

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Ibn Khaldoun Tiaret

Faculté des Sciences et des Sciences de l'Ingénieur



Mémoire

Présenté au Département de Génie Electrique
en vue de l'obtention du titre de

Magister

Ecole doctorale de Génie électrique
Option: Commande et Analyse des Systèmes Electriques

Par

Abdelmadjid GOUICHICHE

Ingénieur en Electrotechnique de l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret-

Thème

Diagnostic et Commande d'une Machine Asynchrone à Base d'Observateur. Etude expérimentale

Soutenu devant le jury composé de :

Président : Mr. MOUDJAHED M Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldoun -Tiaret

Rapporteurs : Mr .BOUCHERIT. M. S Professeur ENP Alger

Examineurs : Mr MESLEM Y Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret
Mr . TAJINE .M Professeur ENP Alger

Invité : Mr . TOUMI .D Maître Assistant à l'Université Ibn Khaldoun - Tiaret

Mémoire préparé au sein du Département de Génie Electrique – Tiaret 2010.

REMERCIEMENTS

Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser mon mémoire de magister 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 TOUMI Djilali 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

- Tout le personnel (enseignants et étudiants de l'école doctorale) du département "Génie Electrique" pour m'avoir insufflé les connaissances que j'ai à ce jour acquises

- Messieurs les membres du jury pour leur patience et compréhension.

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Généralités sur les défauts et les méthodes de diagnostic de la MAS	
1.1 Introduction	3
1.2 Constitution de la machine asynchrone	3
1.3 Les défauts de la machine asynchrone	3
1.3.1 Les défauts statoriques	4
1.3.1.1 Court-circuit entre spires	5
1.3.1.2 Court-circuit entre phases	5
1.3.2 Les défauts rotoriques	5
1.3.2.1 Rupture de barres	5
1.3.2.2 Ruptures d'anneaux	6
1.3.2.3 Excentricité statique et dynamique	6
1.3.3 Défauts mécaniques	6
1.3.3.1 Défaillances des roulements	6
1.3.3.2 Autres défaillances mécaniques	7
1.3.4 Défauts divers	7
1.4 Présentation des méthodes de diagnostic de la machine asynchrone	8
1.4.1 Méthodes de diagnostics basés sur le traitement de signal	8
1.4.1.1 Analyse spectrale	8
1.4.2 Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique	8
1.4.2.1 Méthodes d'espace de parité	9
1.4.2.2 Méthodes d'estimation paramétrique	9
1.4.2.3 Méthodes à base d'observateurs	9
1.4.3 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle	9
1.5 Critères de performance d'un système de diagnostic	10

1.6 Conclusion 10

Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone avec et sans défaut

2.1 Introduction 12

2.2 Modèle de la machine asynchrone en bon fonctionnement 12

 2.2.1 Modélisation dans le repère triphasé 12

 2.2.2 Modélisation dans le repère diphasé 14

 2.2.3 Equation mécanique 15

 2.2.4 Modèle d'état de la machine asynchrone 15

2.3 Modèle de la machine asynchrone avec défaut 16

 2.3.1 Défaut statorique de type court-circuit 16

 2.3.1.1 Modélisation dans le repère triphasé 17

 2.3.1.2 Modélisation dans le repère diphasé 18

 2.3.1.3 Modèle d'état de la machine avec défaut de court-circuit 19

 2.3.1.4 Résultats de simulation et validation expérimentale 20

 2.3.1.5 Validation par analyse spectrale 21

 2.3.2 Défaut rotorique de type rupture de barres 21

 2.3.2.1 Modèle d'état de la machine avec défaut des barres rotoriques 24

 2.3.2.2 Résultats de simulation et validation expérimentale 24

 2.3.2.3 Validation par analyse spectrale 25

2.3 Conclusion 25

Chapitre 3 : Contrôle vectoriel de la machine asynchrone

3.1 Introduction 26

3.2 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone 26

 3.2.1 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque 26

 3.2.2 Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchrones 26

 3.2.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) 28

 3.2.4 Calcul des régulateurs 29

 3.2.4.1 Bloc de découplage 29

 3.2.4.2 Régulation des courants 30

3.2.4.3 Régulation de la vitesse	31
3.2.5 Résultats expérimentaux	32
3.3 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.....	36
3.3.1 Présentation des observateurs utilisés	36
3.3.1.1 Présentation de l'observateur Luenberger classique	36
3.3.1.1 Présentation de l'observateur Luenberger classique	37
3.3.1.2 Application de l'observateur de luenberger à la MAS	38
3.3.1.3 Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif.....	38
3.3.1.3.1 Schéma adaptatif pour l'estimation de la vitesse	39
3.3.1.3.2 Calcul du gain d'observation	41
3.3.1.4 Application Luenberger adaptatif dans la commande vectorielle.....	42
3.3.1.5 Résultats expérimentaux	43
3.4 Conclusion	48

Chapitre 4 : Diagnostic des défauts de la MAS à base d'observateurs

4.1 Introduction	49
4.2 Observateurs dédiés au diagnostic des défauts de la MAS	49
4.2.1 Analyse des résidus	49
4.2.2 Evaluation des résidus	50
4.3 Application des observateurs au diagnostic de la machine asynchrone	50
4.3.1 Luenberger classique.....	50
4.3.1.1 Evolution des résidus en régime sain	51
4.3.1.2 Défaut de court-circuit	52
4.3.1.3 Défaut de rupture des barres.....	53
4.3.2 Luenberger adaptatif	55
4.3.2.1 Evolution des résidus en régime sain	55
4.3.2.2 Défaut de court-circuit	56
4.3.2.3 Défaut de rupture des barres.....	57
4.4 Diagnostic de la MAS à base d'observateur en boucle fermée	58
4.5 Application des observateurs au diagnostic de MAS en boucle fermée.....	58
4.5.1 Luenberger classique.....	58
4.5.1.1 Défaut de court-circuit	59

4.5.1.2 Défaut de rupture des barres.....	60
4.5.2 Luenberger adaptatif	62
4.5.2.1 Défaut de court-circuit	62
4.5.2.2 Défaut de rupture des barres.....	63
4.6 Influence du défaut sur la commande vectorielle sans capteur de vitesse	65
4.6.1 Cas de défaut de court-circuit.....	65
4.6.2 Cas de défaut de rupture des barres.....	66
4.7 Comparaison entre les deux observateurs	67
4.8 Conclusion	69
Conclusion générale.....	70
Annexe	72
Annexe A : Description du banc expérimentale	72
Annexe B : Principe de la modulation vectorielle	77
Annexe C : Modèle linéaire de la machine asynchrone	83
Nomenclatures.....	86
Bibliographie	88

Introduction générale

Introduction générale :

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.

Classiquement, la commande vectorielle a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que cette régulation est d'un usage industriel très répandu. La réalisation de la commande vectorielle requiert l'installation d'un encodeur incrémental afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. C'est à partir de là que l'idée de la commande sans capteur de vitesse a germé. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur les observateurs d'états.

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 surveillance et de diagnostic est devenue un besoin crucial pour assurer la sécurité des personnes, la qualité de service et la rentabilité des installations.

Il existe plusieurs techniques de diagnostic, elles se répartissent en deux grandes familles : les méthodes sans modèle et les méthodes à base du modèle analytique. Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'information par le biais du traitement de signaux mesurés qui peuvent fournir des informations significatives sur le défaut. Récemment, de nouvelles approches fondées sur les nouvelles techniques de l'intelligence artificielle ont été développées.

Les méthodes à base de modèle reposent sur le suivi des variables d'état de la machine. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel, cet écart est appelé résidu. Il existe plusieurs approches développées dans ce contexte, parmi elle l'approche à base d'observateurs.

Cependant, dans la majeure partie des travaux effectués, les méthodes mises au point pour la détection et la localisation de défauts se basent sur une représentation du système en boucle ouverte. Or, dans la plupart des applications industrielles, le système est inséré dans une boucle de régulation ou de commande. Dans ce contexte, la détection et la localisation de défauts est plus délicate du fait que les objectifs de commande et de diagnostic sont contradictoires.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le but de synthétiser les observateurs pour le diagnostic et la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Notre principal objectif est donc de concevoir un environnement pratique à base de calculateur numérique (Dspace 1104) permettant la mise en œuvre pratique de ces algorithmes de commande et de diagnostic.

Ainsi, le mémoire s'articule autour de quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents défauts qui peuvent altérer le fonctionnement de la machine asynchrone. Ensuite nous exposons les principales méthodes du diagnostic de la machine à induction en expliquant brièvement le principe de chaque méthode.

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.

Le troisième chapitre est composé de deux parties. La première partie est consacrée à la présentation de la commande par orientation du flux ; la seconde à la commande vectorielle sans capteur de vitesse en utilisant la théorie d'observation.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons des observateurs utilisés dans le domaine de diagnostic de la machine à induction en boucle ouverte et en boucle fermée. Nous mettrons l'accent sur deux observateurs : Luenberger classique et Luenberger adaptatif. Et nous terminons ce chapitre par une comparaison entre ces deux observateurs.

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

Afin de ne pas surcharger ce mémoire, nous avons préféré de ne présenter que les résultats expérimentaux.

Chapitre 1:

Généralités sur les défauts et les méthodes de diagnostic de la MAS

1.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous présentons le système à étudier qui est dans notre cas la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé d'une façon générale les éléments de constitution de cette machine, nous présentons les différentes défaillances qui peuvent survenir sur chacun d'eux. Ensuite nous allons définir les principales techniques de diagnostic appliquées à la machine asynchrone en expliquant brièvement le principe de chaque méthode.

1.2 Constitution de la machine asynchrone [ABD 04]:

Nous nous limiterons ici à la présentation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. Cette machine est constituée d'un circuit magnétique (stator et rotor) et d'un circuit électrique (bobinage statorique).

Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferro-magnétiques fines et découpées faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches statoriques.

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Dans le rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont des barres obtenues par injection d'un alliage d'aluminium ou préformées en cuivre et introduites dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Mais leur résistance est suffisamment forte pour que les courants ne circulent pratiquement pas dans les tôles.

1.3 Les défauts de la machine asynchrone :

Comme n'importe quel système physique, la machine asynchrone à cage d'écureuil 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

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes [OND 06] :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survoltage d'alimentation...
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défectuosité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine...

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

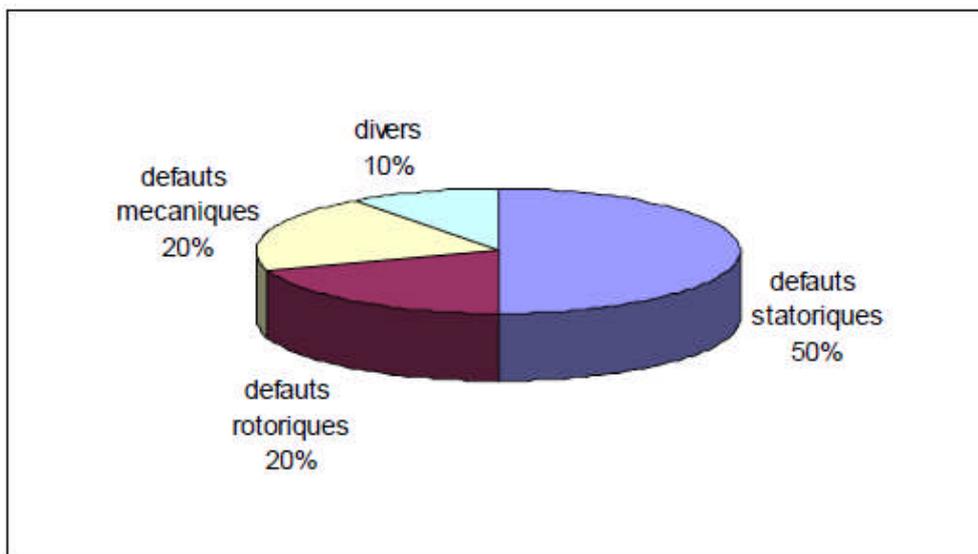


Fig. 1.1. Statistique des défauts de la MAS

1.3.1 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

1.3.1.1 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]

1.3.1.2 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

1.3.2 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

1.3.2.1 Rupture de barres :

C'est l'un des défauts les plus fréquents au niveau de 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

1.3.2.2 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.

1.3.2.3 Excentricité statique et dynamique :

L'excentricité se répartit en trois catégories. La première est statique, la seconde 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] :

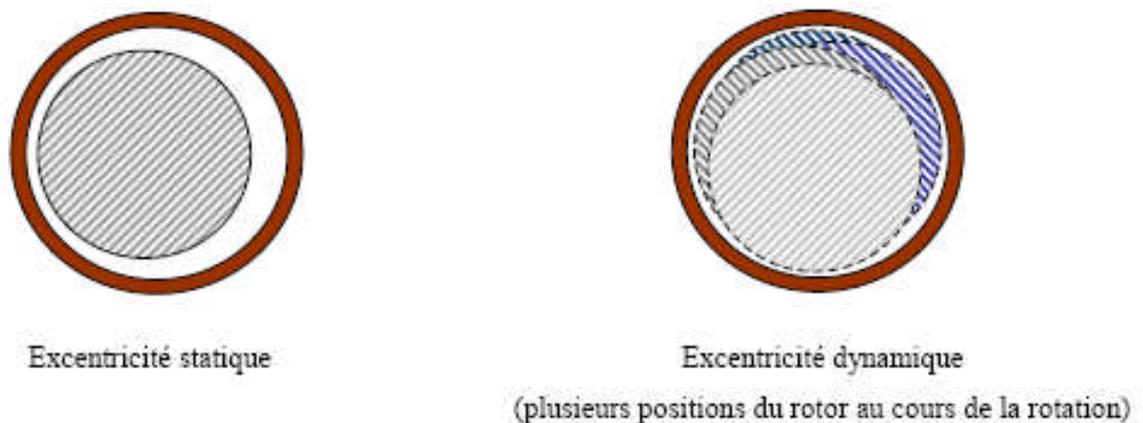


Fig. 1.2. Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

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.

1.3.3 Défauts mécaniques :

1.3.3.1 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.

1.3.3.2 Autres défaillances mécaniques

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc à 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].

1.3.4 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.

- Défauts induits par un desserrage.

Chaque défaut se traduit par son image fréquentielle à travers le courant absorbé par la machine.

1.4 Présentation des méthodes de diagnostic de la machine asynchrone :

1.4.1 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

1.4.1.1 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 [DID 04] [ABD 02] [BAC 02].

1.4.2 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.

1.4.2.1 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 [LAL 04].

1.4.2.2 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. [BEN 07] [BAC 01] [BAC 02] [LAL 04].

1.4.2.3 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 [BAC 02] [BEN 07] [LAL 04] [ALL 06]

1.4.3 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 [OND 06] [CAS 03].

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

1.5 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 [LAL 04]:

- **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.
- **La robustesse** qui s'explique par le fait que le système de diagnostic doit être non seulement sensible aux défauts que l'on désire détecter mais aussi insensible aux entrées inconnues (perturbations) et aux entrées de commande. Ceci se traduit par la génération de résidus dits robustes, c'est-à-dire, sensibles aux défauts tout en rejetant les perturbations et les signaux de commande. .

Il existe cependant, d'autres critères qu'il est nécessaire de prendre en compte en pratique, tels que : la rapidité de détection, le coût et les contraintes ergonomiques et économiques.

1.6 Conclusion :

Dans ce chapitre on a essayé de donner une idée générale sur la constitution de la machine asynchrone, ensuite on a présenté les défauts les plus fréquents qui peuvent faire dysfonctionner la machine .puis nous avons présenté les principales techniques de diagnostic

de la machine en donnant une explication générale de chaque méthode. Et enfin on a décrit les critères de performance d'un système de diagnostic pour juger la méthode de diagnostic qu'on va utiliser par la suite.

Chapitre 2:

Modélisation de la machine asynchrone avec et sans défauts

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. Les modèles doivent être simple et réaliste 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.

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).

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)

$M_{s_x r_y}$: mutuelle inductance entre une phase stratorique x et une phase rotorique y

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

p : nombre de paires de pôles

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

$$R_{sx} = R_s, R_{rx} = R_r, M_{s_x r_y} = M_{sr}$$

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

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 diphase :

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 :

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

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

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

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

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]. 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 $\frac{2\pi}{3}$

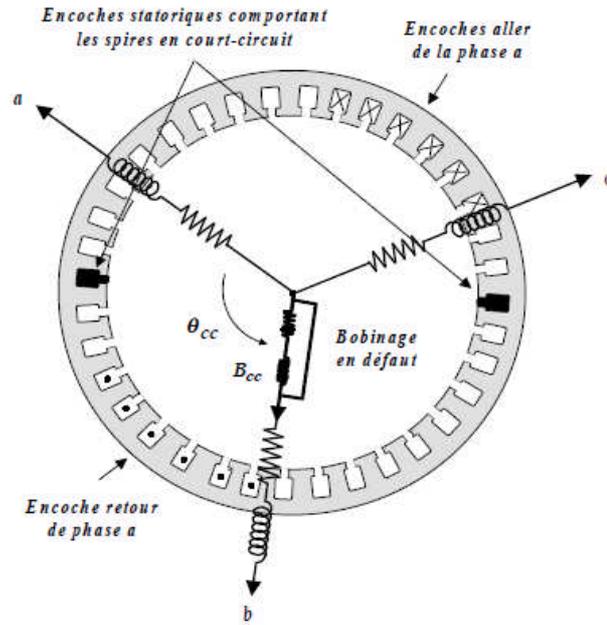


Fig. 2.1 - Court-circuit de spires sur la phase b du stator

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 introduit 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 :

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

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 [SCH 99] [SML02] :

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

Les équations de tension sont les mêmes que celle de l'équation (2.8) et (2.9), en ajoutant l'équation qui dépend de 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 [SCH 99] [BAC 02] :

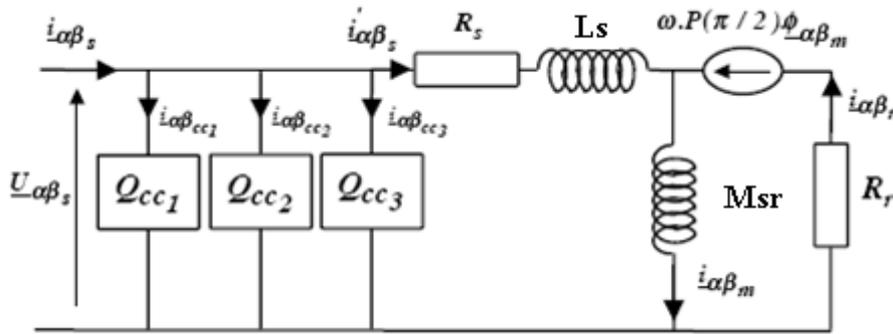


Fig. 2.2-Modèle général de court-circuit dans le repère de Park

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 celle 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=50Hz. Pour les mêmes conditions nous comparons ces résultats avec des résultats obtenus à l'issue d'un banc d'essai expérimental (Annexe A).

En régime établi, on applique une charge de 2N.m et on introduit à l'instant t = 11s un défaut de type court-circuit de 25 spires sur la phase a_s ce qui correspond à $\eta_{cc_1} = 0735$.

De même, on 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.

