Texas Instruments *TMS 320F240* (20 MHz) qui gère les entrées-sorties digitales,

- Deux ports d'entrées-sorties *16 bits* recueillent les informations du codeur incrémental,
- Deux ports séries *RS 232* et *RS 485*,
- 1 port slave servant à générer les signaux *PWM*.

L'ordinateur sert d'interface Homme/Machine et permet de contrôler tout le processus de commande. Ses principales fonctions peuvent être résumées comme suit:

- Programmation d'algorithmes d'une loi de commande en utilisant *Matlab/Simulink*,
- Compilation, génération de code et le linkage avec le compilateur Texas Instruments dédié aux processeurs *TMS320*,
- Chargement de l'application dans la mémoire de la carte de commande *Dspace 1104* et son contrôle,

Acquisition des données et esquisse des différents signaux via *ControlDesk*



Fig.1.4 : photo de la Dspace 1104

1.2.3 Onduleur

L'onduleur de tension est à base d'IGBT pilotés à 10 kHz. La carte DS 1104 sort directement les six signaux MLI centrés. La carte d'isolation entre la Dspace et l'onduleur permet d'attaquer les IGBT avec des niveaux de tension adéquats et d'ajouter une commande d'inhibition.

1.2.4 Cartes des mesures

La mesure et la numérisation des courants se font par une chaîne d'acquisition classique. Ainsi, la carte de mesure utilisée est dotée de modules pour la capture des courants et tensions. Un capteur de courant fournit une tension analogique proportionnelle à ce courant. Ce signal est filtré ensuite par un filtre analogique anti-repliement dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 500 Hz . L'introduction de ce filtre nous permet, d'une part, d'éviter les perturbations créées par des signaux hautes fréquences sur l'échantillonnage (repliement de spectre [SAI 08]) et de lisser le courant haché d'autre part. Le signal est ensuite introduit vers la carte *Dspace 1104* via le convertisseur analogique numérique. Les trois capteurs utilisés dans la carte de mesure sont de type: *LEM LA 55-P*. Nous signalons également que la carte est équipée de module pour capter les tensions. Ainsi, les capteurs employés sont de type: *LEM LV 25-P*. Ces capteurs sont caractérisés par un temps de réponse très faible, c'est ainsi qu'aucun temps de retard n'est pris en compte lors de la modélisation de ces capteurs qui se réduit finalement à un gain pur.

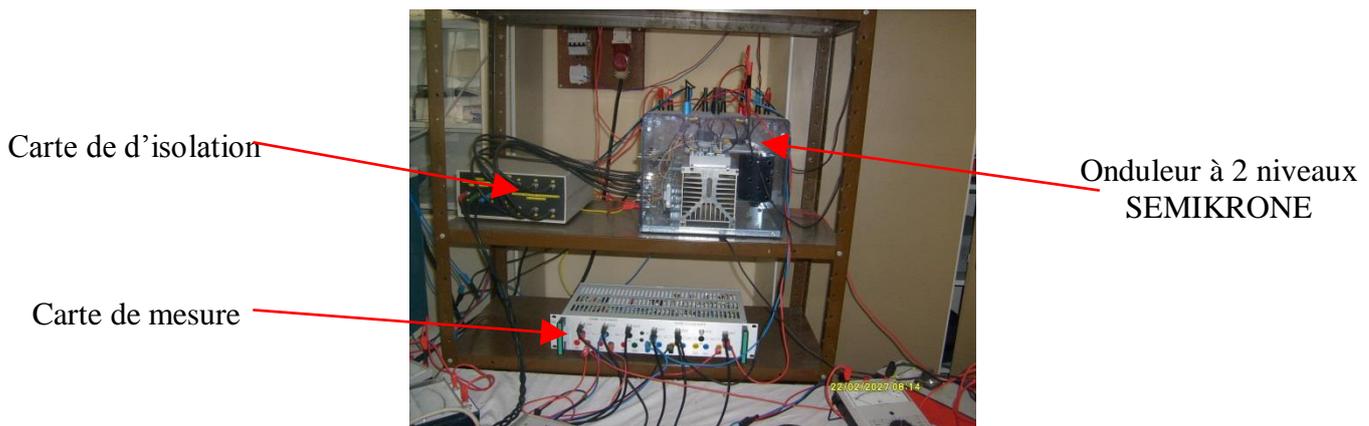


Fig. 1.5 : photo de l'onduleur

1.2.5 Encodeur incrémental

Le codeur incrémental utilisé en commande vectorielle (IRFO) ou en commande sans capteur pour comparer la vitesse mesurée avec celle estimée offre une résolution de 1024 pas par tour.

1.3 Commande tolérante aux défauts

Un système de commande tolérante aux fautes se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances acceptables proches de celles désirées en régime nominal ainsi que dans un mode de fonctionnement dégradé. Une commande tolérante aux défauts possède la capacité de

s'accommoder, de manière automatique, des défauts pouvant affecter ses différents composants [GAE 10] [KHA 11].

En effet, Un système tolérant aux défauts est basé essentiellement sur trois facteurs : développement des lois de commande robuste, techniques de détection et isolation des défauts et les algorithmes de reconfiguration. Une combinaison judicieuse de ces trois éléments permet d'avoir un système FTC très performant. Dans la suite de ce chapitre nous allons discuter ces trois facteurs séparément.

1.4. Lois de commande robuste

Les lois de commande linéaire donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse.

On distingue deux approches : soit appliquer les méthodes développées pour le cas linéaire après linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement (la première méthode de Lyapunov), soit on utilise la deuxième méthode de Lyapunov qui consiste à choisir une fonction spécifique dite fonction de Lyapunov.

Plusieurs commandes non linéaires ont été développées dans la littérature, on cite par exemple : commande mode glissant, commande adaptative, commande backstepping, commande linéarisante entrées sorties.....etc.

Dans cette thèse nous allons nous intéresser plus particulièrement à la commande mode glissant et la commande backstepping. La commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis.

D'autre part, la technique de commande par backstepping des systèmes non linéaires est une technique relativement récente. Elle est apparue à la fin des années 80. Cette technique offre une méthode systématique, en combinant la notion de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande des systèmes d'ordre plus élevé, ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation.

1.5. Détection et isolation des défauts (FDI)

Le problème de la détection et de la localisation des défauts dans les procédés industriels

intéressent de plus en plus de chercheurs et a fait l'objet de très nombreux résultats et travaux de recherche ces deux dernières décennies [GAE 10] [OUD 08]. Ces développements ont non seulement concerne la formalisation théorique des problèmes rencontrés et leur résolution mais également la mise en œuvre pratique sur des processus réels. Dans la suite de cette section, nous allons présenter les différents types de défauts ainsi que les principales techniques de diagnostic utilisées en industrie.

1.5.1. Définition d'un défaut

Un défaut est défini comme étant une dérivation, non souhaitée d'au moins une propriété caractéristique ou d'un paramètre du système. Le défaut est une dérive pouvant conduire à des mauvais fonctionnements ainsi que la perte totale du fonctionnement [KHA 11].

1.5.2. Différents types des défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts [ROD 05].

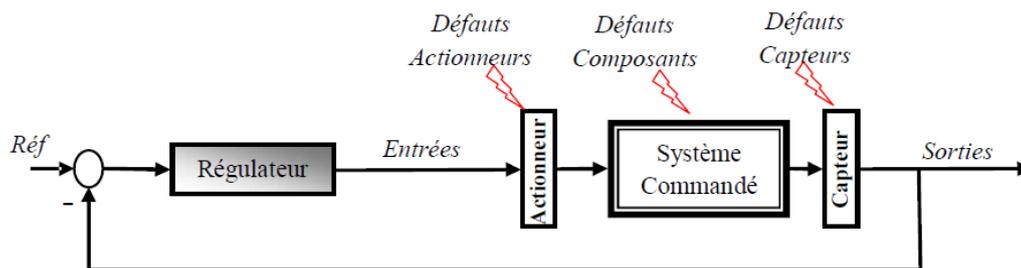


Fig. 1.6 : Différents types de défaut.

1.5.2.1. Défauts actionneurs

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système.

1.5.2.2. Défauts capteurs

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer.

1.5.2.3. Défauts composants ou système

Ce type de défaut provient du système lui-même, bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche.

Les défauts sont classés également selon leurs caractéristiques temporelles comme brusque, progressif et intermittent. Les défauts brusques (biais) se produisent instantanément souvent à cause de dommages matériels. Habituellement ils sont très graves car ils affectent les performances et/ou la stabilité du système commandé, de tels défauts exigent une réaction rigoureuse du bloc FTC. Les défauts progressifs (dérives) représentent les changements lents des valeurs paramétriques. Souvent dus au vieillissement, ils sont plus difficiles à détecter en raison de leur dynamique lente, mais sont également moins graves. Les défauts intermittents (valeurs aberrantes) sont des défauts qui apparaissent et disparaissent à plusieurs reprises, par exemple à cause d'un câblage partiellement endommagé.

1.6. Présentation des méthodes de diagnostic

En général, les méthodes de FDI peuvent être classées en deux catégories principales : les techniques basées sur le signal, et les techniques basées sur le modèle.

1.6.1. Méthodes de diagnostic basées sur le traitement de signal

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance,....etc. [BAC 02]

L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations.....etc., ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

1.6.1.1. Analyse spectrale

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts circuits dans les bobinages.

Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration. Cependant, elle nécessite une analyse manuelle par un expert en surveillance des machines électriques [BAC 02] [DIA 04].

1.6.2. Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique

Les méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique reposent sur la bonne connaissance du système à diagnostiquer sous la forme d'un modèle mathématique représentatif qui fournit des données ou des grandeurs qui caractérisent ce système. Ces informations fournies par le modèle sont comparées avec des mesures obtenues à l'issue d'un système réel et alors la défaillance c'est l'écart entre les deux.

Les approches utilisant le modèle mathématique du processus peuvent être regroupées en trois catégories :

- Méthodes d'espace de parité.
- Méthodes d'estimation paramétrique.
- Méthodes à base d'observateurs.

Ces approches ont le même but qui consiste à la génération d'un vecteur caractéristique dit résidu. Ce dernier est nul en l'absence des défauts et non nul en leur présence.

1.6.2.1. Méthodes d'espace de parité

Dans cette approche, l'ensemble des valeurs que peuvent prendre les résidus compose un espace particulier appelé espace de parité, dans lequel, le vecteur de parité est défini comme étant la valeur des résidus à un instant donné. Ce vecteur prend alors une direction dans le cas de l'apparition d'un défaut.

1.6.2.2. Méthodes d'estimation paramétrique

Cette méthode consiste à estimer les paramètres physiques du système en temps réel et de les comparer avec des paramètres non affectés par le défaut. Cette approche est basée sur les techniques d'identification.

L'estimation paramétrique a l'avantage d'apporter de l'information en temps réel sur l'importance des déviations. Mais le problème de cette méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose donc des problèmes d'ordre pratique dans le cas de procédés dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus [BAC 02] [BAC 01].

1.6.2.3. Méthodes à base d'observateurs

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des systèmes physiques.

Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance.

Un défaut se traduit par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, il peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées.

L'écart entre la sortie réelle et la sortie observée est utilisé comme résidu qu'est un indicateur de défaut et peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts [GOU 10] [CHO 08] [BEN 07][LAL 04][BOU 01].

1.6.3. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle

Contrairement aux techniques du diagnostic mentionnées précédemment, les méthodes à base de l'intelligence artificielle constituent une autre approche pour la surveillance et la détection des défauts de la machine asynchrone. Ces techniques apportent aux systèmes de diagnostic des moteurs électriques la fiabilité, l'automatisation, la praticité et la sensibilité.

Ces méthodes ne sont pas en concurrence avec les méthodes précédemment citées. Elles exploitent les signatures avec ou sans modèle, décrites précédemment, pour réaliser la supervision et le diagnostic du système [CAS 03] [OND 06] [MOK 07].

Parmi ces méthodes, nous pouvons citer les systèmes experts, la logique floue, les réseaux neuronaux, la reconnaissance des formes.....etc.

1.7. Critères de performance d'un système de diagnostic

La conception d'un système de diagnostic nécessite la prise en compte d'un certain nombre de critères qui permettront d'en évaluer les performances. Les principaux critères à prendre en considération sont : [GOU 10]

- **La détectabilité** : se traduit par l'aptitude du système de diagnostic à déceler la présence d'un défaut. Ce critère est fortement lié au résidu qui doit être généré de manière à détecter l'apparition du défaut le plus rapidement possible.
- **L'isolabilité** : consiste en l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir retrouver quel organe a été affecté par le défaut. Cette notion est liée à la structure du résidu qui doit permettre la discrimination entre les différents défauts afin de retrouver leur origine.
- **La sensibilité** : représente la capacité d'un système de diagnostic à générer des résidus sensibles aux défauts à détecter. Ces défauts sont généralement caractérisés par une certaine amplitude.

1.8. Mécanisme de reconfiguration

Les approches FTC sont divisées en deux classes : les approches passives et les approches actives. Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous-classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système. Lorsque l'on parle de reconfiguration

du système, la structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). Lorsque l'on parle d'accommodation de défauts, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler restent inchangées. Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue les méthodes à base de projection et des méthodes de préconception en ligne. Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs pré calculés hors ligne. Les méthodes de préconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande structurable) [YOU 08] [KHA 11] [GAE 10]. La classification précédente est résumée sur la figure (1.7).

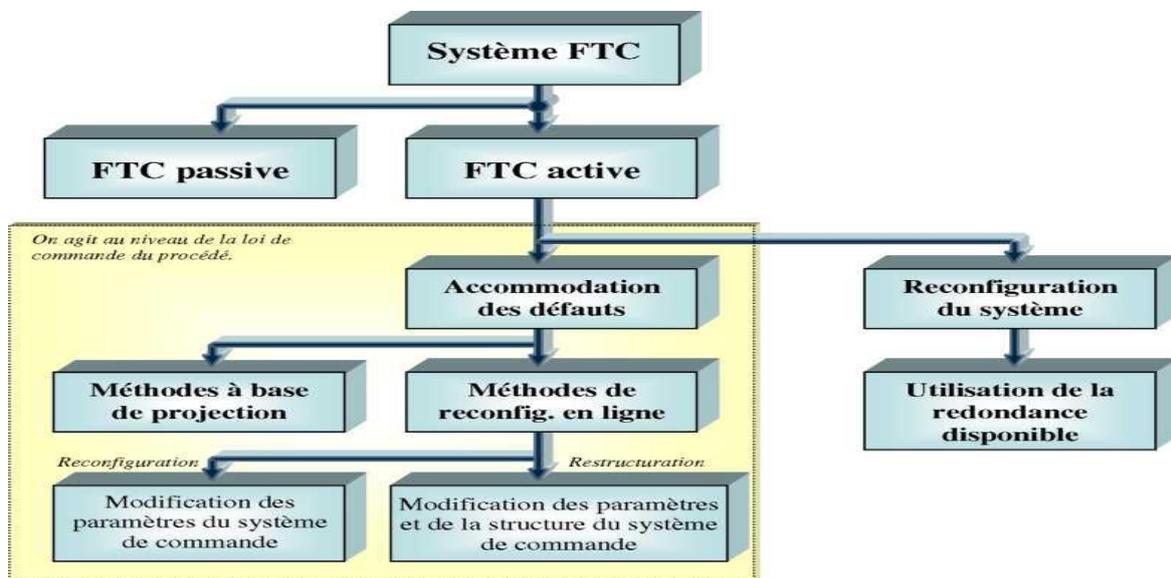


Fig. 1.7 : Classification des approches FTC.

1.8.1. Approches passives de la FTC

De façon générale, les approches passives de la FTC sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste. L'objectif est de synthétiser une loi de commande FTC qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal et, de surcroît, pour un ensemble prédéfini de modes défailants. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue aux dépens d'un niveau de performance dégradé en régime normal de fonctionnement. Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement (hypothèse raisonnable !), il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement.

De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteintes, plus le comportement en situation normale sera dégradé. Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [YOU 08] [GAE 10].

1.8.2. Approche active de FTC

A la différence de l'approche passive, l'approche active réagit "activement" sur les défauts en reconfigurant en ligne la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances nominales du système. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une méthode efficace de détection et d'isolation des défauts permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut). [OUD 08]

L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans la figure (1.8), les deux blocs FDI (et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande.

1. Le bloc "FDI" utilise l'entrée et les sorties mesurées du système. Sa fonction principale est de détecter et d'estimer le défaut ainsi que les variables d'état du système en ligne. Une fois que le défaut est apparu, le bloc "FDI" fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système au bloc "FTC". Ce schéma de FDI doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ces informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal.
2. le bloc "FTC" se base sur les informations délivrées par le bloc "FDI". En fonction du mécanisme utilisé et du type du défaut survenu, il accommode ou reconfigure en ligne la loi de commande afin de maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales.

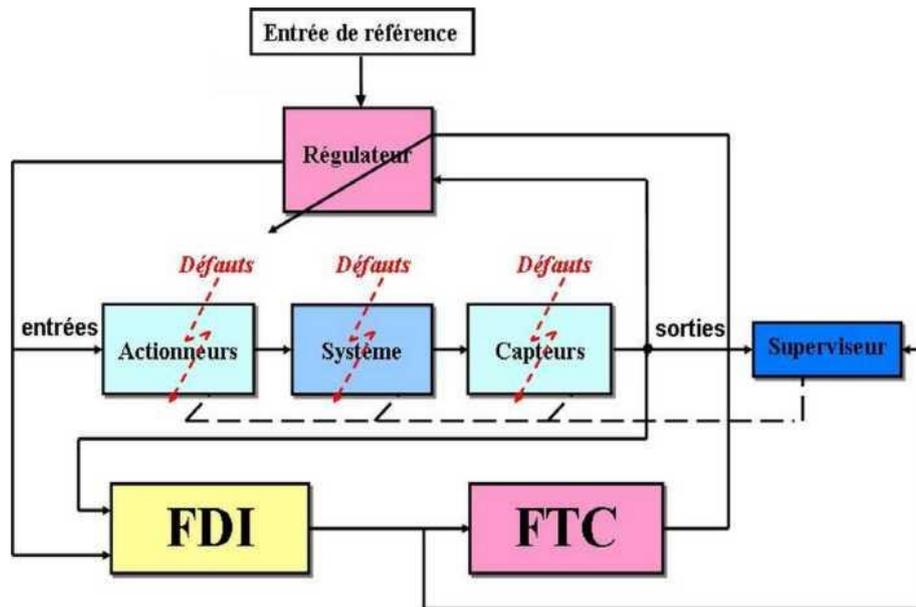


Fig. 1.8 : Principe de la commande tolérante aux défauts.

Généralement, on distingue trois classes différentes [KHA 11]. La première est l'accommodation des défauts. Dans ce cas, seuls les défauts de faibles amplitudes sont pris en compte. La nouvelle loi de commande est générée par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur et les entrées/sorties entre la loi de commande. Le système à contrôler reste inchangé. La deuxième classe est la reconfiguration du système, elle est utilisée dans le cas où les parties défectueuses ne peuvent pas être accommodées et caractérisée par la modification de la structure du système de façon à compenser le défaut. La troisième classe est la restructuration, il s'agit de synthétiser une nouvelle loi de commande en modifiant la structure et les paramètres de cette dernière (voir par exemple [KHA 11]). Elle est utilisée dans le cas où le problème de commande n'a pas de solution avec l'accommodation et la reconfiguration.

Le grand inconvénient de l'approche active est la limitation du temps disponible pour recalculer la nouvelle loi de commande à chaque instant de détection d'un défaut.

1.9. Diagnostic et Commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone

La machine asynchrone ou la machine à induction est largement utilisée dans le milieu industriel. Elle est appréciée par sa robustesse, son coût faible, sa facilité à entretenir et par sa souplesse. Ces avantages ont mobilisé un nombre important de chercheurs pour développer des commandes performantes en faisant d'elle un redoutable concurrent favorisant davantage son emploi dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide de couple. Malgré les qualités mentionnées, la machine à induction peut être soumise à plusieurs défauts de différentes natures

(électrique, magnétique et mécanique.)[BAC 02][DID 04]. D'où l'intérêt de développer des commandes tolérantes aux défauts afin de maintenir la continuité de service et assurent la sécurité des personnes et du matériel.

Le moteur à induction proprement dit est un système électromécanique non linéaire inséré généralement dans une chaîne de commande (convertisseur + moteur). Cependant, les approches de la commande tolérante aux défauts active et passive peuvent être appliquées.

1.9.1 Les défauts de la machine asynchrone

Comme n'importe quel système physique, la machine asynchrone à cage d'écuréuil peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts peuvent être d'origine électrique ou/et mécanique.

En général, ces défauts peuvent être classés en quatre types [BEN 07]:

- Défauts statoriques.
- Défauts rotoriques
- Défauts mécaniques
- Défauts d'origines diverses

La figure ci-après présente l'étude statistique des pannes pouvant altérer le fonctionnement normal de la machine asynchrone [LAL 04] :

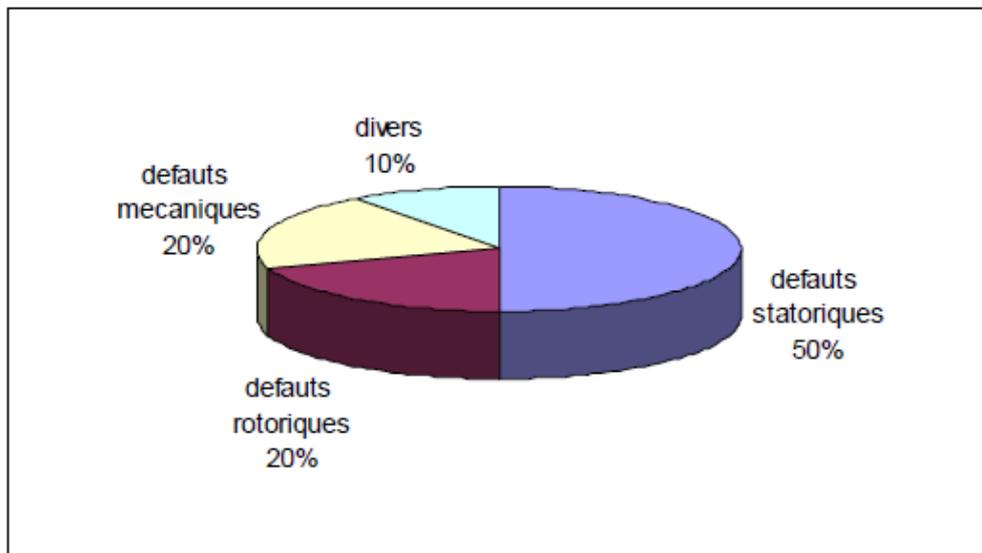


Fig. 1.9 : Statistique des défauts de la MAS

1.9.1.1 Les défauts statoriques

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à l'un des problèmes suivants :

- thermique (surcharge,...)
- électrique (diélectrique,...)
- mécanique (bobinage,...)
- environnemental (agression,...)

Les défauts les plus récurrents localisés au niveau du stator sont :

1. court-circuit entre spires.
2. court-circuit entre phases.

1.9.1.1.1 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné.

Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique [OND 03]. Les courts-circuits entre spires de la même phase apparaissent, soit au niveau des têtes de bobines, soit dans les encoches [BEN 07].

1.9.1.1.2 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage ; cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

1.9.1.2 Les défauts rotoriques

Les défaillances qui peuvent apparaître au niveau du rotor sont dues à l'un des problèmes suivant:

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique (force en $B^2(t)$,...)
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- mécanique (roulement,...)
- environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- Rupture de barres,
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit,

- Excentricité statique et dynamique.

1.9.1.2.1 Rupture de barres

C'est l'un des défauts les plus fréquents au niveau du rotor. La cassure ou la rupture des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine.

1.9.1.2.2 Ruptures d'anneaux

Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

1.9.1.3 Excentricité statique et dynamique

L'excentricité se répartit en trois catégories. La première est statique, le second est dynamique et la troisième mixte. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator. L'excentricité mixte associe les deux cas cités précédemment.

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante [DID 04b] [OND 06] :

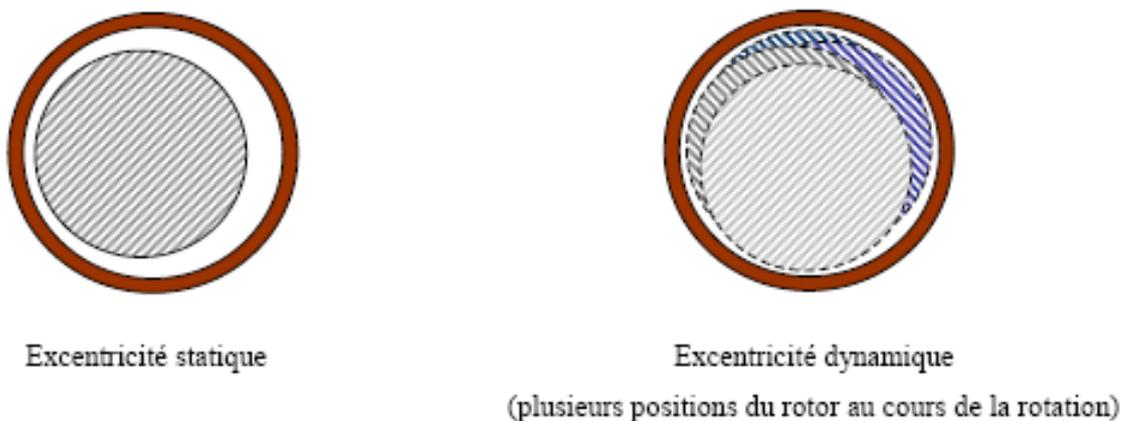


Fig. 1.10 : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces

électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

1.9.1.4 Défauts mécaniques

1.9.1.4.1 Défaillances des roulements

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Ils jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. Ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce défaut est très fréquent dans les machines asynchrones de fortes puissances, et ses causes sont [OND 03] :

- l'usure due au vieillissement
- la température de fonctionnement élevée
- la perte de lubrification
- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)
- le défaut de montage

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures
- l'ondulation de leur surface de roulement
- l'attaque des billes
- la corrosion due à l'eau
- défaut de graissage, problème dû à la température
- décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur.

1.9.1.4.2 Autres défaillances mécaniques

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc a priori pas de défaillances mécaniques.

Cependant, il peut apparaître des phénomènes d'oxydation liés à l'environnement de la machine et plus précisément au taux de salinité qui influe sur l'étanchéité et les contacteurs [OND 06].

1.9.1.5 Défauts divers

D'autres défauts peuvent se produire et provoquer une panne ou une dégradation des performances de la machine. Nous pouvons citer les cas suivants [BEN 07]:

- Défauts de fixation.
- Engrenage endommagé.
- Excitation hydrodynamique.

1.9.2 Diagnostic et commande tolérante au défaut appliqué à la machine asynchrone

Plusieurs travaux ont été dédiés au développement du diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone dans les dernières années. Toutes les méthodes de diagnostic et la commande tolérante aux défauts citées au-dessus sont appliquées à la machine à induction. Les auteurs dans [GAE 10] présentent une étude bibliographique sur toutes les techniques FTC et de diagnostics appliqués au moteur à induction en précisant les avantages et les inconvénients de chaque technique.

Dans la suite de ce paragraphe, nous présenterons les principaux travaux consacrés au diagnostic et la commande tolérante aux défauts du moteur à induction. Nous nous intéressons aux méthodes à base de modèle plus particulièrement aux techniques à base d'observateurs. Les défauts qui ont été largement traités dans la littérature sont les défauts de capteurs (vitesse et courants), défauts de machine (court-circuit statorique et barre rotorique) et défauts convertisseurs.

Les auteurs [DIA 04] [BEN 07] proposent un algorithme commande tolérante active de défauts de capteurs de courants et de vitesse du moteur asynchrone pour l'entraînement des véhicules électriques.

[ROM 10] ont développé une approche qui consiste à reconfigurer la commande vectorielle du moteur à induction par l'utilisation d'un bloc d'observateurs afin de compenser les défauts de capteur de courant. [FEK 05] [FEK 06] proposent une commande tolérante aux fautes passives qui consiste à développer des lois de commande non linéaires robuste qui permet d'améliorer le comportement du moteur lors de l'apparition de défauts. [KHA 11] a proposé une nouvelle approche de commande tolérante aux défauts qui permet de mesurer la fiabilité des systèmes. [RAI 14] Deux méthodes de FTC active ont été appliquées à la machine asynchrone pour l'entraînement des véhicules électriques en utilisant une loi de commande robuste (H^∞). L'inconvénient majeur des travaux cités ci-dessus montre qu'aucune approche expérimentale n'a été considérée. Toutefois, il existe des plusieurs travaux expérimentaux qu'ont été développés pour le cas de la machine asynchrone. Dans [BON 04] [UDD 10] les auteurs proposent une commande tolérante aux défauts qui permet de minimiser en temps réel l'effet des défauts du moteur (défaut de barres rotoriques). [MEN 06] proposent une étude comparative des techniques de compensation de la chaîne de commande en présence d'un défaut de convertisseur (onduleur). [TAB 13a] [TAB 13b] ont validé expérimentalement les travaux développés dans [DIA 04] [BEN 07].

L'objectif de cette thèse est de développer une approche expérimentale globale de diagnostic et commande tolérante aux défauts FTC passives et actives capable de maintenir le bon comportement de la machine asynchrone en présence de certains types de défauts machine et capteurs. Les défauts qui vont être traités dans ce travail sont ; défauts de court-circuit statoriques, défauts de barres rotoriques, défauts de capteur de courants et défaut de capteur de vitesse.

1.10 Conclusion

Afin de mettre en exergue l'intérêt de nos travaux, nous avons exposé les différents travaux de recherche effectués dans le domaine des systèmes tolérant aux défauts en mettant l'accent sur l'application au domaine de génie électrique et plus spécifiquement la machine asynchrone ; dans un premier temps nous avons présenté les lois de commandes robuste, ensuite les principales méthodes de diagnostic et les critères de performances d'un système de diagnostic afin de juger la méthode qu'on va utiliser par la suite, enfin nous avons présenté les deux approches passive et active.

Chapitre 2:

Modélisation de la machine
asynchrone avec et sans défaut

2.1 Introduction :

L'objectif de ce chapitre est l'élaboration du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans les deux situations (avec et sans défaut). Ces modèles doivent permettre d'étudier les phénomènes mis en jeu lors d'un défaut de la machine. Nous nous basons sur les modèles développés dans notre mémoire de magister [GOU 10]. Les modèles doivent être simples et réalistes ce qui est tout à fait contradictoire. Nous nous intéressons dans notre étude à deux modèles de défauts de la machine asynchrone qui sont : un modèle de défaut de court-circuit statorique et un modèle de défaut de barres rotoriques. Bien que notre étude soit expérimentale, ces modèles vont nous aider à développer et tester les outils du diagnostic et la commande tolérante aux défauts.

2.2 Modèle de la machine asynchrone en bon fonctionnement :

2.2.1 Modélisation dans le repère triphasé :

Il s'agit de modéliser une machine fictive équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés en se basant sur plusieurs hypothèses simplificatrices (machine triphasée équilibrée, linéarité du circuit magnétique, répartition sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer) [BAC 02].

On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par u_s et i_s ainsi que le vecteur des courants rotoriques par i_r sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor :

$$u_s = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad i_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad i_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone s'écrivent alors :

$$u_s = [R_s]i_s + \frac{d}{dt}\phi_s \quad (2.2)$$

$$0 = [R_r]i_r + \frac{d}{dt}\phi_r \quad (2.3)$$

$$\phi_s = [L_s]i_s + [M_{sr}]i_r \quad (2.4)$$

$$\phi_r = [L_r]i_r + [M_{rs}]i_s \quad (2.5)$$

Ou :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sba}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sca}}{2} & -\frac{L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rba}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rca}}{2} & -\frac{L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{s_a r_a} \cos(\theta) & M_{s_a r_b} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_a r_c} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_b r_a} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_b r_b} \cos(\theta) & M_{s_b r_c} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_c r_a} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_b} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_c} \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

R_{sx} (resp. R_{rx}) : résistance propre d'une phase stratorique (resp. rotorique)

L_{psx} et L_{fsx} : inductance principale et inductance de fuite stratorique

L_{prx} et L_{frx} : inductance principale et inductance de fuite rotorique

L_{sxy} (resp. L_{rxy}) : mutuelle inductance entre deux phases stratoriques (resp. rotoriques)

M_{sxy} : mutuelle inductance entre une phase stratorique x et une phase rotorique y

$\theta = \theta_{\text{mécanique}}$: angle électrique de la position du rotor

p : nombre de paires de pôles

L'ensemble de ces hypothèses citées au-dessus permet d'écrire :

$$R_{sx} = R_s, R_{rx} = R_r, M_{sxy} = M_{sr}.$$

$$L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = L_p.$$

On peut écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} M_{sr} T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (2.6)$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^T = \frac{3}{2} M_{sr} T_{23} P(-\theta) T_{32} \quad (2.7)$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$T_{32} = T_{23}^T$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta$$

2.2.2 Modélisation dans le repère diphasé :

La transformation triphasée-biphasée aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature [BAC 02]. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator. Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes directs α_s et en quadrature β_s . L'axe direct α_s est confondu avec l'axe de la première phase a_s statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages α_r et β_r aux enroulements triphasés équivalents. On définit alors les grandeurs électriques ramenées au stator :

$$\text{Grandeurs statoriques : } x_{\alpha\beta_s} = T_{23} x_s$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } x_{\alpha\beta_r} = P(\theta) T_{23} x_r$$

Alors, les équations de tensions et de flux deviennent :

$$U_{\alpha\beta_s} = R_s i_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta_s} \quad (2.8)$$

$$0 = R_r i_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta_r} - \omega P(\frac{\pi}{2}) \phi_{\alpha\beta_r} \quad (2.9)$$

$$\phi_{\alpha\beta_s} = L_s i_{\alpha\beta_s} + M_{sr} i_{\alpha\beta_r} \quad (2.10)$$

$$\phi_{\alpha\beta_r} = L_r i_{\alpha\beta_r} + M_{sr} i_{\alpha\beta_s} \quad (2.11)$$

2.2.3 Equation mécanique :

La vitesse est la solution de l'équation suivante:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \Omega_r \quad (2.12)$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

J : Représente le moment d'inertie.

f_v : Le couple de frottement visqueux.