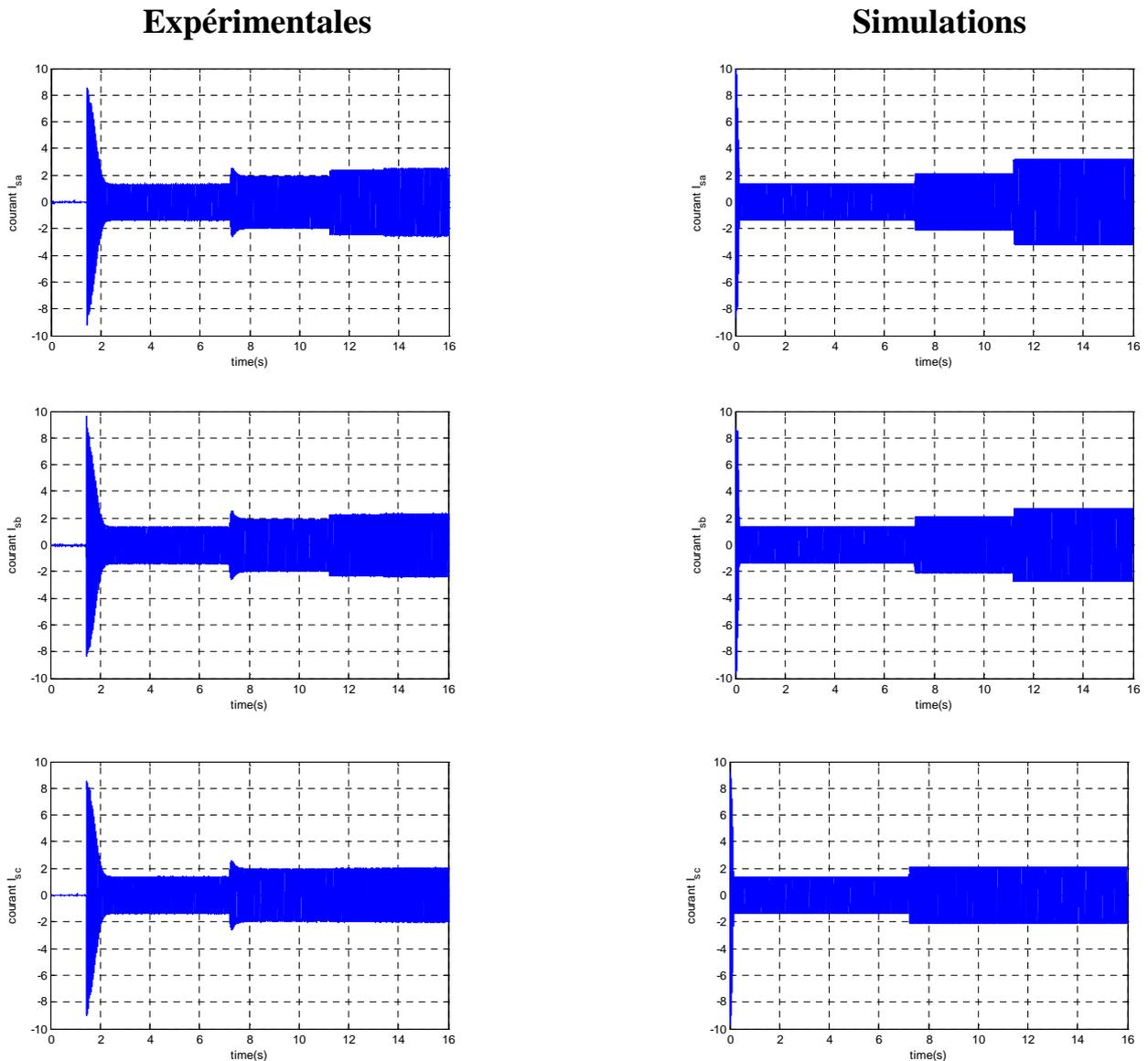


Fig. 2.3- Courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) simulés et expérimentaux lors d'un court-circuit de 25 spires

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 influence par le court-circuit.

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 .

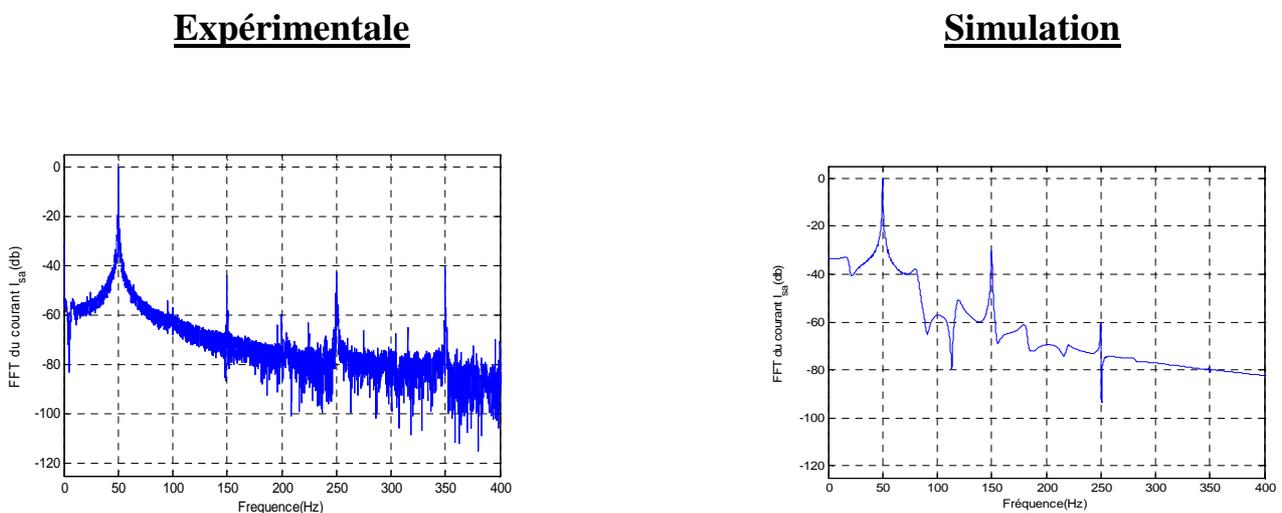


Fig.2.4-Analyse spectrale du courant de ligne lors d'un court-circuit

Ces résultats ont montré qu'en régime permanent le modèle de défaut crée des harmoniques due 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).

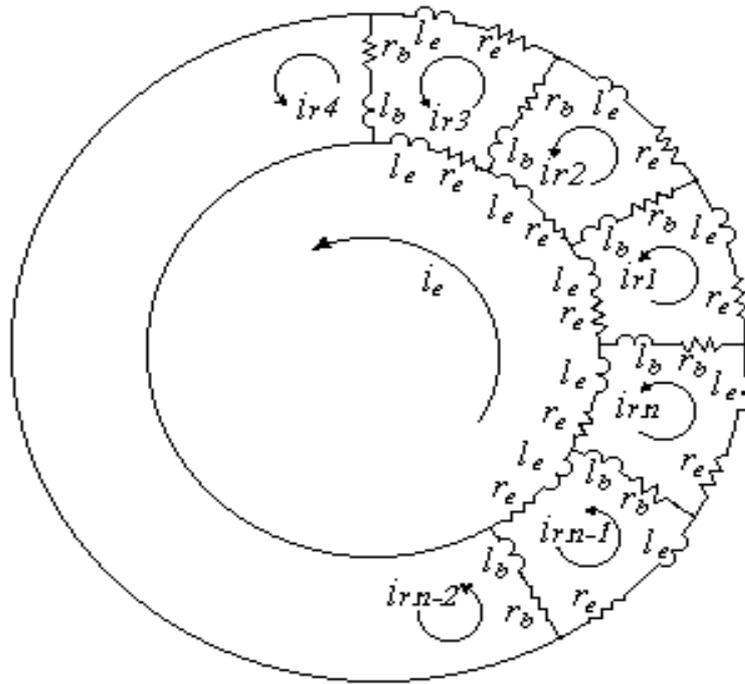


Fig.2.5 -Circuit équivalent de la cage rotorique

Chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneaux entre les deux barres fig. (2.6)[BEN 07]. Chaque barre et chaque portion d'anneau peuvent être remplacées par un circuit inductif (résistance+inductance).

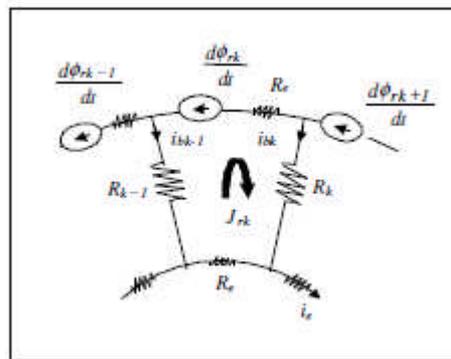


Fig.2.6 -Circuit équivalent d'une maille de la cage rotorique

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 [BAC 01] [MOK 07] [SHU 08] :

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

Dans le cas où on a des barres qui sont cassées (N_{bb}), il est évident que le nombre des barres saines démunies (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 [BAC 01] :

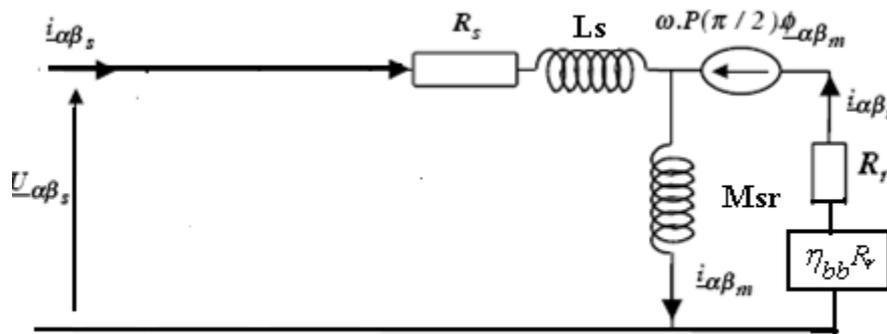


Fig. 2.7-Modèle général de défaut de barre rotorique dans le repère de Park

Le modèle continu de la machine asynchrone :

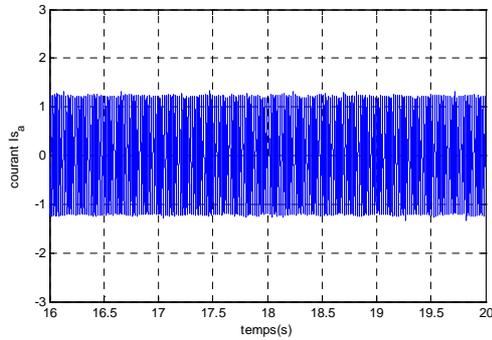
$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (2.37)$$

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

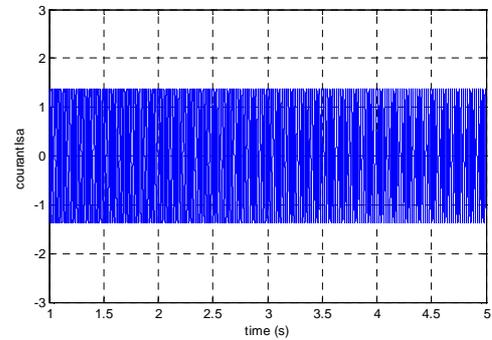
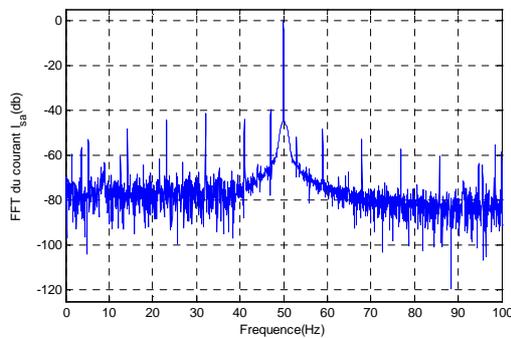


Fig. 2.8 - Courant simulée et expérimental lors d'une rupture de barre

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 $(1 \pm 2kg)f_s$ comme les montrent les figures suivantes :

Expérimentale



Simulation

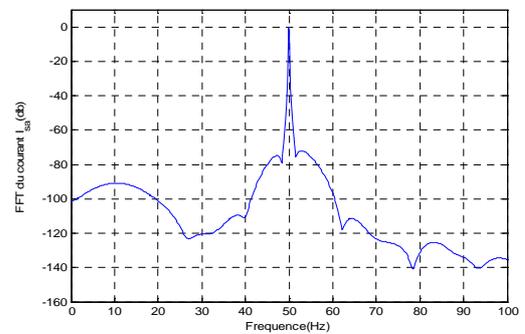


Fig.2.4-Analyse spectrale du courant de ligne lors d'une rupture de barre

2.4 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à développer des modèles de simulation de la machine asynchrone à cage d'écuriel 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.

Chapitre 3:

Contrôle vectoriel de la machine asynchrone

3.1 Introduction :

Ce chapitre est composé de deux parties. Nous commencerons tout d'abord par une explication détaillée de la commande vectorielle classique de la machine asynchrone (découplage, régulation...etc.) . Ensuite nous aborderons la deuxième partie qui traite de la commande vectorielle sans capteur de vitesse en nous basant sur le développement des observateurs d'état.

Des résultats expérimentaux seront présentés dans les deux cas pour montrer la validité de ces algorithmes.

3.2 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone :

3.2.1 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque :

Gardant les mêmes hypothèses simplificatrices retenues dans le chapitre précédent, nous préférons cette fois de travailler avec un modèle dans le repère de Park lié au champ tournant (d-q). Les équations du modèle du moteur exprimé dans le repère lié au champ tournant sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \omega_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \omega_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_{rq} + V_{sq} \right) \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p M_{sr}}{L_r J} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \\ Cem = \frac{p M_{sr}}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) \end{array} \right. \quad (3.1)$$

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

3.2.2 Méthodes de 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 :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

D'où l'appellation commande à orientation de flux rotorique figure (3.1) :

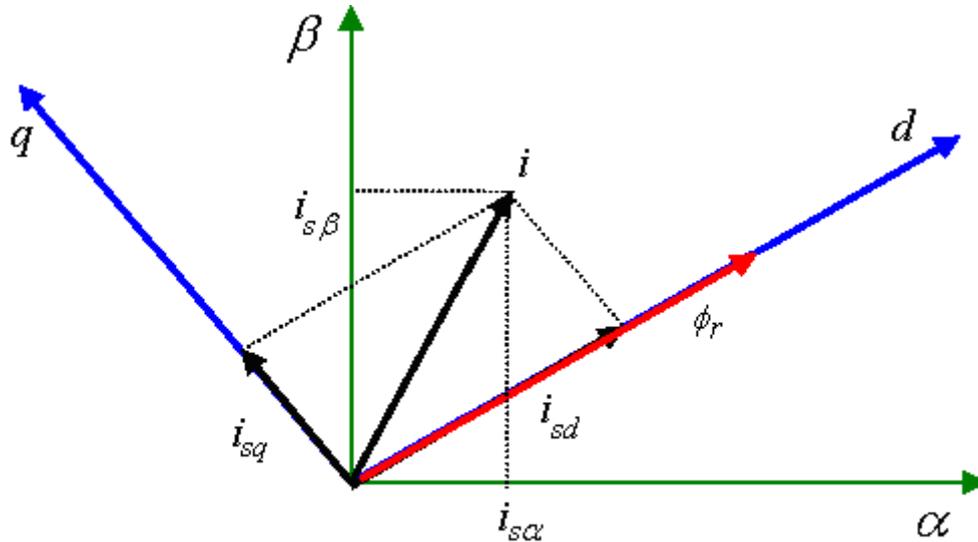


Fig. 3.1 - Référentiel lié au flux rotorique.

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

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \omega_r + V_{sq} \right) \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - F\omega_r - C_r \\ C_{em} = \frac{pM_{sr}}{L_r} i_{sq} \Phi_r \end{cases} \quad (3.3)$$

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

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

En ce qui concerne notre travail, on va se limiter seulement à la commande vectorielle indirecte

3.2.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) :

Dans ce type de commande, l'angle θ_s est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \right) dt \quad (3.4)$$

Ou $i_{ds} = \frac{\phi_r^*}{M_{sr}}$ en régime permanent et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

La figure (3.2) présente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

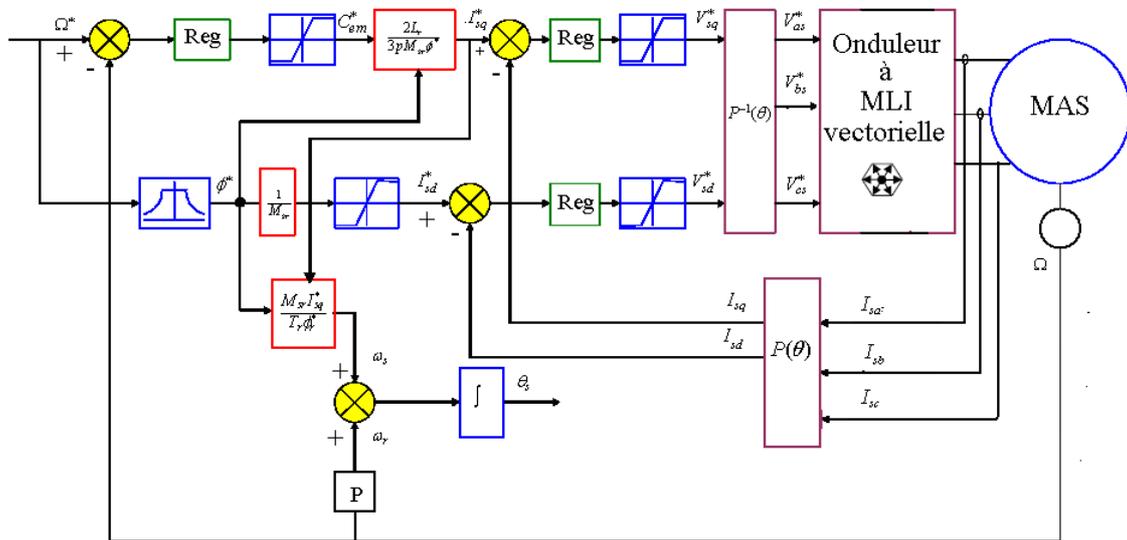


Fig. 3.2 - Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, ceux des courants i_{sd}, i_{sq} , le bloc de défluxage, celui du calcul de θ_s et les transformations directes et inverses.

Le moteur est alimenté à travers un onduleur triphasé à deux niveaux commandé par une stratégie dite MLI vectorielle (annexe B)

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 :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \leq \Omega_{rN} \\ \frac{\Omega_{rN}}{|\Omega_r|} \Phi_{rN} & si |\Omega_r| \geq \Omega_{rN} \end{cases} \quad (3.5)$$

3.2.4 Calcul des régulateurs :

3.2.4.1 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:

$$U_{sd} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (3.6)$$

$$U_{sq} = \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r + \sigma L_s \cdot S \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (3.7)$$

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + S T_r} I_{sd} \quad (3.8)$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (3.9)$$

Les termes de découplage sont :

$$\hat{e}_d = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \Phi_r \quad (3.10)$$

$$\hat{e}_q = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \omega_r \Phi_r \quad (3.11)$$

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 (3.3)

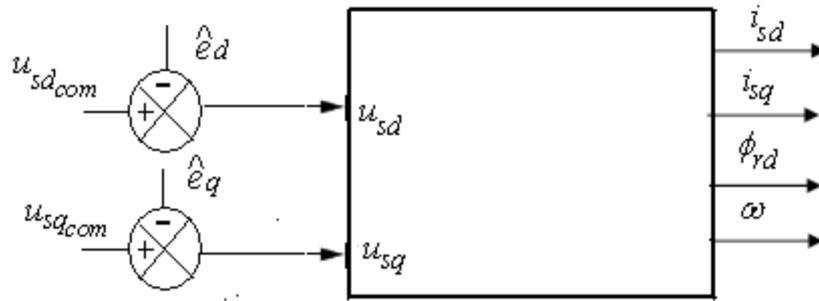


Fig. 3.3 - Découplage par addition des termes de compensation

3.2.4.2 Régulation des courants :

Les fonctions de transfert $\frac{I_{sd}}{U_{sd}}$ et $\frac{I_{sq}}{U_{sq}}$ 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 (3.4) présente le schéma bloc de la boucle de I_{sq} et est identique pour la boucle de I_{sd} .

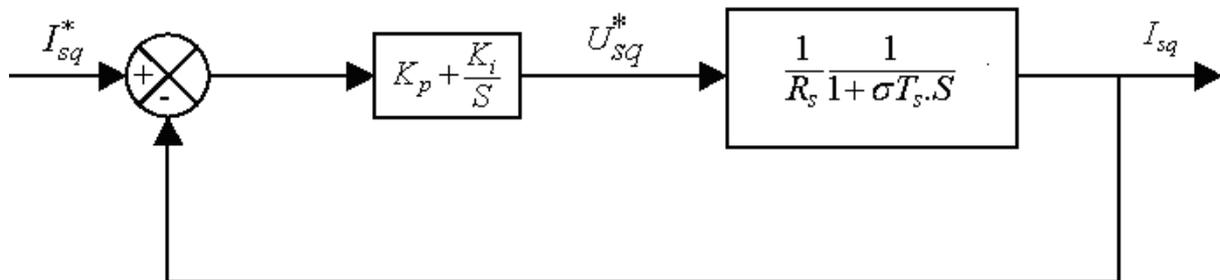


Fig. 3.4 - bloc de réglage de I_{sq} après découplage

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 :

$$\tau_{bf} = \frac{\tau_{bo}}{n} \quad (3.12)$$

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

Les paramètres de régulateurs deviennent :

$$\begin{cases} K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_{bf}} \\ K_i = \frac{K_p}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (3.13)$$

3.2.4.3 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 (3.5) montre la structure de la boucle externe en utilisant ce régulateur.

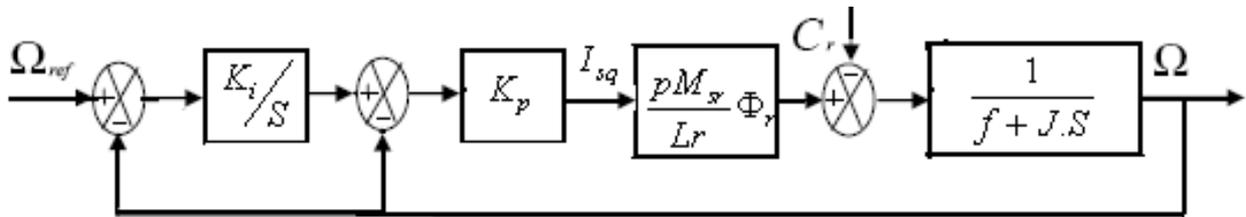


Fig. 3.5 - bloc de réglage de la vitesse de rotation

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

$$\frac{\Omega_{ref}}{\Omega} = \frac{K_i K_p K_{cem}}{S^2 + (K_p K_{cem} + f/J)S + K_i K_p K_{cem}} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.14)$$

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

Par équivalence on obtient :

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

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

$$\begin{cases} K_p = (2\xi\omega_n - f/J) / K_{cem} \\ K_i = \omega_n^2 / (K_p K_{cem}) \end{cases} \quad (3.15)$$

3.2.5 Résultats expérimentaux :

Dans le but de valider par expérimentation l'algorithme de la commande vectorielle, 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 (annexe A).

La figure 3.6 présente un essai expérimental effectué à l'aide du régulateur de vitesse IP. Après établissement du flux, nous imposons une vitesse de référence de 0 rad/sec à 0 s puis de 150 rad/sec à 2 s, puis la vitesse est inversée à -150 rad/sec à 10s et nous revenons à 0 rad/sec à 18s.

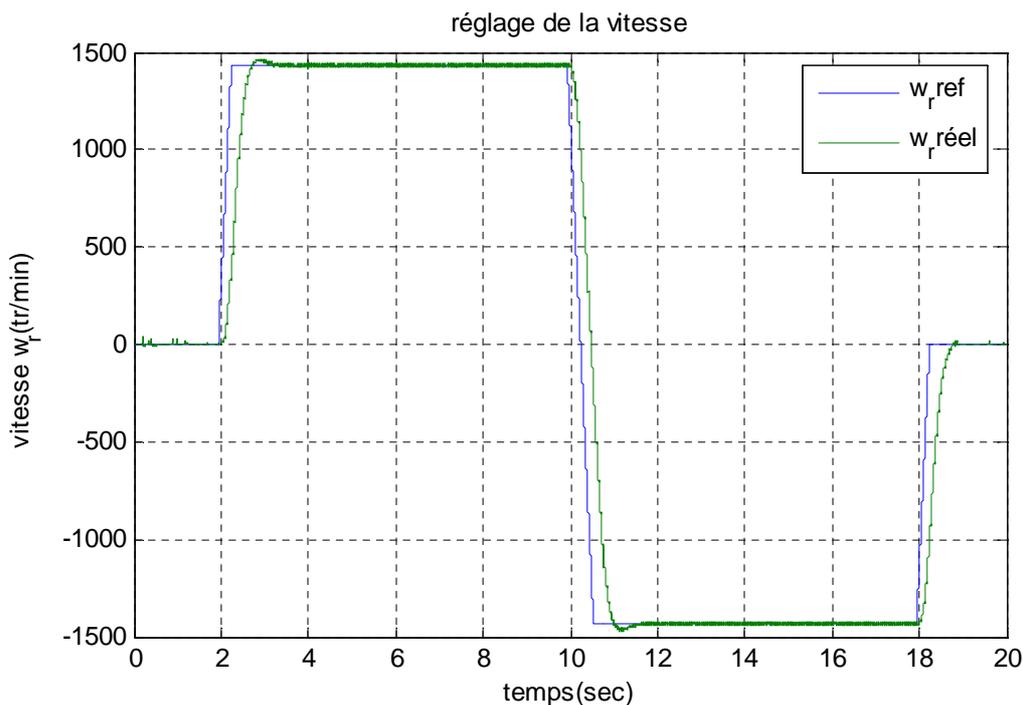


Fig. 3.6 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par IP

Nous constatons bien que la vitesse de rotation ω_r suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique ce qui montre l'efficacité de ce régulateur. Les figures (3.7) et (3.8) représentent respectivement les allures des courants I_{sq} et I_{sd} .

On constate clairement que l'inversion de la vitesse est reflétée sur l'allure de I_{sq} et $I_{sq_{ref}}$. Le courant I_{sd} est peu perturbé pendant la phase de l'inversion de vitesse ce qui montre l'efficacité du découplage

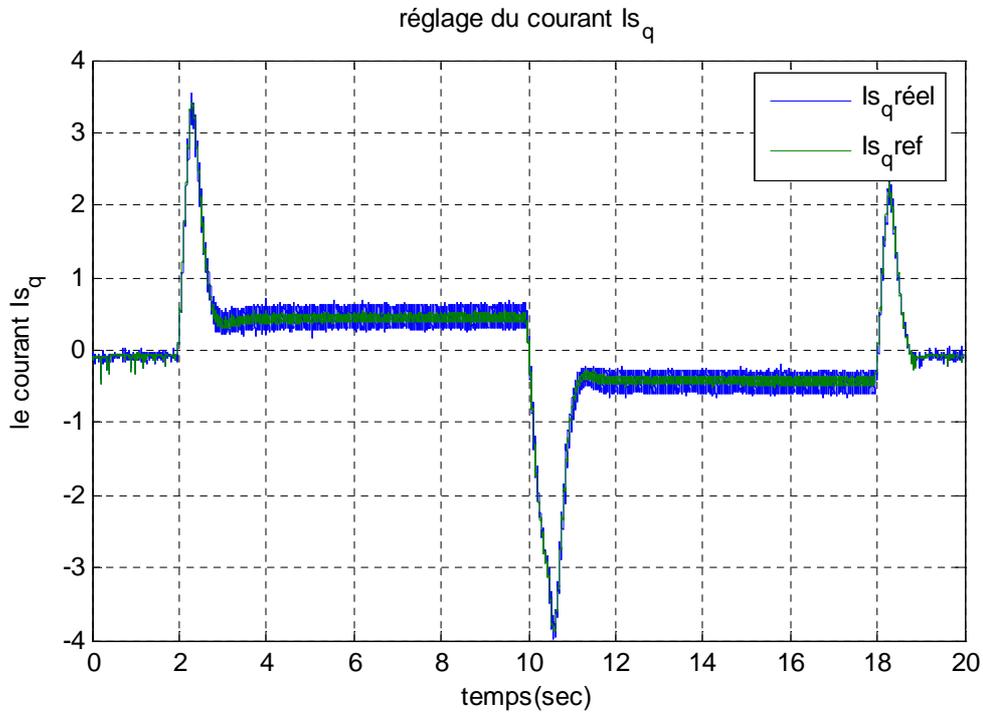


Fig. 3.7 – résultat expérimental du courant I_{sq} par PI

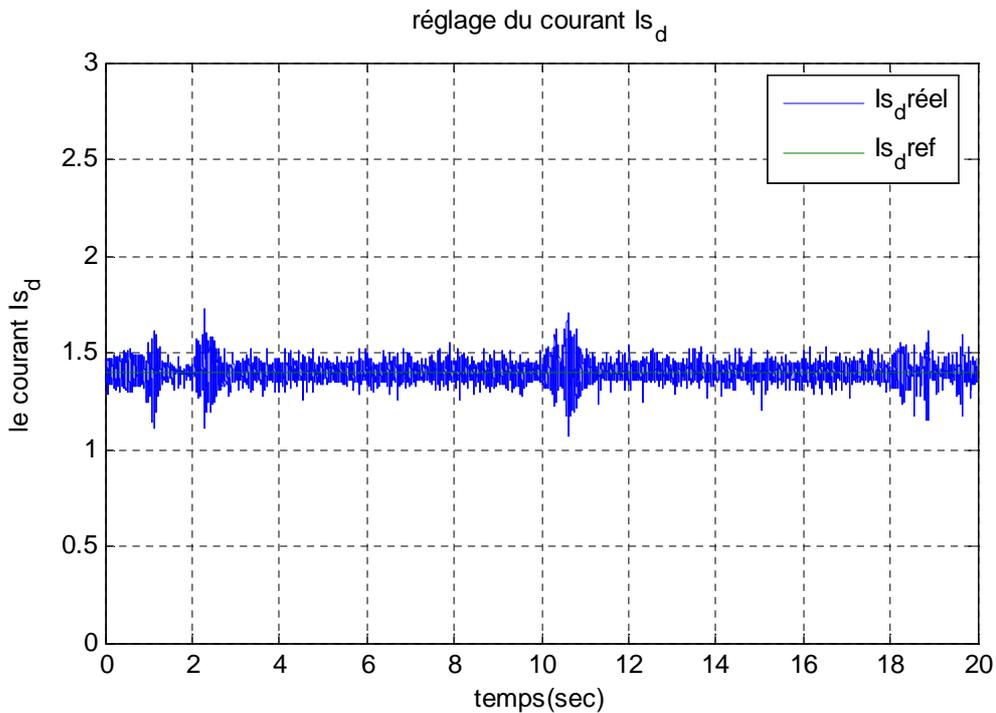


Fig. 3.8 – résultat expérimental du courant I_{sd} par PI

Les courants suivent leur référence avec précision grâce à l'action de leur correcteur PI dont on aperçoit les sorties sur les figures ci-dessus (fig. (3.7) et fig. (3.8)). Dans le but de vérifier que les tensions de référence délivrées à l'onduleur sont les mêmes qu'on mesure pour alimenter la machine, on présente ci-dessous les figures (3.9) et (3.10) qui correspondent aux allures des tensions V_{sq} et V_{sd}

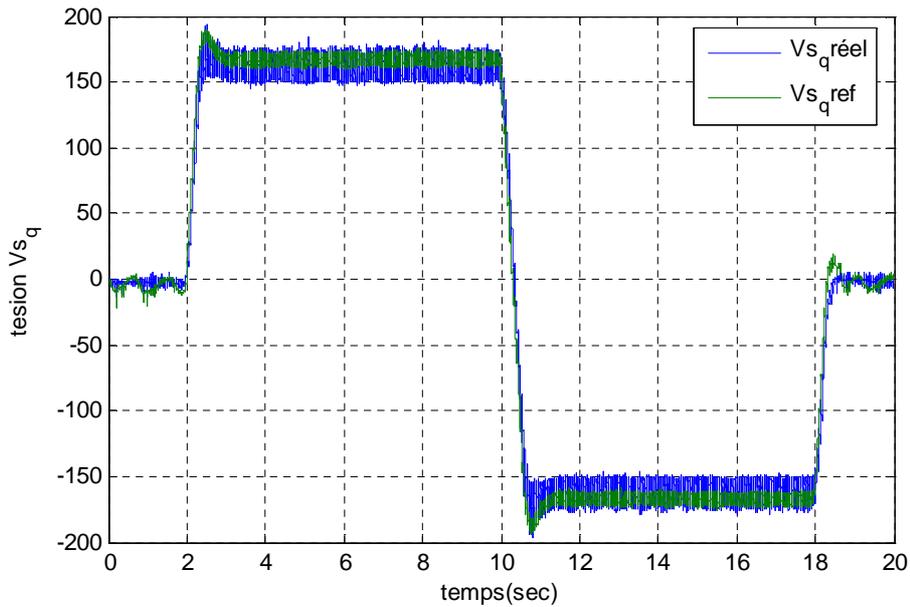


Fig. 3.9 – résultat expérimental de la tension V_{sq}

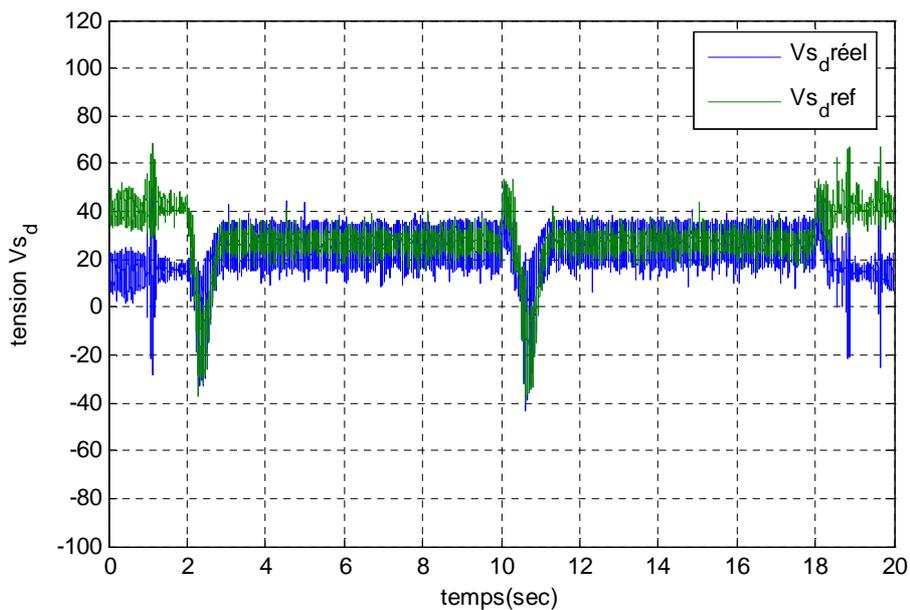


Fig. 3.10 – résultat expérimental de la tension V_{sd}

On voit bien sur les deux figures que les tensions mesurées suivent bien les tensions de référence sauf pour la tension V_{sd} ; il y a un écart entre la référence et la tension réelle à l'arrêt du moteur dû probablement à une erreur d'identification sur R_s puisque I_{sq} est zéro ($V_{ds}/R_s = I_{ds}$) et également à une sensibilité à ϕ_{rq} qui introduit une différence de quelques volts .

L'essai suivant montre la réponse du système lorsqu'on applique un échelon de couple résistant, alors que la vitesse est réglée à 250 rad/sec. Les figures (3.11) et (3.12) représentent les allures expérimentales de la vitesse et de courant I_{sq} .

Dès l'application de la charge, on remarque un régime transitoire de l'ordre de 1 seconde puis la vitesse retrouve sa référence ; ce qui montre que le régulateur de vitesse a une bonne dynamique et donne des résultats acceptables. Notons cependant que le courant I_{qs} a augmenté lors de l'application de la charge et n'a pas atteint sa valeur limite.

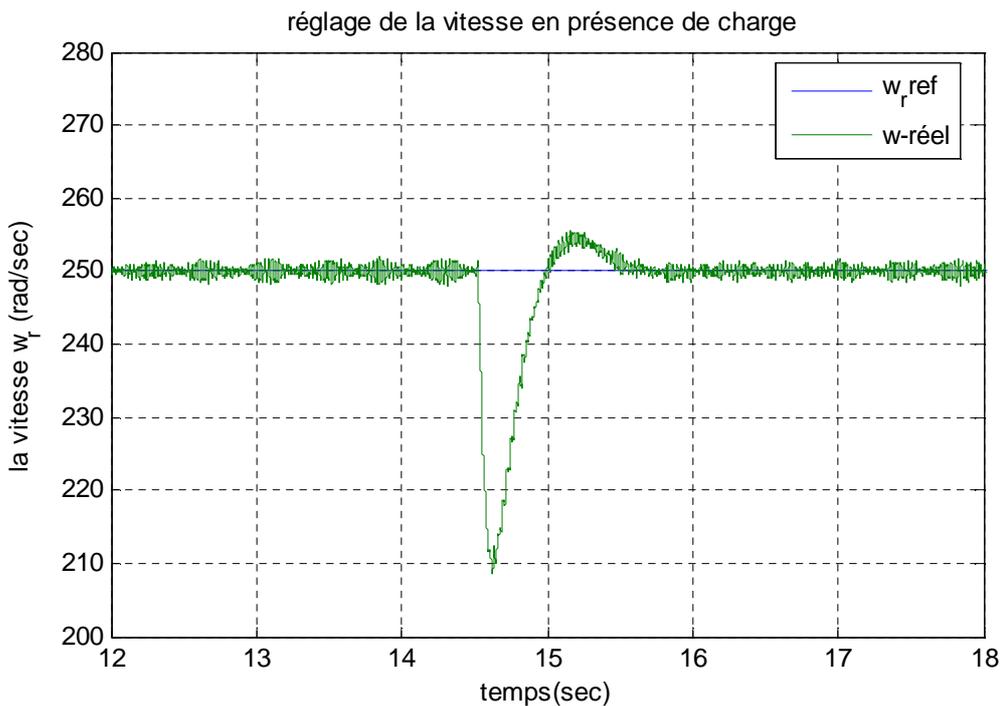


Fig. 3.11 –évolution de la vitesse par IP en présence de charge

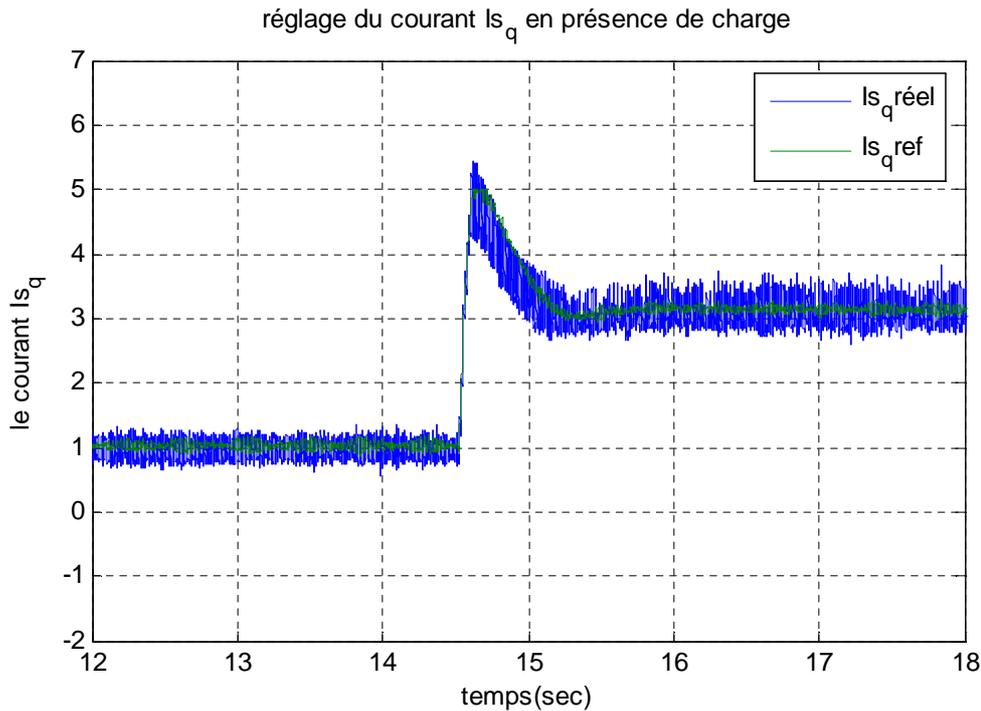


Fig. 3.12 – évolution du courant I_{sq} par PI en présence de charge

3.3 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone sans capteur de vitesse :

Le développement de la commande vectorielle sans capteur du moteur asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux ces dernières années. L'élimination du capteur de position ou de vitesse 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. L'élimination du capteur de position nécessite donc de développer des méthodes d'estimation ou d'observation de la vitesse et/ ou de la position. Dans cette partie de ce chapitre nous essayerons de présenter l'application de deux observateurs dans la commande vectorielle de la machine asynchrone [BAG 99] [ALR 04] [GHA 05] [VAS 98].

3.3.1 Présentation des observateurs utilisés :

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles. Pour la machine asynchrone, deux critères se distinguent : la non-linéarité du système et la nécessité d'effectuer l'observation en temps réel. Il s'agit de réduire au maximum les termes de correction tout en prenant en compte les non-linéarités du modèle. On distingue deux approches : soit appliquer les méthodes développées pour le cas linéaire après linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement, soit on utilise des observateurs non linéaires. Mais ceci nécessite une

connaissance exacte du modèle. Nous allons maintenant présenter les observateurs appliqués à la machine asynchrone pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse.

3.3.1.1 Présentation de l'observateur Luenberger classique :

C'est l'observateur le plus simple pour reconstitution du vecteur d'état d'un système linéaire défini par le modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (3.1)$$

L'observateur est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot u + K(C \cdot x - C \cdot \hat{x}) \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases} \quad (3.2)$$

Où K est le gain d'observation

L'utilisation de cet observateur est montrée dans la figure (3.13) suivante :

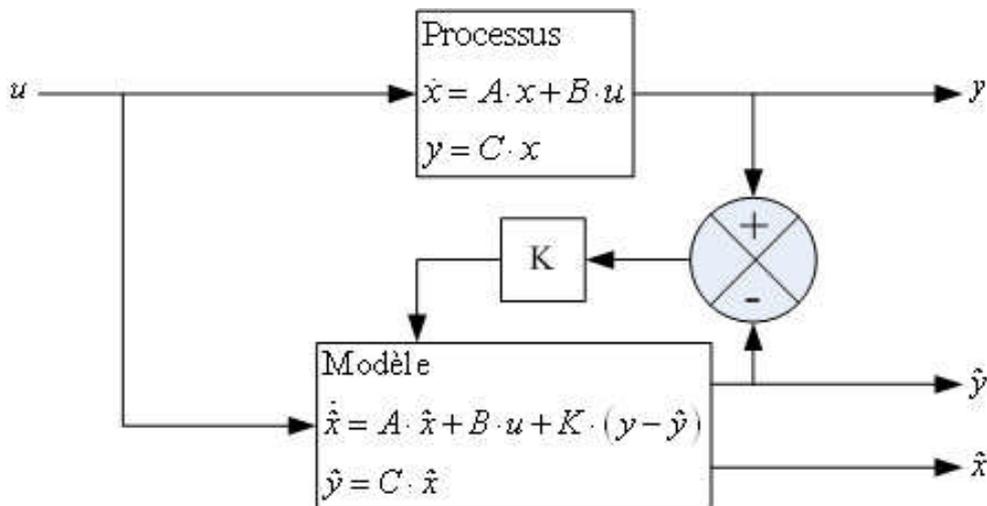


Fig. 3.13 : Principe d'un observateur d'états

L'erreur de l'observation est définie par : $e = x - \hat{x}$. Et l'équation d'évolution de l'erreur est donnée par : $\dot{e} = (A - KC)e$

Pour garantir la convergence asymptotiquement vers zéro de l'erreur de reconstruction, on doit choisir K stabilisant la matrice (A-KC), i.e. : les valeurs propres de la matrice A - KC doivent être toutes à partie réelle strictement négative.