C_r : Le couple résistant appliqué à la machine.

C_{em} : le couple électromagnétique.

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\phi_{\alpha_r} i_{\beta_s} - \phi_{\beta_s} i_{\alpha_r}) \quad (2.13)$$

2.2.4 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Il s'agit de rendre le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (2.14)$$

Ou :

$$x = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \phi_{\alpha_r} \quad \phi_{\beta_r} \quad \omega_r]^T, \quad u = [V_{\alpha_s} \quad V_{\beta_s}]^T \quad \text{et} \quad y = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + ax_3 + Kpx_4x_5 \\ -\gamma x_2 + ax_4 - Kpx_3x_5 \\ bx_1 - cx_3 - px_4x_5 \\ bx_2 - cx_4 + px_3x_5 \\ d(x_3x_2 - x_4x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J} x_5 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } D = 0$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s}, \quad a = \frac{K}{T_r}, \quad b = \frac{M_{sr}}{T_r}, \quad c = \frac{1}{T_r}$$

et $d = \frac{p M_{sr}}{J L_r}$

2.3 Modèle de la machine asynchrone avec défaut:

2.3.1 Défaut statorique de type court-circuit :

Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires n_{cc} est égal au nombre de spires en défaut dans la machine [SCH 99][BAC 02]. Ce bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator, crée une situation de défaut.

Pour définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire 02 paramètres :

- L'angle électrique, noté θ_{cc} , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs $0, \frac{2\pi}{3}$ ou $-\frac{2\pi}{3}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases a_s, b_s ou c_s .
- Le rapport de court-circuit noté η_{cc} égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut :

$$\eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} = \frac{\text{Nombre de spires en court-circuit}}{\text{Nombre de spires sur une phase saine}}$$

La figure (2.1) illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec court-circuit sur la phase b_s du stator. On peut constater que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage B_{cc} , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à $\frac{2\pi}{3}$

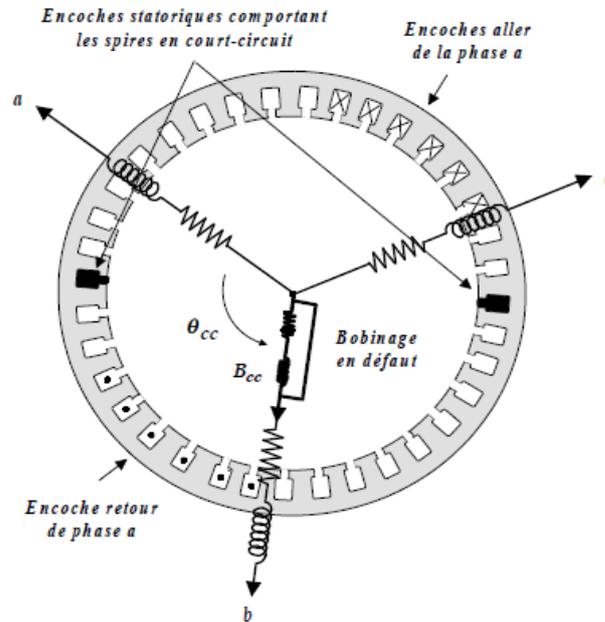


Fig. 2.1 - Court-circuit de spires sur la phase b du stator

2.3.1.1 Modélisation dans le repère triphasé :

Nous allons maintenant développer les équations de tension et de flux de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique de type court-circuit en tenant compte des paramètres électriques de la bobine supplémentaire B_{cc} :

$$u_s = [R_s]i_s + \frac{d}{dt}\phi_s \quad (2.15)$$

$$0 = [R_r]i_r + \frac{d}{dt}\phi_r \quad (2.16)$$

$$0 = [R_{cc}]i_{cc} + \frac{d}{dt}\phi_{cc} \quad (2.17)$$

$$\phi_s = [L_s]i_s + [M_{sr}]i_r + [M_{scc}]i_{cc} \quad (2.18)$$

$$\phi_r = [L_r]i_r + [M_{rs}]i_s + [M_{rcc}]i_{cc} \quad (2.19)$$

$$\phi_{cc} = [L_{cc}]i_{cc} + [M_{ccs}]i_s + [M_{ccr}]i_r \quad (2.20)$$

Nous allons maintenant définir les nouveaux paramètres qu'on a introduits par rapport au modèle sain :

Les résistances étant directement proportionnelles au nombre de spires, la résistance R_{cc} de la bobine Bcc s'écrit simplement en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sans défaut [BAC 02] :

$$R_{cc} = \eta_{cc} R_s \quad (2.21)$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine Bcc en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut (réductance identique). Ainsi, on peut écrire les différentes inductances et les inductances mutuelles de la bobine Bcc par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine [SCH 99] [BAC 02] :

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} [M_{scc}] &= \eta_{cc} L_p \left[\cos(\theta_{cc}) \quad \cos(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} [M_{rcc}] &= \eta_{cc} L_p \left[\cos(\theta_{cc} - \theta) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$[M_{ccs}] = [M_{scc}]^T \quad \text{et} \quad [M_{ccr}] = [M_{rcc}]^T \quad (2.25)$$

2.3.1.2 Modélisation dans le repère diphasé :

Les grandeurs de court-circuit sont localisées sur une direction fixe au stator, leurs projections sur les axes α_s et β_s permettent de leur associer des vecteurs stationnaires par rapport au stator [36] [5] :

$$i_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} i_{cc} \quad , \quad \phi_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \phi_{cc}$$

Les équations de tension sont les mêmes que celles de l'équation (2.8) et (2.9), en ajoutant l'équation qui dépend du court-circuit :

$$0 = R_{cc} i_{\alpha\beta_{cc}} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta_{cc}} \quad (2.26)$$

Les équations des flux s'écrivent [SCH 99] [BAC 02] :

$$\phi_{\alpha\beta_s} = L_s i_{\alpha\beta_s} + M_{sr} i_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} \eta_{cc} i_{\alpha\beta_{cc}} \quad (2.27)$$

$$\phi_{\alpha\beta_r} = L_r i_{\alpha\beta_r} + M_{sr} i_{\alpha\beta_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} i_{\alpha\beta_{cc}} \quad (2.28)$$

$$\phi_{\alpha\beta_{cc}} = \eta_{cc}^2 L_{cc} Q(\theta_{cc}) i_{\alpha\beta_{cc}} + \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} M_{sr} Q(\theta_{cc}) (i_{\alpha\beta_s} + i_{\alpha\beta_r}) \quad (2.29)$$

Avec :

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

2.3.1.3 Modèle d'état de la machine avec défaut de court-circuit :

La figure (2.2) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit à n'importe quelle phase du stator :

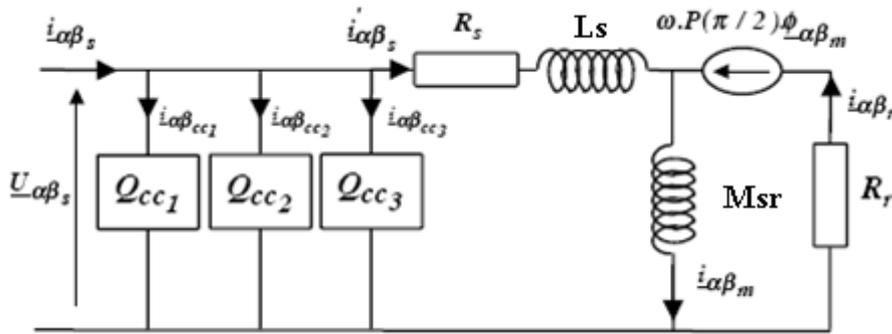


Fig. 2.2-Modèle général de court-circuit dans le repère de Park

Le modèle continu de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit est représenté alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (2.30)$$

Où les matrices $f(x)$, B et C sont les mêmes que celles de l'équation (2.14), mais seulement avec :

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2\eta_{cc}}{3R_s} Q(\theta_{cc}) \quad (2.31)$$

2.3.1.4 Résultats de simulation et validation expérimentale :

Le modèle développé précédemment est simulé en Matlab pour une machine alimentée par un réseau équilibré 380/220V, $f=50\text{Hz}$. Pour les mêmes conditions nous comparons ces résultats avec des résultats obtenus à l'issue d'un banc d'essai expérimental. En régime établi, on applique une charge de 2N.m et on introduit à l'instant $t = 11\text{s}$ un défaut de type court-circuit de 25 spires sur la phase a_s ce qui correspond à $\frac{25}{735} \approx 0,034$ introduit sur le banc expérimental le même défaut qui correspond à 25 spires en court-circuit sur la phase a_s après l'application d'une charge de 2N.m.

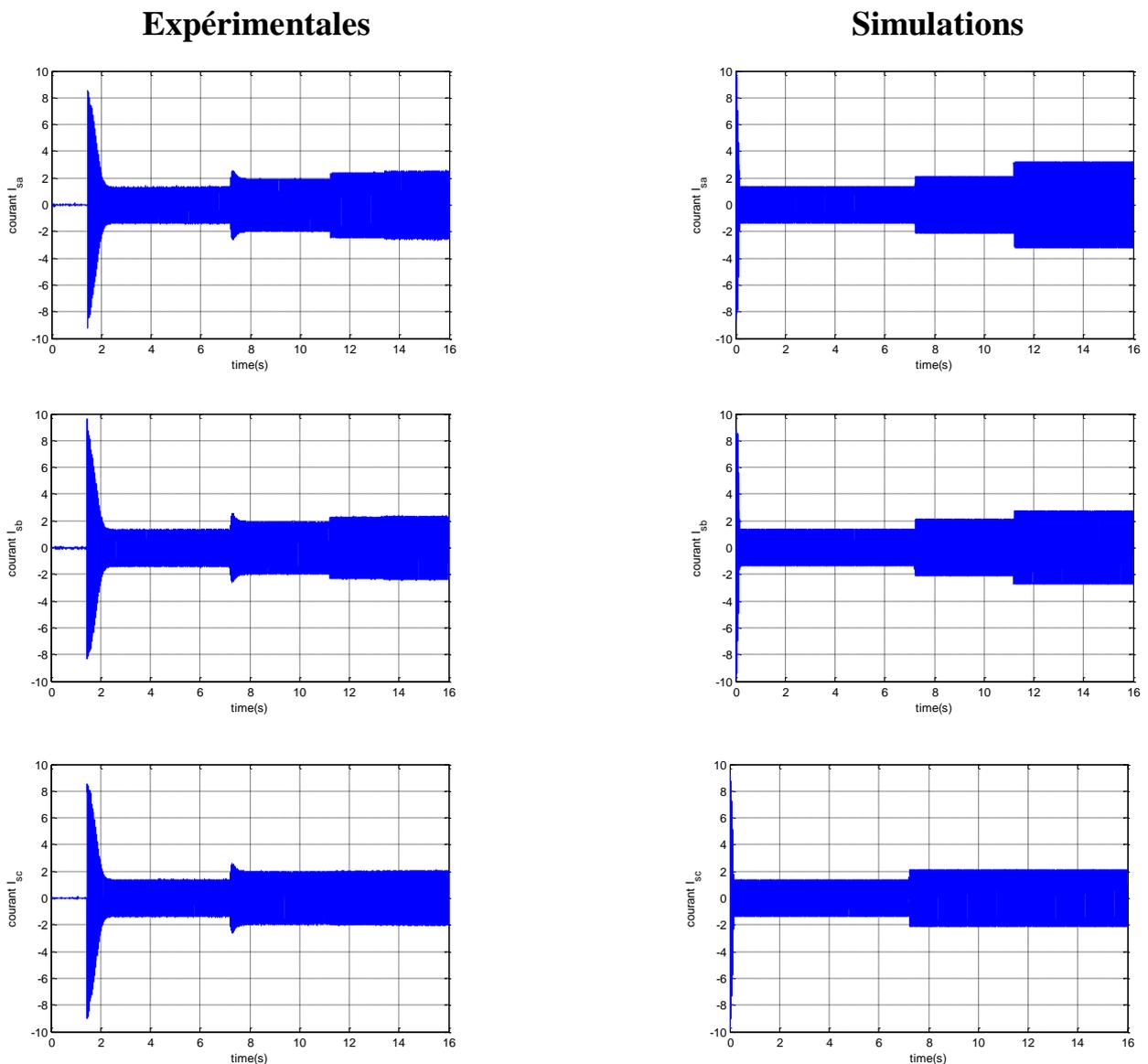


Fig. 2.3- Courants (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}) simulés et expérimentaux lors d'un court-circuit de 25 spires. Pour chaque résultat de simulation, on présente son équivalent en expérimentation.

La figure (2.3) représente la comparaison des trois courants de ligne issus de la simulation et de l'expérimentation. A l'instant $t=11s$ le court-circuit fait augmenter les courants dans les phases a_s et b_s respectivement, et dans la phase c_s où le courant semble n'être pas considérablement influencé par le court-circuit. On constate que le modèle développé simule de façon très satisfaisante le cas réel.

2.3.1.5 Validation par analyse spectrale :

Dans le cas d'un défaut de court-circuit statorique l'analyse spectrale des courants statoriques fait apparaître des nouvelles composantes aux fréquences kf_s .

La figure (2.4) présente l'analyse spectrale de type FFT sur le courant de la phase a_s .

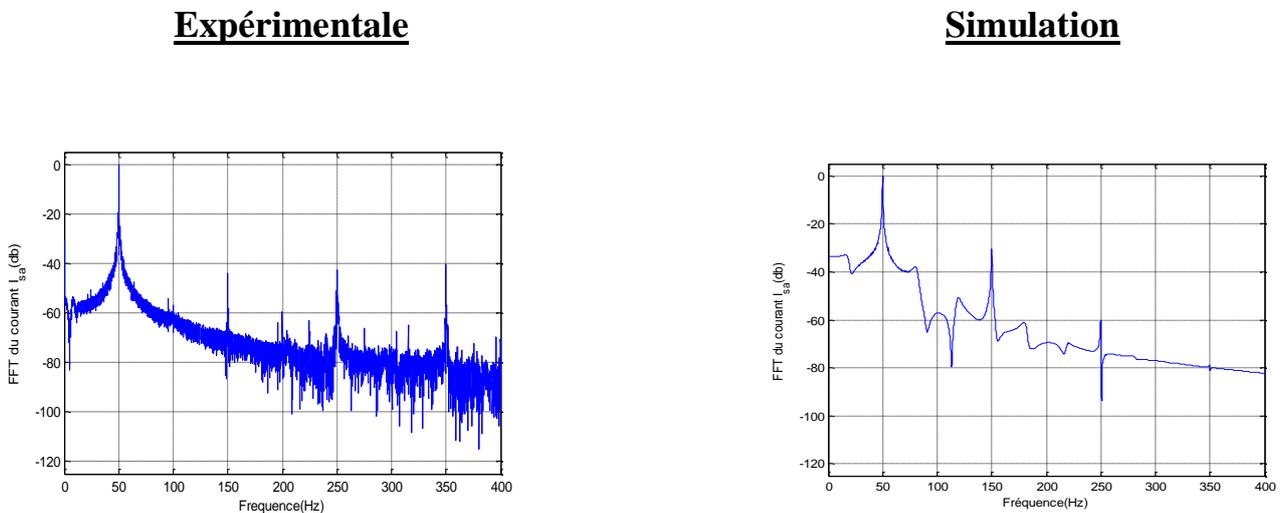


Fig.2.4-Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit

Ces résultats ont montré qu'en régime permanent le modèle de défaut crée des harmoniques dues à l'apparition du défaut de court-circuit.

2.3.2 Défauts rotoriques de type rupture de barres :

Le rotor à cage est muni d'un enroulement constitué par des barres nues court-circuitées par des anneaux moulés sur les extrémités des barres. Le circuit rotorique est composé de n mailles identiques fig. (2.5).

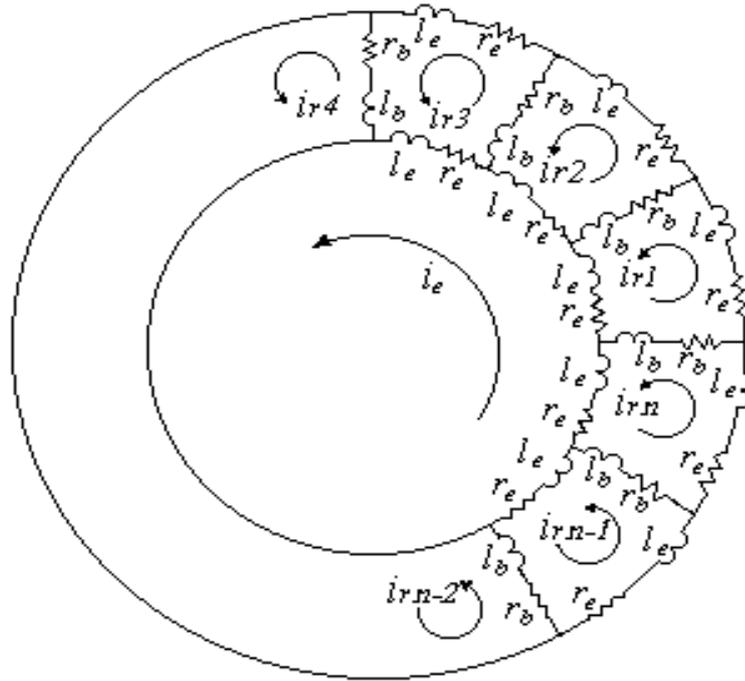


Fig.2.5 -Circuit équivalent de la cage rotorique

Chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneaux entre les deux barres fig. (2.6)[BAC 01]. Chaque barre et chaque portion d'anneau peuvent être remplacées par un circuit inductif (résistance+inductance).

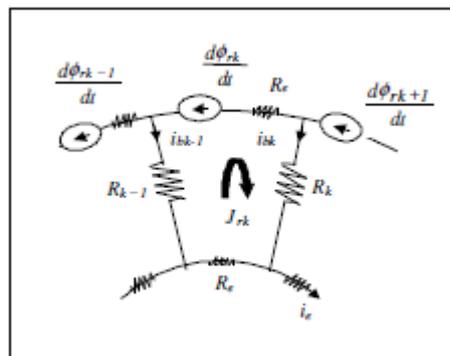


Fig.2.6 -Circuit équivalent d'une maille de la cage rotorique

Alors les équations de tension rotoriques peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$U_r = R_r J_r + \frac{d}{dt} \phi_r = 0 \quad (2.32)$$

Avec :

$J_r = [J_{r_0} \quad \dots \quad J_{r_{b-1}}]^T$: Vecteur des courants des mailles.

R : matrice des résistances rotoriques .Elle est de la forme suivante :

$$R_{ij} = \begin{cases} 2(R_b + \frac{R_e}{N_b}) & \text{for } i = j \\ -R_b & \text{for } i \neq j \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

R_b , R_e et ϕ_r sont respectivement la résistance d'une barre, la résistance de l'anneau et le flux engendré dans la maille

Dans le but d'écrire l'équation de tension du modèle des mailles dans le repère de Park, on applique la transformation de Concordia à l'équation (2.32) :

$$0 = (T_{2N_b} \cdot R \cdot T_{2N_b}^T) i_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta_r} \quad (2.33)$$

Avec :

$$i_{\alpha\beta_r} = T_{2N_b} \cdot J_r$$

T_{2N_b} : matrice de transformation de Concordia de N_b phases à deux phases, et elle est définie comme :

$$T_{2N_b} = \sqrt{\frac{2}{N_b}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \dots & \cos(k\alpha) & \dots & \cos((N_b-1)\alpha) \\ \sin(0) & \dots & \sin(k\alpha) & \dots & \sin((N_b-1)\alpha) \end{bmatrix}$$

Avec : $\alpha = 2\pi / N_b$

Appliquant cette transformation la résistance dans le repère de Park est donnée par :

$$R_r = \frac{2R_e}{N_b} + 2R_b(1 - \cos(\alpha)) \quad (2.34)$$

Si on néglige la résistance de l'anneau devant la résistance de barre ($R_e / N_b \ll R_b$), l'équation (2.34) devient [36] :

$$R_r = 2R_b(1 - \cos(\alpha)) \quad (2.35)$$

Dans le cas où on a des barres qui sont cassées (N_{bb}), il est évident que le nombre des barres saines diminue (N_{bs}) à $N_{bs} = N_b - N_{bb}$ [BAC 01]. Alors la résistance R_r devient R_r' qui est égale à :

$$R_r' = R_r(1 + \eta_{bb}) \quad (2.36)$$

Avec

$$\eta_{bb} = \frac{N_b^2 - N_{bs}^2}{N_{bs}^2}$$

2.3.2.1 Modèle d'état de la machine avec défaut des barres rotoriques:

La figure (2.7) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte d'un éventuel défaut de barres rotoriques [5] :

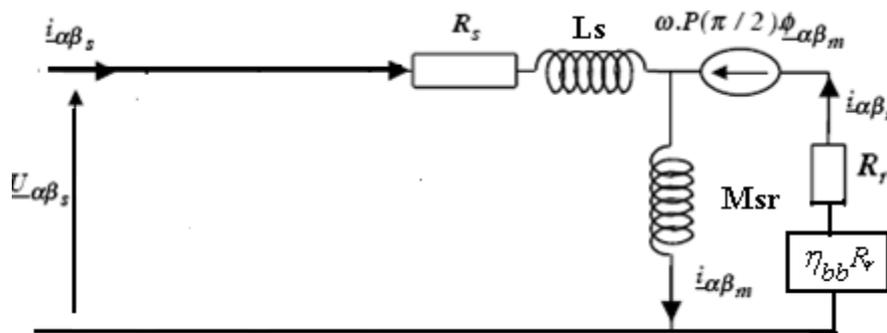


Fig. 2.7-Modèle général de défaut de barre rotorique dans le repère de Park

Le modèle continu de la machine asynchrone :

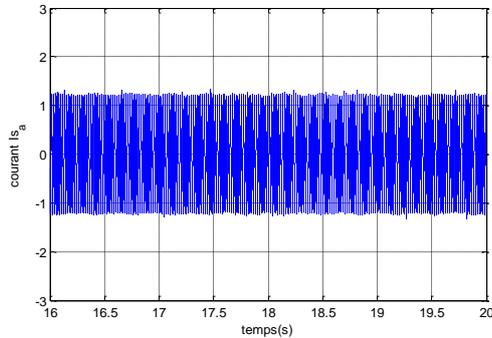
$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (2.37)$$

Où les matrices $f(x)$, B , C et D sont les mêmes que celle de l'équation (2.14), mais il faut tout simplement changer les paramètres qui dépendent de R_r par R_r' .

2.3.2.2 Résultats de simulation et validation expérimentale :

On introduit sur le banc expérimental un rotor dont deux barres sont cassées et on alimente par un réseau équilibré 380/220V, $f=50\text{Hz}$. Pour les mêmes conditions on effectue une simulation en Matlab. La fig. (2.8) montre le courant de la phase a_s dans les deux essais (simulation et expérimental).

Expérimentale



Simulation

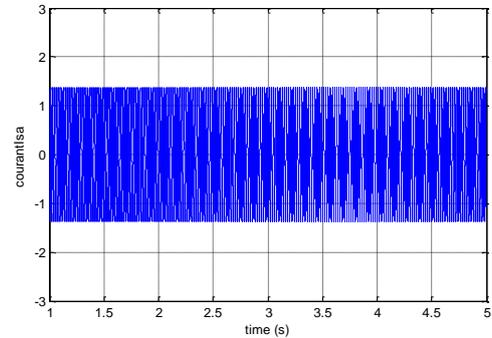
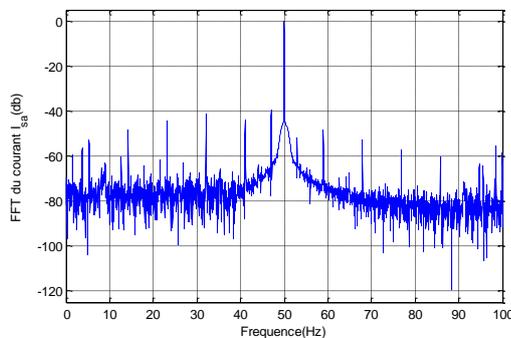


Fig. 2.8 - Courant simulé et expérimental lors d'une rupture de barre

2.3.2.3 Validation par analyse spectrale :

Dans le cas d'un défaut de défaut de barre rotorique l'analyse spectrale des courants statoriques fait apparaître des nouvelles composantes aux fréquences $(1 \pm 2k) f_s$ comme les montrent les figures suivantes :

Expérimentale



Simulation

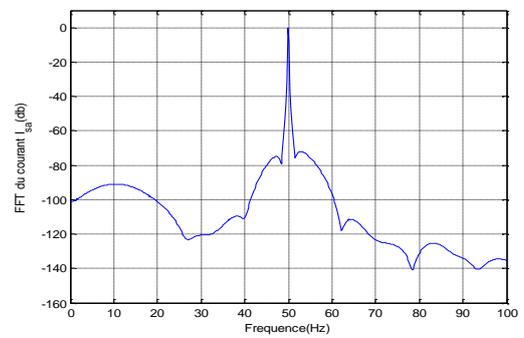


Fig.2.9-Analyse spectrale du courant de ligne lors d'une rupture de barre

On constate que le modèle développé pour un défaut rotorique présente des résultats acceptables. Toutefois il faut rappeler que ces modèles ont pour but de tester les outils de diagnostic et de commande tolérante aux défauts.

2.4 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à développer des modèles de simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil en absence ou en présence des défauts. Deux défauts ont retenu notre attention : défaut de court-circuit statorique et défaut de rupture des barres rotoriques.

Des tests de comparaison montrent la ressemblance des résultats obtenus par simulation de ces modèles avec les résultats obtenus issus de l'expérimentation pour les deux défauts. Ces modèles vont nous permettre de tester un observateur à mode glissant dédié au diagnostic de la machine asynchrone.

Chapitre 3:

Diagnostic de la machine
asynchrone à base
d'observateurs

3.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la détection et la localisation expérimentale des défauts de la machine asynchrone à base d'observateurs. Nous allons synthétiser un observateur à mode glissant pour la génération des résidus. Il sera question, dans un premier temps de rappeler la synthèse d'un observateur de mode glissant pour un système non linéaire. Ensuite, nous présenterons la synthèse de cet observateur dédié au diagnostic pour la machine asynchrone. Enfin nous présenterons une méthodologie globale pour la supervision de la machine asynchrone.

3.2 Observateurs dédiés au diagnostic des défauts:

L'idée principale du diagnostic à base d'observateurs est d'estimer une partie où l'ensemble des mesures du système est surveillé à partir des grandeurs mesurables. Cette estimation est comparée à la valeur mesurée de la sortie dans le but de générer des résidus. Ces résidus doivent servir d'indicateurs fiables du comportement de la machine. Ils sont donc nuls en l'absence de défauts .[EDW 00].

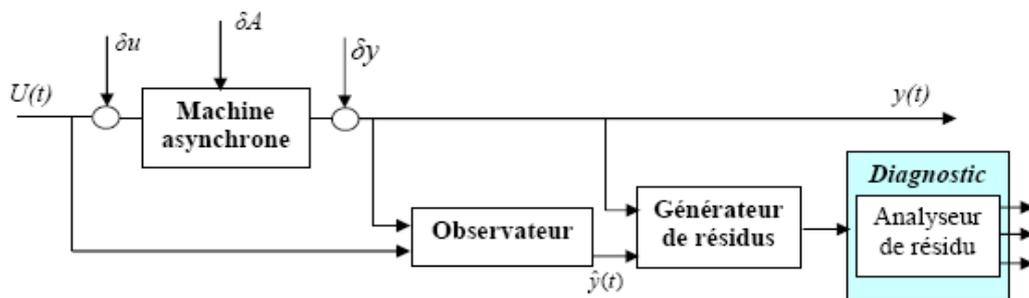


Fig. 3.1 : Générateur de résidu du système

3.2.1. Analyse des résidus :

Pour chaque Résidu r_i , il faut déterminer une tolérance τ_i qui doit indiquer les limites de son domaine d'évolution en l'absence de défauts. La valeur des tolérances est fixée en fonction des caractéristiques statistiques de chacun des résidus en fonctionnement normal [20].

3.2.2. Evaluation des résidus :

La génération de la matrice de signatures expérimentales consiste à associer à chaque résidu la valeur 0 ou 1 selon qu'il est affecté ou non par un défaut. De manière simplifiée, la détection de défauts au niveau d'un résidu, s'apparente au test logique suivant [EDW 00] :

$$\text{si } |r_i| \leq \tau_i \text{ Alors aucun défaut n'affecte le résidu } r_i$$

si $|r_i| > \tau_i$ Alors le résidu r_i est affecté par le défaut

Ou la variable τ_i représente la tolérance associée au résidu r_i

A l'issue du test de chacun des résidus r_i , une signature binaire expérimentale, notée λ , est générée à chaque instant t, de la manière suivante :

$$\lambda = \begin{cases} 1 & \text{si } r_i = 0 \\ 0 & \text{si } r_i \neq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

3.3 Observateur par mode glissant :

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques linéaires incertains. Ils ont également les mêmes caractéristiques de robustesse que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants, ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variation de glissement, qui est définie comme étant la surface de glissement.

Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant telles que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes, ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. Le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs et des limites de commutation

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à condition que la quantité $s(x, t) = 0$ soit stable. La commande doit être choisie de telle sorte que les dynamiques du système se convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapunov. Le but est de forcer les états du système à poursuivre la surface de glissement définie par l'erreur ($s = \hat{x} - x$). Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V > 0$ définie par la fonction de Lyapunov ($V = \frac{1}{2} s^T s$). Pour que cette fonction décroisse, on suppose que sa dérivée est définie négative. Cela est assuré si la dérivée est choisie comme suit :

$$\dot{V} = -s^T K s$$

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

3.3.1. Observateur non linéaire

Nous allons brièvement présenter la synthèse d'un observateur par mode glissant pour le cas d'un système non linéaire général.

Soit un système non linéaire de la forme :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (3.2)$$

Où $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^p$.

Pour le système Σ décrit par (3.2), le rôle d'un observateur consiste à estimer l'état du système $x(t)$ en connaissant les grandeurs d'entrées et sorties.

Un observateur O pour le système Σ peut-être représenté comme suit :

$$O \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + k(y(t) - h(\hat{x}(t))) \end{cases} \quad (3.3)$$

Où k est le gain de l'observateur. L'observateur doit vérifier la propriété de l'état estimé vers l'état réel, c.à.d. $\|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0$, quand $t \rightarrow \infty$. En général, la propriété structurelle d'un système appelé observabilité est une propriété nécessaire pour l'existence d'un observateur. Cette propriété étant vérifiée, l'étape suivante consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit.

La notion de l'observabilité des systèmes non linéaires est présentée dans l'annexe A

3.3.2. Principe d'un observateur à mode glissant :

On considère système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (3.4)$$

Où $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $y \in R^p$. On suppose que le système est observable

Pour le système (3.4), on définit l'observateur par mode glissant par [SAL 02][GHA 05] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + \Lambda Is \end{cases} \quad (3.5)$$

Où $\hat{x} \in R^n$, $\Lambda \in R^{n \times p}$ est la matrice des gains d'observation à spécifier et $Is \in R^p$ est le vecteur de signe discontinue :

$$Is = \text{Sign}(S) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_p)]^T \quad (3.7)$$

Où $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe classique et S est la surface glissement suivante [SAL 02] :

$$S = NC \tilde{x} = [s_1, s_2, \dots, s_p] \quad (3.8)$$

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

Où $N \in R^{p \times p}$ est une matrice à spécifier

Ainsi, la dynamique de l'erreur d'observation devient :

$$\dot{\tilde{x}} = f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda Is \quad (3.10)$$

La surface de glissement $S=0$ est attractive si et seulement si $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ pour $i=1, 2, 3, \dots, p$.

Cette condition définit la région pour laquelle le mode de glissement existe. Pendant le glissement, les dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduites de l'ordre n (système initial) à l'ordre de $n-p$ (système équivalent d'ordre réduit).

Ensuite, on analyse les propriétés de cette dynamique réduite. Pour ce faire, on s'appuie sur la méthode de la commande équivalente [SAL 02][GHA 05]

La détermination de l'expression de la dynamique réduite est fondée sur le calcul du vecteur de commutation équivalente $\tilde{I}s$ sur la surface de commutation. À partir de la condition d'invariance $S \equiv 0$ et $\dot{S} \equiv 0$:

$$\dot{S} = NC \dot{\tilde{x}} = NC(f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda Is) = 0 \quad (3.11)$$

Supposant que la matrice NCA est inversible, on obtient :

$$\tilde{I}s = (NCA)^{-1} NC(f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)) \quad (3.12)$$

La substitution de $\tilde{I}s$ dans (3.10) nous a permis d'obtenir la dynamique réduite

$$\dot{\tilde{x}}_{eq} = [I - \Lambda(NCA)^{-1} NC][f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \quad (3.13)$$

Enfin, la synthèse de l'observateur consiste à sélectionner les matrices N et Λ de façon à assurer, en même temps, l'attractivité de la surface de glissement et de stabilité de la dynamique réduite.

3.4 Application de l'observateur mode glissement au diagnostic de la machine asynchrone :

Les mesures dont nous disposons sont la vitesse et les courants statoriques. Basant sur le modèle de la machine asynchrone développée dans le repère α - β ; nous proposons l'observateur par modes glissants de la machine asynchrone, défini par les équations (3.14). Celui-ci est une copie du modèle complété par des termes additifs permettant de varier le gain d'observateur [GHA 05] [LAL 04] [SAS 02].

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_1 &= -\gamma x_1 + a \hat{x}_3 + Kp \hat{x}_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} + \lambda_1^T I_s \\
 \dot{\hat{x}}_2 &= -\gamma x_2 + a \hat{x}_4 - Kp \hat{x}_3 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + \lambda_2^T I_s \\
 \dot{\hat{x}}_3 &= b x_1 - c \hat{x}_3 - p \hat{x}_4 x_5 + \lambda_3^T I_s \\
 \dot{\hat{x}}_4 &= b x_2 - c \hat{x}_4 + p \hat{x}_3 x_5 + \lambda_4^T I_s \\
 \dot{\hat{x}}_5 &= d(x_3 x_2 - \hat{x}_4 x_1) - \frac{T_r}{J} - \frac{f_v}{J} x_5 + q_1(x_5 - \hat{x}_5) + \lambda_5^T I_s
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Les surfaces de glissement que nous utilisons ici sont : S_1 et S_2 représentent les surfaces de glissement.

I_s : est un vecteur de commutation.

Les matrices lignes sont aussi des gains d'erreur d'observation donc les gains que nous avons à régler sont donc : $\lambda_1^T, \lambda_2^T, \lambda_3^T, \lambda_4^T, \lambda_5^T$, qui sont 5 vecteurs lignes appartenant à \mathbf{R}^2 sont calculés de manière à assurer la convergence asymptotique des erreurs d'observation,

Ils sont donnés par :

$$\lambda_1^T = [\lambda_{11} \ \lambda_{12}], \lambda_2^T = [\lambda_{21} \ \lambda_{22}], \lambda_3^T = [\lambda_{31} \ \lambda_{32}], \lambda_4^T = [\lambda_{41} \ \lambda_{42}], \lambda_5^T = [\lambda_{51} \ \lambda_{52}]$$

La dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{cases}
 \dot{e}_1 = ae_3 + kpx_5 e_4 - \lambda_1^T I_s \\
 \dot{e}_2 = ae_4 - kpx_5 e_3 - \lambda_2^T I_s \\
 \dot{e}_3 = -ce_3 - px_5 e_4 - \lambda_3^T I_s \\
 \dot{e}_4 = -ce_4 + px_5 e_3 - \lambda_4^T I_s \\
 \dot{e}_5 = d(x_2 e_3 - x_1 e_4) - q_1 e_5 - \lambda_5^T I_s
 \end{cases} \quad (3.15)$$

Le système ne se représentant pas sous la forme canonique d'observabilité, nous allons utiliser une matrice de découplage régulière dans la fonction de Lyapunov.

Afin de déterminer les gains de l'observateur, nous proposons la fonction de Lyapunov définie positive:

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad \text{Ou} \quad S = Q(e_1, e_2)^T \quad (3.16)$$

Ou Q est une matrice régulière ($S = 0 \Rightarrow e_1 = e_2$)

La condition d'attractivité de la surface $S = 0$ est donnée par :

$$\dot{V} = s^T \frac{\partial s}{\partial t} < 0 \quad \text{Ou} \quad \forall S \neq 0 \quad (3.17)$$

En posant :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^T \\ \lambda_2^T \end{bmatrix} = Q^{-1} \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

$$\dot{V} = s^T \frac{\partial s}{\partial t} < 0, \forall S \neq 0$$

Alors de condition suivante

$$\dot{V} = s^T Q \begin{bmatrix} ae_3 + kpx_5 e_4 \\ ae_4 - kpx_5 e_3 \end{bmatrix} - s_1 \delta_1 \text{sign}(s_1) - s_2 \delta_2 \text{sign}(s_2) + s^T \dot{Q} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Si Q s'écrit en fonction de la vitesse, il est possible de négliger le terme \dot{Q} Soit alors :

$$Q = \frac{1}{(a^2 + (kpx_5)^2)} \begin{bmatrix} a & -kpx_5 \\ kpx_5 & a \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Ainsi :

$$\dot{V} = s_1(e_3 - \delta_1 \text{sign}(s_1)) + s_2(e_4 - \delta_2 \text{sign}(s_2)) \quad (3.21)$$

Les gains δ_1 et δ_2 sont déterminés de manière à assurer la convergence de l'erreur d'estimation vers zéro. Par conséquent :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3|_{\max} \\ \delta_2 > |e_4|_{\max} \end{cases} \quad (3.22)$$

Si la surface de glissement, $S = 0$ et $\dot{S} = 0$ d'où

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = 0 \\ \dot{e}_2 = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Ainsi on trouve :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = Q \left[\begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} I_s \right] \quad (3.24)$$

Le vecteur équivalent, sur la surface de glissement, est donné par :

$$I_s = \begin{pmatrix} \frac{e_3}{\delta_1} \\ \frac{e_4}{\delta_2} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

La dynamique réduite sur la surface est alors donnée par

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \left[\left(-c - \frac{\lambda_{31}}{\delta_1} \right) \left(-px_5 - \frac{\lambda_{32}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_4 &= \left[\left(px_5 - \frac{\lambda_{41}}{\delta_1} \right) \left(-c - \frac{\lambda_{42}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \\ \dot{e}_5 &= \left[\left(dx_2 - \frac{\lambda_{51}}{\delta_1} \right) \left(-dx_1 - \frac{\lambda_{52}}{\delta_2} \right) \right] \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - q_1 e_5 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Pour avoir la dynamique réduite ainsi on pose:

$$\begin{bmatrix} \frac{\lambda_{51}}{\delta_1} & \frac{\lambda_{52}}{\delta_2} \end{bmatrix} = d[x_2 - x_1] \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{31} & \lambda_{32} \\ \lambda_{41} & \lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c & -px_5 \\ px_5 & -c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_3 & 0 \\ 0 & q_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{cases} \bullet \\ e_3 = -q_3 e_3 \\ \bullet \\ e_4 = -q_4 e_4 \\ \bullet \\ e_5 = -q_1 e_5 \end{cases} \quad (3.28)$$

La stabilité de l'observateur est assurée par les trois conditions suivantes :

$$q_1 > 0, \quad q_2 > 0, \quad q_3 > 0$$

En résumé, la synthèse de l'observateur, défini par les équations (3.14) repose sur le choix des gains $\delta_2, \delta_1, q_1, q_2, q_3, q_4$ et q_5 de façon à ce que les conditions suivantes soient satisfaites :

$$\begin{cases} \delta_1 \geq \|e_3\|_{\max} \\ \delta_2 \geq \|e_4\|_{\max} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} q_1 > 0 \\ q_2 > 0 \\ q_3 > 0 \end{cases}$$

3.4.1 Résultats expérimentaux :

Pour pouvoir utiliser l'observateur à mode glissant développé dans cette section dans le cadre du diagnostic de la machine à induction, nous allons présenter le comportement des résidus dans différentes situations : à vide, en charge et en défaut. Notons que la machine à induction est insérée dans une boucle de régulation qui est la commande vectorielle (chapitre4).

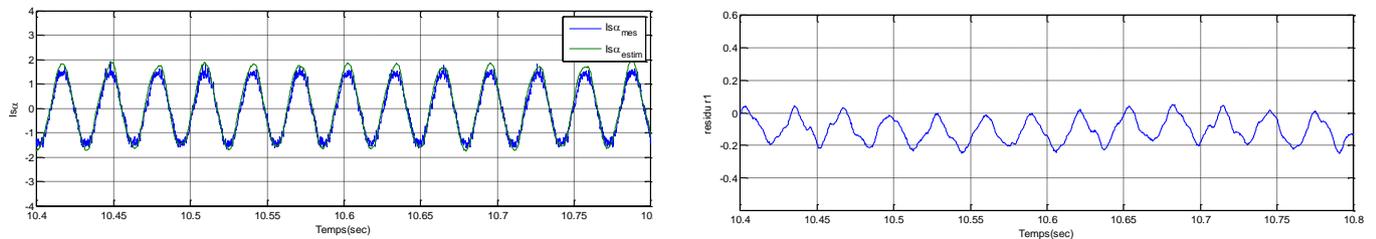


Fig.3.2. le courant $i_{s\alpha}$ et son résidu en boucle fermée

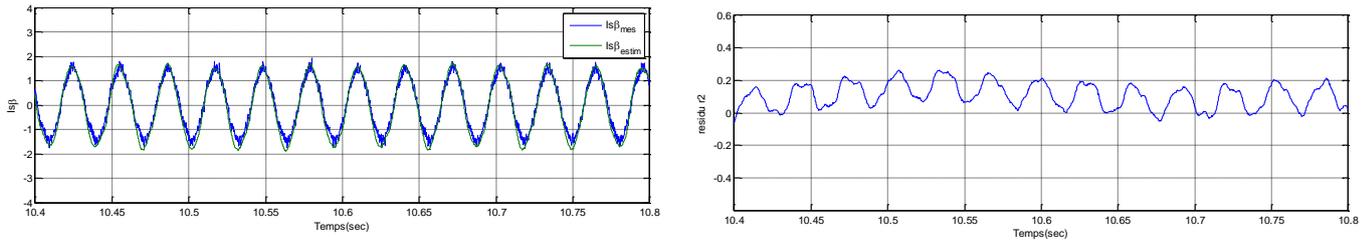


Fig.3.3.le courant $i_{s\beta}$ et son résidu en boucle fermée

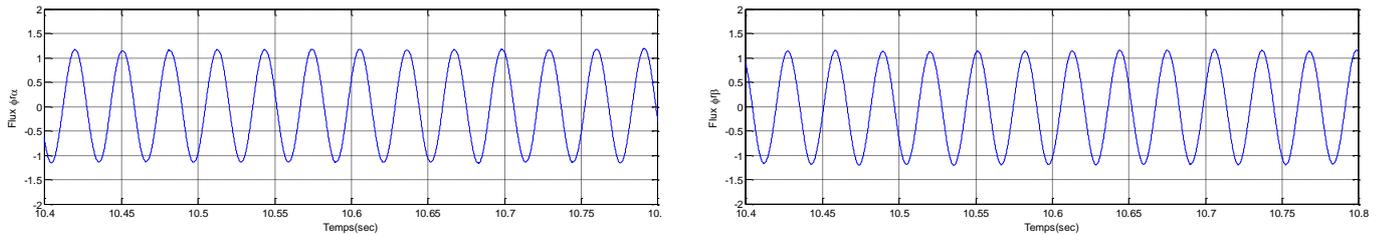


Fig.3.4.les flux $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$

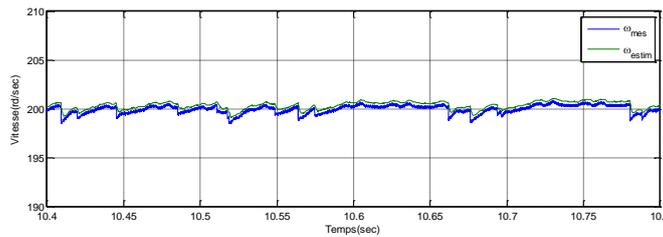


Fig.3.5 .la vitesse ω_r

Les figures (3.2) et (3.3) présentent respectivement les allures expérimentales des résidus des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$. On constate que les grandeurs estimées suivent bien parfaitement les grandeurs mesurées avec une erreur d'estimation acceptable. Les figures (3.4) et (3.5) illustrent respectivement les allures des flux rotoriques $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ et la vitesse de rotation ω_r . On remarque que la vitesse estimée est très proche de la vitesse mesurée. Les figures (3.6) et (3.7) montrent une comparaison entre les résidus à vide (sans perturbation) et l'évolution des résidus en charge (avec perturbation). On remarque que dans les deux situations les résidus sont proches ce qui montre que des meilleures performances d'estimation sont obtenus par l'observateur à mode glissant.

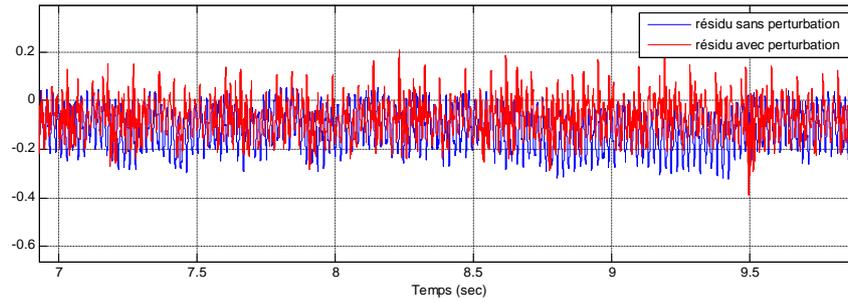


Fig.3.6 .le résidu du courant $i_{s\alpha}$ avec et sans perturbation

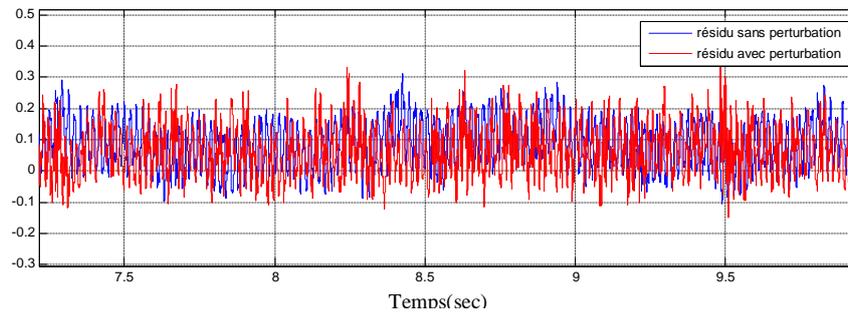


Fig.3.7 .le résidu du courant $i_{s\beta}$ avec et sans perturbation

Afin d'étudier l'influence d'un défaut sur les résidus, on introduit un défaut de court-circuit de 25 spires à vide dans la phase a. Dans les figures figure (3.8) et (3.9), on remarque que lors de l'application du défaut, les résidus s'éloignent de ces valeurs initiales. Cet observateur est très sensible à ce défaut (court-circuit).

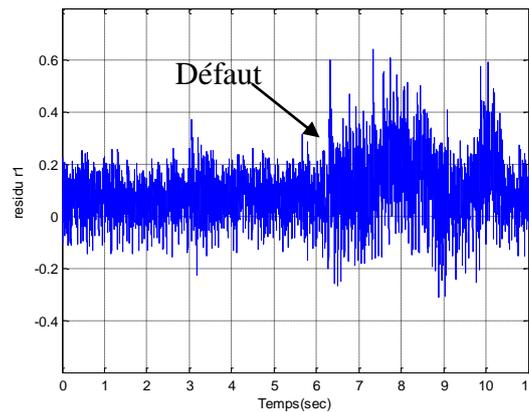


Fig.3.8. Résidu du courant $i_{s\alpha}$ en présence d'un défaut de court-circuit

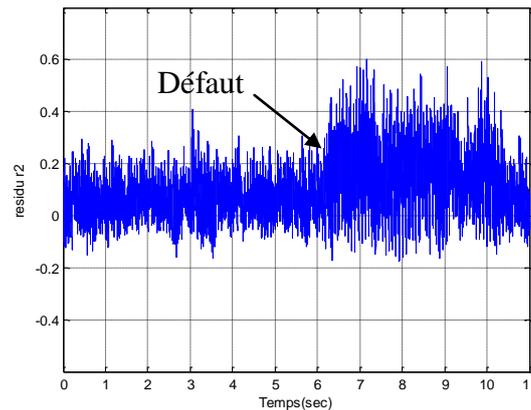


Fig.3.9. Résidu du courant $i_{s\beta}$ en présence d'un défaut de court-circuit

3.5 Approche proposée pour le diagnostic de la MAS :

Dans ce travail, deux types de défauts seront principalement étudiés : défauts de capteurs et défauts de machine. La figure 3.10 présente l'organigramme global du diagnostic de la machine asynchrone à base de l'observateur mode glissant. L'idée principale est basée sur deux facteurs : l'évaluation des vecteurs résidus et la composante homopolaire. La détection et isolation des défauts des capteurs de courants et capteur de vitesse repose sur une approche dite multi-observateurs qui consiste à associer à chaque capteur un observateur spécifique pour sa surveillance. L'intérêt de la composante homopolaire est qu'elle permet de distinguer entre un défaut de deux capteurs de courants ou plus et un défaut machine (court-circuit et cassure de barre rotorique). En effet lorsqu'un défaut de machine apparaît la composante homopolaire n'est pas influencée car les défauts affectent les trois phases de la même manière et la machine essaie toujours de rééquilibrer ces phases (la machine est insérée dans une boucle de régulation) mais à condition que le défaut ne soit pas trop sévère. L'analyse spectrale (FFT) sert comme outil pour designer la nature de défaut.

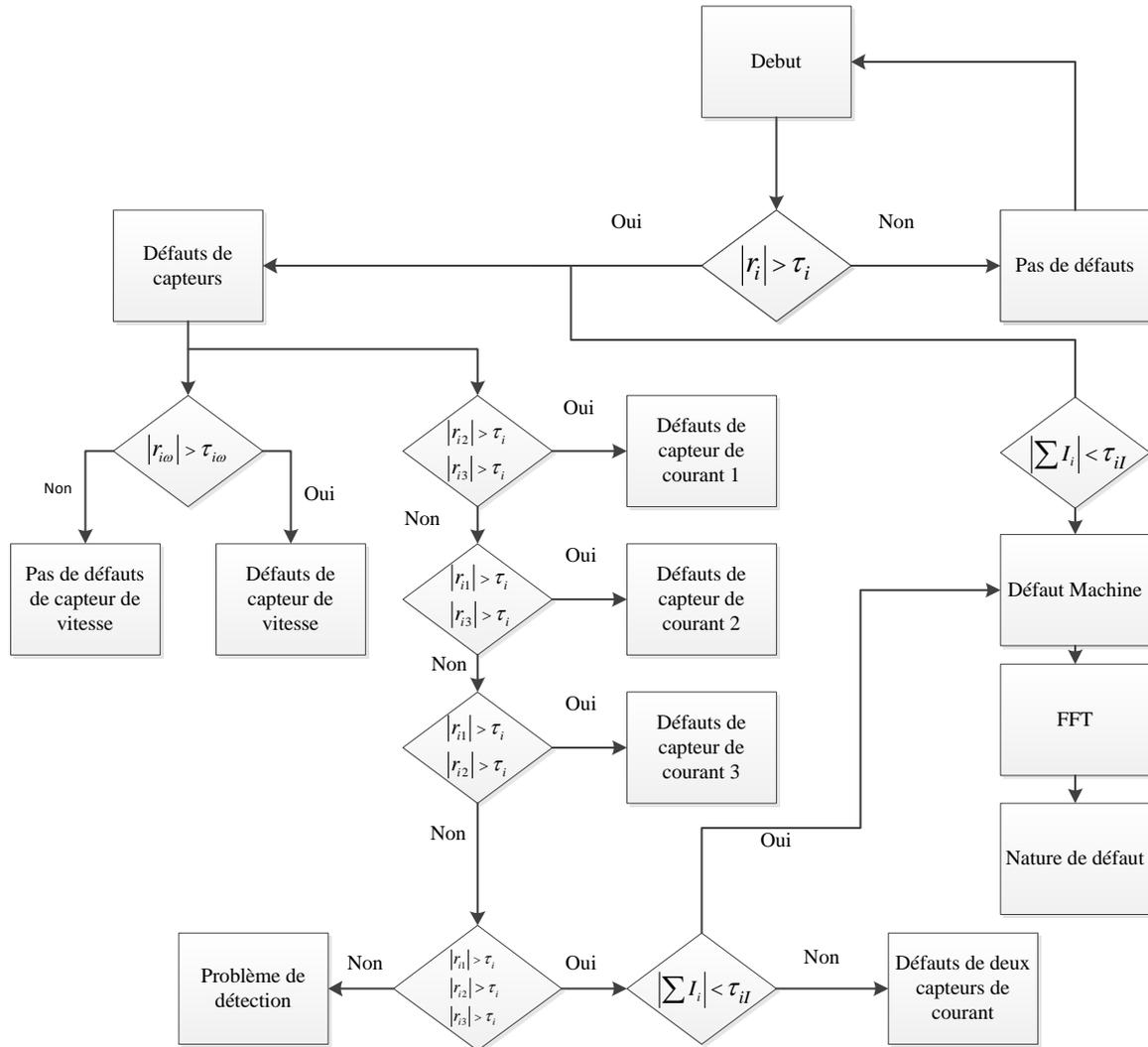


Fig. 3.10: Organigramme du diagnostic de la machine asynchrone

3.5.1. Sélection des seuils des résidus :

Afin d'éviter les erreurs dans le diagnostic, nous avons adopté un algorithme qui permet de distinguer les fausses alarmes. En effet les variations instantanées des résidus peuvent provoquer des problèmes dans la reconfiguration de la loi de commande (FTC). Cet algorithme consiste à mémoriser un nombre bien défini de point du vecteur résidu et comparer leurs moyennes à un seuil r_0 (figure (3.11)). Le nombre de points choisi du vecteur résidu présente le temps maximal pour prendre une décision du changement ou non de la loi de la commande.

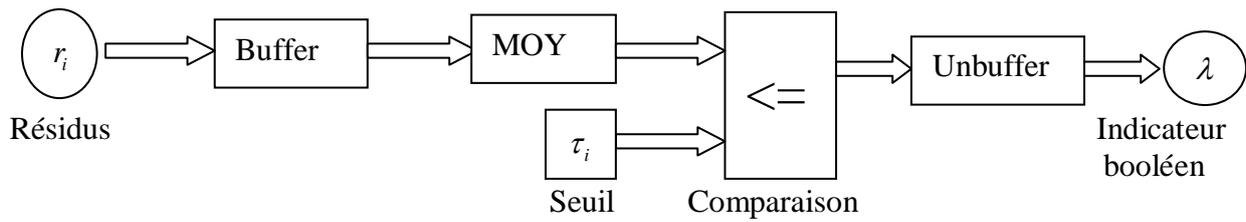


Fig. 3.11 : évaluation des résidus

Le bloc buffer consiste à mémoriser le nombre des points choisis pour vecteur de résidus.

3.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de synthèse d'un observateur à mode glissant pour la détection des défauts de la machine à induction. L'idée principale repose sur le suivi du comportement d'un vecteur résidu généré par cet observateur. En outre des tests expérimentaux ont été présentés pour une machine insérée dans une boucle de régulation en deux situations (sain et en défaut). Les résultats obtenus montrent la validité de cet observateur. À la fin on a proposé une méthodologie de supervision pour la détection et l'isolation des défauts de capteurs et de machine. Cette approche de supervision sera un outil nécessaire pour l'élaboration des algorithmes de commande tolérante aux défauts.

Chapitre 4:

Commande de la machine asynchrone

4.1 Introduction :

L'objectif de cette thèse étant de développer des commandes tolérantes aux défauts capables de maintenir le bon comportement du moteur, cela exige la connaissance du modèle mathématique représentant la dynamique du système étudié. Dans ce chapitre nous présentons la commande de machine à induction basée sur le principe d'orientation du flux en développant trois types de régulateurs : classique, réglage par backstepping basé sur Lyapunov et réglage par mode glissant.

4.2 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone :

4.2.1 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque :

Les équations du modèle du moteur exprimé dans le repère diphasé (d-q) lié au champ tournant sont [VAS 98]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \omega_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \omega_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p M_{sr}}{L_r J} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Où : $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$, C_r : le couple résistant

4.2.2 Principe de la commande vectorielle des moteurs asynchrones :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [BAG 99].

Pour réaliser ce découplage, on oriente le système axes d-q de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

D'où l'appellation commande à orientation de flux rotorique figure (4.1) :

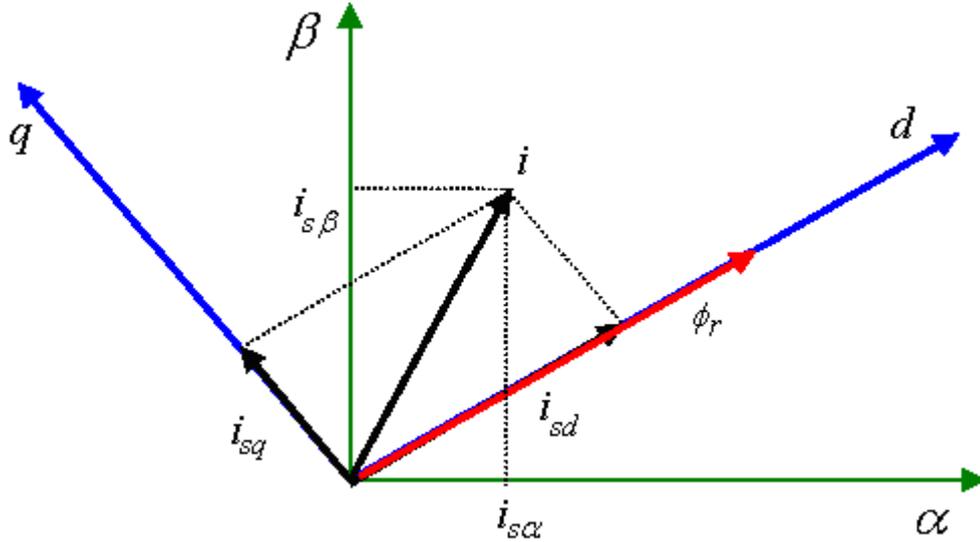


Fig. 4.1 -.Référentiel lié au flux rotorique.

En imposant, $\phi_{rq} = 0$ les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - F \omega_r - C_r \\ C_{em} = \frac{p M_{sr}}{L_r} i_{sq} \Phi_r \end{cases} \quad (4.3)$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte [BAG 99] :

Le bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \leq \Omega_{rN} \\ \frac{\Omega_{rN}}{|\Omega_r|} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \geq \Omega_{rN} \end{cases} \quad (4.4)$$

4.4. Calcul des régulateurs classiques :

4.4.1 Bloc de découplage :

Un des problèmes est le découplage entre le flux et le couple qui complique la synthèse d'un correcteur. Afin de simplifier cette étape de synthèse, on réalise un découplage des deux axes en quadrature d et q ce qui permet ainsi d'obtenir un modèle linéaire découplé.

Les équations du modèle du moteur exprimées dans le repère lié au champ tournant en appliquant la transformation de Laplace sont:

$$U_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (4.5)$$

$$U_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (4.6)$$

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + S T_r} i_{sd} \quad (4.7)$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} i_{sq} \quad (4.8)$$

Les termes de découplage sont :

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (4.9)$$

$$\hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (4.10)$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure (4.3)

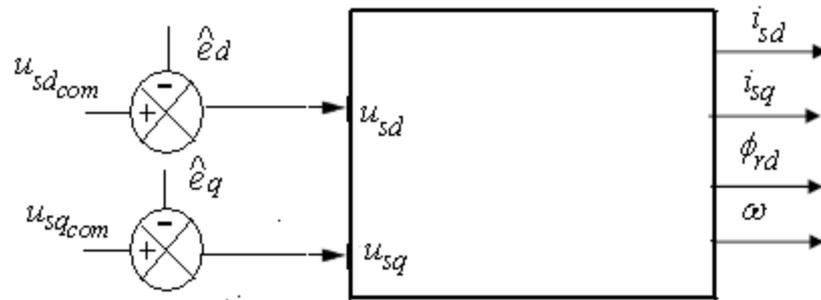


Fig. 4.3 - Découplage par addition des termes de compensation

4.4.2 Régulation des courants :

Les fonctions de transfert $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$ et $\frac{i_{sq}}{v_{sq}}$ sont identiques. Nous proposons d'adopter pour chacune des boucles de courant un régulateur de type proportionnel- intégrateur (PI).

Les paramètres des correcteurs sont calculés par la méthode de compensation de telle sorte à accélérer le temps de réponse de la boucle fermée par rapport à la boucle ouverte.

La figure (4.4) présente le schéma bloc de la boucle de i_{sq} et est identique pour la boucle de i_{sd} .

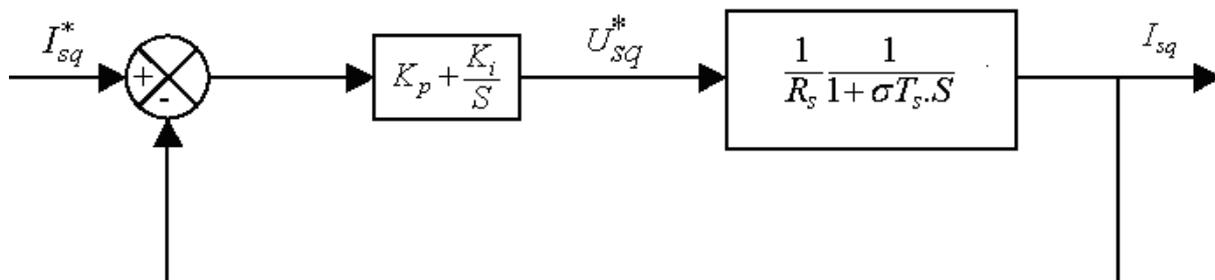


Fig. 4.4 - bloc de réglage de i_{sq} après découplage

Pour déterminer les paramètres K_p et K_i , il suffit de calculer la fonction de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée en posant la constante de temps de la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$\tau_{bf} = \frac{\tau_{bo}}{n} \quad (4.11)$$

Avec $\tau_{bo} = \sigma T_s$ et n permet de fixer la rapidité.

Les paramètres de régulateurs deviennent :

$$\begin{cases} K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (4.12)$$

4.4.3 Régulation de la vitesse :

Pour la régulation de la boucle de vitesse on a choisi d'adopter un correcteur de type intégrateur proportionnel (IP). La figure (4.5) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

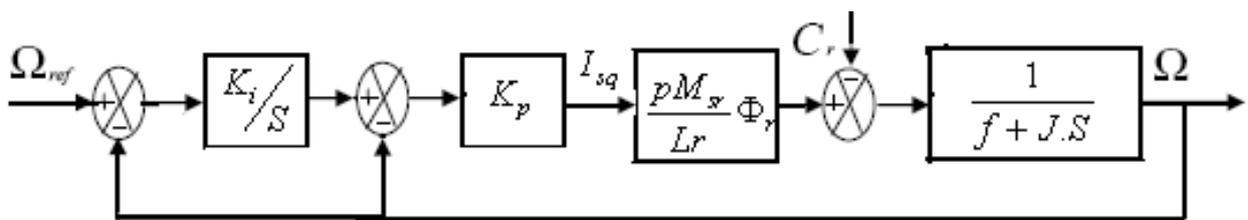


Fig. 4.5 - bloc de réglage de la vitesse de rotation

La fonction de transfert en boucle fermée est équivalente à un système 2^{ème} ordre, et elle est égale à :

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + f/J)S + K_i K_p K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (4.13)$$

Ou $K_{cem} = pM_{sr}^2 i_{sd}^* / L_r$

Par équivalence on obtient :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = K_p K_{cem} + f/J \\ \omega_n^2 = K_p K_i K_{cem} \end{cases} \quad (4.14)$$

Imposant ξ et ω_n on peut aisément déterminer les paramètres K_p et K_i qui sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - f/J) / K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2 / (K_p K_{cem}) \end{cases} \quad (4.15)$$

4.4.4. Régulation du flux Φ_r :

Dans le cas de la commande vectorielle direct l'estimation du flux est nécessaire pour son réglage. Deux solutions peuvent être envisagées : soit on utilise un modèle d'estimation en boucle ouverte, soit un observateur. Pour notre cas et pour des raisons pratiques, on va utiliser des observateurs adaptatifs qui seront développés dans le prochain chapitre.

Pour la régulation de la boucle de flux on a choisi d'adopter un correcteur de type proportionnel intégrateur (PI). La figure (4.6) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur

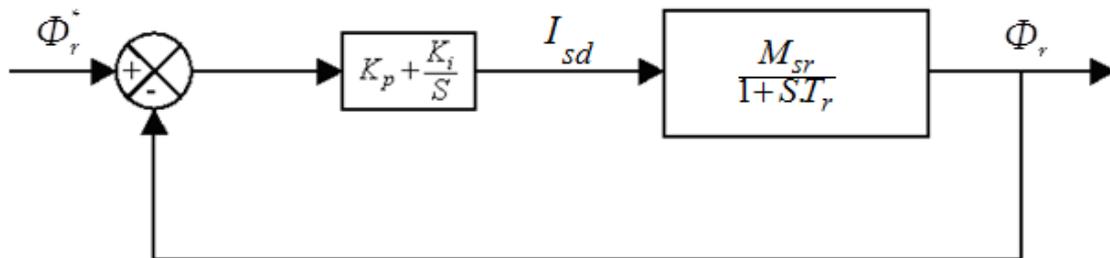


Fig.4.6: Schéma blocs de réglage de flux.