Pour le calcul des éléments de matrice du gain d'observation (K) on peut tout simplement utiliser un placement des pôles.

3.3.1.2 Application de l'observateur de luenberger à la MAS :

Comme le modèle de la Mas est purement non-linéaire, alors il est impossible de synthétiser l'observateur de luenberger directement, il faut d'abord linéariser le système autour un point de fonctionnement.

Appliquant le développement de Taylor au système (3.1), on peut rendre le modèle sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A.x(t) + B.u \\ y = C.x(t) \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

$$A = \left. \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{x=x_0}, \quad B = \left. \frac{\partial g(x)}{\partial x} \right|_{x=x_0} \quad \text{et} \quad C = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=x_0}$$

Où : $x_0 = [i_{sd_0} \quad i_{sq_0} \quad \phi_{rd_0} \quad \phi_{rq_0} \quad \omega_{r_0}]^T$ sont les points de fonctionnement du système.

$$y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T$$

Les valeurs des matrices A, B et C peuvent être consultées en annexe C.

Nous constatons que l'observateur de Luenberger est un reconstituteur d'état à ordre complet et facile à synthétiser et il peut être implémenté dans l'estimation de la vitesse pour la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Malheureusement, du point de vue pratique on n'a pas pu obtenir des bons résultats en appliquant cet observateur dans l'algorithme de la commande vectorielle.

Le problème majeur de l'observateur de Luenberger classique est que l'estimation de la vitesse à partir de l'équation mécanique ne permet pas de donner de bonnes performances surtout à basse vitesse.

Pour remédier à ce problème, on est obligé de synthétiser un autre observateur (Luenberger adaptatif) de telle sorte à éviter d'utiliser l'équation mécanique et on estime la vitesse seulement à partir des grandeurs électriques.

3.3.1.3 Présentation de l'observateur Luenberger adaptatif :

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 :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_1 & \delta(I_1/T_r - \omega_r J_1) \\ (L_m/T_r)I_1 & -(I_1/T_r - \omega_r J_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s)I_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.4)$$

Ou sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (3.5)$$

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

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad \text{et} \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T$$

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 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}.\hat{x} + B.u + G(C.x - C.\hat{x}) \\ \hat{y} = C.\hat{x} \end{cases} \quad (3.6)$$

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

G : le gain d'observation.

3.3.1.3.1 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 (3.14)).

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.

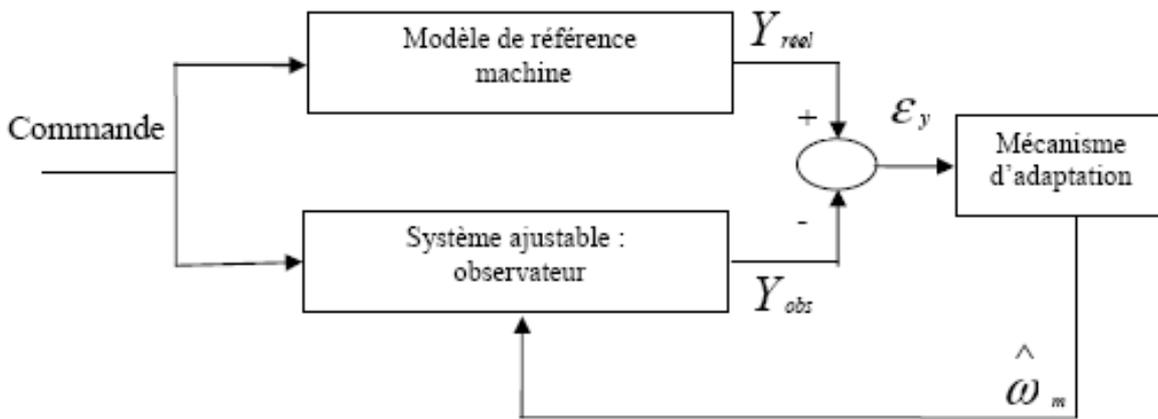


Fig. 3.14 – Principe d'un système adaptatif

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

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

$$\frac{d}{dt}e = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (3.7)$$

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] :

$$V = e^T e + (\hat{\omega} - \omega)^2 / \lambda \quad (3.8)$$

La dérivée de cette fonction devient:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V = e^T \left\{ (A+GC)^T + (A+GC) \right\} e - 2\Delta\omega_r \delta(e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \\ + 2\Delta\omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \lambda \end{aligned} \quad (3.9)$$

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

De l'équation (3.10) 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 (3.24) :

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \delta \lambda (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (3.10)$$

Si le gain d'observation G est choisi de telle façon à ce que l'équation (3.10) soit une fonction semi définie négative, l'observateur sera stable.

De l'équation (3.25) on peut écrire :

$$\hat{\omega}_r = K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (3.11)$$

Avec $K_i = \delta \lambda$.

Pour améliorer l'estimation de la vitesse on ajoute une action proportionnelle à l'équation (3.26), la vitesse estimée devient égale à [VAS 98] [KUB 93] :

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) + K_i \int (e_{isd} \hat{\phi}_{rq} - e_{isq} \hat{\phi}_{rd}) \quad (3.12)$$

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

3.3.1.3.2 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 :

$$G = - \begin{bmatrix} g_1 I_1 + g_2 J_2 \\ g_3 I_1 + g_4 J_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

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

$$\begin{cases} g_1 = -(k-1)\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_2 = (k-1)\hat{\omega} \\ g_3 = -\frac{(k^2-1)}{\delta} + \left[\gamma - \frac{\delta M_{sr}}{T_r}\right] + \frac{(k-1)}{\delta}\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_4 = -\frac{(k-1)}{\delta}\hat{\omega} \end{cases} \quad (3.14)$$

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

3.3.1.4 Application de l'observateur Luenberger adaptatif dans la commande vectorielle :

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 développé précédemment. Ainsi, la vitesse estimée est utilisée comme entrée du régulateur de vitesse figure (3.15) mais aussi pour calculer l'angle θ_s . La relation (3.4) prend la forme suivante :

$$\hat{\theta}_s = \int \left(p \hat{\Omega} + \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}} \right) dt \quad (3.15)$$

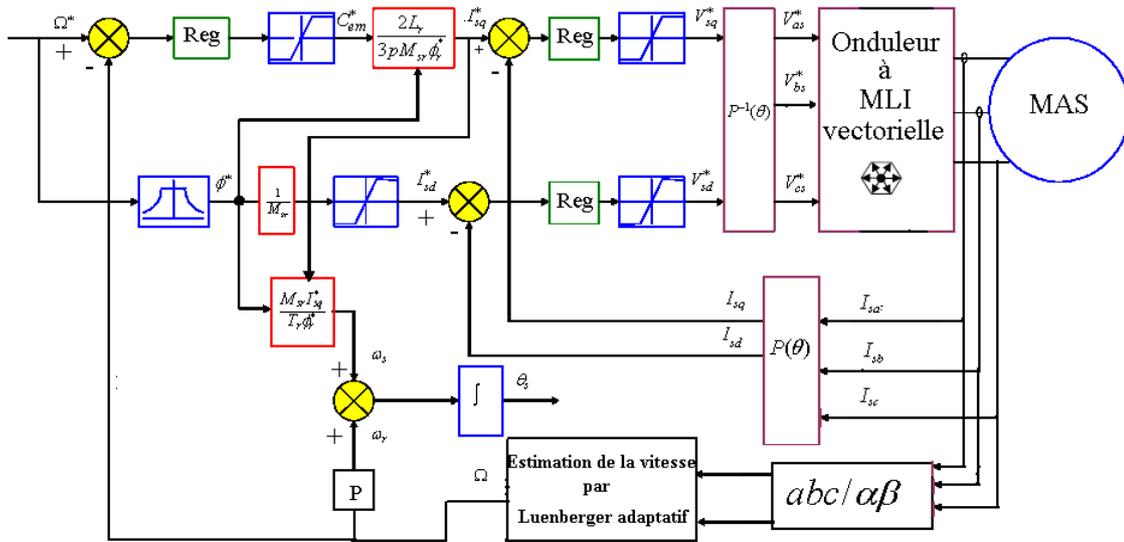


Fig. 3.15 – Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte sans capteur.

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.

3.3.1.5 Résultats expérimentaux :

On va implémenter l'observateur de Luenberger adaptatif dans l'algorithme de la commande vectorielle ; nous allons garder le banc d'essais mais pour ces tests on ne va pas utiliser l'encodeur incrémental pour la capture de vitesse.

La figure (3.16) présente un essai expérimental effectué à l'aide du régulateur de vitesse IP. Après établissement du flux, nous imposons une vitesse de référence de 0 rad/sec à 0 s puis de 200 rad/sec à 5 s,

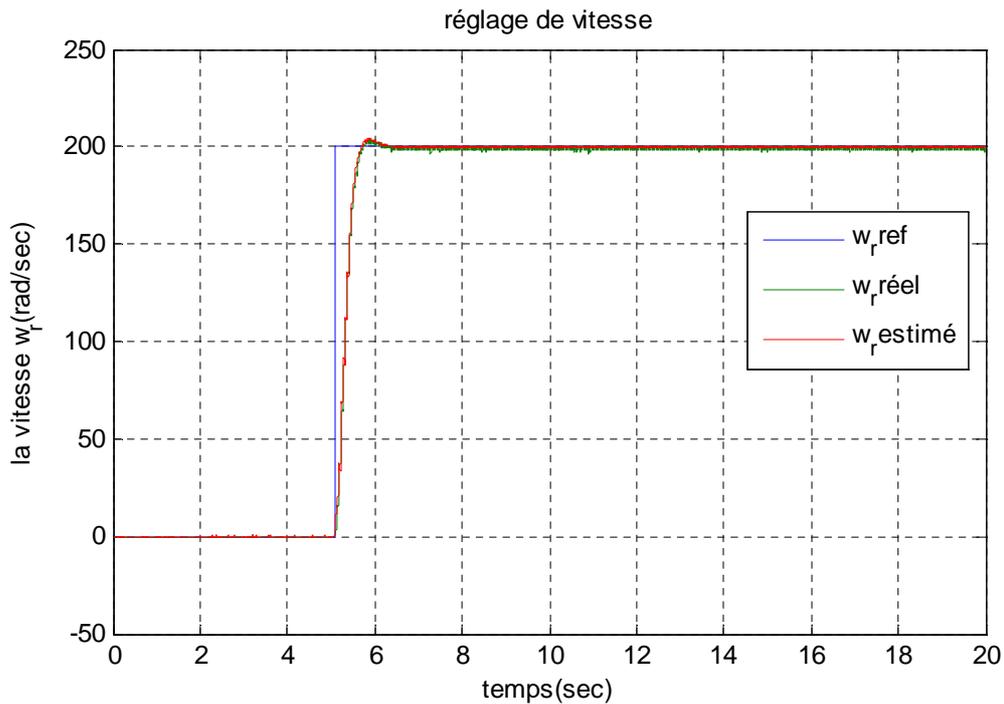


Fig. 3.16 – résultat expérimental de la vitesse de rotation par IP

Nous constatons bien que la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique et elle est égale à la vitesse réelle avec une certaine erreur. La figure (3.17) montre un zoom d'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée

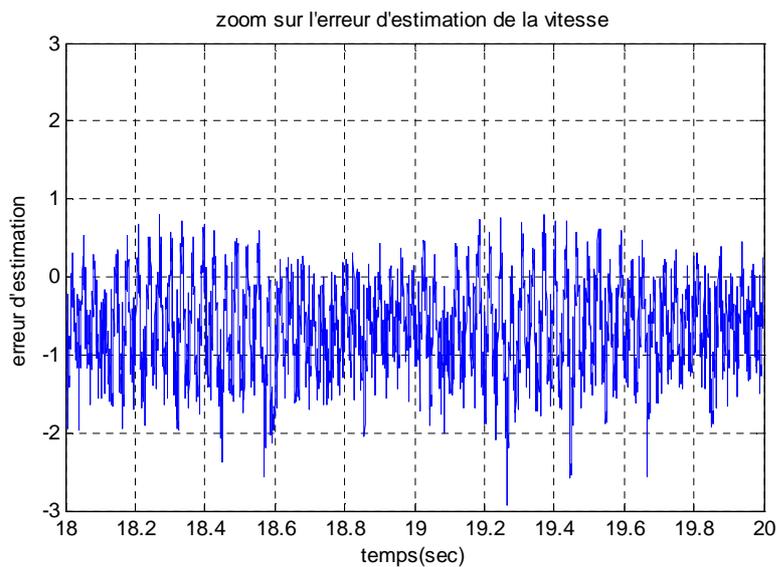


Fig. 3.17 – l'erreur d'estimation

Les figures (3.18) et (3.19) représentent les allures des courants I_{sq} et I_{sd} respectivement.

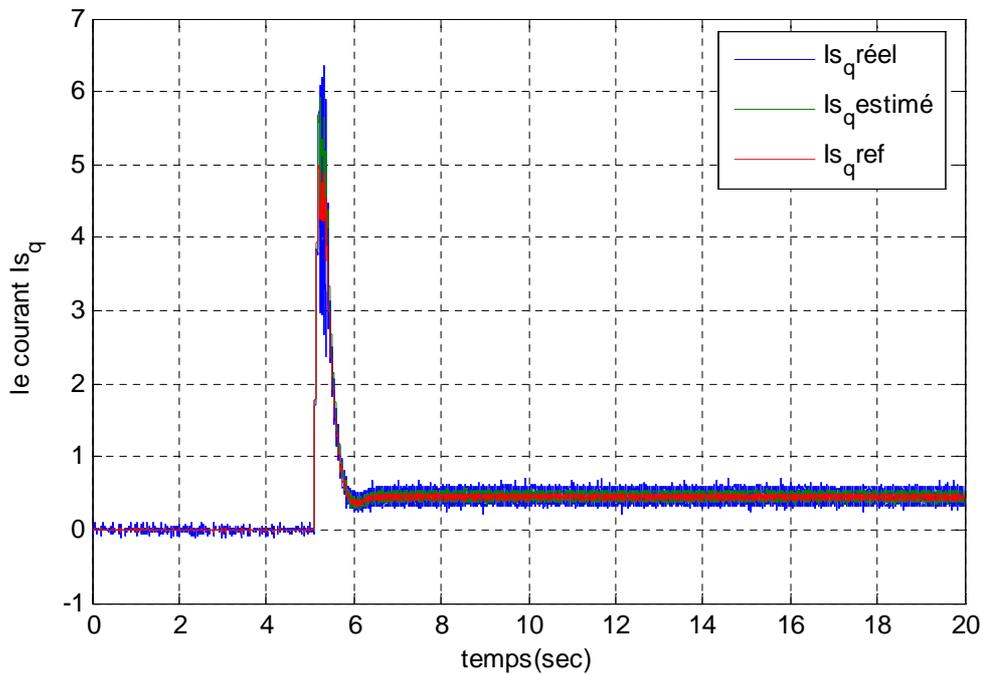


Fig. 3.18 – résultat expérimental du courant I_{sq}

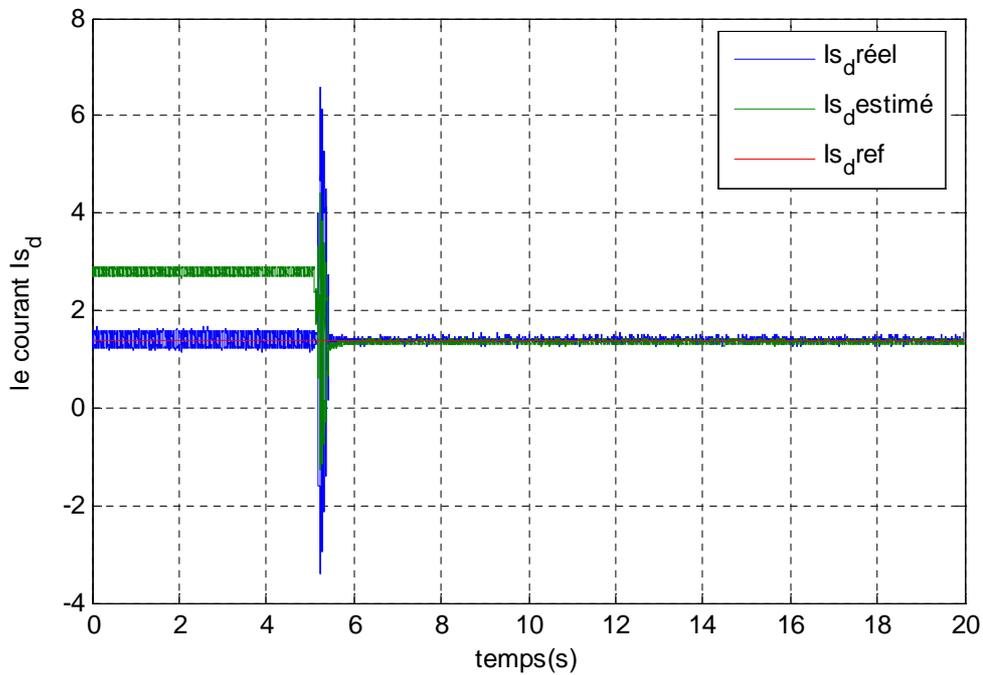


Fig. 3.19 – résultat expérimental du courant I_{sd}

On voit bien sur les deux courants que les valeurs estimées sont égales aux valeurs réelles et suivent leur référence avec précision (sauf pour le cas où la vitesse est zéro surtout pour le courant I_d) ce qui montre que le gain d'observation est bien synthétisé.

La figure (3.20) présente l'allure du couple électromagnétique estimé à l'aide d'observateur en utilisant la relation. On constate que le couple électromagnétique à l'image du courant I_{sq} ce qui signifie que le découplage est bien réalisé.

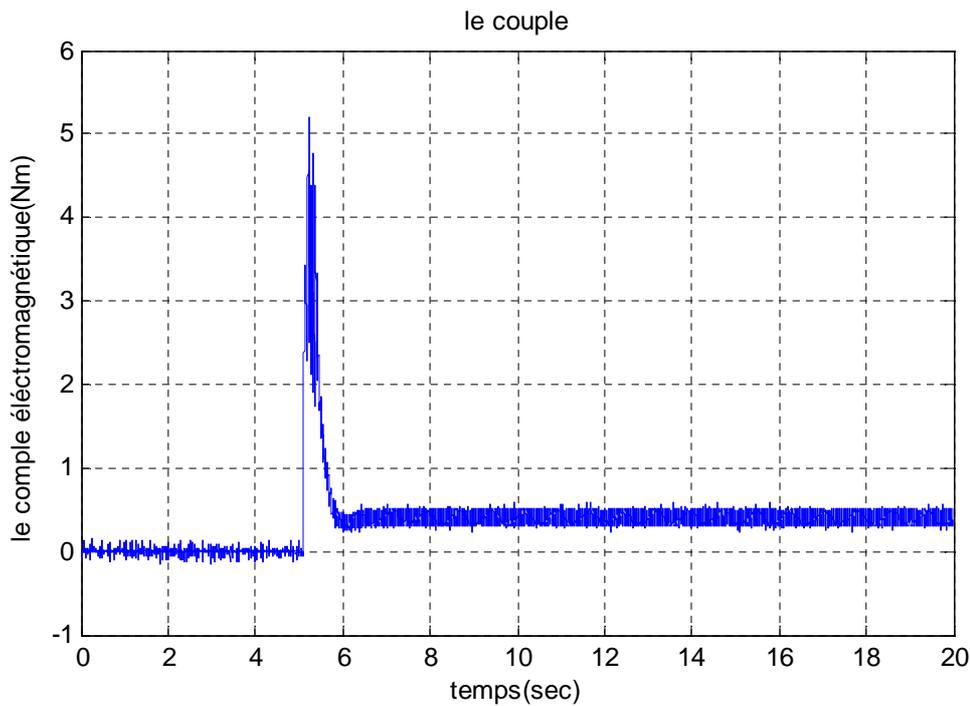


Fig. 3.20 – résultat expérimental du couple électromagnétique estimé

L'essai suivant montre la réponse du système lorsqu'on applique un échelon de couple résistant, alors que la vitesse est régulée à 150 rad/sec. Les figures (3.21), (3.22) et (3.23) représentent respectivement les allures expérimentales de la vitesse, le courant I_{sq} et le couple estimé.

Dès l'application de la charge on remarque un régime transitoire de l'ordre de 1 seconde puis la vitesse estimée retrouve sa référence et elle est très proche de la vitesse réelle. Notons cependant que le courant I_{qs} et le couple ont augmenté lors de l'application.

Nous remarquons que l'observateur a pu s'adapter lors de l'application de perturbation et il a réagi comme si c'était un capteur réel.