Appliquant la méthode de compensation pour le calcul des régulateurs, on peut démontrer aisément que les paramètres de ce correcteur sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_r}{M_{sr} \tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{T_r} \end{cases} \quad (4.16)$$

Avec $\tau_{bo} = T_r$ et $\tau_{bf} = \frac{\tau_{bf}}{n}$

4.4.5. Résultats expérimentaux :

Dans le but de valider par expérimentation l'algorithme de la commande vectorielle directe, nous avons mis au point un banc d'essais comprenant une machine asynchrone à cage d'écureuil accouplée à une machine synchrone fonctionnant en génératrice qui sert de charge en produisant un couple résistant. La figure (4.8) présente un essai expérimental effectué à l'aide du régulateur de vitesse IP

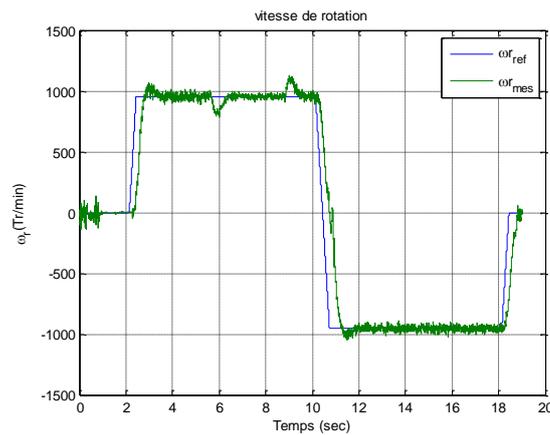


Fig. 4.8 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par IP

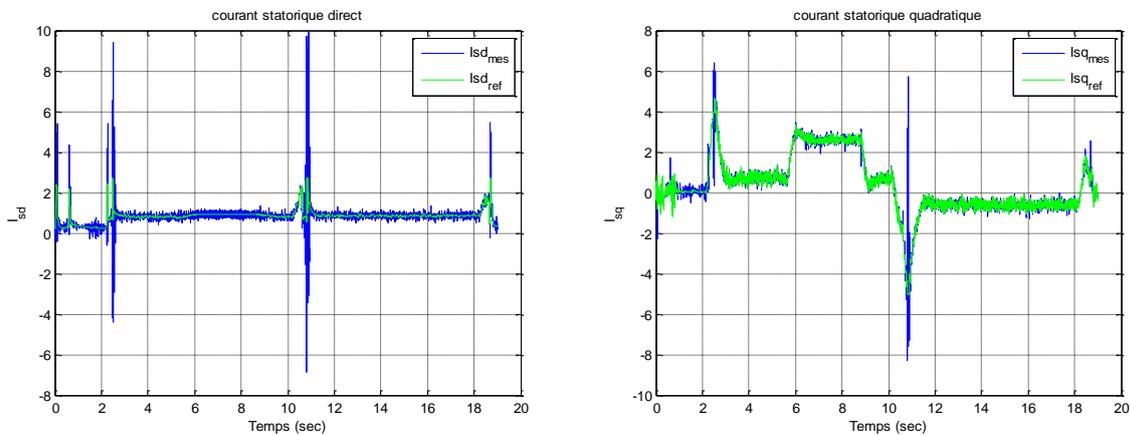


Fig. 4.9 – résultat expérimental des courants i_{sd} et i_{sq} par PI

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique, en outre dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire puis la vitesse retrouve sa référence, ce qui montre l'efficacité de ce régulateur.

Les courants statoriques direct et quadratique suivent leur référence avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI (figure (4.9)). La figure (4.10) montre les allures des flux rotoriques direct et quadratique.

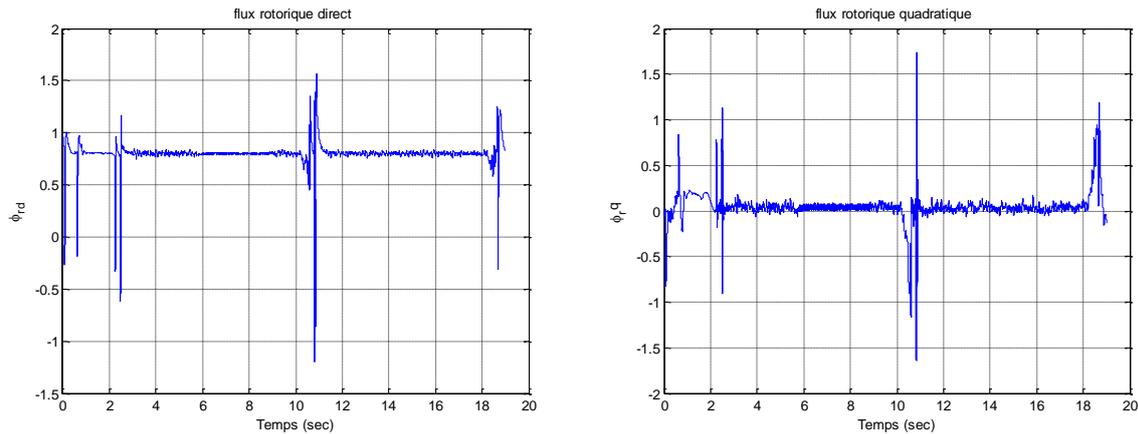


Fig. 4.10 – résultat expérimental des flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} par PI

À la vue de ces deux courbes, on remarque que le flux quadratique est nul et le flux direct est constant ce qui confirme que le découplage est très bien réalisé. Rappelons que l'estimation du flux rotorique a été faite via un observateur adaptatif.

4.5. Commande Backstepping

La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre aux problèmes des systèmes dont la dimension du vecteur d'états est d'ordre élevé. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour ce type de systèmes. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le Backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état.

4.5.1. Application du Backstepping à la MAS :

Dans le cas de la machine à induction, la commande Backstepping est développée en s'appuyant sur le modèle établi précédemment (équation 3.3). Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci permet d'avoir une structure

cascade adaptée au concept de la commande Backstepping, il suffit maintenant de trouver des fonctions de Lyapunov qui correspondent à chaque régulateur de cette structure (figure (3.2))

Etape 1 :

4.5.1.1. Contrôle du flux et de la vitesse :

Dans cette première étape, nous définissons les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre le module du flux rotorique ϕ_d et celui de référence (ϕ_{dref}) ainsi que l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence. ω_{ref}

$$\begin{cases} e_1 = \phi_{dref} - \phi_d \\ e_2 = \omega_{ref} - \omega_r \end{cases} \quad (4.17)$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\phi}_{dref} - \frac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{L_r}{L_r} \dot{\phi}_d \\ \dot{e}_2 = \dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_{rd} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} T_r \end{cases} \quad (4.18)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par [BEL 07]:

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (4.19)$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (4.20)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 \left(\dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_d i_{sq} + \frac{F}{J} \omega + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 \left(\dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r} (\phi_d - M_{sr} i_{sd}) \right)$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative, commande pour ce premier sous système est donnée par :

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{T_r}{Msr} \left(\frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \dot{\phi}_{rd} + k_1 e_1 \right) \\ i_{sq}^* = \frac{JL_r}{p^2 Msr \phi_{rd}} \left(\frac{f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_r^* + \frac{p}{J} C_r + k_2 e_2 \right) \end{cases} \quad (4.21)$$

k_1 et k_2 sont des constantes positives.

Avec cette structure de commande calculée on assure que le premier sous système soit asymptotiquement stable.

Etape2 :
4.5.1.2. Contrôle des courants :

Dans cette deuxième étape, nous définissons deux nouvelles erreurs e_d et e_q qui représentent les erreurs sur les composantes du courant statorique, puis nous calculons la loi de commande pour le deuxième sous système pour assurer la convergence asymptotique vers les deux références.

Donc :

$$\begin{cases} e_d = i_{sdref} - i_{sd} \\ e_q = i_{sqref} - i_{sq} \end{cases} \quad (4.22)$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_d = \dot{i}_{sdref} - L_s \sigma (\dot{i}_{sdref} + (\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}) \dot{i}_{sd} - \omega_s i_{sq} - (\frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma}) \dot{\phi}_d - \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds}) \\ \dot{e}_q = \dot{i}_{sqref} + (\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}) \dot{i}_{sq} - \omega_s \dot{i}_{sd} - (\frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma}) \omega_r \dot{\phi}_d - \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \end{cases} \quad (4.23)$$

De même on a la deuxième fonction de Lyapunov qui est donnée par [BEL 07] :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_d^2 + e_q^2) \quad (4.24)$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (4.25)$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative, commande pour ce premier sous système est donnée par :

$$V_{sdref} = L_s \sigma (\dot{i}_{sdref} + (\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}) \dot{i}_{sd} - \omega_s i_{sq} - (\frac{1-\sigma}{T_r M_{sr} \sigma}) \dot{\phi}_d + k_3 e_d) \quad (4.26)$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s (\dot{i}_{sqref} + (\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}) \dot{i}_{sq} + \omega_s \dot{i}_{sd} - (\frac{1-\sigma}{M_{sr} \sigma}) \omega_r \dot{\phi}_d + k_4 e_q) \quad (4.27)$$

4.5.2. Résultats expérimentaux :

Dans un essai expérimental d'une commande vectorielle indirecte, la commande Backstepping a été testée à vide et en charge. Les résultats obtenus sont illustrés dans les allures suivantes :

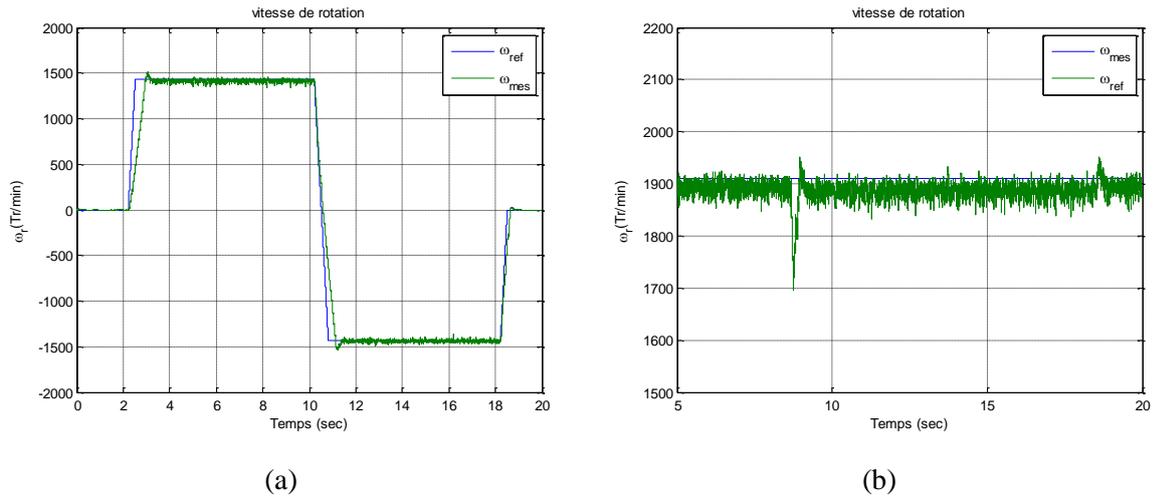


Fig. 4.11 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par backstepping : (a) à vide , (b) :en charge

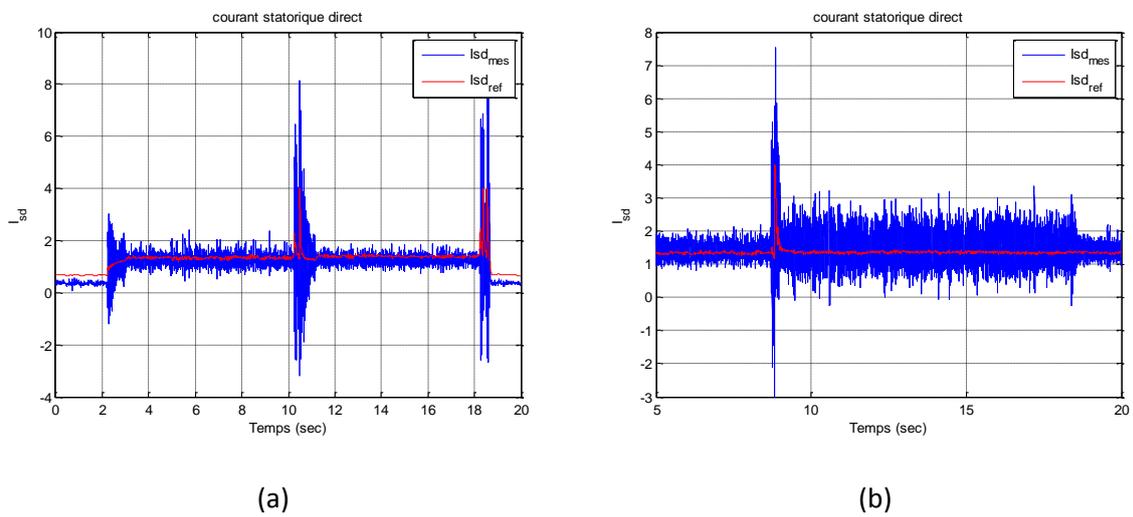


Fig. 4.12 – résultat expérimental du courant i_{ds} par backstepping : (a) à vide ,(b) :en charge

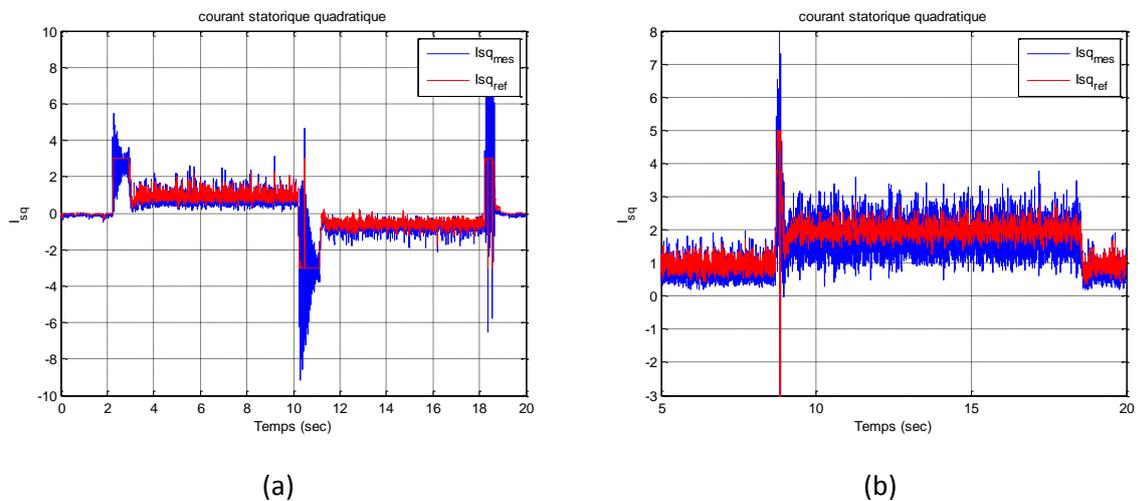


Fig. 4.13 – résultat expérimental du courant i_{qs} par backstepping : (a) à vide ,(b) :en charge

Les figures (4.11.a), (4.12.a) et (4.13.a) montrent respectivement le comportement de la vitesse et les courants statoriques à vide. On constate qu'un meilleur contrôle est réalisé avec une très bonne dynamique grâce à l'action des régulateurs. L'essai présenté dans les figures (4.11.b), (4.12.b) et (4.13.b) montre la réponse du système lorsqu'on applique un échelon de couple résistant, alors que la vitesse est régulée à 200 rad/sec.

Dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire de l'ordre de 0.5 seconde puis la vitesse retrouve sa référence. On constate qu'une bonne poursuite est obtenue dans les allures des courants statoriques.

4.6. Commande robuste par mode glissant :

La commande mode glissant a connu un intérêt croissant ces dernières années, car elle permet d'associer des bonnes performances (robustesse, précision, rapidité ...) et la réalisation relativement simple. Ces performances sont obtenues au prix d'une très forte activité de commande qui peut se traduire par de très fortes oscillations appelées « Chattering ». La conception d'une loi de commande par mode glissant comporte deux étapes principales. La première consiste à déterminer une surface S telle que le régime glissant ait les propriétés désirées ; la deuxième, à respecter certaines conditions de convergence ; on doit chercher à construire une loi de commande discontinue de façon à rendre la surface invariante (au moins localement) et attractive [UTK 99].

4.6.1 Application de la commande par mode glissant à la MAS :

Dans cette partie, on présente une commande par mode glissant de la machine asynchrone en nous basant sur la structure cascade développée après l'orientation du flux rotorique (figure 3.2). Cette loi de commande a été synthétisée à l'aide des surfaces suivantes [MAH 99] :

$$\begin{aligned}
 S(\omega) &= \omega_{rref} - \omega_r \\
 S(\phi_d) &= \phi_{ref} - \phi_d \\
 S(i_{sd}) &= i_{sdref} - i_{sd} \\
 S(i_{sq}) &= i_{sqref} - i_{sq}
 \end{aligned}
 \tag{4.28}$$

4.6.1.1. Régulateur du flux :

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{S} = 0$ ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante :

$$\dot{S}(\phi_d) = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_d = \dot{\phi}_{ref} + \frac{1}{T_r}(\phi_d - M_{sr}i_{sd}) \quad (4.29)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_d) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\phi_d) = 0$$

$$i_{sdeq} = \frac{1}{M_{sr}}(T_r \dot{\phi}_{ref} + \phi_d) \quad (4.30)$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(\phi_d) \dot{S}(\phi_d) \leq 0 \quad (4.31)$$

Alors nous obtiendrons :

$$i_{sdn} = K_f \text{sign}(S(\phi_d)) \quad (4.32)$$

$$i_{sdref} = i_{sdeq} + i_{sdn} \quad (4.33)$$

4.6.1.2. Régulateur de vitesse :

De même façon, la synthèse de la commande de la vitesse est, comme suit

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (4.34)$$

$$\dot{\omega}_{ref} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} = 0$$

$$i_{sqeq} = \frac{L_r}{pM_{sr}\phi_d} (J\dot{\omega}_{ref} + C_r + F\omega) \quad (4.35)$$

La commande qui assure l'attractivité est :

$$i_{sqn} = K_\omega \text{sign}(S(\omega)) \quad (4.36)$$

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn}$$

4.6.1.3 Commande de la composante directe du courant statorique :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} \quad (4.37)$$

$$\dot{i}_{sdref} + R_{sm} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} = 0$$

Donc :

$$V_{sd\ eq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sd\ ref} + R_{sm} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{T_r L_r} \phi_d \right) \quad (4.38)$$

$$R_{sm} = R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right)$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sd} est :

$$V_{sd\ n} = K_d \text{sign}(S(i_{sd})) \quad (4.39)$$

$$V_{sd\ ref} = V_{sd\ eq} + V_{sd\ n} \quad (4.40)$$

4.6.1.4 Commande de la composante en quadratique du courant statorique :

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q [MAH 99]

$$\dot{S}(i_{sq}) = i_{sq\ ref} - i_{sq} \quad (4.41)$$

$$\dot{i}_{sq\ ref} + R_{sm} i_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} = 0 \quad (4.42)$$

$$V_{sq\ eq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sq\ ref} + R_{sm} i_{sq} + \omega_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \phi_d \right) \quad (3.43)$$

La forme la plus simple que peut prendre V_{sq} est.

$$V_{sq\ n} = K_q \text{sign}(S(i_{sq})) \quad (4.44)$$

$$V_{sq\ ref} = V_{sq\ eq} + V_{sq\ n} \quad (4.45)$$

Remarque : dans le but de réduire les oscillations dues au phénomène de chattering, on remplace la fonction *sign* par une fonction dite adoucie *sat* telle que [SHY 96]:

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} +1 & \text{if } S > \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{if } -\varepsilon < S < \varepsilon \\ -1 & \text{if } S < -\varepsilon \end{cases} \quad (4.46)$$

Où ε est un constant positif représentant la limite fixée pour la surface de commutation

4.6.2. Résultats expérimentaux :

Dans le même banc d'essai expérimental, on a testé une commande vectorielle indirecte avec des correcteurs à mode glissant. Les résultats obtenus sont présentés dans les courbes suivantes :

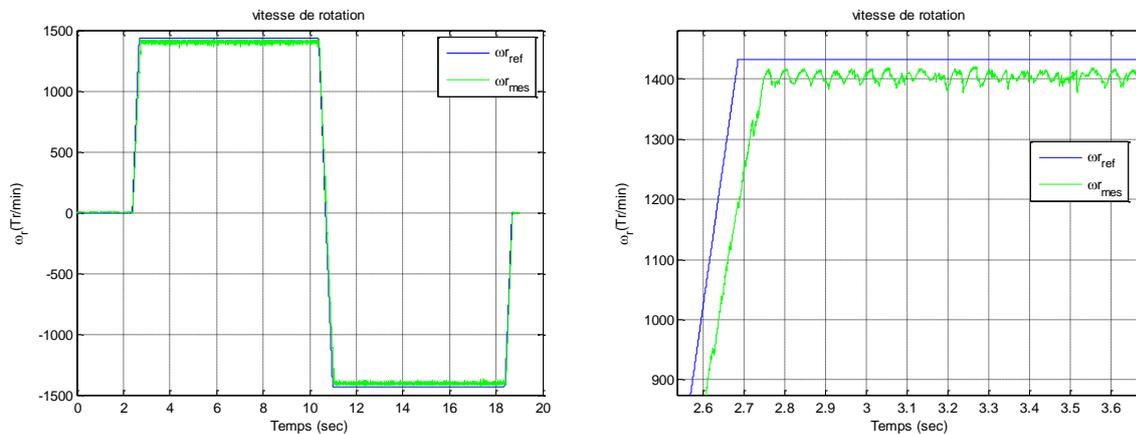


Fig. 4.14 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par mode glissant

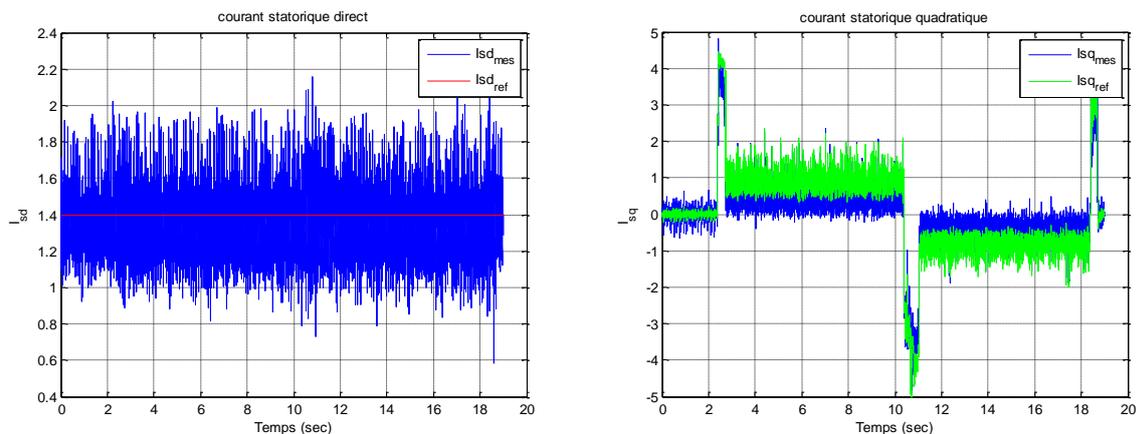


Fig. 3.15– résultat expérimental des courants i_{sd} et i_{sq} par mode glissant

La figure (4.14) illustre la poursuite de la vitesse pour un régulateur à mode glissant, on constate que la dynamique est bonne, néanmoins les performances n'ont pas été satisfaisantes. Cela peut être constaté sur le zoom de la figure (4.14), où une erreur statique de l'ordre de 5% à vide est apparue. En outre le broutement est important au niveau des courants statoriques quadratique et direct (figure (4.15)) bien que leur contrôle soit bien assuré. Pour cela nous avons développé une nouvelle loi de commande de vitesse à mode glissant afin d'améliorer les performances du réglage.

4.6.3 Amélioration du réglage de vitesse :

En effet, l'idée pour améliorer l'algorithme précédent consiste à modifier la surface de glissement en ajoutant une action intégrale pour le régulateur de vitesse comme cela a été fait dans [SHY 96] [ZHI 98]. Cette loi de commande a été synthétisée à l'aide de la surface suivante :

$$S(\omega) = l[e_\omega + (kg - m) \int e_\omega d\tau] \quad \text{avec } m = -\frac{f}{J} \quad g = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{JL_R} \phi_r \quad (4.47)$$

l : un gain positif choisi de telle sorte que $(kg - m)$ soit positif.

$$\text{Avec : } e_\omega = \omega_r^* - \omega_r \quad (4.48)$$

La sortie de ce régulateur i_{qs} de référence est de la forme suivante :

$$i_{sq}^* = ke_\omega + \lambda \text{sat}\left(\frac{S_\omega}{\varepsilon}\right) - \frac{m}{g} \omega_r^* \quad (4.49)$$

λ : Gain positif

4.6.4 Résultat expérimentaux :

Cette loi de commande a été aussi implémentée sur le banc d'essai expérimental. La figure (4.16) présente le comportement de la vitesse suite à des variations et l'application d'un couple de charge. On remarque que la vitesse mesurée suit parfaitement sa référence avec une très bonne dynamique et erreur statique nulle, en plus dès l'application d'un couple de charge la vitesse trouve sa référence très rapidement. La modification proposée a permis d'obtenir un excellent contrôle de la vitesse. Pour les courants statoriques, on constate dans la figure (4.17) que les broutements dans le courant quadratique ont diminué par rapport au résultat de l'algorithme précédent. Le control du courant statorique direct n'a pas changé parce que il ne dépend pas directement du réglage de vitesse bien que son contrôle soit très bien assuré.

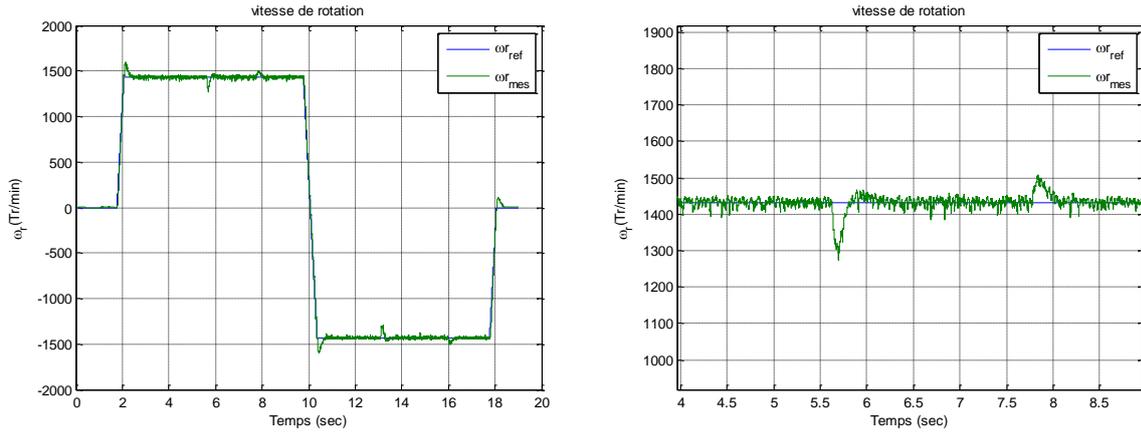


Fig. 4.16 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par mode glissant

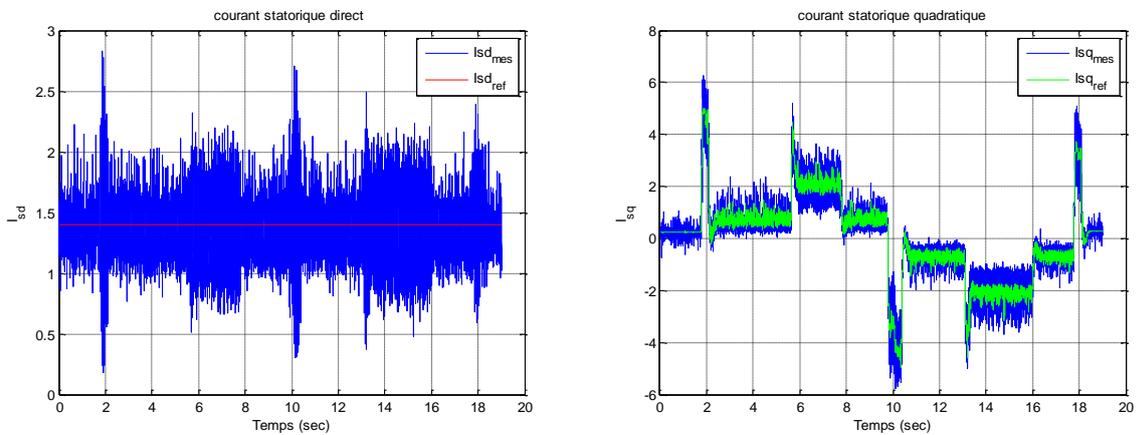


Fig. 3.17– résultat expérimental des courants i_{sd} et i_{sq} par mode glissant

A partir de ces résultats, on peut conclure que le contrôle de la vitesse à mode glissant a été nettement amélioré par rapport à l’algorithme précédent.

4.7. Comparaison entre les trois commandes

De façon générale, on peut dire que les résultats obtenus pour la commande de la vitesse et les courants statoriques pour toutes les commandes sont très satisfaisantes, mis à part le problème de broutement pour la commande mode glissant.

Enfin après avoir présenté les essais expérimentaux pour les différentes techniques de commandes, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans un tableau (4.1), où le signe ‘+’ correspond à un meilleur comportement par rapport aux critères indiqués et un signe ‘_’ indique un comportement peu satisfaisant.

	Lois de commande		
	PI	Backstepping	mode glissant
Temps de réponse	+	++	+++
Découplage	++	++	++
Facilite de réglage	+	--	--
Couple de charge	+	++	++

Tableau 4.1 : Tableau comparatif des lois de commande

3.8 Conclusion

La commande vectorielle basée sur le principe de l'orientation de flux rotorique de la machine à induction a fait l'objet de ce chapitre, ou trois algorithmes de commande ont été développés : commande classique à base de PI, commande backstepping et commande mode glissant. Les résultats présentés par expérimentation permettent de mettre en évidence les capacités de poursuite de vitesse et de courants des algorithmes pour différents régimes : basse vitesse, haute vitesse, avec ou sans couple de charge. Notons que pour l'algorithme de mode glissant on a proposé une modification de la surface de glissement afin d'obtenir une excellente poursuite de vitesse.

Chapitre 5:

Commande sans capteur de
vitesse de la machine
asynchrone

5.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on s'intéresse au problème de la synthèse des observateurs pour la machine asynchrone. En effet, la majeure partie des lois commande que ce genre de machine nécessite une connaissance des états non mesurable (flux). En outre le développement de la commande sans capteur de vitesse du moteur asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux ces dernières années. L'élimination de tel capteur réduit le coût du variateur et sa maintenance. Ainsi la commande sans capteur est désormais opérationnelle dans le domaine de la moyenne et haute vitesse, même si des problèmes subsistent pour la commande sans capteur à basse vitesse.

Dans une première partie, nous présentons deux méthodes différentes qui permettent l'observation de la vitesse et le flux de la machine, à savoir un observateur Luenberger adaptatif et un observateur adaptatif basé sur la théorie de mode glissant. Notons que les deux observateurs utilisent la technique du MRAS (model reference adaptive system) pour l'estimation de la vitesse. Ensuite, une étude comparative entre les deux observateurs est considérée.

5.2 Observateur Luenberger adaptatif [KUB 93]:

Dans cette partie nous essayerons de développer une méthode pour l'estimation de la vitesse, sans avoir recours à l'équation mécanique. Pour cela, nous allons travailler avec un modèle de la machine asynchrone dont les variables d'états sont les deux courants statoriques et les deux flux rotoriques. Le modèle de la Mas dans un référentiel lié au stator devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_1 & \delta(I_1/T_r - \omega_r J_1) \\ (L_m/T_r)I_1 & -(I_1/T_r - \omega_r J_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s)I_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5.1)$$

Ou sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (5.2)$$

$$\text{Avec : } \delta = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, \quad I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } J_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad \text{et} \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$$

L'avantage de cette modélisation est que la matrice A dépend seulement de la vitesse de rotation

L'observateur est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A} \cdot \hat{x} + B \cdot u + G(C \cdot x - C \cdot \hat{x}) \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\gamma I_1 & \delta(I_1/T_r - \hat{\omega}_r J_1) \\ (L_m/T_r)I_1 & -(I_1/T_r - \hat{\omega}_r J_1) \end{bmatrix}$$

G : le gain d'observation.

5.2.1 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse :

Il est basé sur le Système Adaptatif avec Modèle de Référence MRAS. L'estimation de la vitesse seule est applicable ici pour l'observation du flux. Cette méthode consiste à adapter le fonctionnement d'un système ajustable à celui d'un modèle de référence (figure (5.1)).

L'organe d'adaptation retouche les paramètres du système ajustable (observateur) pour obtenir le flux rotorique ϕ_{rest} ainsi que la vitesse ω_{rest} en minimisant l'erreur d'estimation des courants statoriques.