On notera que le couple électromagnétique prend l'allure du courant I_{qs} .

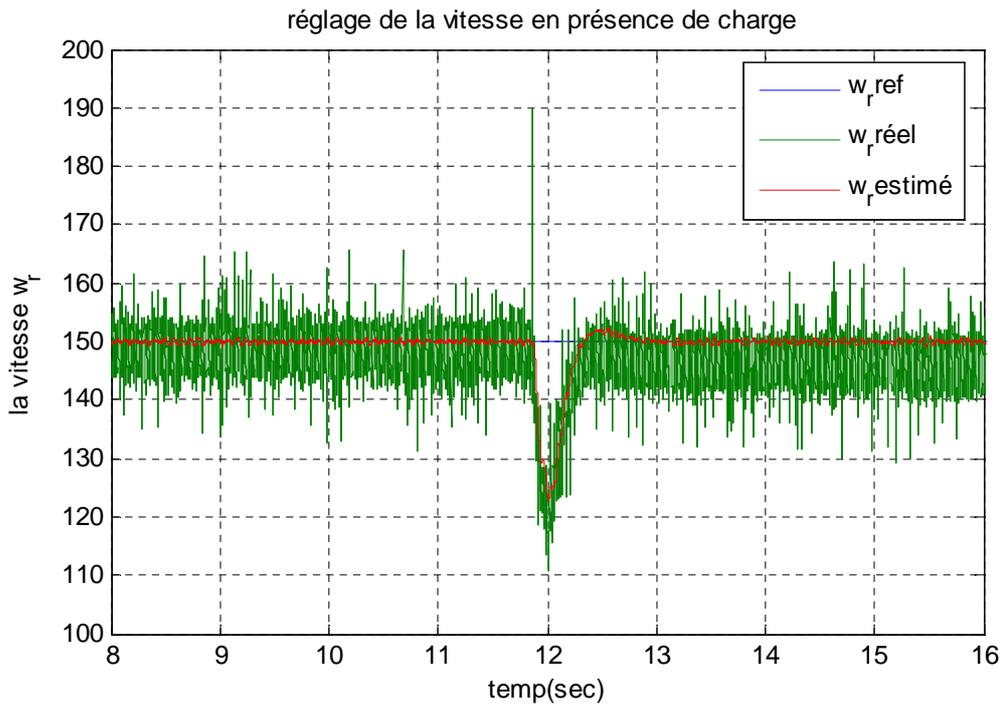


Fig. 3.21 –évolution de la vitesse en présence de charge

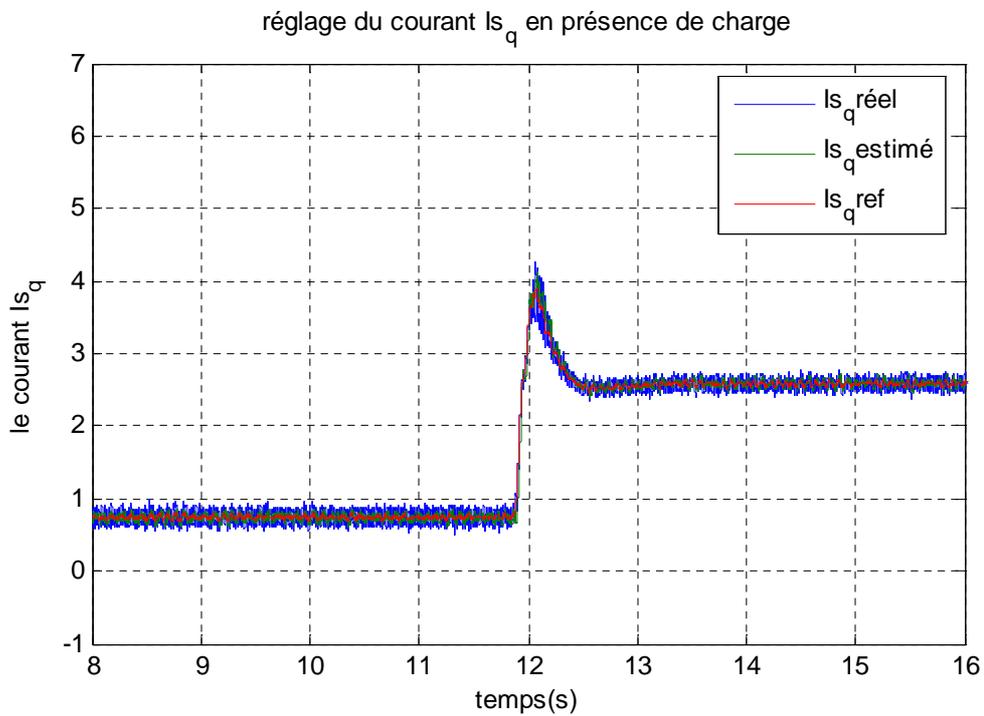


Fig. 3.22 –évolution du courant I_{sq} en présence de charge

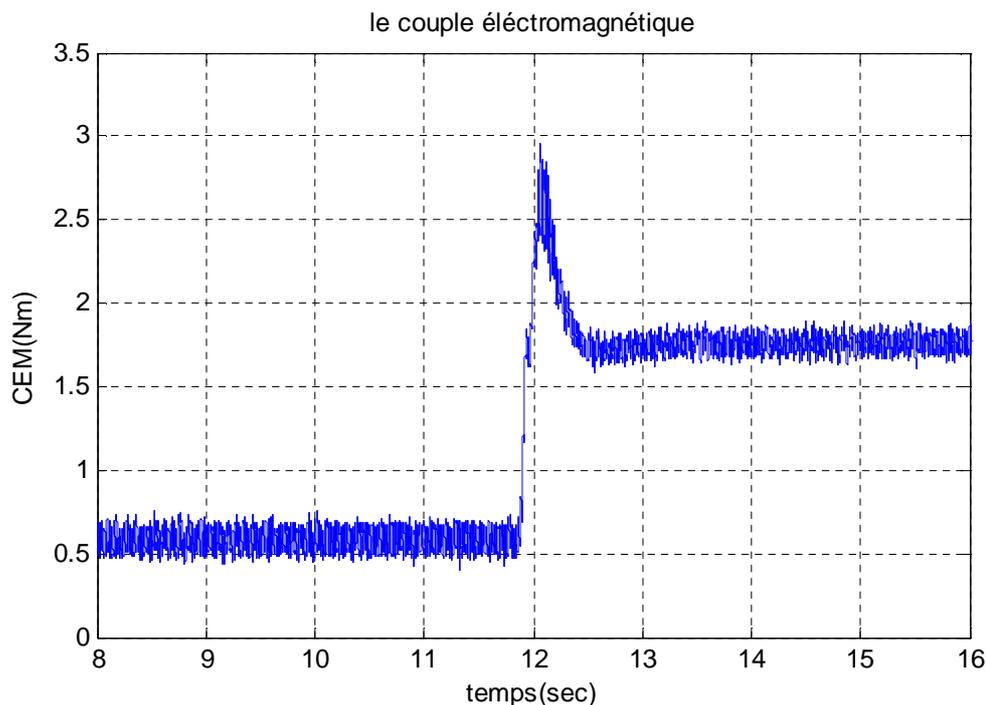


Fig. 3.23 –évolution du couple en présence de charge

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté premièrement le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone reposant sur l'orientation du flux rotorique. Il est intéressant de remarquer que les résultats obtenus à l'issue d'expérimentation sont satisfaisantes.

La commande vectorielle sans capteur de vitesse a fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre, où nous avons présenté les structures des observateurs utilisés pour mettre en œuvre cette commande. Nous avons été confrontés à un problème de la difficulté ou l'impossibilité d'implémenter l'observateur de Luenberger classique dans la boucle de régulation pour des raisons citées auparavant. Ce problème nous a motivé de développer un autre observateur (Luenberger adaptatif) applicable à la commande vectorielle sans capteur de vitesse. La validité de cet observateur a été montrée par des résultats expérimentaux

Chapitre 4:

Diagnostic des défauts de la MAS à base d'observateurs

4.1 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 utiliser les deux observateurs développés dans le chapitre précédent pour la génération des résidus du système de diagnostic. Il sera question, dans un premier temps de tester ces observateurs sur la machine en boucle ouverte. Nous aborderons après le problème du diagnostic de la machine en boucle fermée et voir l'influence de la commande sur la génération des résidus. Puis on terminera par une comparaison entre les deux observateurs utilisés

4.2 Observateurs dédiés au diagnostic des défauts de la MAS :

Par définition, un observateur est un système dynamique prenant pour entrée les signaux connus du système sur lequel il est implanté et dont les sorties convergent vers une estimation des variables d'états (ou d'une partie des variables d'états).

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 et en dépendent en leur présence [CHO 08]

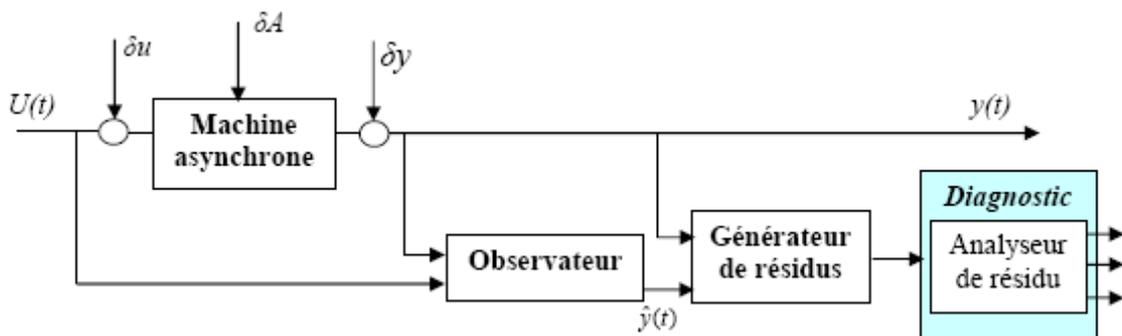


Fig.4.1. Générateur de résidu du système en boucle ouverte

4.2.1 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 [AKH 04].

4.2.2 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 [AKH 04] :

$$\begin{aligned} \text{si } |r_i| \leq \tau_i & \quad \text{alors aucun défaut n'affecte le résidu } r_i \\ \text{si } |r_i| > \tau_i & \quad \text{alors le résidu } r_i \text{ est affecté par le défaut} \end{aligned}$$

Où 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 z_i^* , est générée à chaque instant t , de la manière suivante :

$$z_i^* = \begin{cases} 0 & \text{si } r_i = 0 \\ 1 & \text{si } r_i \neq 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

4.3 Application des observateurs au diagnostic de la machine asynchrone :

Nous proposons d'appliquer les deux observateurs étudiés dans le chapitre précédent (Luenberger classique et Luenberger adaptatif), mais cette fois dans le cadre du diagnostic . On propose aussi d'étudier les deux défauts dont les modèles ont été développés dans le chapitre 2 (court-circuit et défaut de barre).

4.3.1 Luenberger classique :

Considérons le système à surveiller, développé dans le chapitre 2 et qui est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (4.2)$$

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'observateur de Luenberger est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A.\hat{x} + B.u + K(C.x - C.\hat{x}) \\ \hat{y} = C.\hat{x} \end{cases} \quad (4.3)$$

Avec $y = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \omega_r]^T$, $x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \omega_r]^T$ et les valeurs des matrices

A, B et C peuvent être consultées en annexe C.

Ce reconstruteur d'état est utilisé en tant que générateur de résidus comme suit :

$$r(t) = e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (4.4)$$

Avec $r(t)$ étant le vecteur résidu

4.3.1.1 Evolution des résidus en régime sain :

Pour pouvoir utiliser l'observateur de Luenberger classique dans le cadre du diagnostic, nous sommes obligés tout d'abord de montrer le comportement des résidus dans le cas où on n'a pas de défaut. Les figures (4.2), (4.3) et (4.4) présentent respectivement les allures expérimentales des résidus des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et la vitesse ω_r

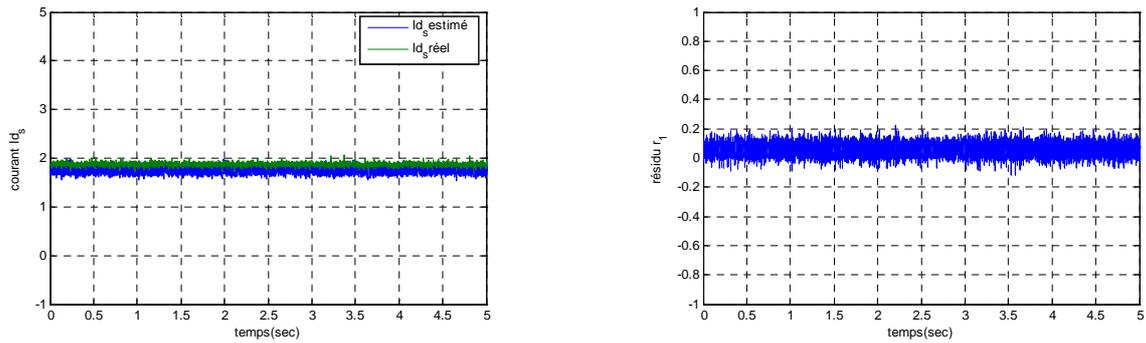


Fig.4.2. le courant i_{sd} et son résidu en boucle ouverte

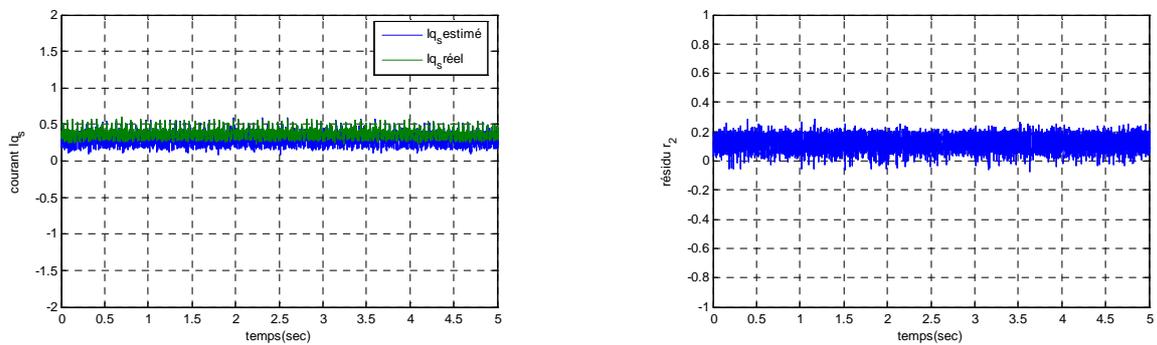


Fig.4.3. le courant i_{sq} et son résidu en boucle ouverte

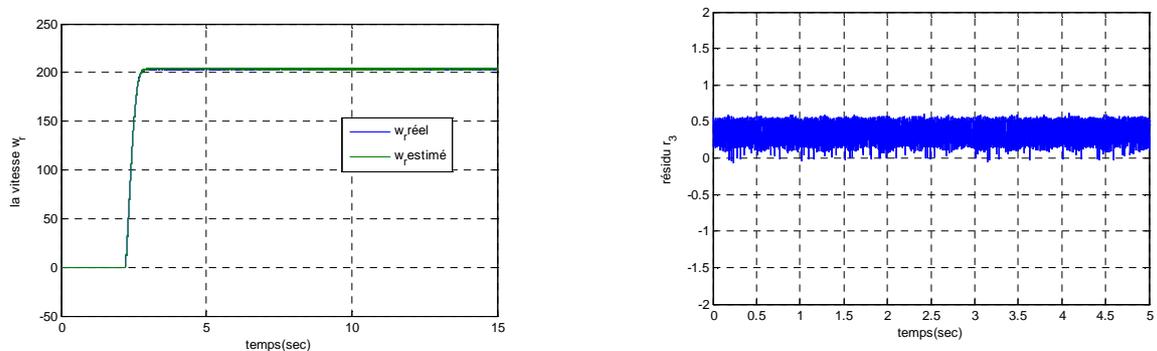


Fig.4.4 .la vitesse ω_r et son résidu en boucle ouverte

On constate que les grandeurs estimées suivent bien parfaitement les grandeurs mesurées avec une erreur d'estimation acceptable. Nous pouvons déduire que les résultats expérimentaux sont satisfaisants.

4.3.1.2 Défaut de court-circuit :

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 de la machine durant l'intervalle [7-12] secondes comme l'illustrent les figures (4.5), (4.6).et (4.7).

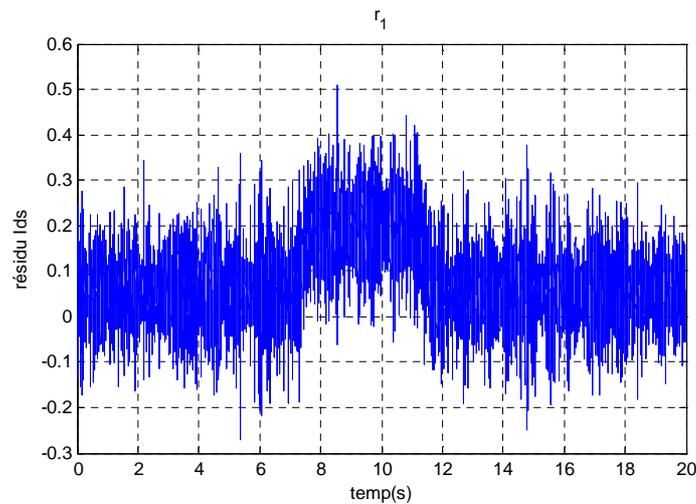


Fig.4.5 .le résidu du courant i_{sd} en présence d'un défaut de court-circuit

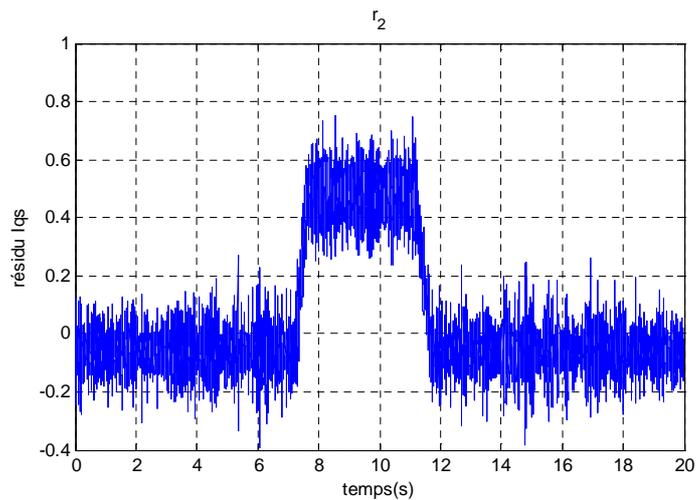


Fig.4.6 .le résidu du courant i_{sq} en présence d'un défaut de court-circuit

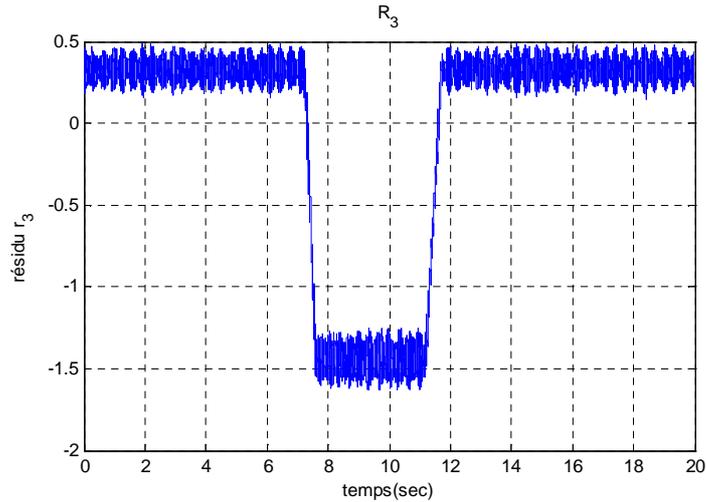


Fig.4.7 .le résidu de la vitesse ω_r en présence d'un défaut de court-circuit

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)

4.3.1.3 Défaut de rupture des barres :

Pour introduire un défaut de type cassure de barre dans la machine, on remplace le rotor sain par un autre rotor qui contient deux barres cassées. Les figures (4.8), (4.9), et (4.10) présentent les résidus des courants et de la vitesse en présence d'un défaut de barre. On a associé à chaque résidu le résidu dans l'état sain pour illustrer la différence entre les deux (défaut de barre et sain).

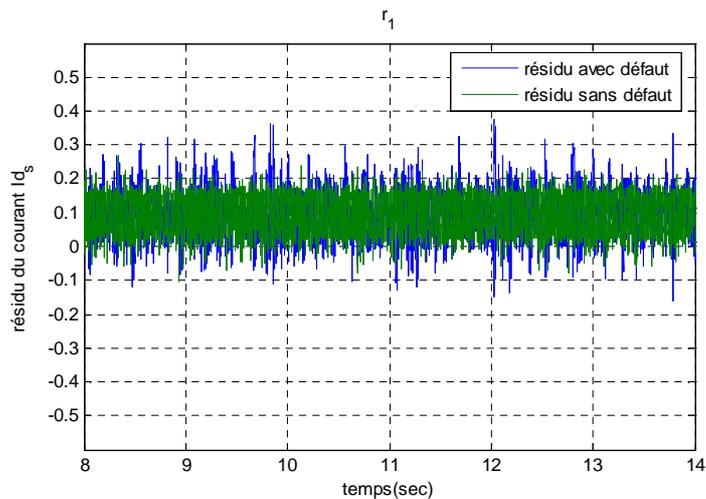


Fig.4.8 .le résidu du courant i_{sd} en présence d'un défaut de barre

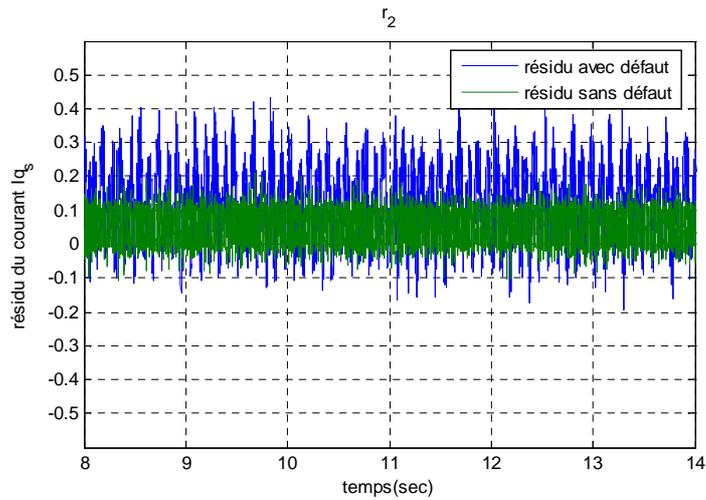


Fig.4.9 .le résidu du courant i_{sq} en présence d'un défaut de barre

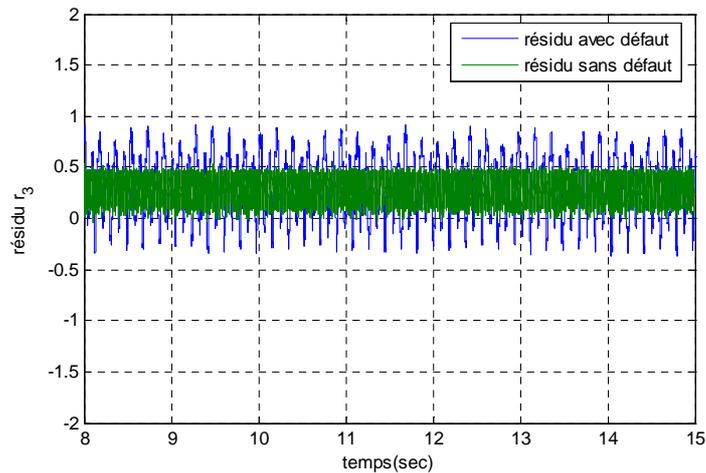


Fig.4.10 .le résidu de la vitesse ω_r en présence d'un défaut de barre

Dans le deuxième résidu (figure (4.8)) on voit une légère différence entre les deux résidus (sain et avec défaut) mais on ne peut pas s'en baser pour juger ce défaut.

Par contre dans les figures (3.9) et (3.10) on remarque une augmentation du résidu en défaut par rapport au résidu sain, ce qui nous amène à dire que les deux résidus (résidu de la vitesse et le résidu de i_{sq}) de l'observateur de Luenberger classique sont sensible à ce défaut (défaut de barre).

4.3.2 Luenberger adaptatif :

On utilise l'observateur adaptatif dont les équations sont développées dans le chapitre précédent pour la génération des résidus sur les courants ($i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$) du moteur et la partie diagnostic se fait par l'analyse temporelle des résidus

4.3.2.1 Evolution des résidus en régime sain :

Nous présentons dans ce qui suit, les courbes d'expérimentation comparant les grandeurs réelles et les grandeurs estimées des courants et de la vitesse

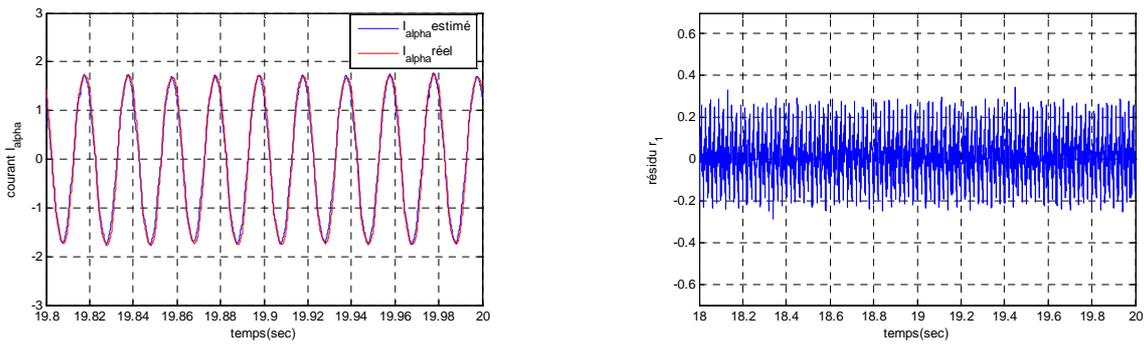


Fig.4.11.le courant $i_{s\alpha}$ et son résidu en boucle ouverte

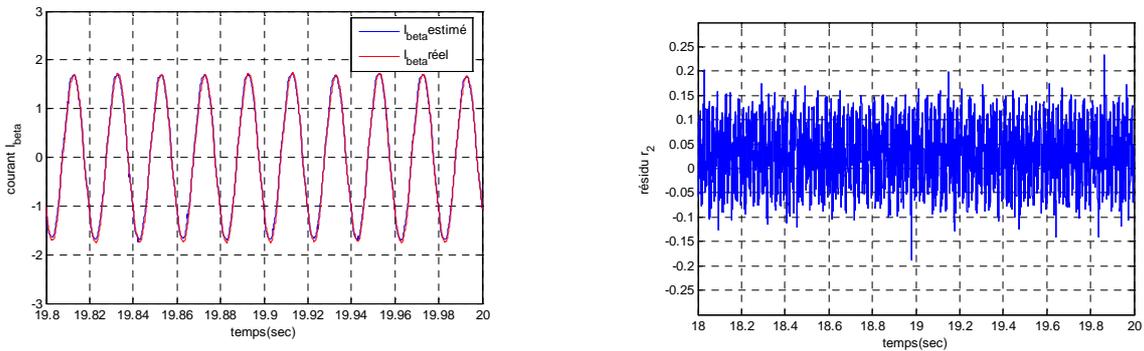


Fig.4.12.le courant $i_{s\beta}$ et son résidu en boucle ouverte

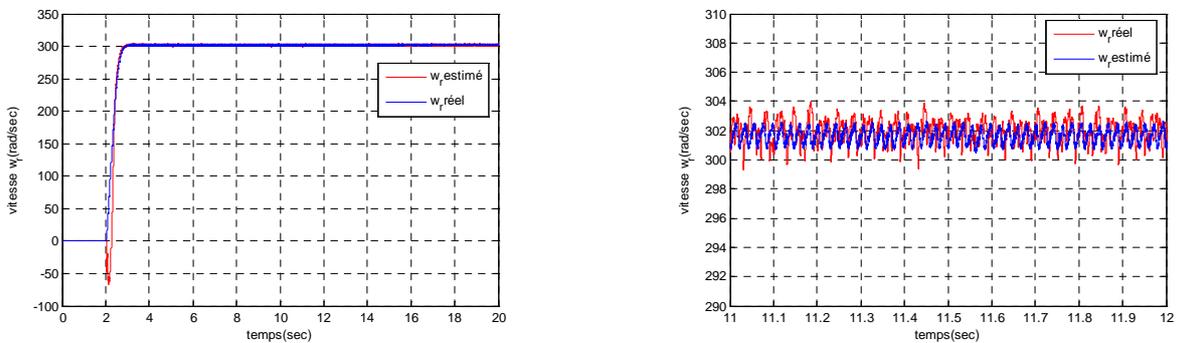


Fig.4.13 .la vitesse ω_r en boucle ouverte et son zoom

On constate que la vitesse estimée suit parfaitement la vitesse mesurée et il en est de même pour les courants et que les résultats expérimentaux sont satisfaisants.

4.3.2.2 Défaut de court-circuit :

On introduit un défaut de court circuit de 25 spires à vide dans la phase a de la machine durant l'intervalle [6-10] seconde. Les figures (4.14) et (4.15) montrent les résidus générés à partir du moteur en boucle ouverte affectés par ce défaut

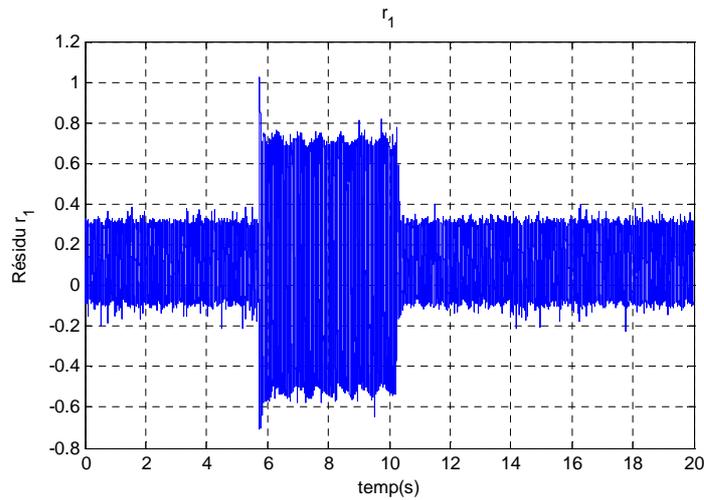


Fig.4.14 .le résidu du courant $\dot{i}_{s\alpha}$ en présence d'un défaut de court-circuit

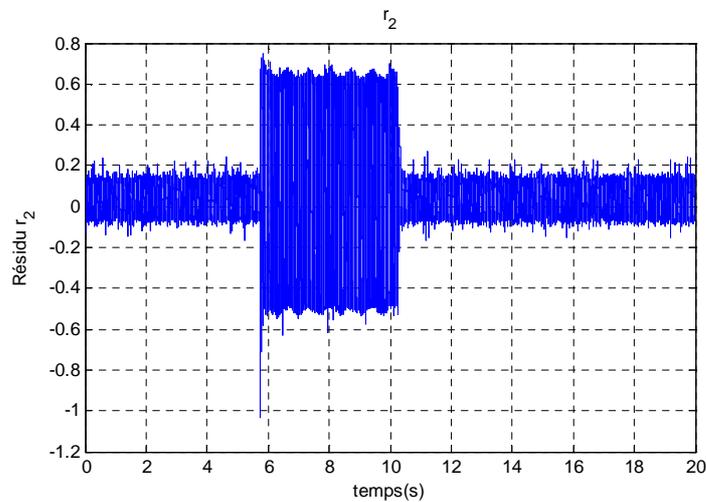


Fig.4.15 .le résidu du courant $\dot{i}_{s\beta}$ en présence d'un défaut de court-circuit

Il est clair que lors de l'établissement du défaut, les résidus s'éloignent de ces valeurs initiales et peuvent être utilisés comme un indicateur de ce défaut. Cet observateur est très sensible au défaut de court-circuit.

4.3.2.3 Défaut de rupture des barres :

On procède de la même façon que précédemment et on trace les courbes des résidus en régime sain et en défaut ensemble pour distinguer la sensibilité de l'observateur en introduisant ce défaut. On notera que le rotor contient deux barres cassées. Les figures (4.16) et (4.17) présentent le comportement de ces résidus :

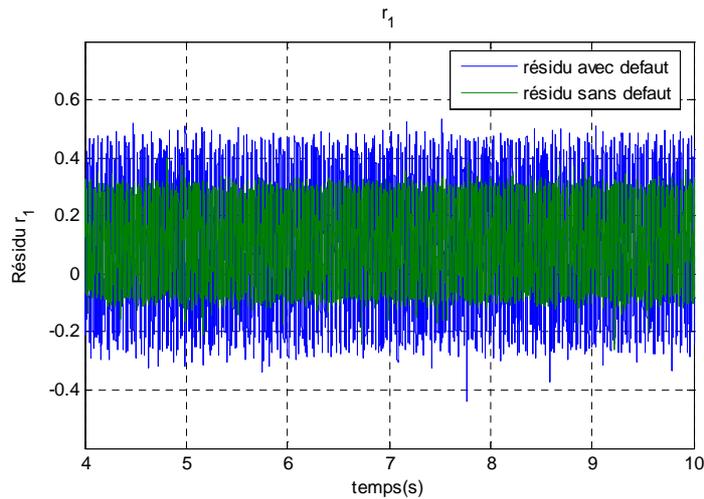


Fig.4.16 .le résidu du courant $\dot{i}_{s\alpha}$ en présence d'un défaut de barre

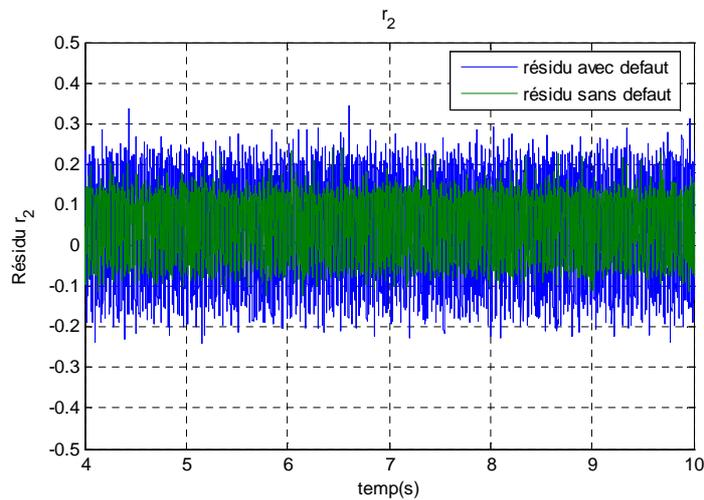


Fig.4.17 .le résidu du courant $\dot{i}_{s\beta}$ en présence d'un défaut de barre

On constate bien dans les deux figures précédentes, qu'il y a une nette différence entre les résidus en régime sain et en défaut. Le changement du comportement des résidus lors de

l'apparition du défaut montre que l'observateur de Luenberger adaptatif est sensible au défaut de barre.

4.4 Diagnostic de la MAS à base d'observateur en boucle fermée [CHO 08] :

La génération de résidus en boucle ouverte s'appuie exclusivement sur l'analyse de la cohérence des signaux d'entrées et de sorties du moteur en les comparant à ceux issus d'un modèle. Dans un contexte de régulation en boucle fermée, la tâche de diagnostic s'avère particulièrement délicate pour différentes raisons. D'une part, le contrôleur (régulateur) peut atténuer l'effet des défauts puisque ceux-ci sont des entrées qui perturbent le fonctionnement du moteur, ce qui engendre de ce fait une difficulté pour la détection. D'autre part, les entrées du moteur sont corrélées avec les sorties à cause du retour d'information (contrairement au cas de boucle ouverte où la commande est complètement indépendante des sorties) ce qui conduit à exciter le moteur avec un signal déjà corrompu par les défauts. Un autre aspect de la difficulté du diagnostic de système en boucle fermée se manifeste notamment au niveau de la localisation des défauts ; les sorties étant utilisées pour le calcul de la commande.

La commande n'a pas pour but de ramener le système vers un point de fonctionnement jugé normal et ainsi de compenser l'effet des défauts, autrement dit, elle ne cherche pas à masquer l'effet des signaux de perturbations ou des défauts.

L'intérêt du diagnostic des systèmes bouclés est d'autant plus grand que la majorité des processus industriels sont régulés.

Dans ce qui suit, nous aborderons la formulation du problème diagnostic en boucle fermée.

Nous allons étudier l'influence de la commande vectorielle de la Mas sur les résidus en présence de défaut, et donc l'influence de la commande sur la qualité du diagnostic

4.5 Application des observateurs au diagnostic de MAS en boucle fermée :

La démarche suivie consiste à utiliser les observateurs développés précédemment (Luenberger classique et adaptatif) pour la génération des résidus de même système (machine asynchrone) inséré dans une boucle de régulation qui est la commande vectorielle présentée dans le chapitre3.

4.5.1 Luenberger classique :

Pour la génération de résidus, on utilise l'observateur de Luenberger classique de façon similaire au cas en boucle ouverte. Le résidu en boucle fermée est calculé suivant le schéma 4.18.

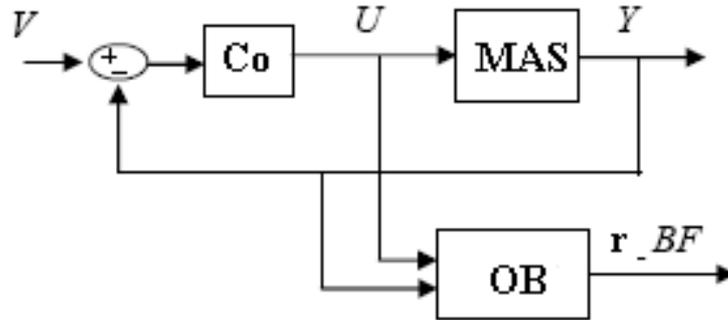


Fig.4.18. Générateur de résidu du système en boucle fermée

4.5.1.1 Défaut de court-circuit

On introduit un défaut de court circuit de 25 spires dans la phase a de la machine durant l'intervalle $t \in [9 \ 13]$ sec.

Les figures (4.19), (4.20) et (4.21) présentent le comportement des résidus lors de l'établissement du défaut :

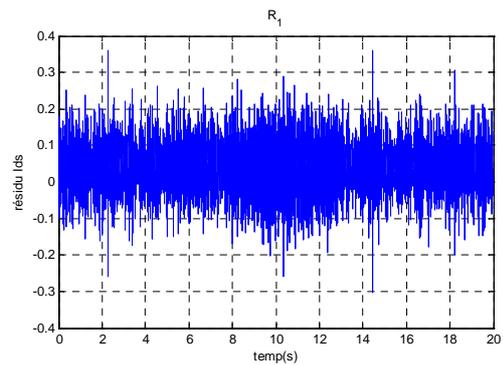
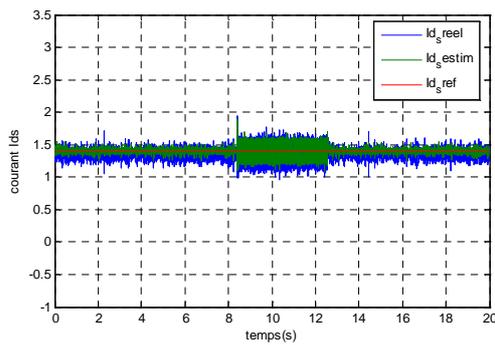


Fig.4.19. le courant \dot{i}_{sd} et son résidu en boucle fermée

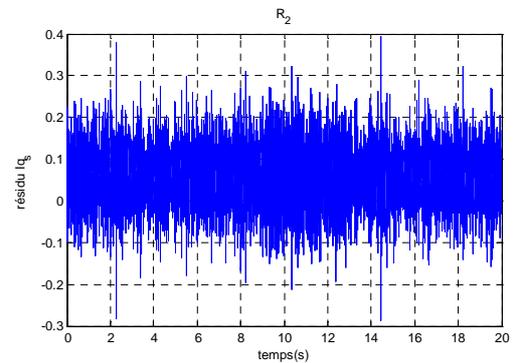
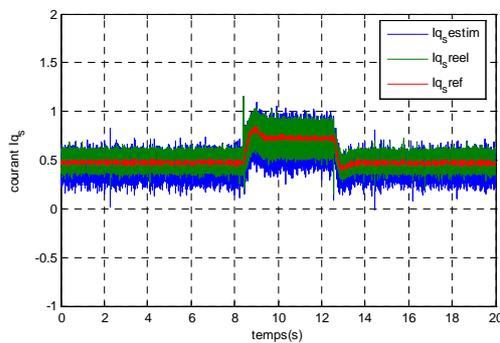


Fig.4.20 .le courant \dot{i}_{sq} et son résidu en boucle fermée

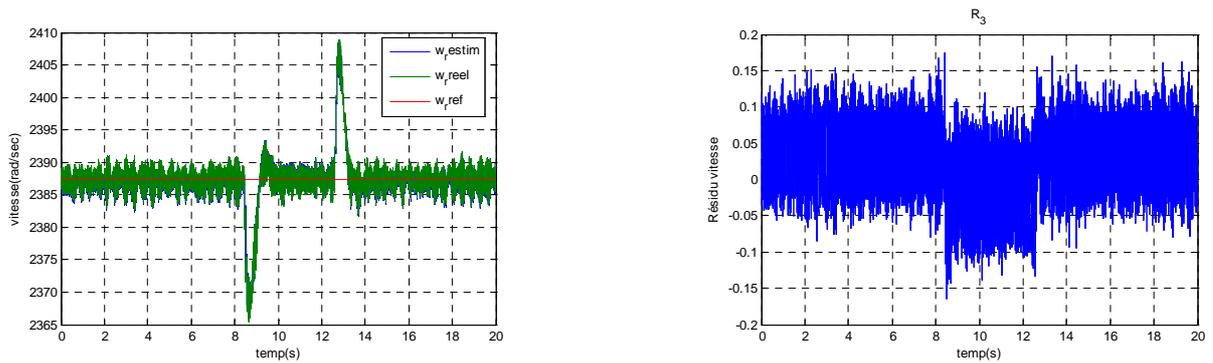


Fig.4.21 .la vitesse ω_r et son résidu en boucle fermée

On constate sur les deux premières figures ((4.19) et (4.20)) que malgré l'apparition du défaut à instant 9 jusqu'à 13 secondes, les résidus ont gardé leurs valeurs initiales. La commande a influencé la génération des résidus pour le moteur en boucle fermée en utilisant l'observateur de Luenberger classique.