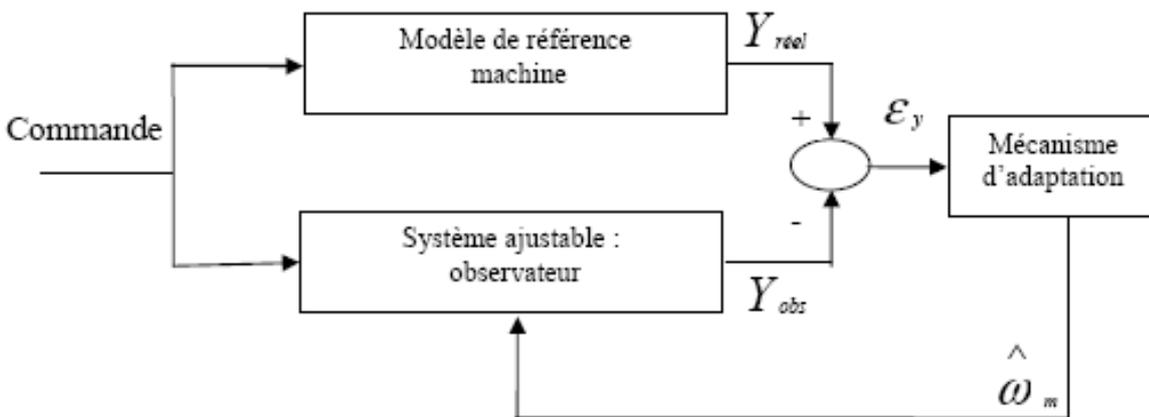


Fig 5.1 : Principe d'un système adaptatif

Cette méthode a été développée par Schauder [SCH 92] sous le nom de MRAS (Model

Référence adaptative System). Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone. Il propose une comparaison des flux calculés respectivement à partir des équations statoriques et des équations rotoriques. L'idée de base est de trouver le paramètre de vitesse du modèle adaptable qui donne deux estimations du flux identiques. On peut montrer que cette valeur ne peut être que celle de la vitesse réelle, car il y a unicité de la solution. Le bon fonctionnement de ce système est assuré par le choix judicieux du mécanisme d'adaptation qui garantit la convergence du modèle adaptable vers le modèle de référence

Pour concevoir cet observateur on utilise une fonction de Lyapunov appropriée. On définit l'erreur d'estimation

$e = x - \hat{x}$ est la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt}e = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (5.4)$$

Avec :

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \hat{\omega} J_1 \delta \\ 0 & \Delta \hat{\omega} J_1 \end{bmatrix}$$

Maintenant on définit la fonction de Lyapunov candidate suivante [KUB 93] :

$$V = e^T e + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (5.5)$$

La dérivée de cette fonction devient:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V = e^T \left\{ (A + GC)^T + (A + GC) \right\} e - 2\Delta \omega_r \delta (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \\ + 2\Delta \omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \lambda \end{aligned} \quad (5.6)$$

Où : λ est une constante positive, $e_{ids} = i_{sd} - \hat{i}_{sd}$ et $e_{iqs} = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$.

De l'équation (5.6) on peut trouver un schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse en faisant une égalité entre le deuxième et le troisième terme de l'équation (5.6) :

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \delta\lambda (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (5.7)$$

Si le gain d'observation G est choisi de telle façon à ce que l'équation (5.7) soit une fonction semi définie négative, l'observateur sera stable.

De l'équation (5.7) on peut écrire :

$$\hat{\omega}_r = K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (5.8)$$

Avec $K_i = \delta\lambda$.

Pour améliorer l'estimation de la vitesse on ajoute une action proportionnelle à l'équation (5.8), la vitesse estimée devient égale à [VAS 98] [KUB 93] :

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) + K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (5.9)$$

Le choix des paramètres K_i, K_p est arbitraire [KUB 93]

5.2.2 Calcul du gain d'observation :

Pour assurer une bonne estimation de la vitesse rotorique , on doit choisir le gain d'observation G de telle sorte que $(A-GC)$ est asymptotiquement stable ,i.e. :les valeurs propres de $(A-GC)$ sont de partie réelle négative .

Pour assurer la stabilité à n'importe quelle vitesse, les pôles de l'observateur doivent être proportionnels aux pôles de la machine asynchrone [VAS 98] [KUB 93] (k le facteur de proportionnalité qui est supérieur ou égal à 1). La matrice G est définie comme :

$$G = - \begin{bmatrix} g_1 I_1 + g_2 J_2 \\ g_3 I_1 + g_4 J_2 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Par analogie aux pôles de la machine asynchrone, on peut déduire les éléments de la matrice G qui sont donnés par :

$$\begin{cases} g_1 = -(k-1)\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_2 = (k-1)\hat{\omega} \\ g_3 = -\frac{(k^2-1)}{\delta} + \left[\gamma - \frac{\delta M_{sr}}{T_r}\right] + \frac{(k-1)}{\delta}\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_4 = -\frac{(k-1)}{\delta}\hat{\omega} \end{cases} \quad (5.11)$$

On constate bien que les éléments de G dépendent de la vitesse estimée.

5.2.3. Résultats expérimentaux:

L'observateur Luenberger adaptatif a été testé sous notre banc essai expérimental avec l'algorithme de la commande vectorielle direct (FOC).

Pour appliquer la commande vectorielle sans capteur, nous devons apporter quelques modifications au schéma précédent. Nous remplaçons la vitesse mesurée via l'encodeur incrémental par une vitesse estimée à travers des observateurs que nous avons développés précédemment. Ainsi, la vitesse estimée est utilisée comme entrée du régulateur de vitesse

On garde les mêmes régulateurs (régulateurs des courants et de la vitesse) développés dans la commande vectorielle avec capteur de vitesse où on a pris un correcteur PI pour les courants et un correcteur IP pour la vitesse.

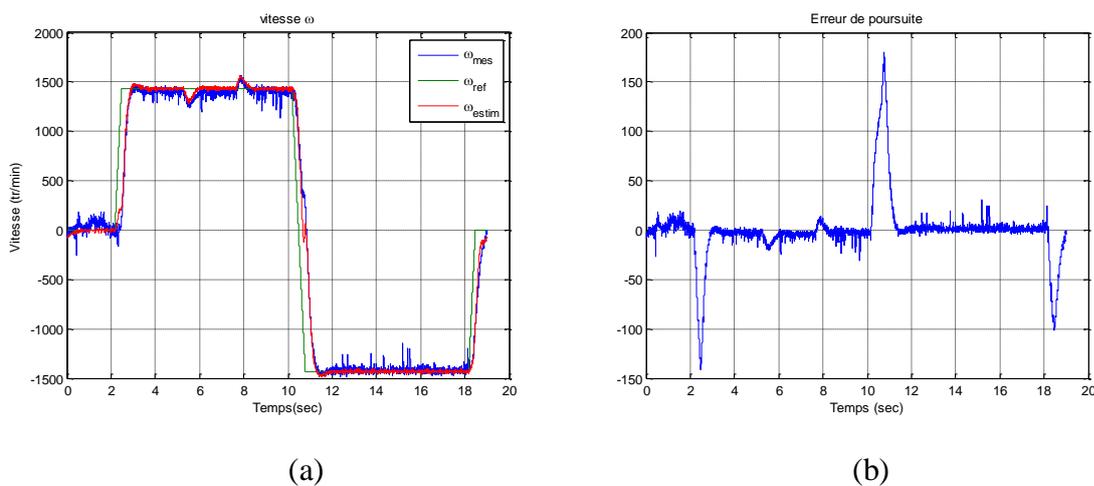


Fig. 5.2 – résultat expérimental de la vitesse : (a) variation de vitesse, (b) erreur d'estimation

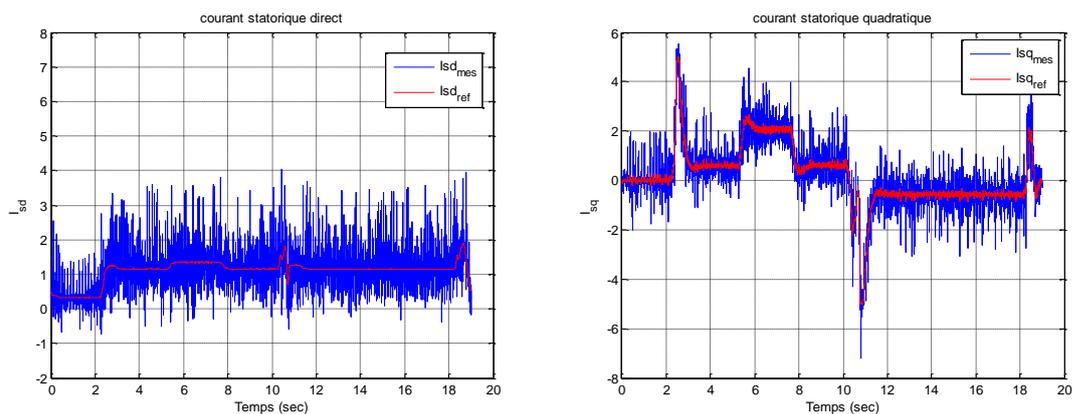


Fig. 5.3 – résultat expérimental des courants i_{sd} et i_{sq}

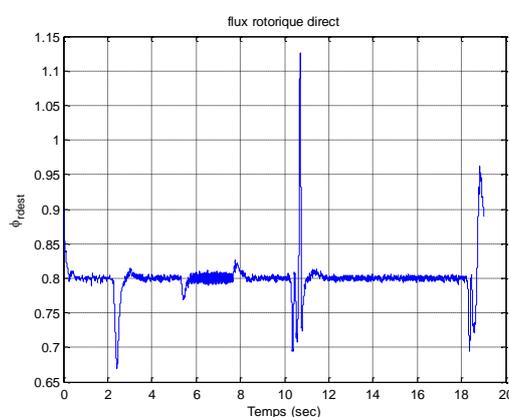


Fig. 5.4 – résultat expérimental des flux ϕ_{rd}

La figure (5.2.a) montre la poursuite de la vitesse pour la commande vectorielle avec l’observateur Luenberger adaptatif. Cette poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes malgré l’application d’un couple de charge grâce au régulateur de vitesse. L’erreur d’estimation de vitesse est illustrée dans la figure (5.2.b), on constate une bonne estimation de vitesse par l’observateur pour haute vitesse, en revanche à basse vitesse l’estimation de vitesse est dégradée. La figure (5.3) présente les courants statoriques direct et quadratique. On note qu’un bon contrôle est réalisé par la commande vectorielle avec l’observateur. La figure (5.4) montre le contrôle de la norme du flux estimé par l’observateur, on remarque qu’un meilleur contrôle a été obtenu grâce à l’action de régulateur de flux développé dans l’algorithme de la commande vectorielle.

5.3 Observateur adaptatif à mode glissant :

Dans le chapitre trois, on a présenté le principe pour synthétiser un observateur à mode glissant et son application à la machine asynchrone dont les sorties sont les courants statoriques et la vitesse. Dans cette section, on va procéder de la même manière sans mesurer

la vitesse, c.à.d. les courants seulement. En outre la vitesse sera estimée via un système adaptatif basé sur la technique MRAS.

5.3.1. Observateur par mode glissant adaptatif du flux rotorique :

L'observateur par mode glissant a été proposé pour l'observation du flux rotorique et du courant statorique. Les équations de l'observateur sont données les expressions suivantes [BEN 99] [TUR 00]:

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A} \hat{x} + B u + K_1 \text{sign}(i_s - \hat{i}_s) \quad (5.12)$$

$$\text{Ou } K_1 = \begin{bmatrix} K_{11} \\ LK_{11} \end{bmatrix} \quad K_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}$$

On définit l'erreur d'estimation $e = x - \hat{x}$ et la dérivée de l'erreur est égale :

$$\frac{d}{dt} e = A e + \Delta A \hat{x} + K_1 \text{sign}(i_s - \hat{i}_s) \quad (5.13)$$

On pose :

$$e = x - \hat{x} = [e_i \quad e_\phi]^T$$

$$e_i = i_s - \hat{i}_s$$

$$e_\phi = \phi_r - \hat{\phi}_r$$

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \hat{\omega} J_1 \delta \\ 0 & \Delta \hat{\omega} J_1 \end{bmatrix}$$

Si le mode de glissement est atteint (i.e., le gain est assez grand), on peut supposer que :

$$e_i = \frac{d}{dt} e_i = 0 \quad (5.14)$$

Donc, à partir de (5.13) on obtient :

$$0 = A_{12} e_\phi + \Delta A_{11} \hat{i}_s + \Delta A_{12} \hat{\phi}_r - z \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt}e_\phi = A_{22}e_\phi + \Delta A_{21}\hat{i}_s + \Delta A_{22}\hat{\phi}_r - Lz \quad (5.16)$$

Ou $z = -K_{11}sign(i_s - \hat{i}_s)$

De l'équation (5.15) et (5.16), l'erreur du flux rotorique est obtenue comme suit:

$$\frac{d}{dt}e_\phi = (A_{22} + LA_{12})e_\phi + (\Delta A_{21} + L\Delta A_{11})\hat{i}_s + (\Delta A_{22} + L\Delta A_{12})\hat{\phi}_r \quad (5.17)$$

Si la vitesse est un paramètre connu et pas d'autres variations de paramètres sont pris en considération, on obtient à partir de (5.17) :

$$\frac{d}{dt}e_\phi = (A_{22} + LA_{12})e_\phi \quad (5.18)$$

5.3.2. Estimation adaptative de la vitesse [LI 05] [TUR 00]:

Afin de concevoir le mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse, On définit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = e_\phi^T e_\phi + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (5.19)$$

Avec :

λ : est une constante positive.

De la même manière, comme l'observateur luenberger adaptatif, on peut aisément prouver que :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \gamma\lambda(k_1sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\alpha} - k_2sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\beta}) \quad (5.20)$$

L'équation de la vitesse devient :

$$\begin{aligned} \omega_r &= K_p(k_1sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\alpha} - k_2sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\beta}) + \\ &K_I \int (k_1sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\alpha} - k_2sign(i_s - \hat{i}_s)\phi_{r\beta}) \end{aligned} \quad (5.21)$$

L'observateur est asymptotiquement stable d'après le théorème de Lyapunov [LI 05]

5.3.3. Résultats expérimentaux

L'observateur mode glissant adaptatif a été testé sous notre banc essai expérimental avec l'algorithme de la commande vectorielle direct (FOC). Notons que les mêmes conditions que celles de l'observateur Luenberger adaptatif ont été retenues.

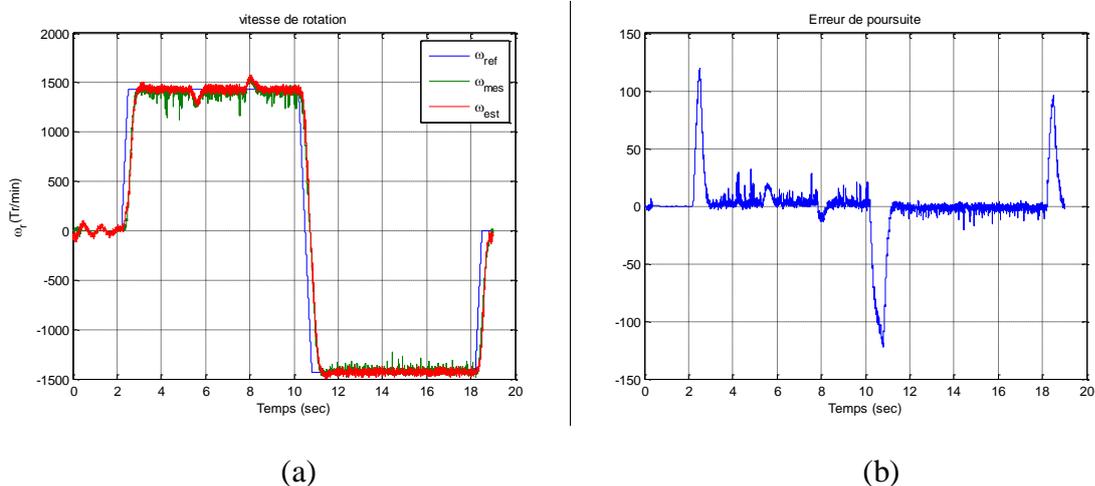


Fig. 5.5 – résultat expérimental de la vitesse : (a) variation de vitesse, (b) erreur d'estimation

La figure (5.5.a) présente la poursuite de la vitesse pour la commande vectorielle avec l'observateur mode glissant adaptatif. On constate que la vitesse mesurée et la vitesse estimée suivent parfaitement leurs références. Dès l'application d'un couple de charge les vitesses mesurée et estimée retrouvent leurs valeurs grâce au régulateur de vitesse

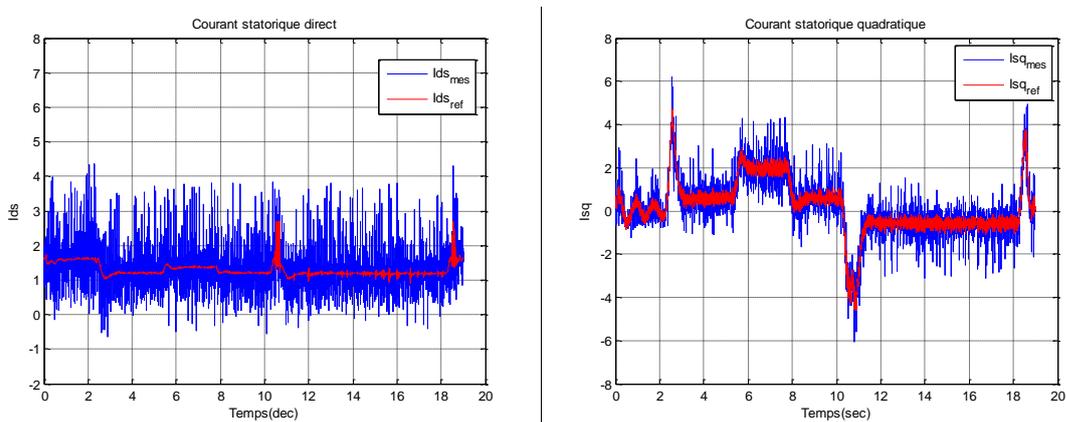


Fig. 5.6– résultat expérimental des courants i_{sd} et i_{sq}

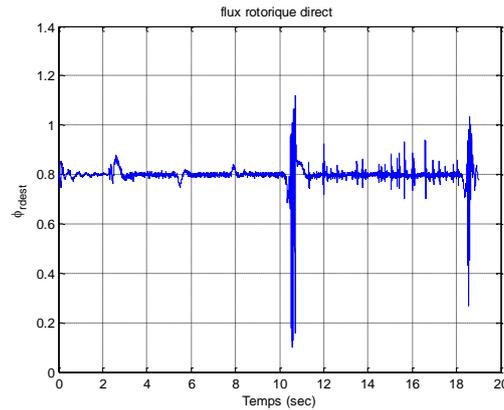


Fig. 5.7 – résultat expérimental des flux ϕ_{rd}

L'erreur d'estimation commise sur la vitesse est présentée dans la figure (5.5.b), on constate une très bonne estimation de vitesse par l'observateur sur toute la plage de vitesse (hausse et basse vitesse). En outre les courants statoriques direct et quadratique réalisent un bon contrôle avec l'observateur mode glissant grâce à l'action des régulateurs (figure (5.6)). La figure (5.7) montre le contrôle de la norme du flux estimé par l'observateur, la poursuite est obtenue avec une performance satisfaisante.

5.4 Comparaison expérimentale d'observateurs à basse vitesse :

Dans cette partie, on s'intéresse à comparer les observateurs adaptatifs à mode glissant et Luenbeger, que nous référencerons par la suite sous ASMO et ALO, en boucle fermée avec une commande vectorielle directe. D'après les résultats présentés précédemment pour les deux observateurs, on peut conclure qu'en haute vitesse les observateurs donnent des résultats semblables pour la poursuite des courants, la vitesse et le flux. En revanche en basse vitesse on a constaté une différence importante qui va être développée dans les figures ci-dessous.

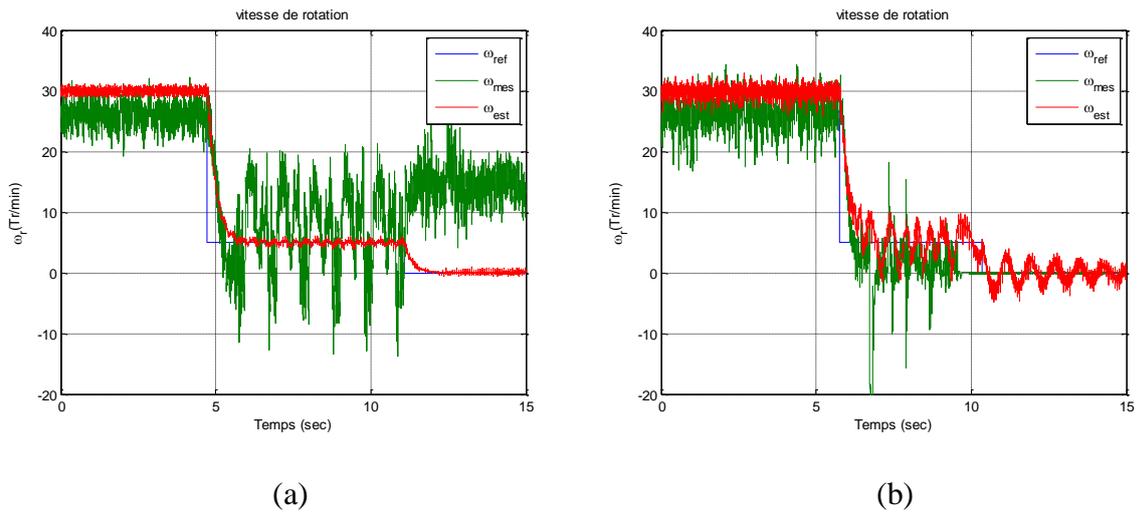


Fig. 5.8 – résultat expérimental de la vitesse : (a)ALO ,(b) ASMO

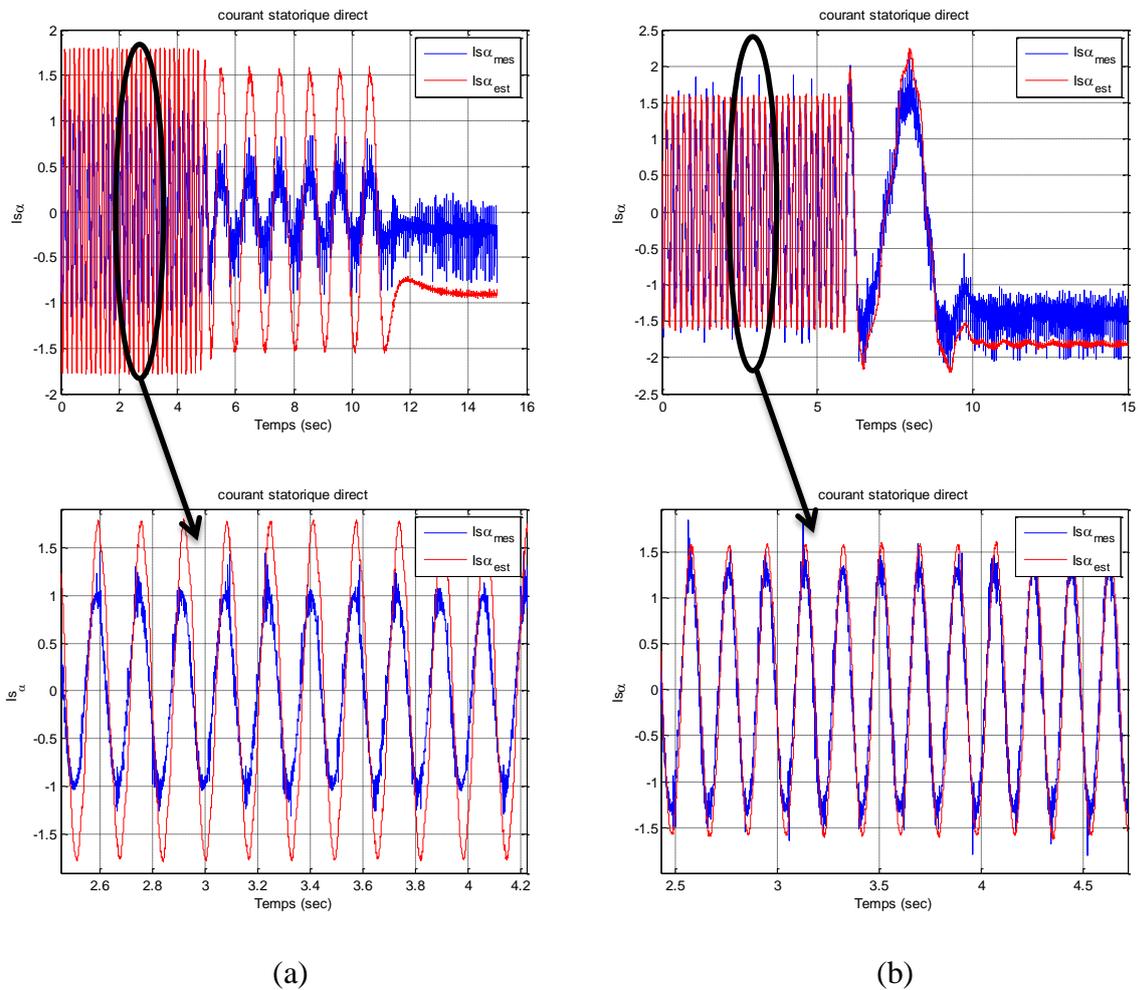


Fig.5.9– résultat expérimental des courants $i_{s\alpha}$: (a)ALO ,(b) ASMO

Les figures (5.8.a) et (5.8.b) montrent respectivement la poursuite de la vitesse pour la commande vectorielle avec ALO et ASMO. On remarque qu'à la vitesse de 30rad/sec l'estimation est plus ou moins acceptable pour les deux observateurs. Par contre à la vitesse de 5 rad/sec des fortes oscillations ont été remarquées dans la vitesse pour ALO ce qui signifie que l'estimation est nettement dégradée. En plus à la vitesse 0 rad/sec la poursuite obtenue est non satisfaisante (le moteur ne s'arrête pas). Pour l'observateur ASMO à la vitesse de 5 rad/sec des petites oscillations ont été remarquées mais l'estimation est acceptable. En outre à la vitesse 0rad/sec la poursuite obtenue est très satisfaisante, le moteur s'arrête complètement.

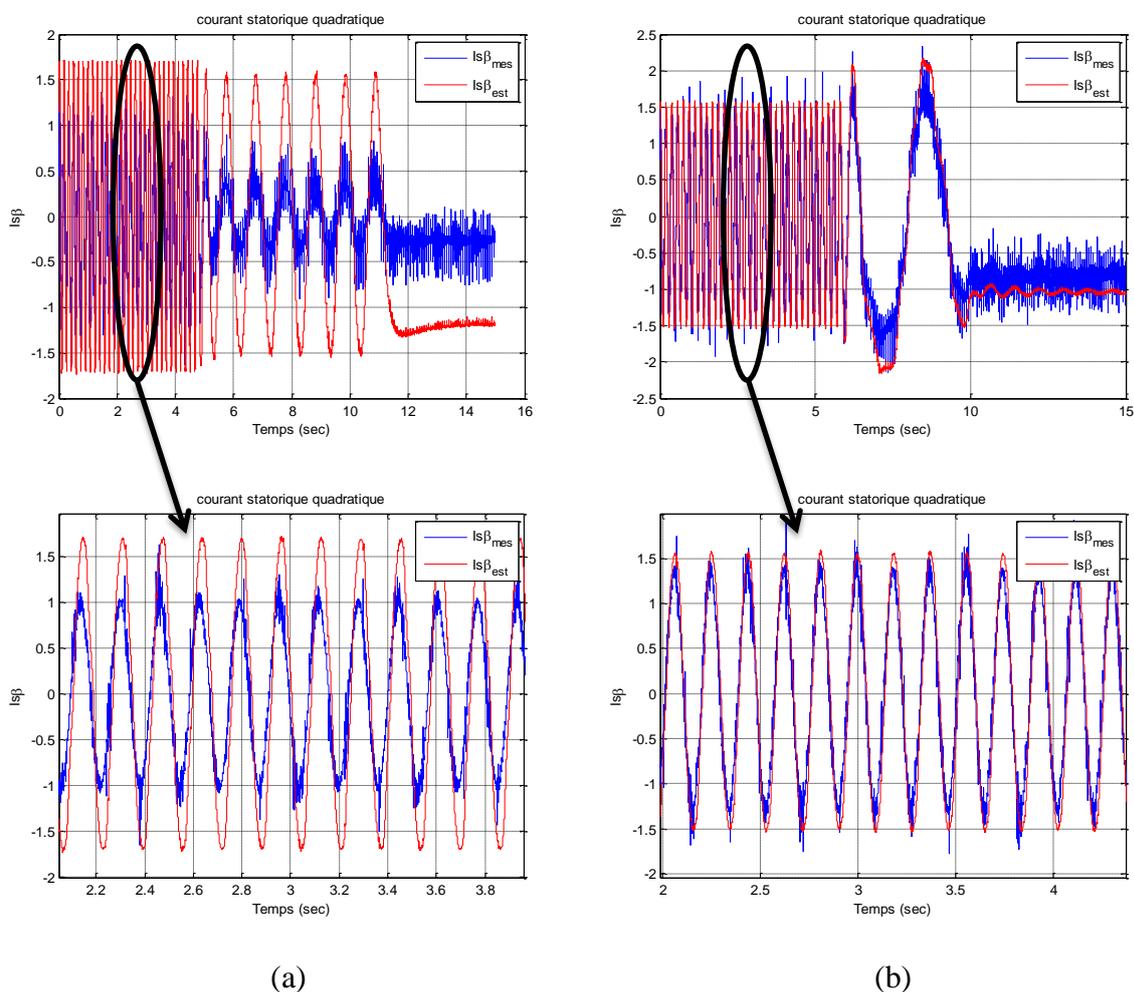


Fig. 5.10– résultat expérimental du courant $i_{s\beta}$: (a)ALO ,(b) ASMO

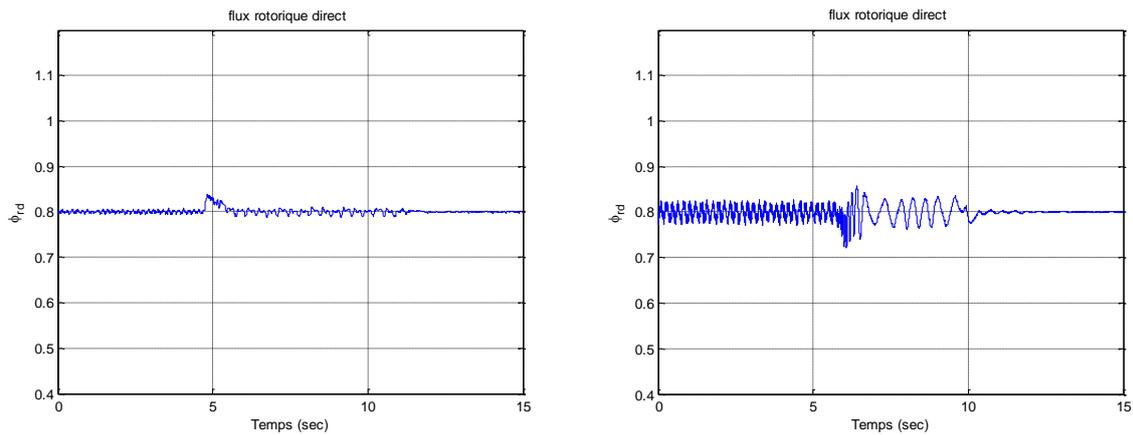


Fig. 5.11– résultat expérimental du flux ϕ_{rd} : (a)ALO ,(b) ASMO

Les figures (5.9) et (5.10) présentent les courants statoriques dans le repère $\alpha\beta$. on constate la très bonne estimation des courants par l’observateur ASMO sur les différentes plages de vitesse (voir zoom), en revanche l’estimation des courants fournie par l’observateur ALO est nettement dégradée. Les figures (5.11.a) et (5.11.b) indiquent la poursuite du flux qui n’a pas été influencée sous les différentes valeurs de vitesse pour les deux observateurs.

Cette comparaison nous mène à recommander l’utilisation de l’observateur adaptatif à mode glissant pour commande vectorielle sans capteur de vitesse à basse vitesse. Cette analyse sera un outil primordial pour le développement d’un algorithme de la commande tolérante aux défauts (FTC) dans le cas d’un défaut de capteur de vitesse.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux observateurs pour l’estimation de flux et la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction. On a choisi des structures qui permettent d’obtenir de bonnes performances dynamiques dans tous les domaines de fonctionnement. La comparaison des performances des deux observateurs a montré qu’ASMO donne des résultats très satisfaisants en basse vitesse par rapport à l’observateur ALO.