Sur la troisième figure (4.21), on remarque une variation dans la valeur de résidu au moment du défaut, mais cette variation n'est pas importante comparée à ce qu'on a vu dans le cas où le moteur est en boucle ouverte.

Dans ce cas le diagnostic s'avère difficile puisque la commande a toléré ce défaut et elle a influencé la génération des résidus en utilisant cet observateur (Luenberger classique).

4.5.1.2 Défaut de barre rotorique :

On introduit un défaut de cassure de deux barres rotoriques, et pour la génération des résidus, on procède de la même façon que le cas en boucle ouverte.

Les figures (4.22), (4.23) et (4.24) présentent le comportement des résidus lors de l'établissement du défaut de barre :

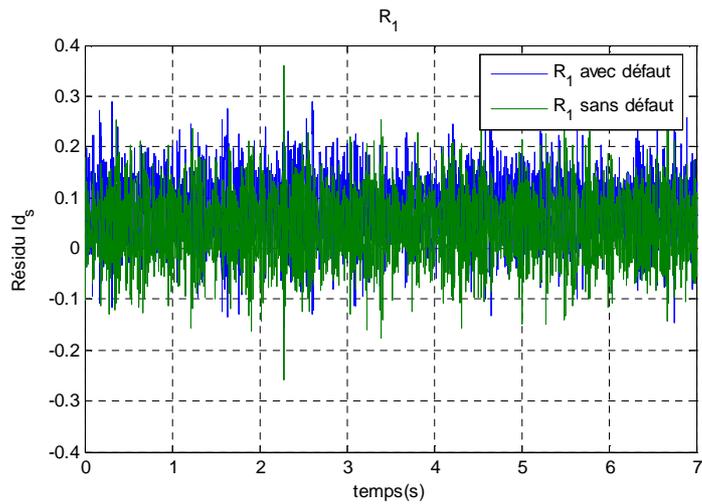


Fig.4.22 .le résidu du courant \dot{i}_{sd} en présence d'un défaut de barre

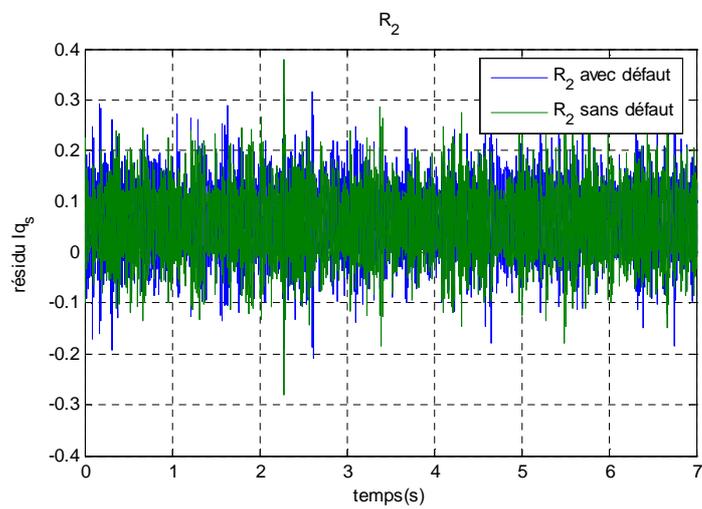


Fig.4.23 .le résidu du courant \dot{i}_{sq} en présence d'un défaut de barre

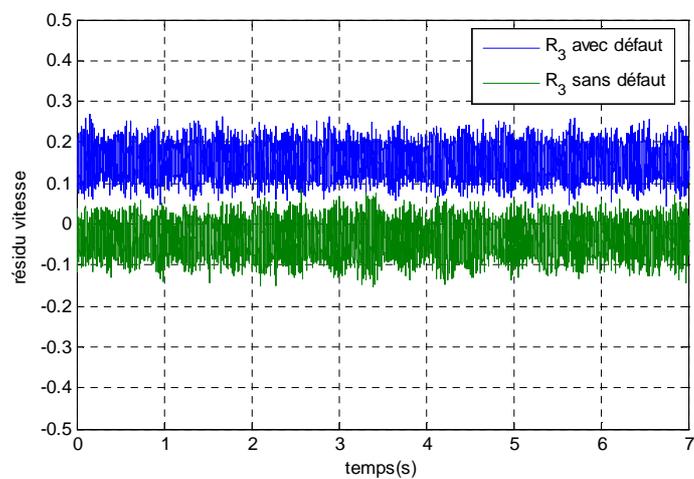


Fig.4.24 .le résidu de la vitesse ω_r en présence d'un défaut de barre

On constate sur les deux premières figures que les résidus après application du défaut ont les mêmes valeurs avec celle des résidus dans le cas où le moteur est sain, ce qui veut dire que la commande a influencé la génération des résidus pour le moteur en boucle fermée en présence de ce défaut.

Dans le troisième résidu on remarque une nette différence entre le résidu en défaut et le résidu sain. Bien que la commande ait toléré à ce défaut, seul le troisième résidu de cet observateur a été sensible vis-à-vis du défaut de barre rotorique

4.5.2 Luenberger adaptatif :

Pour la génération de résidus, on utilise l'observateur de Luenberger adaptatif dont les équations sont développées dans le chapitre 3. De façon similaire en cas en boucle ouverte, le résidu en boucle fermée est calculé suivant le schéma 4.18.

4.5.2.1 Défaut de court-circuit

On introduit un défaut de court circuit de 25 spires dans la phase a de la machine durant l'intervalle $t \in [4 \ 8]$ sec.

Les figures (4.25), (4.26) et (4.27) présentent le comportement des résidus en présence de ce défaut.

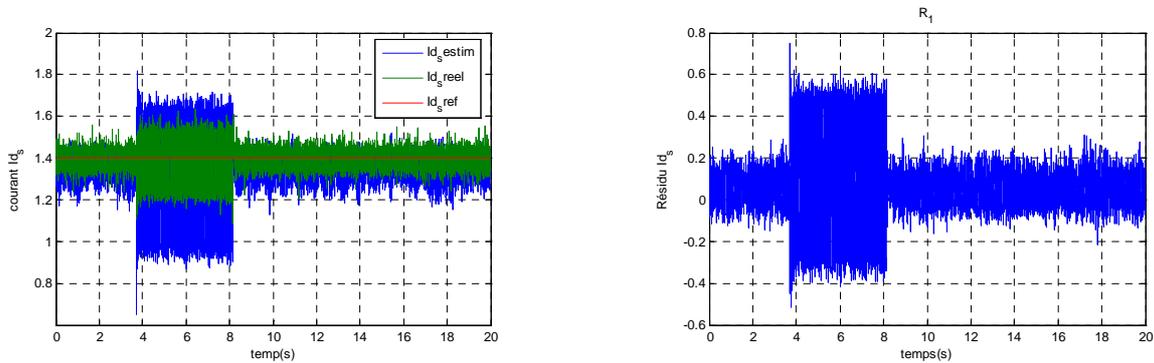


Fig.4.25 .le courant i_{sd} et son résidu en boucle fermée

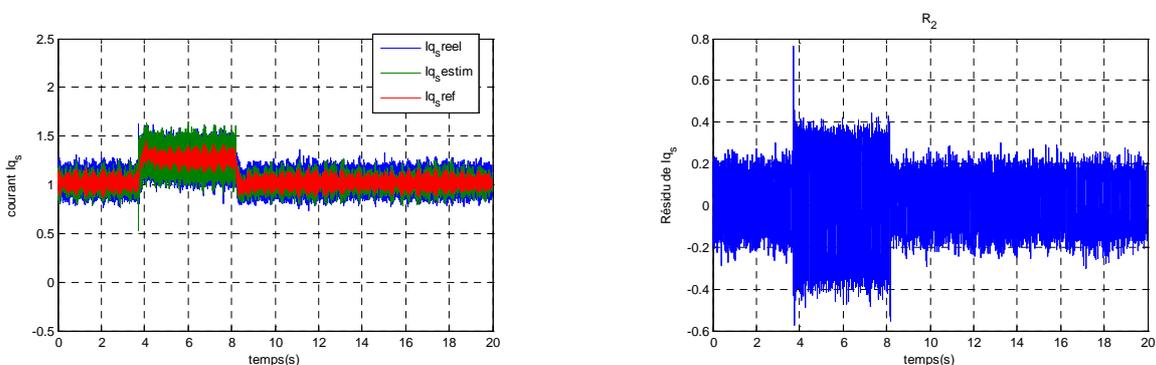


Fig.4.26 .le courant i_{sq} et son résidu en boucle fermée

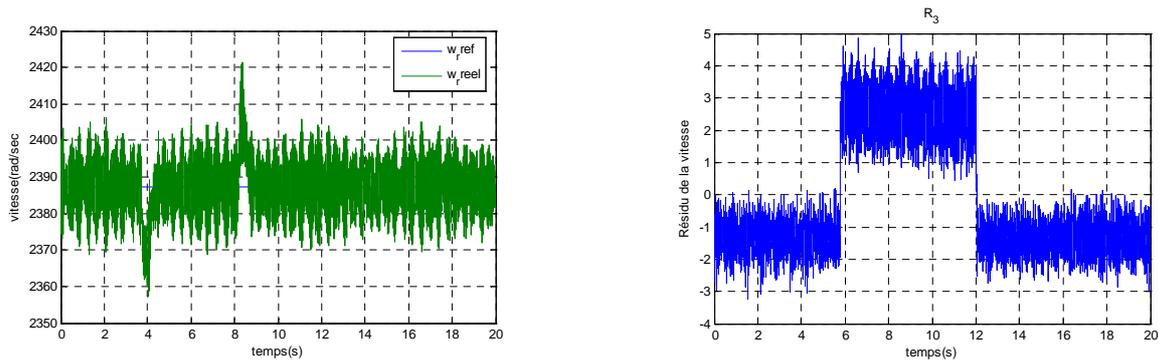


Fig.4.27 .la vitesse ω_r et son résidu en boucle fermée

Il est très clair que lors de l'établissement du défaut, les résidus s'éloignent de ces valeurs initiales. Dans ce cas la commande a toléré au défaut mais elle n'a pas influencé la génération des résidus parce que notre observateur (Luenberger adaptatif) est très sensible à ce défaut (court-circuit), ce qui est intéressant pour le diagnostic de la machine en boucle fermée.

4.5.2.2 Défaut de barre rotorique :

On introduit un défaut de cassure de deux barres rotoriques, et pour la génération des résidus, on procède de la même façon que le cas en boucle ouverte.

Les figures (4.28), (4.29) et (4.30) présentent le comportement des résidus lors de l'établissement du défaut de barre :

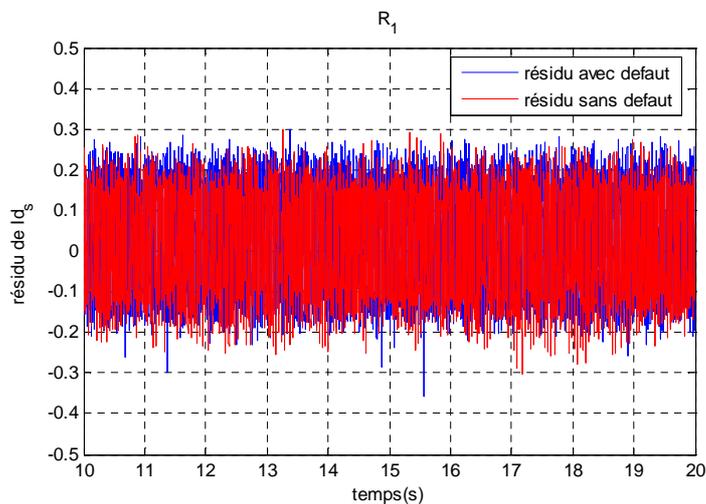


Fig.4.28 .le résidu du courant \dot{i}_{sd} en présence d'un défaut de barre

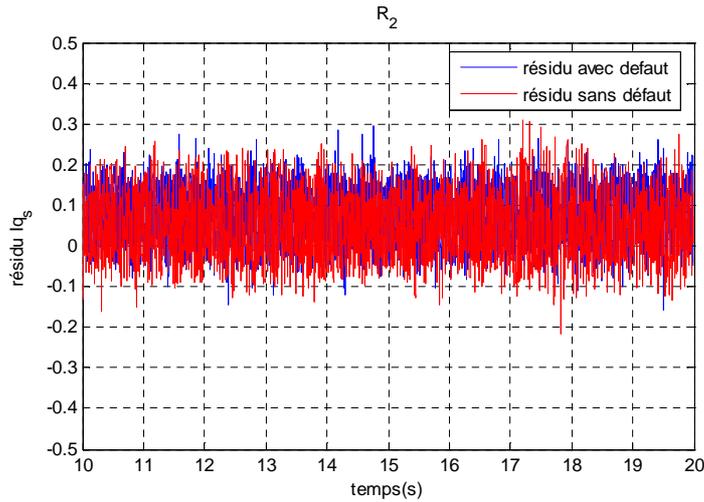


Fig.4.29 .le résidu du courant \dot{i}_{sq} en présence d'un défaut de barre

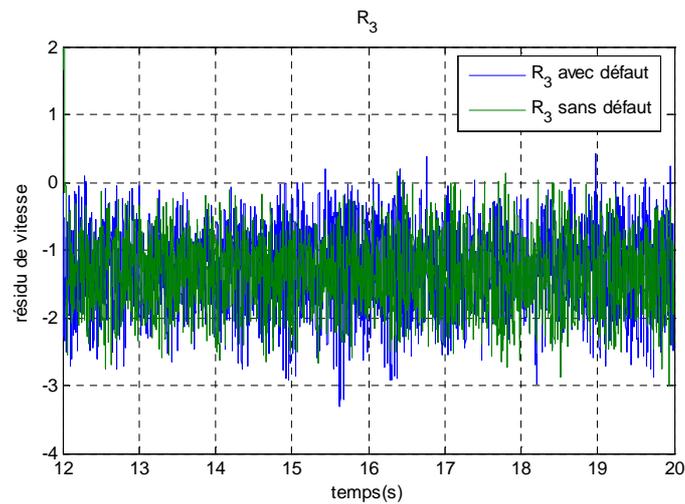


Fig.4.30 .le résidu de la vitesse ω_r en présence d'un défaut de barre

On constate sur les trois figures que les résidus après application du défaut ont pratiquement les mêmes valeurs avec celles des résidus dans le cas où le moteur est sain, ce qui veut dire que la commande a toléré à ce défaut et elle n'a pas influencé la génération des résidus pour le moteur en boucle fermée en présence de ce défaut (défaut de barre). On déduit que l'observateur de Luenberger adaptatif n'est pas sensible au défaut des barres rotoriques en boucle fermée.

4.6 Influence du défaut sur la commande vectorielle sans capteur de vitesse :

Le but recherché est de voir l'influence des défauts sur la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone développée dans le chapitre précédent en analysant le comportement des résidus.

La génération des résidus est basée sur un observateur de Luenberger adaptatif dont les équations sont données au chapitre 3. On a choisi cet observateur parce qu'il a réagi d'une façon très sensible vis-à-vis du défaut en présence de la commande.

4.6.1 Cas de défauts statoriques :

On introduit un défaut de court circuit de 25 spires dans la phase a de la machine durant l'intervalle $t \in [7 \ 12]$ sec.

Les figures (4.31), (4.32) et (4.33) présentent le comportement des résidus en présence de ce défaut.

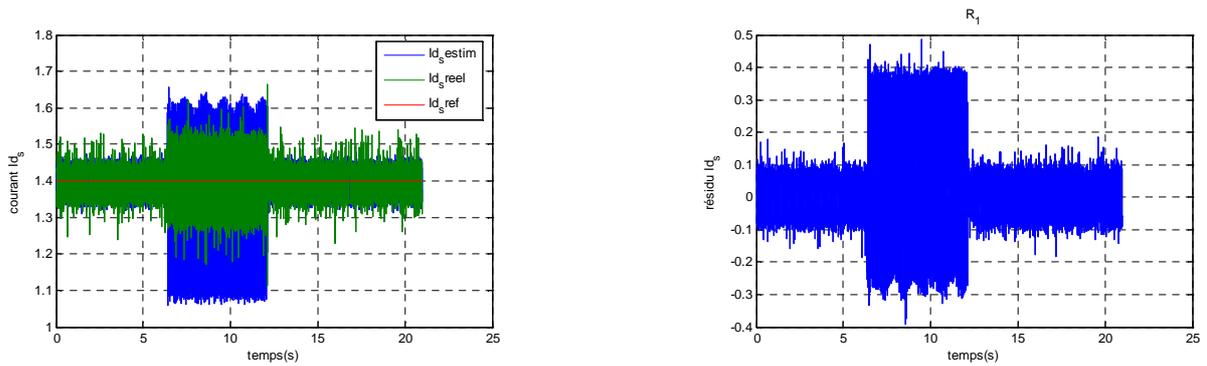


Fig.4.31 .le courant i_{sd} et son résidu en boucle fermé

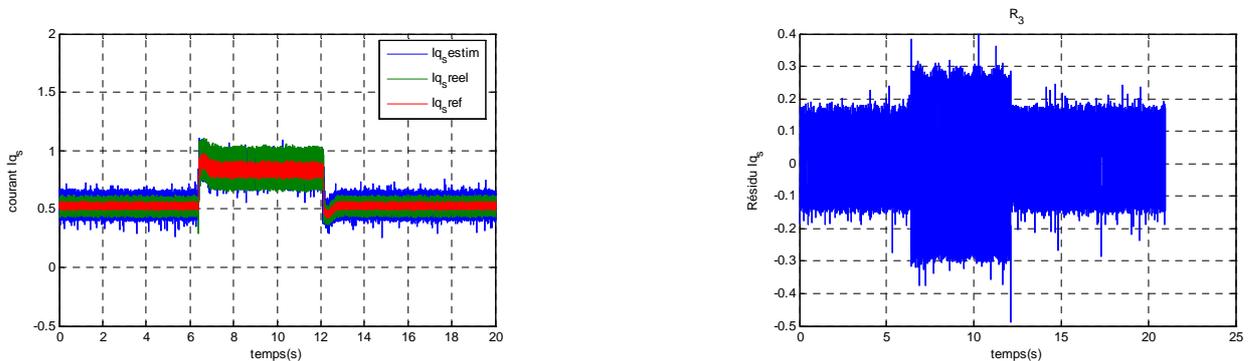


Fig.4.32 .le courant i_{sq} et son résidu en boucle fermée

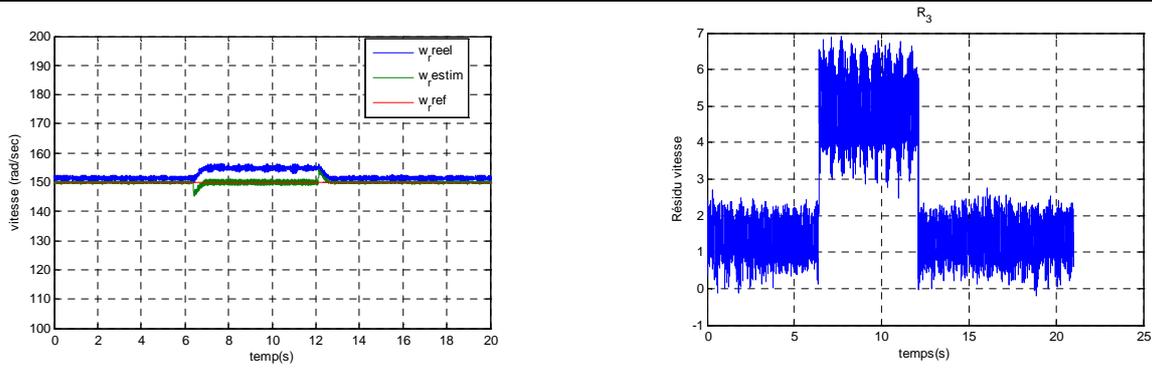


Fig.4.27 .la vitesse ω_r et son résidu en boucle fermée

On constate dans les figures (4.25) et (4.26) que les valeurs des résidus ont changé lors de l'établissement du défaut d'une façon similaire dans le cas de la commande vectorielle avec capteur de vitesse.