Chapitre 6:

Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone

6.1. Introduction :

Ce chapitre est consacré à l'application des algorithmes FTC passives et actives à la machine à induction. Nous présentons en premier lieu une architecture globale d'une commande tolérante aux défauts qui sera détaillée par la suite en deux parties. La FTC passive qui permet de reconfigurer la loi de commande pour un défaut de moteur (statorique ou rotorique) en se basant sur les commandes robustes développées dans le chapitre 4 ainsi que l'observateur mode glissant dédié au diagnostic développé dans le chapitre 3. Ensuite nous proposons un algorithme FTC active pour plusieurs scénarios de défaut de capteurs de courant et/ou de vitesse. Pour un défaut d'un capteur de vitesse nous développons un algorithme spécifique basé sur les observateurs adaptatifs présentés dans le chapitre 5 à savoir l'algorithme de vote. Le schéma global de la FTC proposé est illustré dans la figure (6.1) :

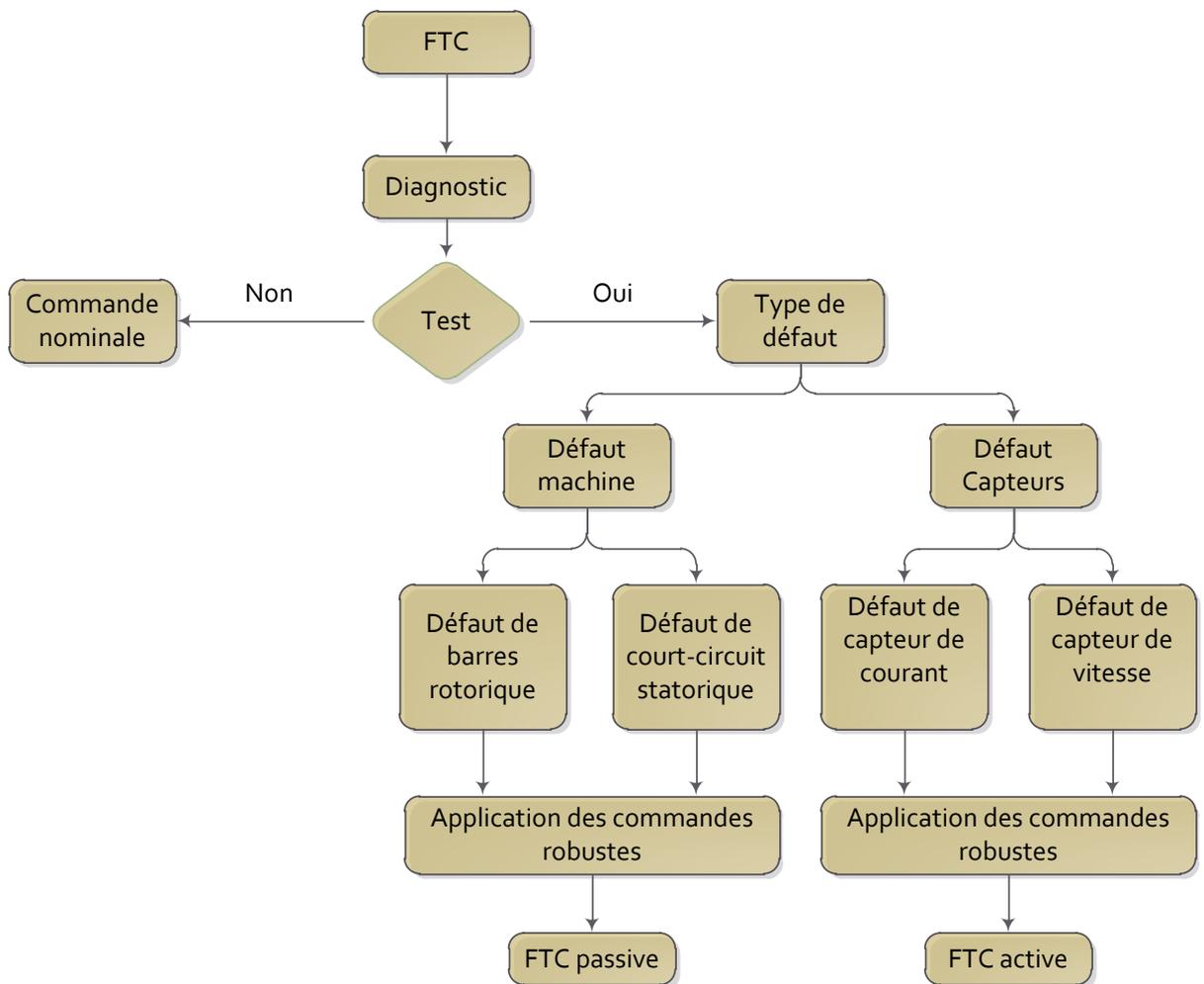


Fig. 6.1-schéma global de la commande tolérante au défaut.

6.2 Commande tolérante aux défauts passive de la MAS :

Le but de cette approche est de développer un algorithme qui peut détecter l'apparence d'un défaut statorique ou rotorique (court-circuit statorique et rupture des barre dans le rotor), qui permet un changement entre la stratégie du commande nominale (PI) conçue pour la condition saine et le commande robuste conçue pour la condition défectueuse[GOU 13].

La loi du contrôle combinée est donnée par :

$$V = (1 - \lambda)V_h + \lambda V_f \quad (6.1)$$

$V_h \rightarrow$ C'est la loi du contrôle conçue pour la condition normale

$V_f \rightarrow$ C'est la loi du contrôle conçue pour la condition défectueuse.

$\lambda \rightarrow$ La variable booléenne qui sert comme un indicateur de défaut est déterminée d'après le vecteur résiduel r . ($\lambda = 1 \rightarrow$ Condition normale ou $\lambda = 0 \rightarrow$ Condition défectueuse)

Une fois que le signal résiduel est construit, la valeur du variable booléenne mise à 1 d'après le critère :

$$\sup \| r \| \geq \tau_i \quad (6.2)$$

La figure (6.2) présente le schéma bloc de la commande tolérante passive.

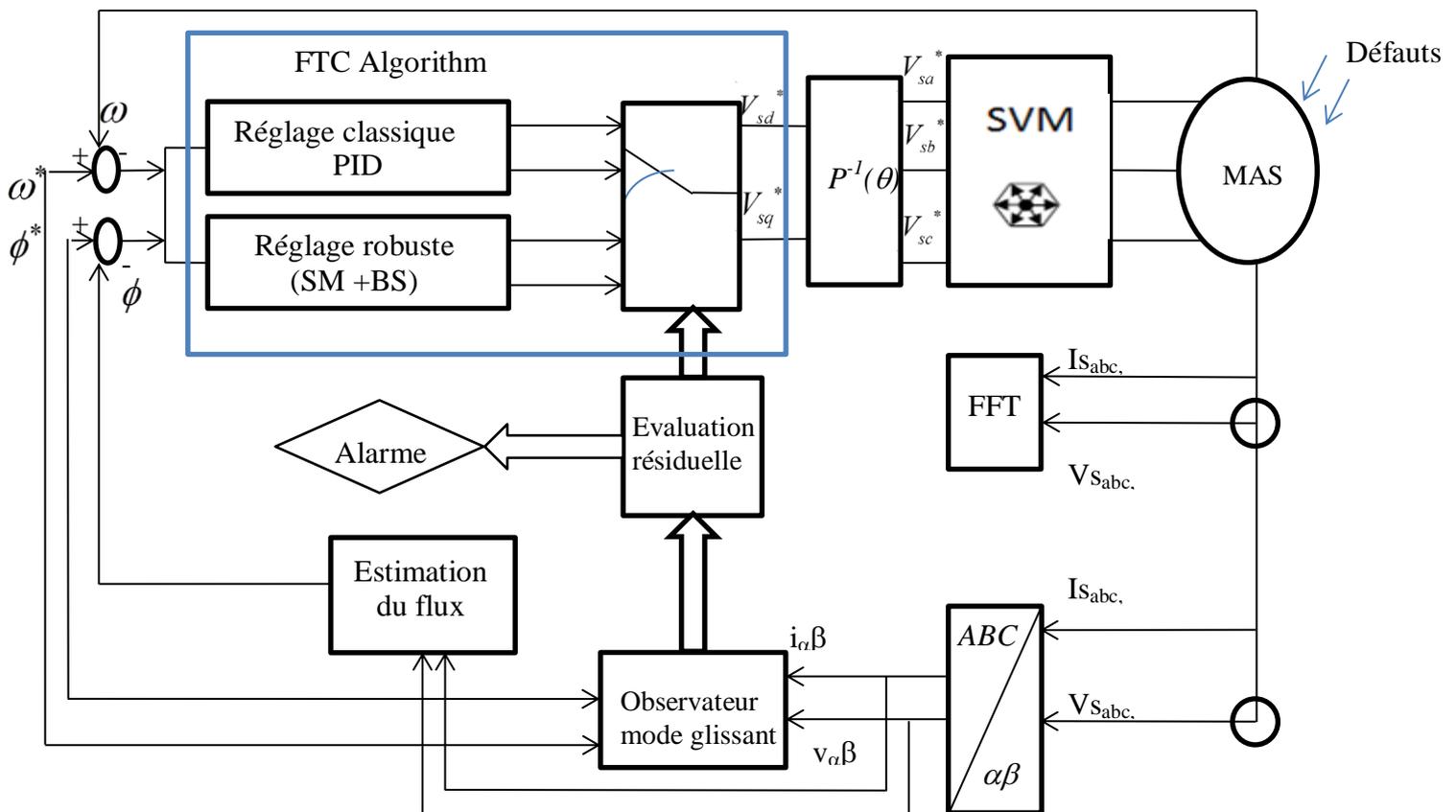


Fig. 6.2- schéma bloc de la commande passive tolérante au défaut

6.2.1 Résultats expérimentaux :

6.2.1.1. Cas d'un défaut de court-circuit :

Pour tester l'algorithme de la FTC passive proposé sous notre banc d'essai expérimental, on a introduit un défaut de court-circuit de 25 spires. L'algorithme changera la loi de commande après quelques secondes de l'apparition de défaut et passe du réglage classique au réglage avancé. Les deux commandes (backstepping et mode glissant) développées dans la deuxième partie ont été testées.

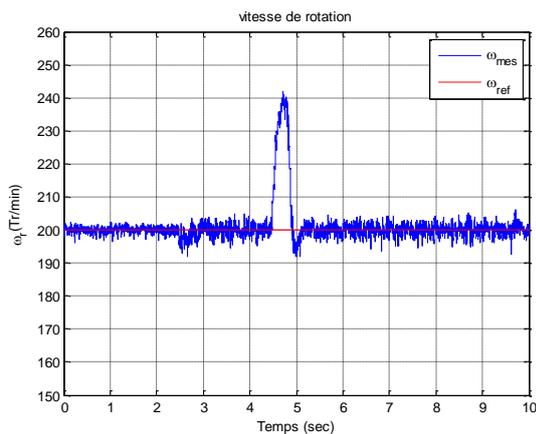


Fig 6.3- résultat de vitesse sous PFTC

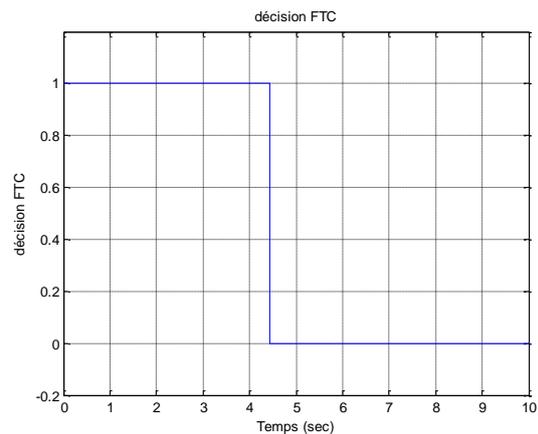


Fig 6.4- indicateur de défaut λ

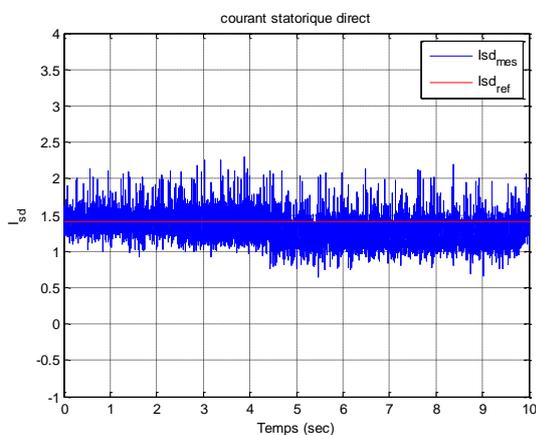


Fig 6.5-résultat d'Isd sous PFTC

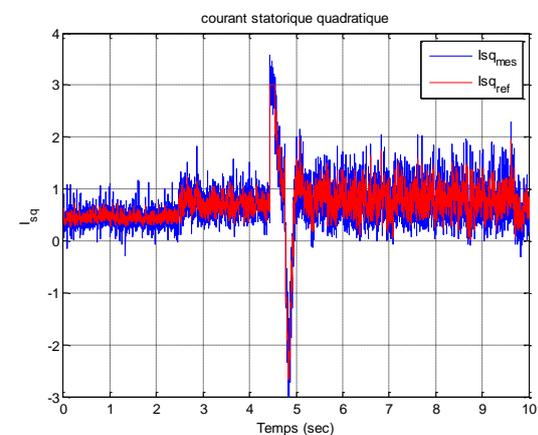


Fig 6.6-résultat de Isq sous PFTC

Les figures (6.3), (6.5) et (6.6) présentent respectivement le comportement de la vitesse et les courants statoriques direct et quadratique sous la commande passive tolérante aux défauts. On constate qu'après deux secondes de l'apparition de défaut la loi de commande a été changée. Notons que dans ce test la commande mode glissant est utilisée après le changement. En plus nous remarquons que le contrôle présente des performances acceptable. La figure (6.4) illustre l'indicateur de défaut λ (variable booléenne) qui permet

de sélectionner la loi de commande normale ou robuste adaptée pour une telle situation (avec ou sans défaut). Les figures (6.7) et (6.8) présentent respectivement le comportement de la tension et courant de ligne.

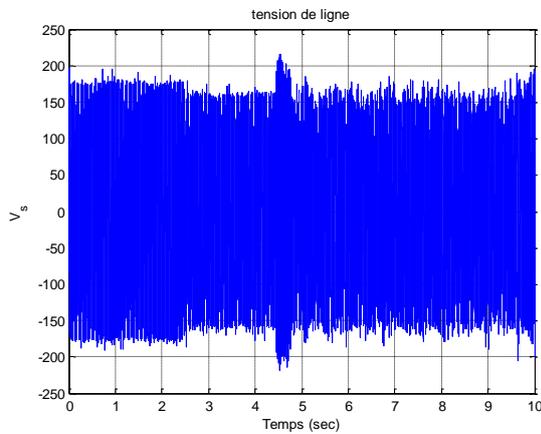


Fig 6.7- résultat de tension V_s sous PFTC

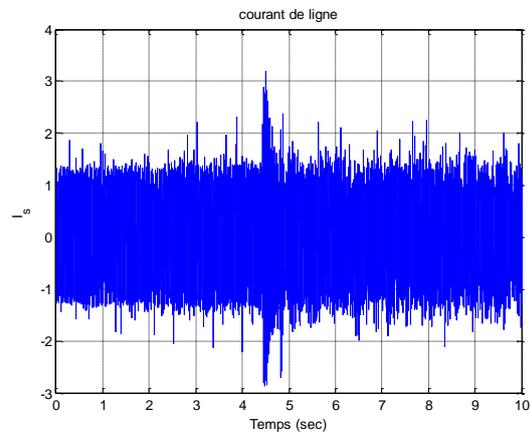


Fig 6.8- résultat de courant I_s sous PFTC

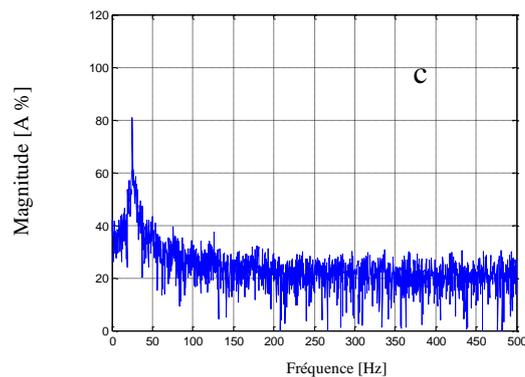
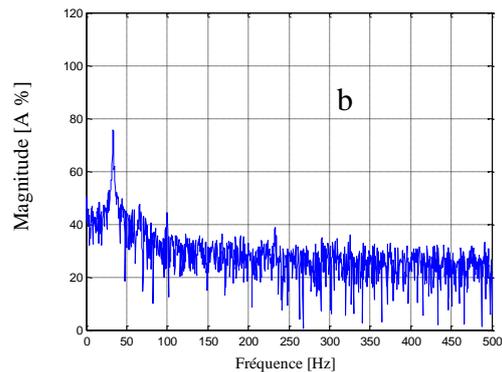
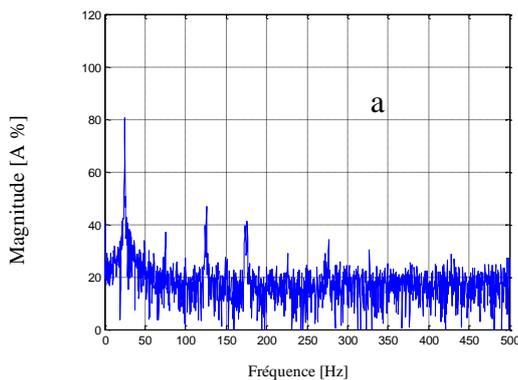


Fig. 6.9-Analyse spectrale du courant : (a) PI, (b) Backstepping, (c) mode glissant

Afin de démontrer l'effet de la commande passive tolérante pour la commande mode glissant et la commande backstepping. Les figures (6.9) et (6.10) présentent l'analyse spectrale du courant et de tension de ligne avant et après l'application de la FTC pour les deux

commandes. On constate que les deux commandes permettent de compenser l'effet du défaut par l'atténuation des harmoniques liées à cette défaillance. Toutefois on peut remarquer que le mode glissant présente des résultats très intéressants par rapport à la commande backstepping

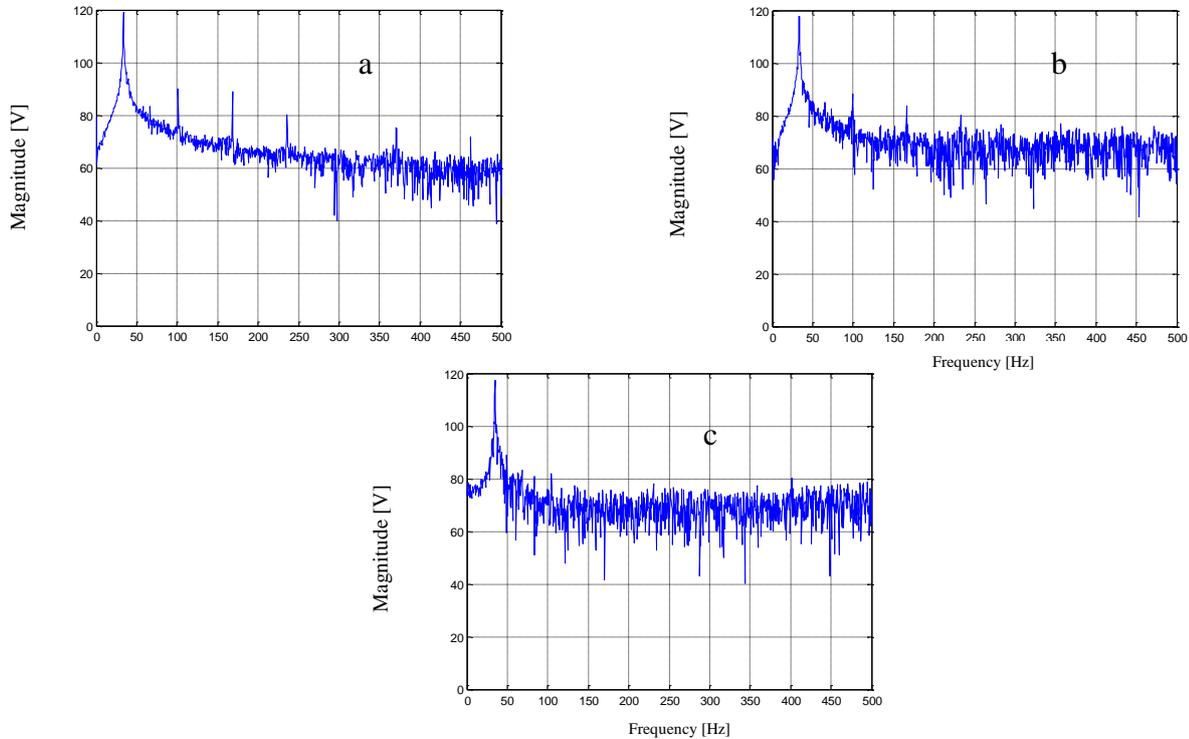


Fig. 6.10 : Analyse spectrale de la tension : (a) PI, (b) Backstepping, (c) mode glissant

6.2.1.2. Cas d'un défaut de barres rotoriques:

Pour des raisons pratiques, on ne peut pas procéder dans ce test de la même manière que celle du défaut court-circuit, c.à.d. introduire le défaut de cassure de barres en temps réel. On va juste remplacer le rotor sain par un autre rotor qui contient deux barres cassées et voir l'influence de chaque commande vis à vis de ce type de défaut. La vitesse est fixée à 100 rad/sec.

Les figures (6.11), (6.12) et (6.13) présentent respectivement les allures de la vitesse et les courants statoriques quadratique et direct en présence d'un défaut de barres rotoriques pour les trois commandes classique, mode glissant et backstepping. On constate que pour les trois commandes le contrôle de la vitesse est garanti. Toutefois pour mesurer la différence entre les lois de commandes, l'analyse spectrale du courant et la tension de ligne pour chaque réglage est illustrée dans les figures (6.14) et (6.15).

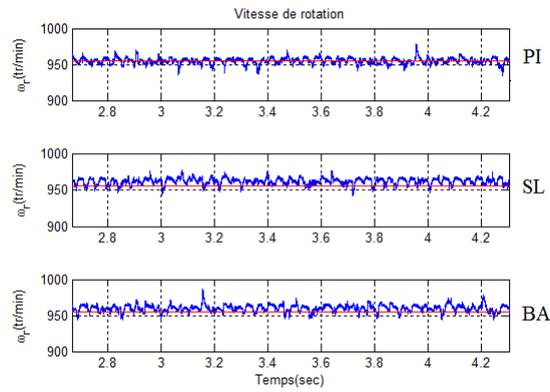


Fig. 6.11-Vitesse avec un défaut de barre: (PI) PI, (BA) Backstepping, (SL) mode glissant

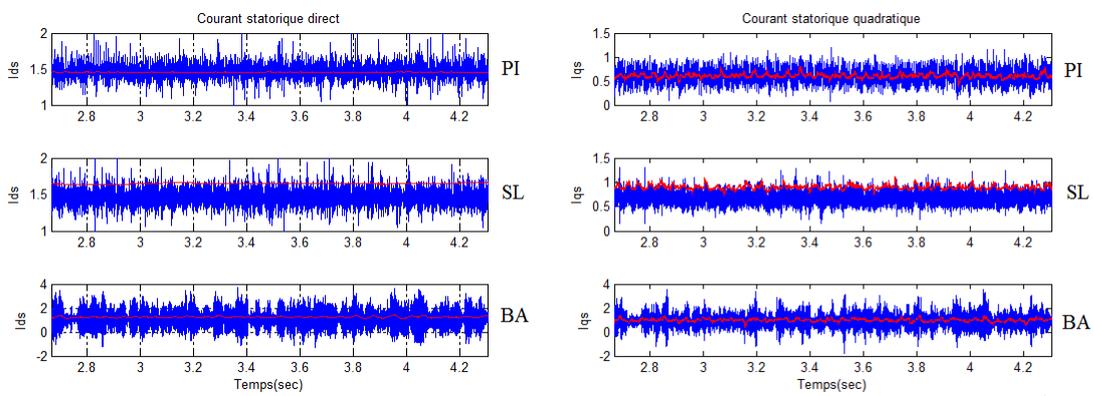
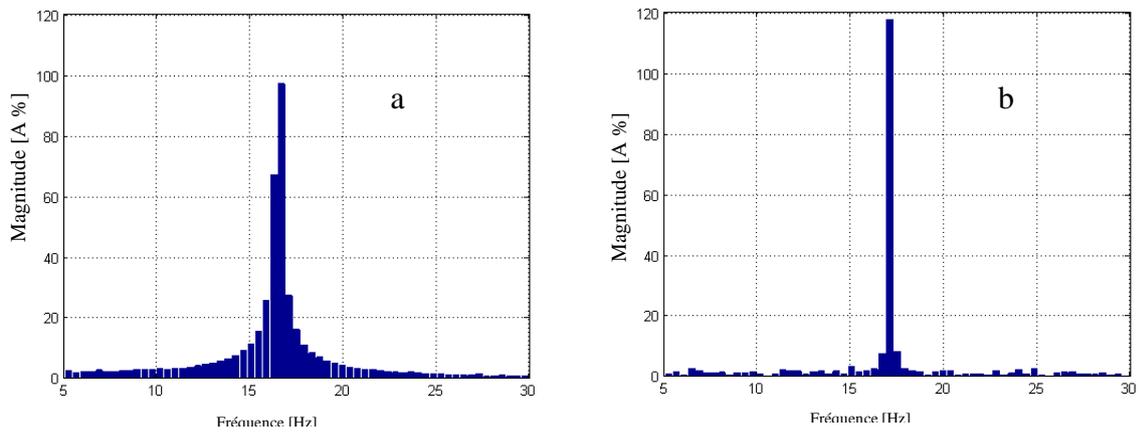


Fig. 6.12- Courants I_{sq} et I_{sd} avec un défaut de barre: (PI) PI, (BA) Backstepping, (SL) mode glissant



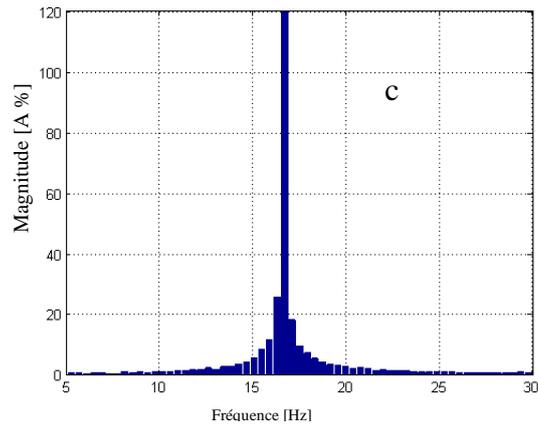
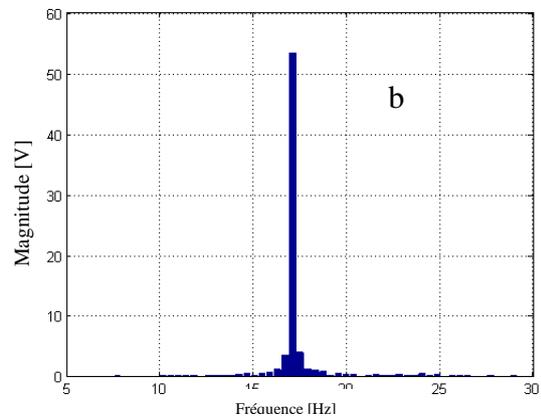
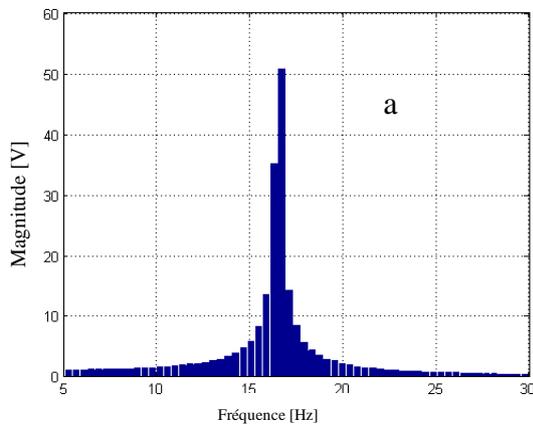


Fig. 6.14-Analyse spectrale du courant : (a) PI, (b) Backstepping, (c) mode glissant

D'après l'analyse spectrale, on constate que les deux commandes permettent de compenser l'effet du défaut par l'atténuation des harmoniques liés à cette défaillance. Toutefois on peut remarquer que le backstepping présente dans ce cas des résultats très intéressants par rapport à la commande mode glissant. Notons que le moteur utilisé pour ce test expérimental n'est pas le même que celui utilisé pour le défaut de court-circuit



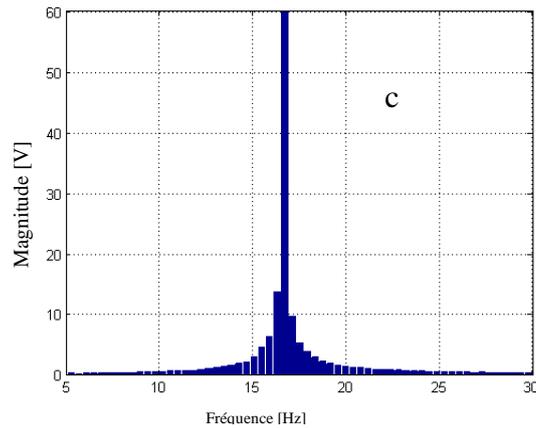


Fig. 6.15-Analyse spectrale de tension : (a) PI, (b) Backstepping, (c) mode glissant

6.3 Commande tolérante active au défaut capteur :

Dans cette approche nous allons présenter dans un premier temps un schéma global de diagnostic et de reconfiguration de commande qui prend en considération plusieurs scénarios possibles en cas des défauts de capteurs de vitesse et/ou courants (Figure (6.16)). Ensuite nous détaillons chaque partie de ce schéma en commençant par un système de détection, d'isolation et de correction d'un défaut capteur de vitesse en utilisant un algorithme de vote en nous basant sur les observateurs adaptatif. Après nous proposons une approche pour la détection, l'isolation et la correction d'un défaut capteur de courant. A la fin nous considérons un scénario de deux défauts de capteur courant et de la vitesse au même temps. Dans ce dernier cas on va utiliser la commande scalaire comme un dernier moyen afin d'éviter la défaillance totale de notre système.

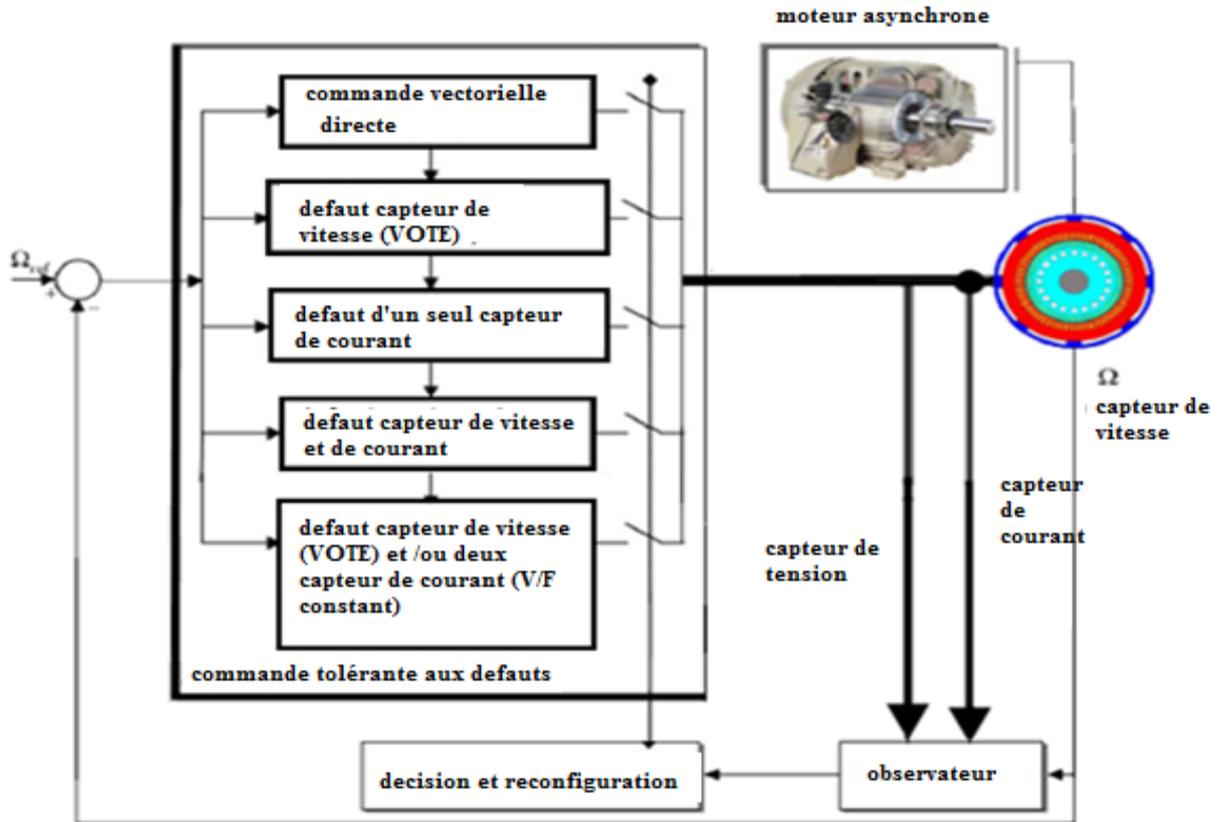


Fig. 6.16- Schéma bloc de la commande tolérante active.

6.3.1. Défaut du capteur de vitesse :

Nous allons développer un algorithme de supervision telle que la mesure venant du capteur est utilisée dans la commande, et ce tant que le capteur en question et la chaîne d'acquisition qui lui est associée ne sont pas défectueux. Sinon, la vitesse sera prise à partir de l'un de deux observateurs de vitesse (observateur mode glissement adaptative et luenbeurger adaptative) selon la plage de fonctionnement.

Donc nous avons trois valeurs de vitesse, une donnée par le capteur, une par l'observateur mode glissement adaptative et une autre par luenbeurger adaptative. Cependant, pour choisir la valeur nécessaire à la commande, nous allons utiliser l'algorithme de vote.

6.3.1.1. Algorithme de vote :

La méthode la plus utilisée pour la commande tolérante aux défauts est l'utilisation de la redondance matérielle ou logicielle. Mais cette méthode nécessite le développement d'un algorithme qui reçoit plusieurs sorties venant de différentes versions (capteur ou observateur) pour choisir la plus probablement correcte entre elles. La figure (6.17) montre le principe d'un algorithme de vote [ZAR 10] [SHA 01].

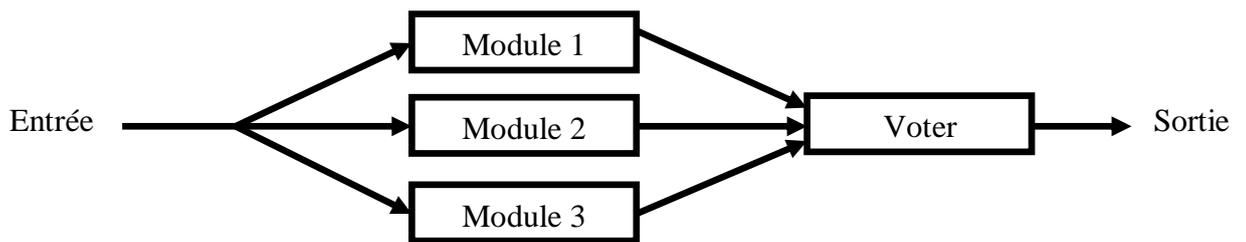


Fig. 6.17- Schéma principe d'un algorithme de vote.

Les N versions sont exécutées et leurs sorties envoyées au votant. Ce dernier exécute une stratégie pour estimer la sortie la plus probablement correcte.

La plus simple stratégie de vote est le **vote Majoritaire**. Habituellement, le nombre de versions N est impair. Si au moins $\frac{N}{2}$ versions donnent la même sortie, le vote donne cette dernière.

Une autre stratégie est le vote par le principe de Consensus, elle est utilisée surtout quand l'espace de sortie (Le nombre de valeurs que peuvent prendre les sorties) est réduit.

Dans ce cas, plusieurs versions peuvent donner des sorties identiques mais incorrectes ; par exemple si cette stratégie est utilisée pour résoudre un problème décision par oui ou non l'espace de sortie est binaire (0 ou 1), donc les sorties incorrectes sont identiques.

Cette stratégie prend comme résultat la sortie choisie par le plus grand nombre de version par exemple, si on suppose qu'il y a six versions et trois sorties possibles :

Si deux versions donnent la sortie 1 et trois versions donnent la sortie 2 et une seule version donne la sortie 3 le votant estime que le résultat correct est la deuxième sortie.

L'inconvénient majeur des deux stratégies citées ci-dessus sont qu'elles ne prennent pas en considération la fiabilité de chaque version.

En pratique, les fiabilités des versions sont différentes donc on ne peut pas leur donner le même poids dans le vote. Ceci est pris en considération par la stratégie de vote par le **maximum de vrai semblance** (maximum Likelihood voting ; MLV). Dans notre travail nous avons utilisé l'algorithme MLV.

6.3.1.2. Application de MLV a la détection et correction de défaut vitesse :

Pour déterminer la fiabilité de chaque version (capteur ou observateurs) nécessaire pour l'algorithme de MLV, nous avons effectué plusieurs tests en expérimentation, et d'après l'analyse présentée dans le chapitre 5, on a comparé les deux observateurs en fonction du

niveau de la vitesse, et le comportement de chaque observateur en boucle fermée, nous avons constaté que l'observateur à mode glissant donne des bons résultats en basses vitesses par rapport à l'observateur luenbeurger adaptative mais en moyennes et hautes vitesses les deux observateurs présentent des résultats similaires.

Donc nous donnons la fiabilité de chaque version (capteur et observateur) comme suit :

- Capteur de vitesse : son coefficient de fiabilité est fixée à $f_1 = 0.99$ sur toute la plage de vitesse.
- Observateur à mode glissant adaptatif : son coefficient de fiabilité est fixé à $f_2 = 0.96$ sur toute la plage de vitesse
- Observateur de luenbeurger adaptatif : son coefficient de fiabilité change de $f_3 = 0.85$ en basse vitesse a $f_3 = 0.96$ pour les hautes vitesses.

Dans l'algorithme MLV la probabilité de chaque sortie est calculée par la loi suivante [TAB 13b]:

$$X_j = \frac{\prod_{i=1}^N \Delta_j(i)}{\sum_{k=1}^N \prod_{i=1}^N \Delta_k(i)} \quad (6.3)$$

Ou :

$$\Delta_j(i) = \begin{cases} f_j & \text{Si } |x_i - x_j| < D_{\max} \\ \frac{1-f_i}{N-1} & \text{Si non} \end{cases} \quad (6.4)$$

6.3.2 Défaut d'un capteur de courant :

L'idée de base est de concevoir un bloc de détection de défaut de capteur de courant et ensuite générer des résidus à partir des courants réels et estimés (obtenue par l'observateur mode glissant) pour isoler le défaut et le corriger par la suite [ROM 10] [BEN 07a].

6.3.2.1. Bloc de détection de défaut :

Ce bloc exploite les trois capteurs de courant pour avoir les valeurs des trois courants statoriques de la machine. Théoriquement dans le cas des systèmes triphasés équilibrés à neutre fictif la somme des trois courant i est nulle.

Donc :

$i = 0 \rightarrow$ Fonctionnement normal (pas de défaut).

$i \neq 0 \rightarrow$ Existence de défaut de capteur courant.

Mais pratiquement la somme des trois courants n'est pas exactement zéro mais elle est proche de zéro. Donc nous posons un seuil i_0 telle que :

$|i| < i_0 \rightarrow$ Fonctionnement normal (pas de défaut).

$|i| > i_0 \rightarrow$ Existence de défaut de capteur courant.

6.3.2.2. Bloc de génération des résidus :

Pour isoler le capteur défaillant nous avons besoin de bloc de trois observateurs, dont chaque observateur a comme entrées deux courants mesurée et le troisième courant est calculé(en prenant comme valeur de courant de la phase manquante moins la somme des deux phases) ceci est illustré dans la figure (6.18).

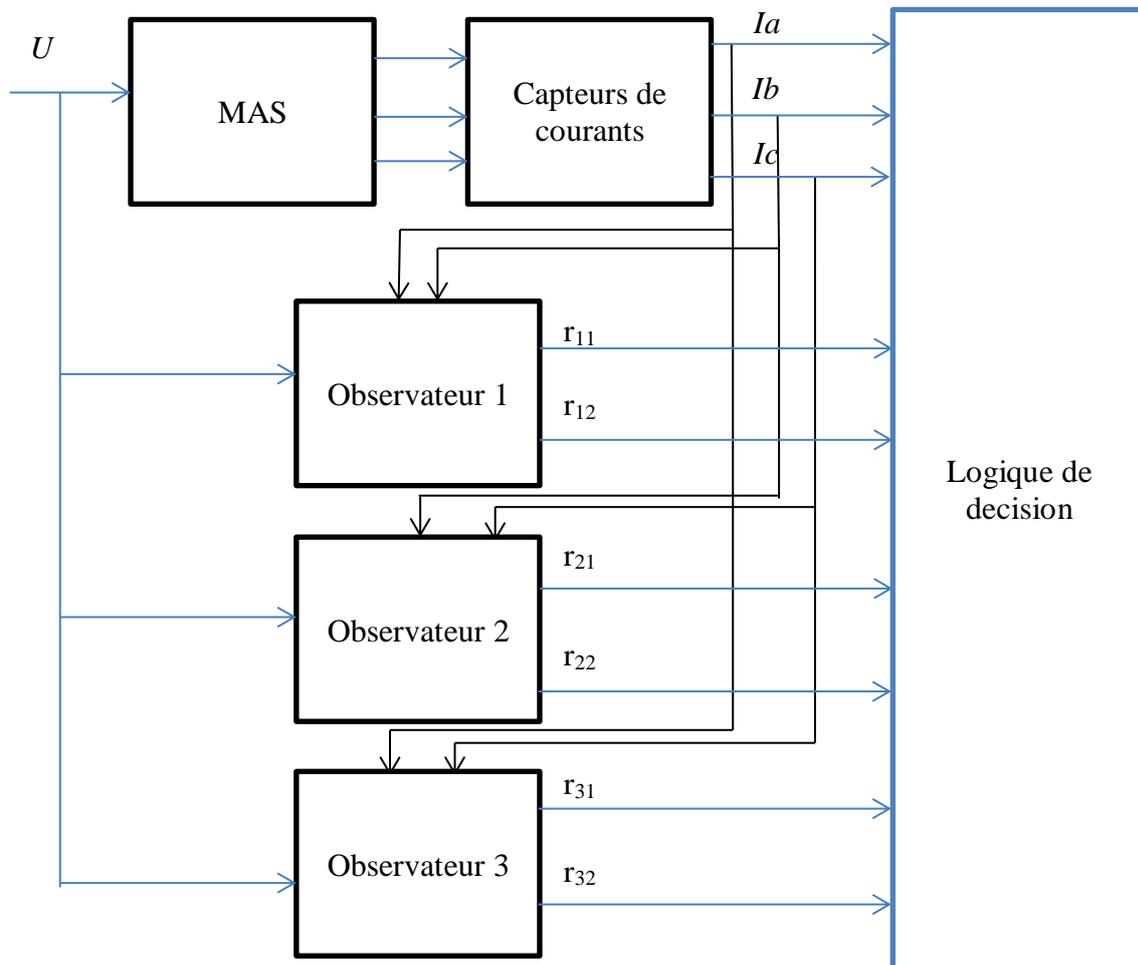


Figure 6.18- Détection des défauts capteurs par un banc d'observateurs

Ensuite, nous calculons les résidus :

$$\begin{aligned}
 r_{1i} &= \begin{cases} r_{11} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 1} \\ r_{12} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 1} \end{cases} \\
 r_{2i} &= \begin{cases} r_{21} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 2} \\ r_{22} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 2} \end{cases} \\
 r_{3i} &= \begin{cases} r_{31} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha 3} \\ r_{32} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta 3} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

6.3.2.3. Bloc d’isolation et correction de défaut :

D’après les expressions des résidus calculés ci-dessus le tableau illustre la sensibilité de chaque résidu à chaque défaut :

	Défaut de capteur a	Défaut de capteur b	Défaut de capteur c
Résidu r_1	+	+	-
Résidu r_2	+	-	+
Résidu r_3	-	+	+

Tableau 6.1 : sensibilité des résidus vis-à-vis aux défauts.

(+) sensible au défaut.

(-) pas sensible.

Ainsi, s’il y a un défaut de capteur, deux résidus vont obligatoirement varier (sortent de la valeur de l’erreur tolérée). Le troisième reste inchangé, ce qui permettra de localiser le capteur en défaut. Le tableau (6.2) résume les trois cas de figures qui peuvent arriver, quand un seul des capteurs présente une défaillance.

Comportement des résidus			Capteur a	Capteur b	Capteur c
r_1 varie	r_2 varie	r_3 ne varie pas	+	-	-
r_1 varie	r_2 ne varie pas	r_3 varie	-	+	-
r_1 ne varie pas	r_2 varie	r_3 varie	-	-	+

Tableau 6.2 : Les cas possible permettant la détection d’un capteur en défaut.

(+) présence de défaut.

(-) pas de défaut.

En fonctionnement normal (sans présence de défaut), il n’y aura pas de correction c’est à dire les deux courants représentés dans le repère (α, β) $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront calculés à partir des trois

courants de phase mesurés. Dans le contraire (présence de défaut), les deux courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront obtenus selon la localisation de défaut c'est-à-dire si le défaut est dans le capteur :

a : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la troisième mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant

$$i_{sa} = -(i_{sb} + i_{sc}) \quad (6.6)$$

b : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la deuxième mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant

$$i_{sb} = -(i_{sa} + i_{sc}) \quad (6.7)$$

c : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la première mesure c'est-à-dire la mesure ou le courant

$$i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb}) \quad (6.8)$$

6.3.3 Défaut de deux capteurs de courant :

Dans le cas de deux ou trois capteurs de courant en défaut nous ne pourrons pas les corriger car dans la commande vectorielle nous avons besoin d'au moins deux courants de phase et un capteur de vitesse pour assurer le contrôle de la machine asynchrone. Pour assurer la continuité de service on fait appel à la commande scalaire.

Le principe de la commande scalaire est de maintenir $V/f = \text{constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement [VAS 98][BAG 99].

6.3.4 Résultats expérimentaux :

6.3.4.1 Cas d'un défaut de capteur de vitesse :

Afin de valider expérimentalement l'algorithme de vote, nous allons le tester sur trois valeurs de vitesse en provoquant un défaut de capteur de vitesse. La figure (6.19) présente le comportement de la vitesse du capteur et des deux observateurs adaptatifs (ASMO et ALO) ainsi que la vitesse réelle. On peut clairement constater qu'après l'apparition du défaut à $t=6\text{sec}$ l'algorithme de vote choisit l'observateur adéquat selon la plage de vitesse. Dans ce cas il va choisir l'observateur mode glissant adaptatif, on remarque que la vitesse réelle suit sa référence même après la variation à $t=8\text{sec}$. A la vitesse 150 rad/sec ($t=16\text{sec}$) on a donné la priorité à l'observateur luenberger adaptatif juste pour confirmer la fonctionnalité de ce dernier (il peut être utilisé dans le cas où on a une divergence improbable dans l'autre observateur ASMO). La figure (6.20) montre la sélection instantanée de l'observateur choisi ou '1' correspond au capteur de vitesse, '2' correspond à l'observateur mode glissant adaptatif et '3' correspond à l'observateur Luenberger adaptatif.

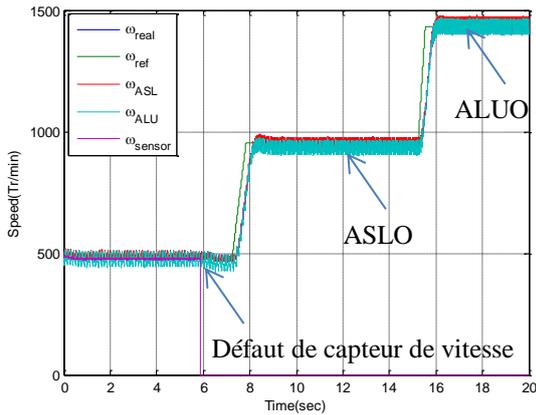


Fig 6.19- résultat de vitesse sous algorithme de vote

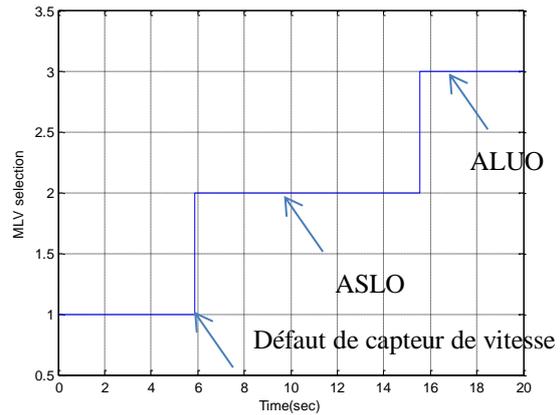


Fig 6.20- sélection d'observateurs

Les figures (6.21) et (6.22) présentent respectivement les allures des courants statoriques quadratiques et directs. On remarque que les courants suivent leurs références malgré l'apparition du défaut de capteur de vitesse à $t=6\text{sec}$. Cela veut dire que l'implémentation de l'algorithme de vote garantit le contrôle vectoriel de la machine asynchrone.

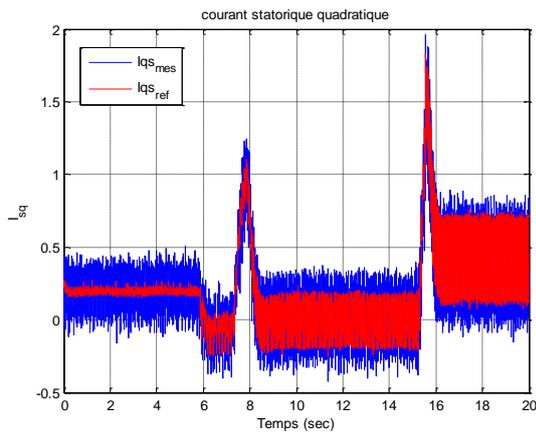


Fig 6.21- résultat de I_{sq} sous algorithme de vote

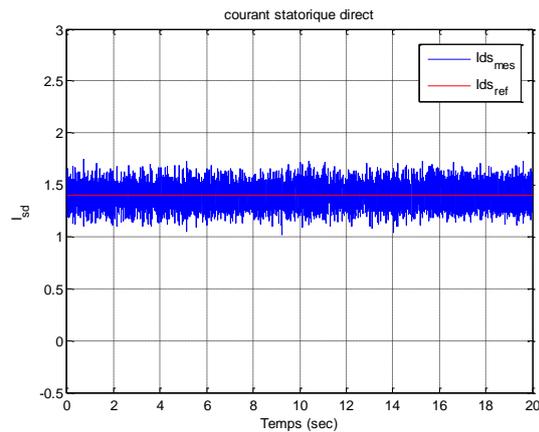
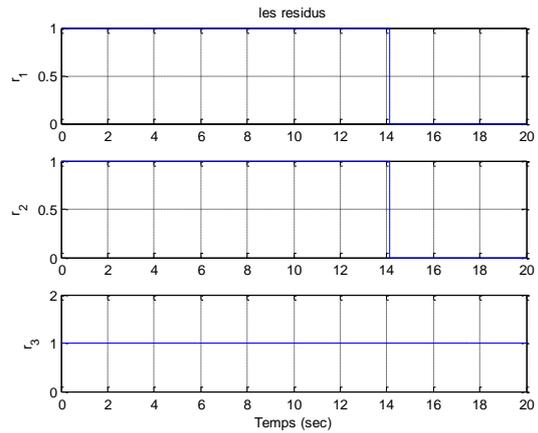
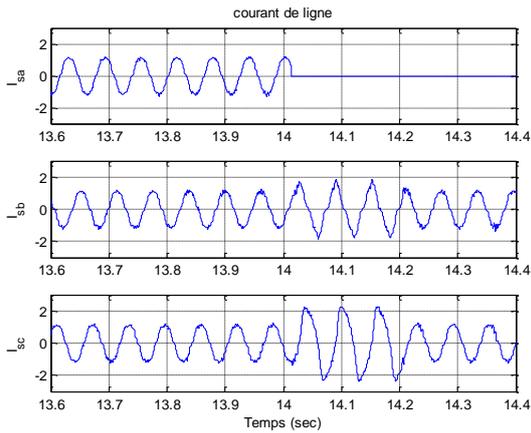


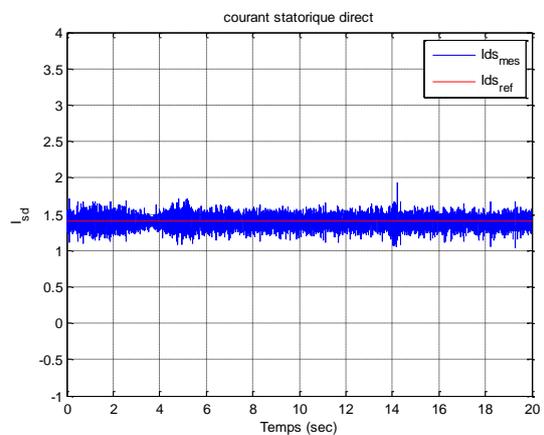
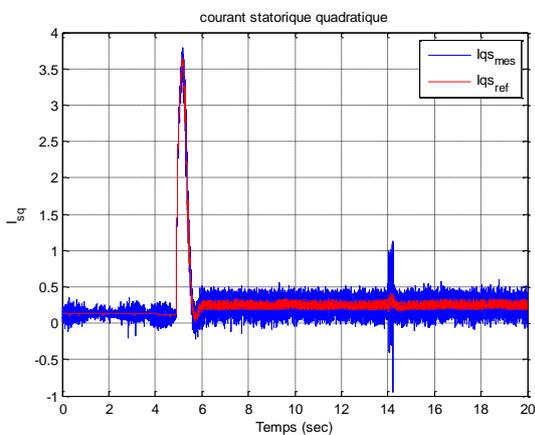
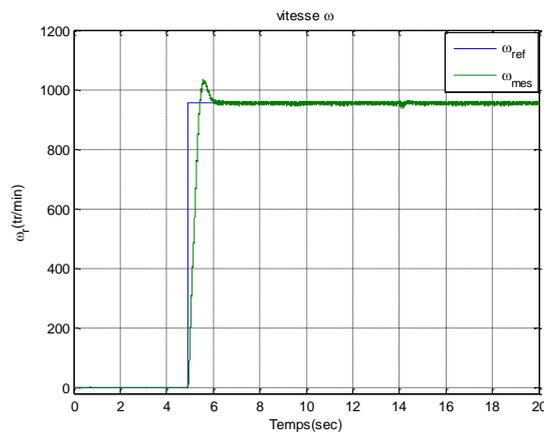
Fig 6.22- résultat de I_{sd} sous algorithme de vote

6.3.4.2 Cas d'un défaut de capteur de courant :

Pour tester par expérimentation le bloc de détection et d'isolation pour un défaut de capteur de courant, on introduit un défaut de capteur de courant dans la phase 'a'. Cette phase va reconstruire via les deux phases restantes 'b' et 'c'. La figure (6.23) montre les allures des trois courants 'a', 'b' et 'c' ou on voit que à $t=14\text{sec}$ on perd le courant de phase a. Dans la figure (6.24) on constate la variation des résidus (variation booléenne), on voit clairement que les résidus r_1 et r_2 varient à l'instant où le défaut apparaît, par contre le résidu r_3 ne varie pas ce qui correspond aux résultats développés dans le tableau (6.2)



Les figures (6.25), (6.26) et (6.27) illustrent respectivement les allures de la vitesse et les courants statorique quadratique et direct. On constate que des meilleures performances sont obtenues dans le contrôle de ces grandeurs par la commande vectorielle malgré l'apparition du défaut de capteur de courant à $t=14$ sec. Notons que les résidus n'ont pas été influencés par le régime transitoire provoqué à l'instant $t=5$ sec.



6.3.4.3 Défaut de deux capteurs de courant :

Dans ce test, on va faire appel à la commande scalaire $V/f=\text{constant}$ comme un moyen de garder le contrôle de la vitesse de notre système. Pour des raisons pratiques, nous provoquons deux défauts de capteurs de courant d'une façon simultanée. La figure Fig.6.29 présente le comportement des trois résidus ainsi qu'un quatrième indicateur qui a pour rôle d'indiquer si deux ou plusieurs capteurs sont défectueux. A l'instant $t=14\text{sec}$ on introduit un défaut de capteur de courant, on constate que les résidus r_1 et r_2 changent de valeurs. Ce changement provoque une correction immédiate de système mis en place pour maintenir le contrôle des grandeurs de vitesse et des courants statoriques comme l'illustrent respectivement les figures (6.28), (6.30) et (6.31)

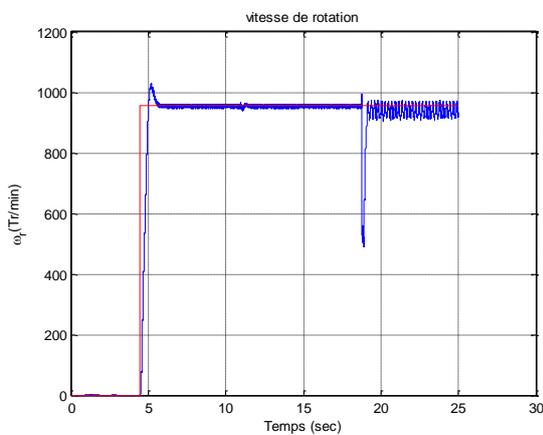


Fig 6.28- résultat de vitesse sous défaut de 2capteurs

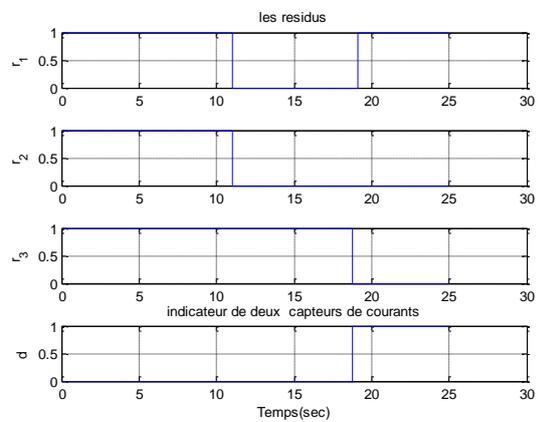


Fig 6.29-Variation des résidus

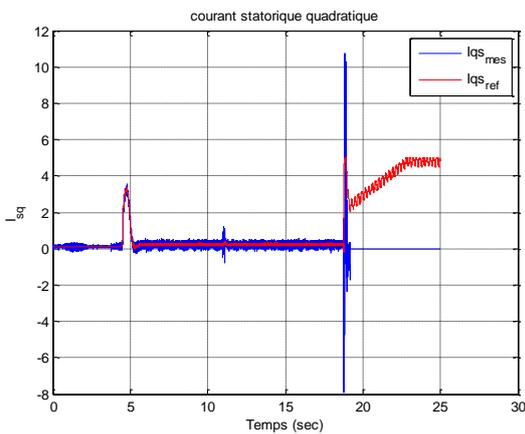


Fig 6.30-résultat de Isq sous défaut de 2capteurs

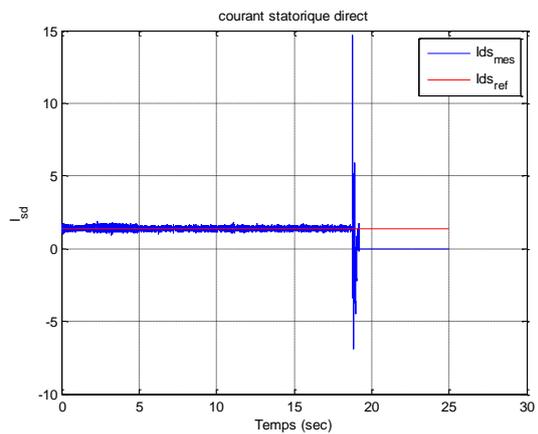


Fig 6.31-résultat de Isd sous défaut de 2 capteurs

A l'instant $t=18$, on introduit le deuxième défaut de capteur de courant, on peut remarquer que l'indicateur 'd' a changé de valeur dans la figure (6.29). pour la vitesse on peut constater dans la figure (6.28) que le contrôle de vitesse est maintenu mais avec une performance dégradée par rapport à la commande vectorielle (des petites variations autour de la vitesse de

référence). Toutefois la commande des courants statoriques ne peut pas être réalisée parce que d'une part on n'a pas assez d'informations sur la mesure des courants et d'autre part dès l'apparition du deuxième défaut la commande scalaire est immédiatement appliquée

6.3.4.3.4 Défaut de deux capteurs de courant et capteur de vitesse :

Dans les tests précédents nous avons traité le défaut du capteur de courant et de vitesse séparément et nous avons vu précédemment que pour isoler et corriger le défaut du capteur de courant nous avons besoin des courants estimés $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ (estimé en utilisant la vitesse mesurée), et pour isoler et corriger le défaut de capteur de vitesse nous avons besoin de la vitesse estimée ω_{est} (en utilisant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ mesurés). Donc, dans le cas d'un défaut de capteur de courant, l'estimation de la vitesse est incorrecte ce qui implique que la détection de défaut de capteur de vitesse sera influencée et vice versa. Ce qui nous pousse à élaborer un système de détection et de correction globale traitant les défauts des capteurs de courant et de vitesse ensemble et de proposer une stratégie de commande qui assurera la continuité de service.

Dans un autre test expérimental, on va introduire en premier lieu un défaut de capteur de vitesse puis un défaut de capteur courant est provoqué après un deuxième défaut de capteur à des instants simultanés. A l'instant $t=8$ sec après l'introduction d'un défaut de capteur de vitesse l'algorithme de vote choisit immédiatement l'observateur adéquat (dans ce cas l'observateur mode glissant adaptatif) et la commande vectorielle est garantie comme l'illustrent respectivement les figures (6.32), (6.34) et (6.35)

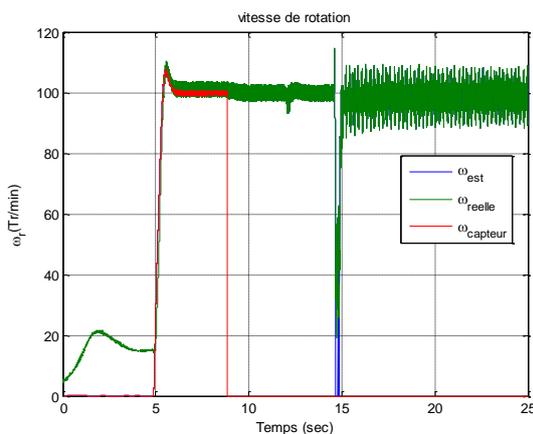


Fig 6.32-résultat de vitesse sous AFTC

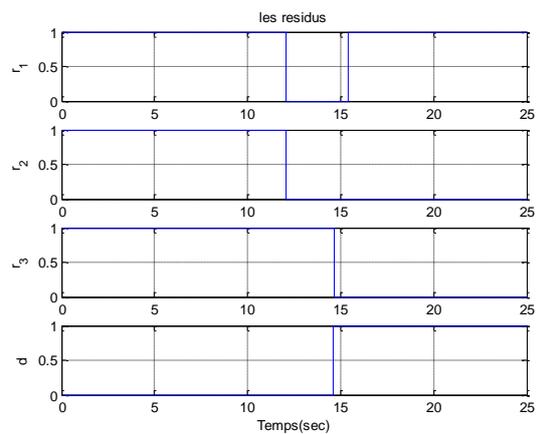


Fig 6.33- variation des résidus

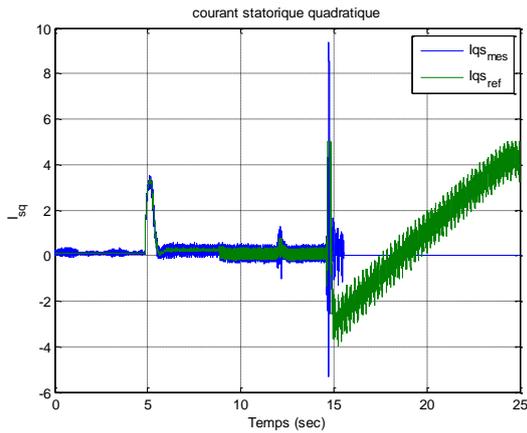


Fig 6.34-résultat de I_{sq} sous AFTC

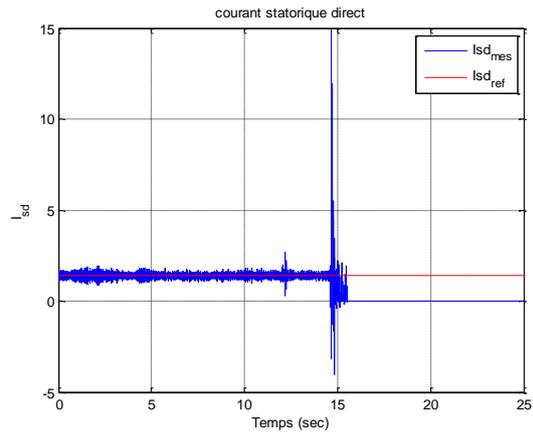


Fig 6.35-résultat de I_{sd} sous AFTC

A l'instant $t=13\text{sec}$, un deuxième défaut est introduit et est celui du capteur de courant, on peut remarquer que la commande des gradeurs de vitesse et des courants statoriques quadratique et direct est maintenue grâce au système de reconfiguration implanté pour les défauts de capteur de courant (les figures (6.32), (6.34) et (6.35)).

A l'instant $t=15\text{sec}$ un troisième défaut est provoqué et est celui d'un autre capteur de courant. Dans la figure (6.33) on constate que l'indicateur d a changé de valeur ce qui provoque immédiatement l'application de la commande scalaire $V/f=\text{constant}$. Les performances obtenues ne sont pas très satisfaisantes mais toutefois acceptables pour le maintien du notre système parce qu'on est dans le pire scénario possible.

6.4 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons élaboré deux approches de commande tolérante aux défauts (passive et active), dans l'approche passive nous avons développé un algorithme qui peut détecter l'apparence d'un défaut Statorique ou rotorique et reconfigure la loi de commande en appliquant l'une des deux commandes robustes étudiées (backstepping et mode glissant).

Dans l'approche active nous avons synthétisé un algorithme spécifique de détection et d'isolation et correction des défauts de capteur de vitesse et courants. Pour un défaut de capteur de vitesse on a implémenté un algorithme qui permet de sélectionner l'observateur adéquat afin de remplacer le capteur physique. Pour un défaut de capteur un bloc de correction utilise les deux autres capteurs pour surmonter le problème. Si deux capteurs de courants tombent en défaut, on doit recourir à la commande scalaire pour maintenir le système en marche. Les résultats expérimentaux ont montré la validité de ces approches pour différents scénarios.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives :

Le travail expérimental présenté dans cette thèse porte sur le diagnostic à base d'observateurs et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Dans le premier chapitre nous avons présenté les principaux concepts du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts. Ensuite un état d'art sur l'application de la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone

Dans le deuxième chapitre on a présenté des modèles de simulation de la MAS en présence de défaut. Deux défauts ont retenu notre attention : court-circuit dans le stator et rupture des barres dans le rotor. Les modèles développés ont été validés par des essais expérimentaux.

Le développement de l'observateur mode glissant a servi comme moyen pour le diagnostic de ces défauts par la génération d'un vecteur de résidus. Ces vecteurs de résidus ont été testés sous différentes situations (avec et sans défauts). Une approche globale de diagnostic des défauts de capteurs et système a été proposée et qui est basée sur la sélection des seuils du vecteur résidu et la composante homopolaire. Cette approche a joué un rôle capital dans l'élaboration des algorithmes de commande tolérante aux défauts passifs et actifs.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone reposant sur l'orientation du flux rotorique. Ensuite on a implémenté trois types de commande : classique, backstepping et mode glissant. Pour la commande mode glissant, nous avons modifié le réglage de la vitesse afin d'obtenir une meilleure performance. Les résultats présentés issus de l'expérimentation pour les trois commandes sont très satisfaisants

La commande vectorielle sans capteur de vitesse a fait l'objet du cinquième chapitre, où nous avons présenté les structures des observateurs utilisés pour mettre en œuvre cette commande. La validité de ces observateurs a été démontrée par expérimentation. Toutefois on a constaté qu'un meilleur résultat est obtenu par l'observateur à mode glissant adaptatif spécialement en basse vitesse.

Le sixième chapitre a été consacré aux développements et l'application des algorithmes FTC passive et active de la MAS en se basant sur les outils de commande et de diagnostic développés dans les chapitres précédents. Dans un premier lieu on a présenté une architecture FTC passive qui

permet de reconfigurer la loi de commande pour un défaut moteur (statorique ou rotorique). L'impact des commandes robustes pour l'atténuation de l'effet de ces défauts a été montré par l'analyse spectrale (FFT) de courant et tension de ligne de la machine. Ensuite une commande tolérante aux défauts a été appliquée pour des défauts de capteurs de courant et ou de vitesse. Dans le cas d'un défaut de capteur de courant, un bloc de correction a été implémenté qui permet d'utiliser les deux capteurs restants. Dans le cas d'un défaut de capteur de vitesse, l'algorithme de vote nous a permis de sélectionner l'observateur adéquat pour une telle vitesse désirée. Les résultats expérimentaux présentés pour des différents scénarios ont montré la validité de notre approche.

En dépit des développements effectués et les résultats obtenus, de nombreuses perspectives à ce travail peuvent être envisagées. Il s'agit tout d'abord de l'amélioration de l'approche de diagnostic proposée employée dans les différentes stratégies de FTC en considérant des seuils de détection de défauts adaptatifs. Il serait également intéressant de développer des logiques décisionnelles plus performantes telles la logique floue, le réseau de neurones et le réseau bayésien

Il serait également intéressant d'implémenter ces approches dans une chaîne de production telle une chaîne de conversion éolienne, les smart grids et les véhicules électriques ...etc.

Annexes

Annexe A

Observabilité de la machine asynchrone

A.1 Observabilité des systèmes non linéaires :

L'observabilité des systèmes non linéaires est nécessaire pour la synthèse des observateurs pour estimer des grandeurs non mesurables. Toutefois les critères permettant de déterminer l'observabilité des systèmes non linéaires sont compliqués que dans le cas linéaire, en effet il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité. Cependant, une notion d'observabilité locale faible a été introduite dans [HER 77] et peut être caractérisé par une condition de rang équivalente au cas linéaire.

A.1.1 Définition : soit un système non linéaire sous la forme suivante :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Ou } x \in R^n, u \in R^m \text{ et } y \in R^p$$

Le système décrit par l'équation (B.1) est dit localement observable (ou observable au sens du rang), si pour un voisinage de x_0 il existe des entiers non négatifs l_1, l_2, \dots, l_p , avec $l_1 + l_2 + \dots + l_p = n$ tel que dans R^n la matrice O est non singulière() .

$$O = [L_f^0 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right), L_f^1 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right), \dots, L_f^{l_1-1} \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right), L_f^0 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right), L_f^1 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right), \dots, L_f^{l_2-1} \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right), \dots, L_f^0 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right), L_f^1 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right), \dots, L_f^{l_p-1} \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right)]^T$$

Nous rappelons l'opérateur dérivée de Lie d'une fonction $h(x) : R^n \longrightarrow R^n$ le long d'un

champs vecteurs $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)] : L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$. De façon récursive , nous

définissons $L_f^p h(x) = L_f(L_f^{p-1} h(x))$ avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

A.1.2 Observation de la machine asynchrone

Soit le modèle de la machine asynchrone dans le repère (α - β):

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{Ou } : x = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \phi_{\alpha_r} \quad \phi_{\beta_r} \quad \omega_r]^T, u = [V_{\alpha_s} \quad V_{\beta_s}]^T \text{ et } y = [i_{\alpha_s} \quad i_{\beta_s} \quad \omega_r]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + ax_3 + Kpx_4x_5 \\ -\gamma x_2 + ax_4 - Kpx_3x_5 \\ bx_1 - cx_3 - px_4x_5 \\ bx_2 - cx_4 + px_3x_5 \\ d(x_3x_2 - x_4x_1) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J}x_5 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s}, \quad a = \frac{K}{T_r}, \quad b = \frac{M_{sr}}{T_r}, \quad c = \frac{1}{T_r}$$

et $d = \frac{pM_{sr}}{JL_r}$

Appliquant la définition (B.1) au système d'équations de la machine asynchrone. On obtient ainsi la matrice d'observabilité suivante s :

$$O = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & a & pKx_5 & pKx_4 \\ 0 & -\gamma & -pKx_5 & a & -pKx_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Le déterminant de la matrice O est :

$$\det(O) = \frac{K^2}{T_r^2} + p^2 K^2 x_5^2 \quad (\text{A.4})$$

Le rang de la matrice O est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition su-sante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable.

Annexe B

Principe de la modulation vectorielle

Diverses techniques utilisées pour commander les onduleurs existent. La technique *MLI* est la plus utilisée et la plus conseillée. En effet, elle a fait objet d'intensives recherches depuis plusieurs décennies. Il existe trois types de stratégies de la MLI : la *MLI* sinusoïdale, la *MLI* pré-calculée et la technique dite méthode *MLI* vectorielle.

Dans ce qui suit, on présente le principe de la stratégie de la modulation par la méthode vectorielle adoptée dans le cadre de notre étude.

B.1 Principe de la modulation vectorielle [SAI 08]

Initialement, nous signalons que la modulation vectorielle manipule les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Clarke. Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation détermine les composantes souhaitées à savoir $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

La modélisation de l'onduleur de tension montre qu'il peut générer huit vecteurs de tension \vec{V}_i ($i=0, \dots, 7$), dans le plans ($\alpha\beta$), pour les différentes combinaisons de commande (C_1 , C_2 et C_3). Parmi ces huit vecteurs générés, deux sont nuls (V_0 et V_7). Les six autres (V_1 - V_6) possèdent un module de $\frac{2}{3}V_{dc}$ et une direction bien déterminée.

Pratiquement, l'onduleur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i .

Cela veut dire qu'on ne peut réaliser une tension quelconque ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage T_z . Il faut donc appliquer des vecteurs de tension réalisables \vec{V}_i pendant des durées adéquates sur cet intervalle T_z . Afin de minimiser les ondulations de tensions, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) avec les deux vecteurs de tension \vec{V}_i les plus proches.

L'objectif de la stratégie *MLI* vectorielle est d'approximer le vecteur tension désiré V_s^* (délivré par un correcteur) en utilisant les huit vecteurs fournis par l'onduleur.

Dans le but d'implanter l'algorithme de la modulation vectorielle, les étapes suivantes doivent être suivies:

Première étape: détermination du secteur où se trouve le vecteur tension de référence qui est défini par ses composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Deuxième étape: Détermination de T_1 , T_2 et T_0 ; temps d'application de chaque vecteur adjacent au secteur calculé.

Troisième étape: Calcul des rapports cycliques de chaque transistor constituant l'onduleur.

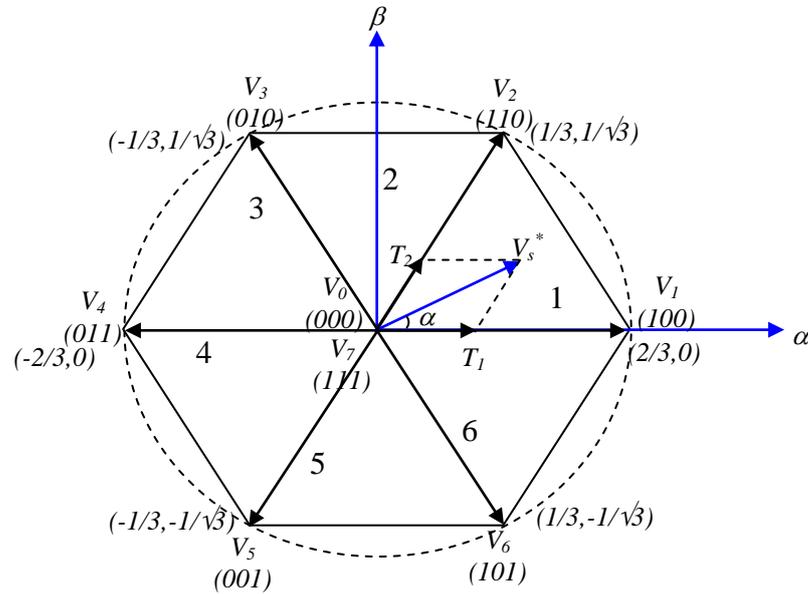


Figure B.1: Schéma fonctionnel de la MSAP dans le repère de

B.1.1 Détermination des secteurs

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Sachant qu'à la sortie du contrôleur, on obtient deux tensions de commande (V_{sd} et V_{sq}) qui tournent avec le référentiel fixé au rotor. Afin d'exploiter cette méthode, il faut transformer ces deux tensions en deux tensions de commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ qui tournent avec le référentiel fixé au stator et ainsi elles deviennent les entrées du modulateur. On définit un vecteur V_s représentatif à l'instant t du système triphasé, et qui satisfait:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{B.1})$$

Ainsi, la détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de l'algorithme suivant:

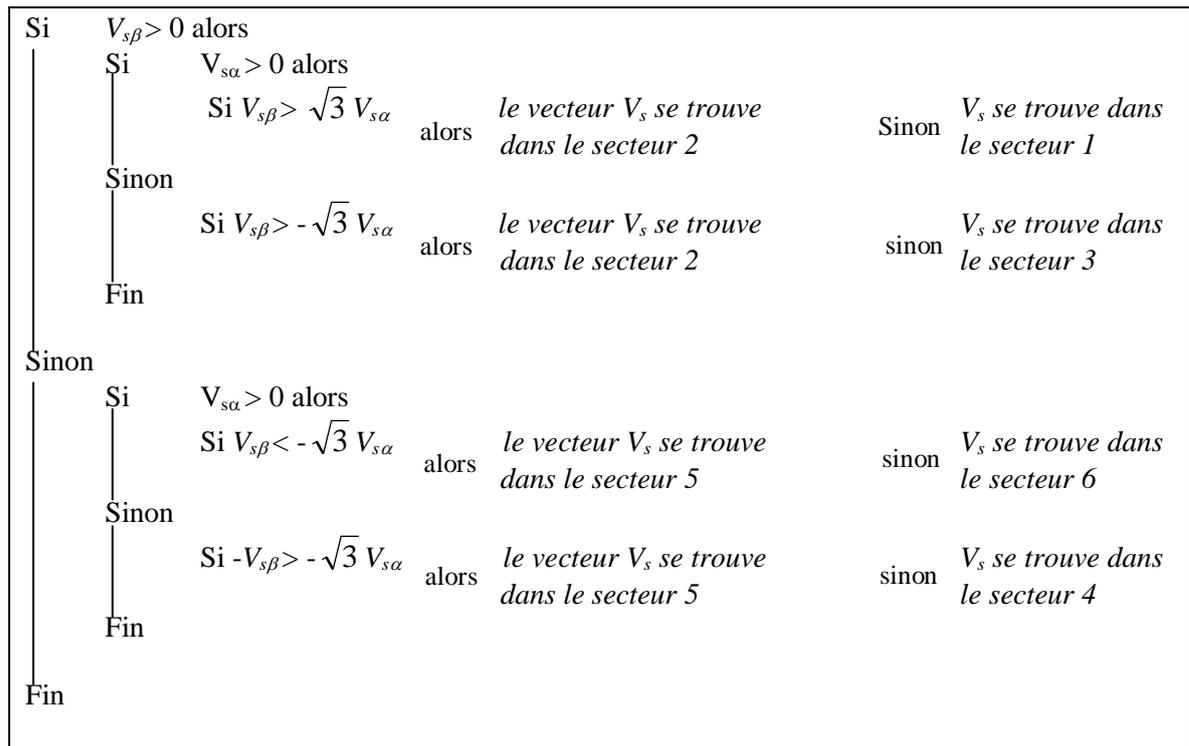


Figure B.2: Organigramme général de la détermination des secteurs.

B.1.2 Détermination des durées de modulation T_1 , T_2 et T_0

À chaque rotation complète du vecteur V_s dans le plan de la Figure (B.1), les six secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois.

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la Figure (B.3):

Le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur 1 entre le vecteur V_1 et V_2 , ce qui permet d'écrire:

$$T_z \vec{V}_s^* = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 \quad (B.2)$$

Où T_z représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 .

La projection des vecteurs V_s^* , V_1 et V_2 dans le référentiel $(\alpha\beta)$ permet d'écrire:

$$\begin{cases} T_z V_s^* \cos \alpha = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \frac{1}{3} V_{dc} \\ T_z V_s^* \sin \alpha = T_2 \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \end{cases} \quad (B.3)$$

Nous rappelons que V_{dc} désigne la tension du bus continu de l'onduleur et $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$.

Le système (B.3) permet de déterminer les durées T_1 et T_2 , ainsi, elles seront exprimées par:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3}T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\alpha) \\ T_0 = T_z - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

T_0 étant la durée d'application du vecteur nul (V_0 ou V_7).

Remarque les expressions (1.56) sont valables uniquement lorsque le cercle formé par le vecteur V_s^* durant sa rotation, ne dépasse pas les droites de l'hexagone (voir Figure (1.16)). Toutefois, dans le cas contraire, on est en présence d'une sur-modulation où les durées de modulation doivent être corrigées comme suit:

$$\begin{cases} T_1 = T_1 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_2 = T_2 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_0 = 0 \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

Pour les six secteurs, les durées de modulation sont exprimées comme suit:

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3}T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \left(\sin(60^\circ - \alpha + \frac{n-1}{3}180^\circ) \right) \\ &= \sqrt{3}T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \left(\sin(\frac{n}{3}180^\circ - \alpha) \right) \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

$$T_2 = \sqrt{3}T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \left(\sin(\alpha - \frac{n-1}{3}180^\circ) \right) \quad (\text{B.7})$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (\text{B.8})$$

Dans les expressions précédentes, n indique le numéro du secteur où se trouve le vecteur de référence.

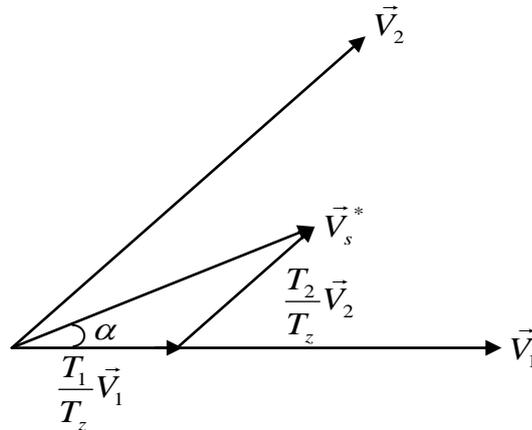


Figure B.3: Temps d'application par projection du vecteur

B.1.3 Détermination des temps de commutation pour chaque transistor

Dans ce contexte, nous pouvons signaler que l'application des signaux d'attaque se fait de deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la Figure (B.4 a). A l'intérieur d'une période de commutation, on applique la première séquence durant le temps T_1 , la deuxième séquence durant le temps T_2 et la roue libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période.

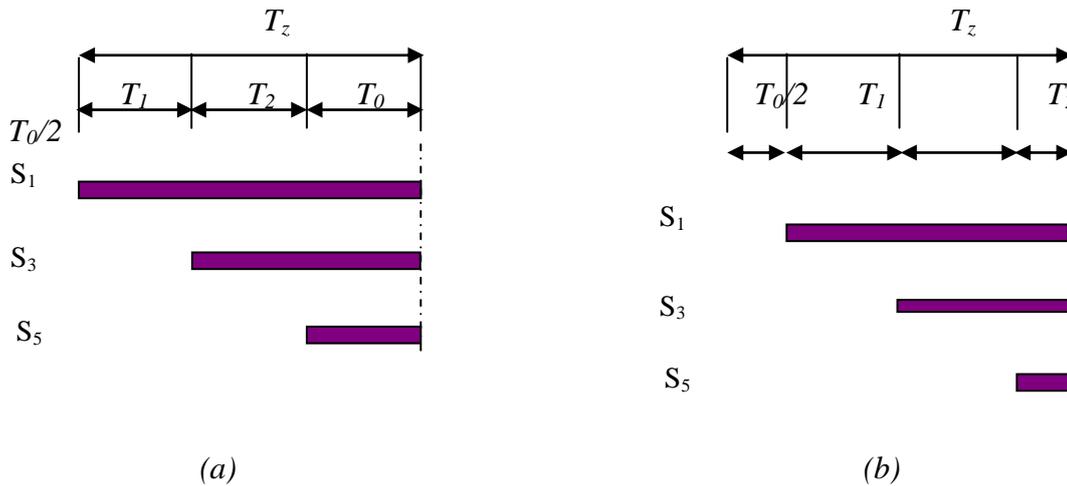


Figure B.4: Application des Signaux de commande des interrupteurs.

Dans la deuxième, on applique en premier la première séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , ensuite la première et la deuxième séquence durant les temps T_1 et T_2 respectivement et finalement on applique la deuxième séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , (voir Figure (B.4 b)). L'avantage de la deuxième façon est le fait qu'à chaque période, on fait appel à deux séquences de roue libre. Cette procédure permet de diminuer les contraintes thermiques sur les interrupteurs pendant la roue libre en l'effectuant une fois avec les interrupteurs hauts (S_1 , S_3 et S_5) et une fois avec les interrupteurs bas (S_2 , S_4 et S_6).

En effet, en se basant sur la Figure (B.4), on peut résumer, voir tableau (B.1), les temps de conduction de chaque convertisseur statique et ceci pour tous les secteurs.

<i>N° du secteur</i>	<i>Convertisseurs hauts (S_1, S_3 et S_5)</i>	<i>Convertisseurs bas (S_2, S_4 et S_6)</i>
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

Tableau (B.1): Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs.

Nomenclatures

Nomenclature

I. Symboles

C_r :	Couple résistant.
f :	Coefficient de frottements.
i_{dq} :	Courant statoriques dans le repère (d, q)
$i_{\alpha\beta}$:	Courant statoriques dans le repère (α, β) fixé au stator
J :	Moment d'inertie
L_s :	Inductance statorique.
L_r :	Inductance rotorique.
M_{sr} :	Inductance mutuelle
N_b :	nombre des barres rotoriques
N_{bs} :	nombre des barres rotoriques saines
N_{bb} :	nombre des barres rotoriques cassées
$r(t)$:	Vecteur résidus.
R_b :	Résistance d'une barre rotorique
R_e :	Résistance totale de l'anneau
R_s :	Résistance statorique.
R_r :	Résistance rotorique.
P :	nombre de paire de pôles
$u(t)$:	Vecteur de tension de commande.
V_{dq} :	Tension statoriques dans le repère (d, q)
$V_{\alpha\beta}$:	Tension statoriques dans le repère (α, β) fixé au stator
$x(t)$:	Vecteur d'état.
$y(t)$:	Vecteur de sortie
ω_r :	Vitesse électrique du rotor
ω_s :	Pulsation statorique
θ :	Position du rotor
ϕ_{dq} :	Flux rotoriques dans le repère (d, q)
$\phi_{\alpha\beta}$:	Flux rotoriques dans le repère (α, β) fixé au stator
η_{cc} :	Le rapport de court-circuit

θ_{cc} : L'angle électrique repérant le bobinage en court-circuit

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

II. Abréviations

ADC:	Analog to Digital Converter
DAC:	Digital to Analog Converter
DSP:	Digital signal processor
IRFO:	Indirect rotor flux oriented
FFT:	Fast Fourier Transformation
MAS:	Machine Asynchrone
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
MRAS:	Model Référence adaptative System
SVM :	Space vector modulation
PI :	Régulateur Proportionnel et Intégral
IP :	Régulateur Intégral et Proportionnel
FTC :	Fault tolerant control
AFTC :	Active fault tolerant control
PFTC:	Passive fault tolerant control
SMC:	Sliding mode control
FDI:	Fault detection and isolation
ASMO:	observateur mode glissant adaptatif
ALUO:	observateur de Luenberger adaptatif

Bibliographies

Bibliographie

- [AKH 04] **A. AKHENAK.** *Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle.* Thèse de doctorat. Ecole doctorale IAEM Lorraine. 2004
- [ALL 06] **A. N. ALLALOU.** *Diagnostic de défauts par observateurs non linéaires : application aux processus chimique.* Mémoire de magister. Ecole nationale polytechnique. 2006
- [ALR 04] **I. AL-ROUH.** *Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone.* Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 2004
- [BAC 01] **S. BACHIR, S. Tnani.** *Induction motor modelling of broken rotor bars and fault detection by parameter estimation.* IEEE International SDEMPED'01, Grado, Italie, pp. 145-149, September 2001.
- [BAC 02] **S. BACHIR.** *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique.* Thèse de doctorat. Ecole supérieure d'ingénieurs de Poitiers. 2002
- [BAI 07] **H. BAIKECHE.** *Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée.* Thèse de doctorat. L'Institut National Polytechnique de Lorraine. 2007
- [BAG 99] **L. BAGHLI.** *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.* Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 1999
- [BAG 05] **L. BAGHLI.** *Modélisation et commande de la machine asynchrone.* Notes de cours. IUFM de Lorraine. 2005.
- [BEL 07] **M. BELKHEIRI, F. BOUDJEMA.** *Function Approximation Based Augmented Backstepping Control for an Induction Machine,* WSEAS Trans Sys Ctrl, vol. 2, n° 9, p. 450–457, sept. 2007.
- [BEN 07a] **M. BENBOUZID, D. DIALLO.** *Advanced Fault-Tolerant Control of Induction-Motor Drives for EV/HEV Traction Applications: From Conventional to Modern and Intelligent Control Techniques,* IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 56, n° 2, p. 519-528, mars 2007.
- [BEN 07b] **W. BENZAOUÏ.** *Diagnostic de la machine asynchrone à base d'observateurs.* Projet de fin d'étude. Ecole nationale polytechnique. 2004
- [BEN 99] **A. BENCHAIÏB, A. RACHID.** *Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor,* IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, n° 1, p. 128-138, févr. 1999.
- [BON 04] **C. BONIVENTO, A. ISIDORI.** *Implicit fault-tolerant control: application to induction motors,* Automatica, vol. 40, n° 3, p. 355-371, mars 2004.
- [BOU 01] **T. BOUMEGOURA.** *Recherche de signature électrique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic.* Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lyon. 2001
- [CAS 03] **R. CASIMIR.** *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes.* Thèse de doctorat. Ecole doctorale de Lyon. 2003.
- [CHE 07] **H. CHEKIREB, M. TADJINE.** *Lyapunov based on cascaded non-linear control of induction machine,* nonlinear dynamics and Systems Theory. 7 (2007) 253–266.

- [CHO 08] **S. CHOUABA**. *Diagnostic et Commande de la machine asynchrone à cage d'écurueil à l'aide des observateurs*. Mémoire de Stage recherche M2. Université de Poitiers.2008
- [DIA 04] **D.DIALLO, M. BENBOUZID**. *A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications* *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, n° 6, p. 1847-1855, nov. 2004.
- [DID 04a] **G. DIDIER. H. RAZIK**. *Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone*. Dispositif : 02 A0 1 20717. Module 3810. Université Henri Poincaré – Nancy. 2003.
- [DID 04b] **G. DIDIER**. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 2004.
- [EDW 00] **C. EDWARDS, S.K. SPURGEON, R.J. PATTON**. *Sliding mode observers for fault detection and isolation*, *Automatica*. 36 (2000) 541–553
- [FEK 05] **A. Fekih, Fahmida. N. CHOWDHURY**. *A Fault Tolerant Control Design for Induction Motors*, in *2005 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, 2005, vol. 2, p. 1320-1325.
- [FEK 06] **A. Fekih**. *Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system*, *IET Control Theory Appl.*, Vol.2, No.9, pp.762-772, 2008
- [GAE 10] **K.S. GAEID, H.A.F. MOHAMED**. *Diagnosis and fault tolerant control of the induction motors techniques a review*, *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*. 4 (2010) 227–246
- [GHA 05] **M. GHANES**. *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*. Thèse de doctorat. Université de Nantes. 2005
- [GOU 10] **A. GOUICHICHE**. *Diagnostic et Commande d'une Machine Asynchrone à Base d'Observateur. Etude expérimentale*. Mémoire de magister. Université Ibn Khaldoun de Tiaret, 2010.
- [GOU 12] **A. GOUICHICHE, S.M.BOUCHERIT**. ‘ ‘*Sliding mode observer for fault tolerant control of induction motor*. 2nd International Symposium on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), 2012: pp. 516–522.
- [GOU 13] **A. GOUICHICHE, S.M. BOUCHERIT**. *An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment*. *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 104, p. 129-137, nov. 2013.
- [HAS 08] **S. HASSAINE**. *Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanent*. Thèse de doctorat. Université de Mohamed Boudiaf Oran. 2008
- [Her 77] **R. Hermann, and A.J. Krener**. *Nonlinear controllability and observability*", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 22, pp. 728-740, 1977.
- [JAS 11] **O. JASIM, M. SUMNER**. *Development of a new fault-tolerant induction motor control strategy using an enhanced equivalent circuit model*. *IET Electric Power Applications*. 5 (2011) 618 -627.

- [KHA 11] **A. KHELASSI**. *Nouvelle méthodologie de synthèse de lois de commande tolérante aux fautes garantissant la fiabilité des systèmes*. Thèse de doctorat Université Henri Poincaré - Nancy I, 2011
- [KUB 93] **H. KUBOTA, K. MATSUSE**. *DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*. IEEE Transaction on Industry Application. 1993
- [KUN 95] **L.KUN-CHU**. *Model based failure detection in induction motor using nonlinear filtering*. PhD dissertation. Case Western Reserve University. 1995
- [LAL 04] **T. Meriem LALEG**. *Contribution aux méthodes de diagnostic à base d'observateurs et à la commande tolérante aux défauts*. Projet de fin d'étude. Ecole nationale polytechnique. 2004
- [LI 05] **J. Li, L. XU, et Z. ZHANG**. "An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control. *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 41, n° 4, p. 1039–1046, 2005
- [MAH 99] **M. O. MAHMOUDI, N. MADANI**, *Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive. Eur. Phys. J. - Appl. Phys.*, vol. 7, n° 03, p. 217-225, 1999.
- [MAS 08] **M. Massaoudi, L.Sbtia**. *MRAS and Luenberger observer Based Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motors*, 2008, Medwell journals.
- [MEN 06] **A. M. MENDES et A. M. CARDOSO**. *Fault-tolerant operating strategies applied to three-phase induction-motor drives, Ind. Electron. IEEE Trans. On*, vol. 53, n° 6, p. 1807–1817, 2006.
- [MOK 07] **A. MOKHTARI**. *New Approaches for Fault Detection of Induction Motors Using Neural Network*. Master of Engineering Science. University of Alexandria, 2007
- [OND 06] **O. ONDEL**. *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone*. Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lyon. 2006.
- [OUD 08] **Mohamed OUDGHIRI**. *Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile..* Thèse de doctorat. Université de Picardie Jules Verne, 2008.
- [RAI 14] **A. Raisemche, M. Boukhnifer**. *Two Active Fault-Tolerant Control Schemes of Induction-Motor Drive in EV or HEV*, IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 63, no. 1, january 2014
- [ROD 05] **M. RODRIGUES**. *Diagnostic et Commande Active Tolérante aux Défauts appliqués aux Systèmes décrits par des Multi-Modèles Linéaires*. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré - Nancy I, 2005.
- [ROM 10] **M. E. ROMERO, M. M. SERON**. *Sensor fault-tolerant vector control of induction motors , IET Control Theory Appl.*, vol. 4, n° 9, p. 1707-1724, sept. 2010.
- [SAL 02] **Ricardo Alvaraz SALAS**. *Développement des lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone*. Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Grenoble
- [SCH 92] **C. SCHAUDER**. *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*. 1989, IEEE Transaction

- [SCH 99] **E. SCHAEFFER**. *Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts*. Thèse de doctorat. École Centrale de Nantes. 1999
- [SHA 01] **G. Latif-SHABGAHI, J. M. Bass, et S. Bennett**. *History-based weighted average voter: a novel software voting algorithm for fault-tolerant computer systems*, in *Parallel and Distributed Processing, 2001. Proceedings. Ninth Euromicro Workshop on*, 2001, p. 402–409.
- [SHY 96] **K.K. SHYU, H.J. SHIEH**. *A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems*, *Power Electronics, IEEE Transactions on*. 11 (1996) 660–667.
- [STO 11] **Florin Stoican**. *Fault tolerant control based on set-theoretic methods*. Thèse de doctorat. Ecole supérieure d'électricité 2011
- [TAB 13a] **B. TABBACHE, N. RIZOUG**. *A Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor-Based EVs*, *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 62, no. 3, march2013
- [TAB 13b] **B. TABBACHE, M. ENBOUZID**. *Virtual-Sensor-Based Maximum-Likelihood Voting Approach for Fault-Tolerant Control of Electric Vehicle Powertrains*. *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 62, no. 3, march2013
- [TUR 00] **M. Tursini, R. Petrella**. *Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors*. *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 36, no. 5, september/october 2000
- [UDD 10] **M.N. UDDIN, W. WANG**. *Modeling and minimization of speed ripple of faulty induction motor with broken rotor bars*, *Industry Applications, IEEE Transactions on*. 46 (2010) 2243–2250.
- [UTK 99] **V. UTKIN, J. GULDNER**, *Sliding mode control in electromechanical systems*. Taylor and Francis, Philadelphia, USA, 1999
- [VAS 98] **P. VAS**. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford science publication. Oxford university. 1998
- [YEH 09] **Chia-Chou Yeh, A. Nabeel**. *Fault-Tolerant Soft Starter Control of Induction Motors With Reduced Transient Torque Pulsations*. *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 4, december 2009
- [YOU 08] **Youmin Zhang, Jin Jiang**. *Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems*. *Annual Reviews in Control* 32 (2008) 229–252
- [ZAR 10] **G. R. L.-S. F. Zarafshan**. *A novel weighted voting algorithm based on neural networks for fault-tolerant systems*. p. 135 -139, 2010.
- [ZHI 98] **L. Zhihong, S. K. Panda**. *Modified Sliding Mode Speed Controller for Vector Controlled Induction Motor Drive*. *IEEE Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, 1998

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتناول دراسة تطبيقية عن التشخيص باستعمال المراقبات والتحكم المتحمل للأعطال مطبق على نظام كهربائي وهي الآلة اللامتزامنة معرضة لمختلف الأعطال. المرحلة الأولى تعالج عموميات حول التشخيص و التحكم المتحمل للأعطال بمختلف أنواعه. المرحلة الثانية تتناول صياغة نموذج رياضي للآلة اللامتزامنة في حالة وجود أو غياب الأعطال وعرض مراقب نظام الانزلاق المخصص لكشف وعزل الأعطال. الأعطال التي تم أخذها بعين الاعتبار هي الدوائر القصيرة في لفات المحرك وانكسار أشرطة الدوار. بالإضافة إلى ذلك نقدم مخطط شامل لتشخيص الآلة اللامتزامنة ضمن حلقة مغلقة لأعطال الاستشعار وأعطال الجهاز. في الجزء الثالث نهتم بدراسة التحكم الشعاعي المعتمد على المصححات الكلاسيكية والمتطورة. وفي المقابل قمنا بعرض مراقبين من أجل التحكم بدون لاقط سرعة. الأدوات المنشأة في المراحل السابقة تقدم كطريقة لإنشاء خوارزميات خامدة وناشطة للآلة اللامتزامنة.

الكلمات المفاتيح : التحكم المتحمل للأعطال الآلة اللامتزامنة المراقب التحكم الشعاعي

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude expérimentale du diagnostic à base d'observateurs et la commande actives et passives tolérante aux défauts (FTC) appliquées à un système électrique à savoir la machine à induction pour différents types de défaillances. Dans la première partie, on présente un état d'art sur le diagnostic la commandes tolérante aux défauts avec ses différents approches. La second partie concerne l'élaboration d'un modèle du moteur asynchrone exprimé dans les deux situations : saine et en défaut, ainsi la synthèse d'un observateur à mode glissant dédiée à la détection et isolation de ces défaillances. Les défauts qui ont été pris en compte sont : court-circuit des spires statoriques et la rupture de barres rotoriques. En outre nous proposons un schéma global pour le diagnostic de la machine à induction en boucle fermée pour des défauts de capteurs et défauts de machine. La troisième partie, nous nous intéresserons à l'étude de la commande vectorielle basée sur la synthèse des régulateurs classiques et modernes (mode glissant et backstepping). En parallèle on a présenté deux types d'observateurs adaptatifs pour commande sans capteur de vitesse. Les outils développés dans les parties précédentes vont servir comme moyens pour l'élaboration des algorithmes FTC actives et passives de la machine à induction.

Mots clés : Commande tolérante aux défauts (FTC), Machine à induction, détection et isolation des défauts (FDI), Observateurs, Commande vectorielle.

Abstract

The work presented in this thesis deals with the experimental study of the diagnosis based observer and active and passive fault tolerant control (FTC) applied to an electrical system namely the induction machine for different types of failures. In the first part, we present an art of state on diagnosis and the fault tolerant control with different approaches. The second part concerns the development of a model of the asynchronous motor expressed in two situations: healthy and in default, and the synthesis of a sliding mode observer dedicated to the detection and isolation of these failures. The faults that have been considered are: the stator windings faults and rotor bars breaking. In addition we offer a global scheme for the diagnosis of the induction machine in closed loop for sensor faults and machine defects. The third part focuses on the study of vector control based on the synthesis of classical and modern controllers (backstepping and sliding mode). In parallel, two types of adaptive observers for sensorless speed control are introduced. The tools developed in the previous sections serve as a means for the development of active and passive FTC algorithms of the induction machine.

Keywords: Fault tolerant control (FTC), induction machine, fault detection and isolation (FDI), vector control, observer