Dans la figure (4.27), on constate que la vitesse estimée a pu garder sa valeur après un régime transitoire lors de l'application du défaut, mais la vitesse réelle a augmenté durant la période du défaut ce qui explique l'augmentation du résidu de la vitesse..On voit bien que physiquement la machine ne tourne pas à la vitesse imposée durant le défaut ce qui veut dire que l'estimateur de vitesse n'est pas robuste vis-à-vis du défaut de court-circuit

4.6.2 Cas de défauts rotoriques

On introduit un défaut de cassure de deux barres rotoriques, et pour la génération des résidus, on procède de la même façon que le cas en boucle ouverte.

Les figures (4.28), (4.29) et (4.30) présentent le comportement des résidus lors de l'établissement du défaut de barre

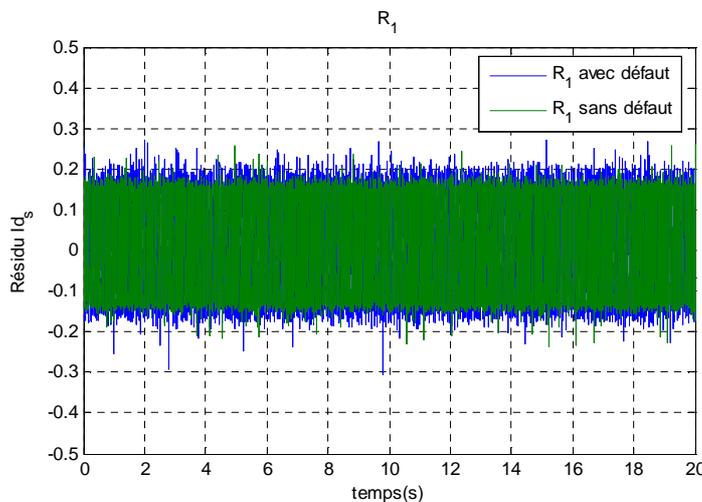


Fig.4.28 .le résidu du courant \hat{i}_{sd} en présence d'un défaut de barre

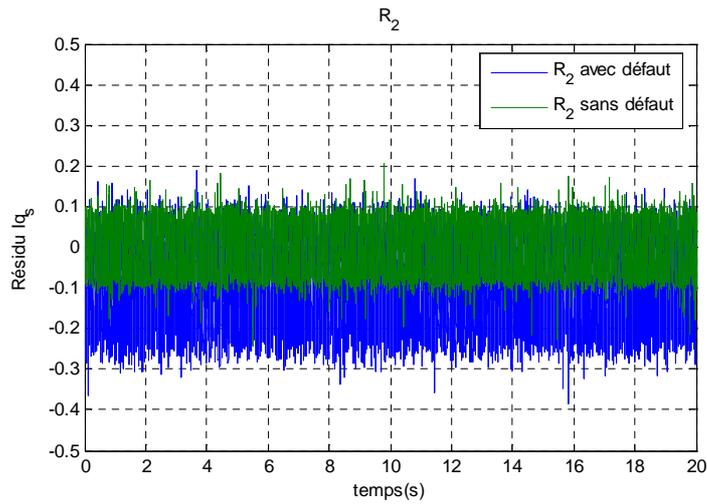


Fig.4.28 .le résidu du courant \dot{i}_{sq} en présence d'un défaut de barre

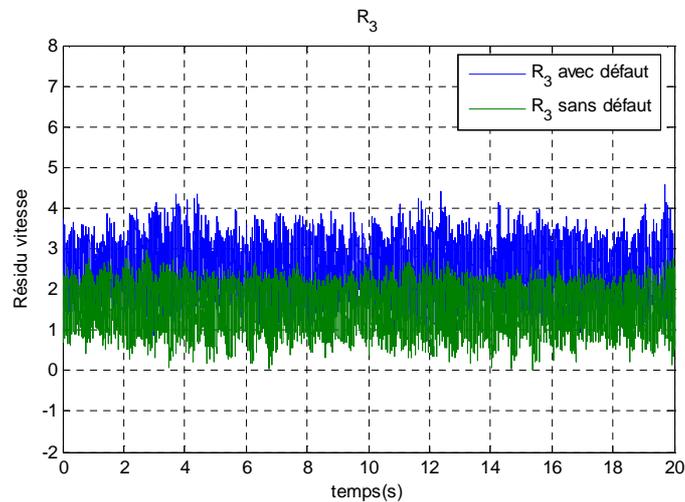


Fig.4.30 .le résidu de la vitesse ω_r en présence d'un défaut de barre

Dans la figure (4.28), on remarque qu'on n'a pas une différence importante entre le résidu sain et le résidu en défaut.

Par contre, dans le deuxième et le troisième résidu, on constate une augmentation du résidu de défaut par rapport au résidu sain. En effet l'influence du défaut sur la vitesse estimée a influencé sur le courant I_q puisque il y a une relation directe entre les deux.

4.7 Comparaison entre les deux observateurs :

Deux différents observateurs ont été utilisés pour la détection et la localisation des défauts de la machine asynchrone à savoir : Luenberger classique et Luenberger adaptatif qui ont les propriétés suivantes :

- Le premier observateur (Luenberger classique) nécessite une linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement, tandis que le deuxième (Luenberger adaptatif) nécessite un schéma d'adaptation pour estimer la vitesse.
- Dans le cadre du diagnostic de la machine en boucle ouverte, le tableau suivant résume les résultats présentés précédemment

Observateurs	Luenberger classique	Luenberger adaptatif
Défauts de la machine		
Défaut de court-circuit	$r_1=1$ $r_2=1$ $r_3=1$	$r_1=1$ $r_2=1$
Défaut de barre rotorique	$r_1=0$ $r_2=0$ $r_3=1$	$r_1=1$ $r_2=1$

Table des signatures des défaillances en boucle ouverte

“1” désigne la sensibilité et “0” l’insensibilité du résidu vis-à-vis du défaut

On notera que l’on n’a pas représenté le troisième résidu pour observateur de Luenberger adaptatif parce que la vitesse n’est pas considérée comme une sortie reconstruite

On constate sur le tableau que les résidus des deux observateurs sont sensibles au défaut de court-circuit. Pour le défaut de barre rotorique on remarque que seul un résidu (r_3) est sensible à ce défaut pour le premier observateur ; par contre tous les résidus sont sensibles à ce défaut pour le deuxième observateur. On déduit que l’observateur de Luenberger adaptatif s’avère plus efficace dans la détection des défauts des barres rotoriques

- Dans le cadre du diagnostic de la machine en boucle fermée, le tableau suivant résume les résultats présentés précédemment

Observateurs	Luenberger classique	Luenberger adaptatif
Défauts de la machine		
Défaut de court-circuit	$r_1=0$ $r_2=0$ $r_3=1$	$r_1=1$ $r_2=1$ $r_3=1$
Défaut de barre rotorique	$r_1=0$ $r_2=0$ $r_3=1$	$r_1=0$ $r_2=0$ $r_3=0$

Table des signatures des défaillances en boucle fermée

En boucle fermée, on constate que l'observateur de Luenberger classique n'est pas sensible au défaut de court-circuit, ce qui est le contraire pour l'observateur de Luenberger adaptatif.

Pour le défaut de barre rotorique, les deux observateurs n'ont pas donné une sensibilité claire vis-à-vis de ce défaut, sauf pour le troisième résidu de l'observateur de Luenberger classique qui a été influencé par la présence de cette défaillance.

On déduit que l'observateur de Luenberger adaptatif s'avère plus efficace dans la détection des défauts de court-circuit statoriques par rapport à l'autre observateur

4.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté le principe du diagnostic par la technique d'observation, ensuite on a appliqué cette technique pour la détection des défauts de la machine asynchrone en boucle ouverte sur un banc d'essai expérimental en utilisant les deux observateurs développés dans le chapitre précédent (Luenberger classique ,Luenberger adaptatif).

On a présenté aussi les motivations et la formulation du problème du diagnostic de la machine asynchrone en boucle fermée. On a montré que dans le cas des défauts statoriques et rotoriques, la loi de commande influence le diagnostic. Ces interactions entre commande et diagnostic sont dues au caractère contradictoire de leurs objectifs. En effet, si la commande est performante, elle risque de masquer l'effet des défauts et inversement, si le diagnostic est performant, la commande n'est généralement pas suffisante.

Dans la dernière partie on a parlé de l'influence des défauts sur la commande sans capteur de vitesse et on a trouvé qu'en utilisant l'observateur de Luenberger adaptatif comme un capteur logiciel n'a pas pu tolérer aux défauts et on a perdu le réglage de la vitesse, d'où la nécessité d'implémenter d'autres observateurs robustes vis-à-vis de ces défauts.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives :

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la synthèse des observateurs pour le diagnostic et la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Dans le premier chapitre nous avons rappelé les éléments de la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, puis on a mis l'accent sur les différentes défaillances qui peuvent altérer le fonctionnement normal de la machine avec une brève explication de leur nature, leurs causes et leurs conséquences. Ensuite nous avons présenté les principales méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone pour établir la présence d'un défaut en expliquant le principe de chaque approche. Pour finir, nous avons parlé sur les critères de performance d'un système de diagnostic.

Dans le deuxième chapitre, la tâche était d'étudier la modélisation de la machine à induction avec et sans défaut. Nous nous sommes intéressés à deux modèles de défauts: statorique et rotorique. Le premier modèle permet d'expliquer un court-circuit sur plusieurs phases à travers trois quadripôles de défaut, le second tient compte du déséquilibre de la matrice de résistance rotorique en situation de défaut du type rupture de barres. Cette modélisation a été simulée par Matlab et les résultats ont été validés par des essais expérimentaux.

Deux points ont fait l'objet du troisième chapitre. Nous avons commencé par présenter le principe de la commande vectorielle de machine asynchrone. On a utilisé un régulateur de type PI pour le contrôle des courants et un correcteur de type IP pour asservir la vitesse. Les résultats expérimentaux présentés dans ce contexte ont montré l'efficacité de ces régulateurs. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle sans capteur de vitesse. Nous avons synthétisé les observateurs qui permettent d'effectuer cette tâche. Deux types d'observateurs ont été utilisés : l'observateur Luenberger classique et Luenberger adaptatif. On a constaté que d'un point de vue expérimental que l'observateur de Luenberger adaptatif est le mieux approprié pour la réalisation de cet algorithme. Les résultats expérimentaux présentés dans ce contexte ont montré la validité de cet observateur

Dans le dernier chapitre nous avons étudié la détection des défauts de la machine asynchrone à base d'observateurs. Nous avons utilisé deux observateurs pour la génération des résidus : l'observateur Luenberger classique et Luenberger adaptatif. On a commencé par étudier le comportement des résidus en boucle ouverte vis-à-vis des défauts statoriques et rotoriques. Ensuite on a porté notre intérêt pour voir l'influence de la commande vectorielle sur la génération des résidus en présence des défauts en analysant la sensibilité des différents signaux. Puis nous avons présenté l'influence des défauts sur la commande vectorielle sans capteur de vitesse. Le dilemme commande-diagnostic se pose et la qualité du diagnostic est influencée par la commande. Pour finir nous avons fait une comparaison entre les deux observateurs utilisés pour la génération des résidus dans les deux cas étudiés (boucle ouverte et boucle fermée).

Ce travail nous a permis de développer et de tester des outils qui peuvent être utilisés efficacement dans le cadre du diagnostic et de la commande des machines asynchrones

Enfin, nous proposons un certain nombre de perspectives qui peuvent être envisagées:

- Tester les méthodes étudiées sur le banc expérimental pour d'autres types de défauts tels que les défauts mécaniques, d'autres défauts statoriques ou rotorique... etc.
- Développer de nouvelles stratégies de commande de la machine asynchrone et voir l'influence de ces commandes sur les défauts
- Application d'observateurs non linéaires tels que l'observateur à mode glissant.

Annexes

Annexe A

Description du banc expérimentale

Le banc expérimental que nous avons utilisé a été développé au laboratoire de physique à l'université d'Ibn Khaldoun de Tiaret. La photo donnée en figure (A.1) présente le banc de test employé.

Le banc de test ainsi utilisé comporte un actionneur composé d'une machine asynchrone à cage d'écurie associée 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.

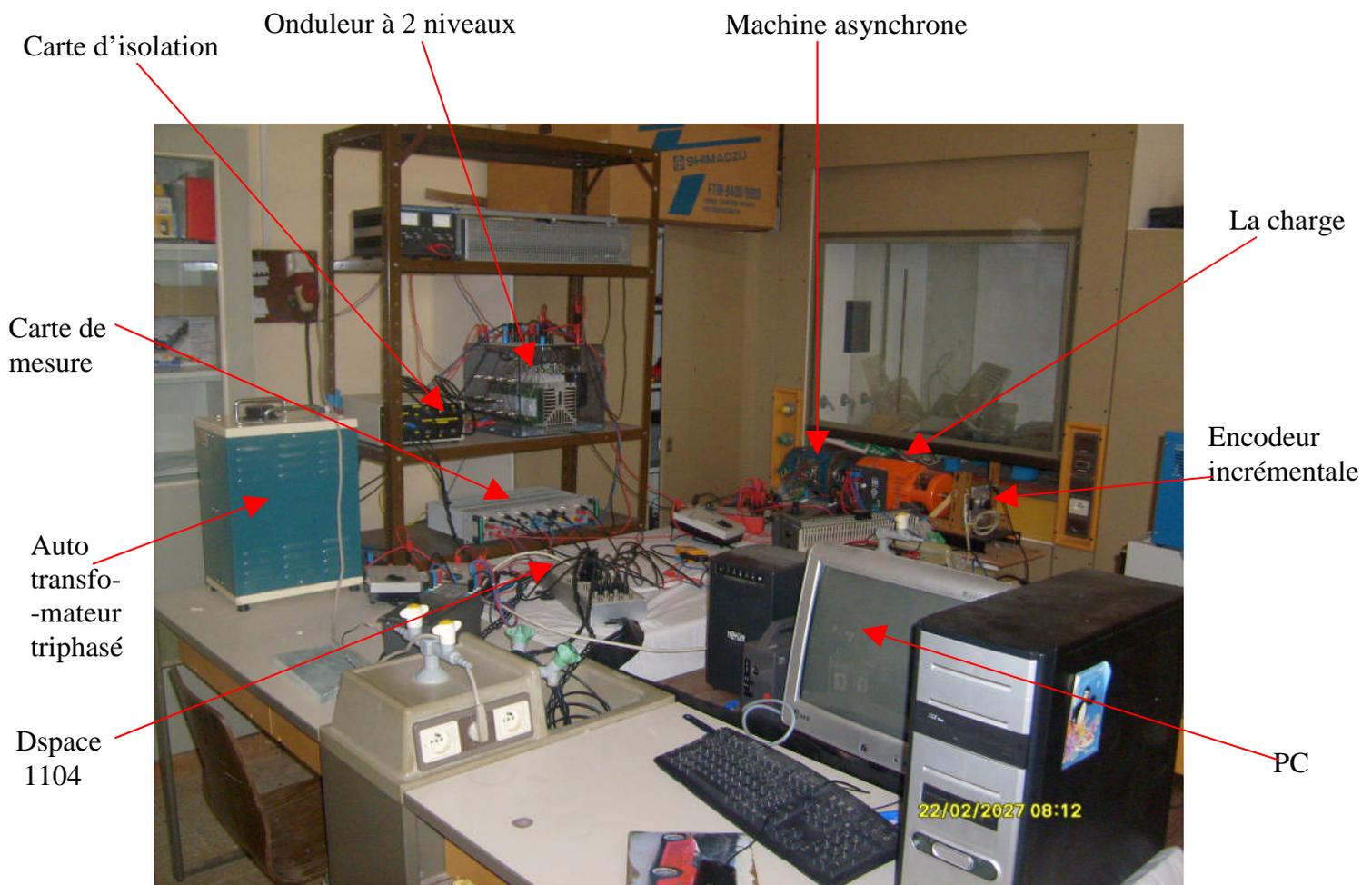


Figure A.1 : photo du banc d'essai

A.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

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

A.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

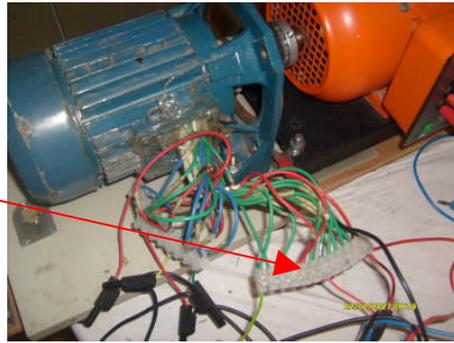


Figure A.2 : photo du moteur à induction

A.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

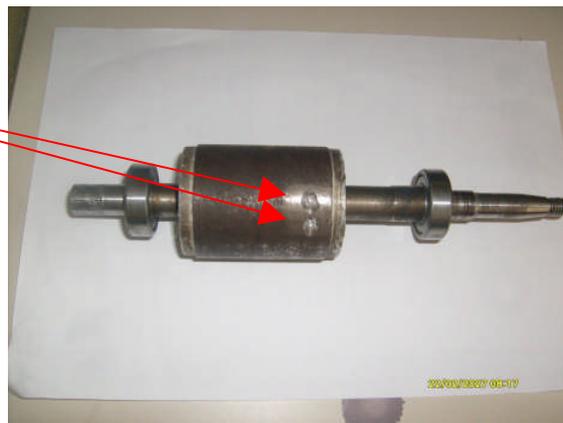


Figure A.3 : photo du rotor cassé

A.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 description détaillée de cette carte est donnée en annexe. 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*



Figure A.4 : photo de la Dspace 1104

A.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.

A.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.

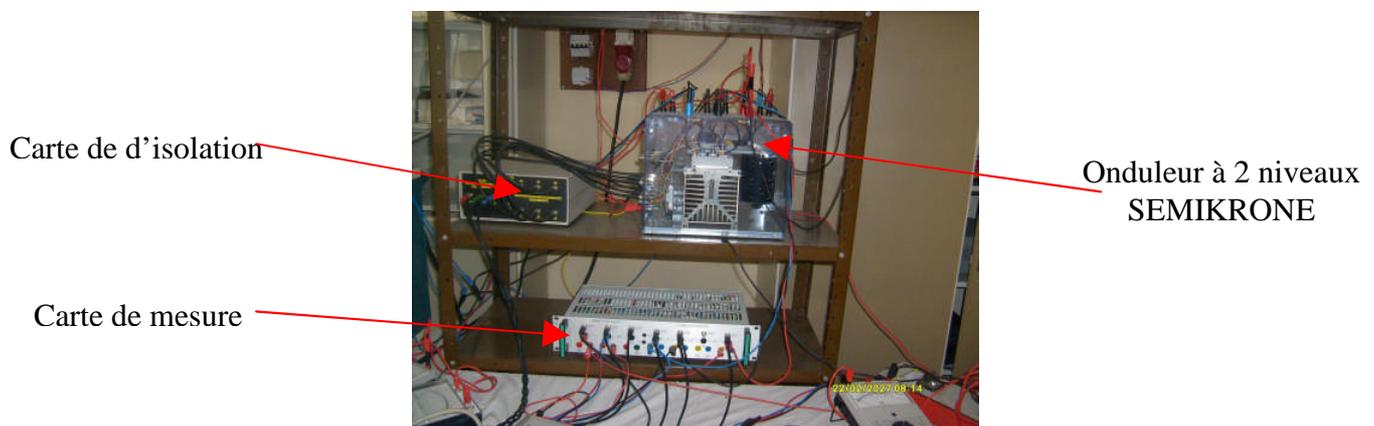


Figure A.4 : photo de l'onduleur

A.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 512 pas par tour.

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 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.

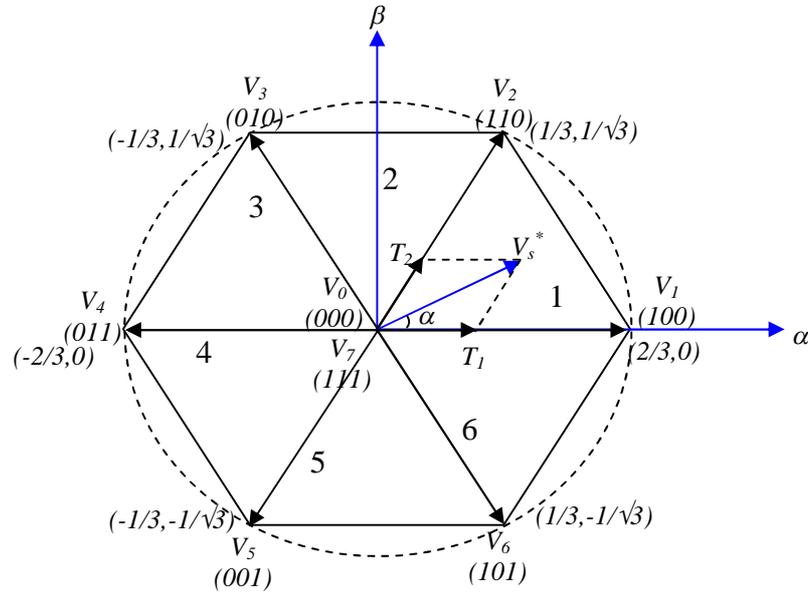


Figure B.1: Schéma fonctionnel de la MSAP dans le repère de

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:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{B.1}$$

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

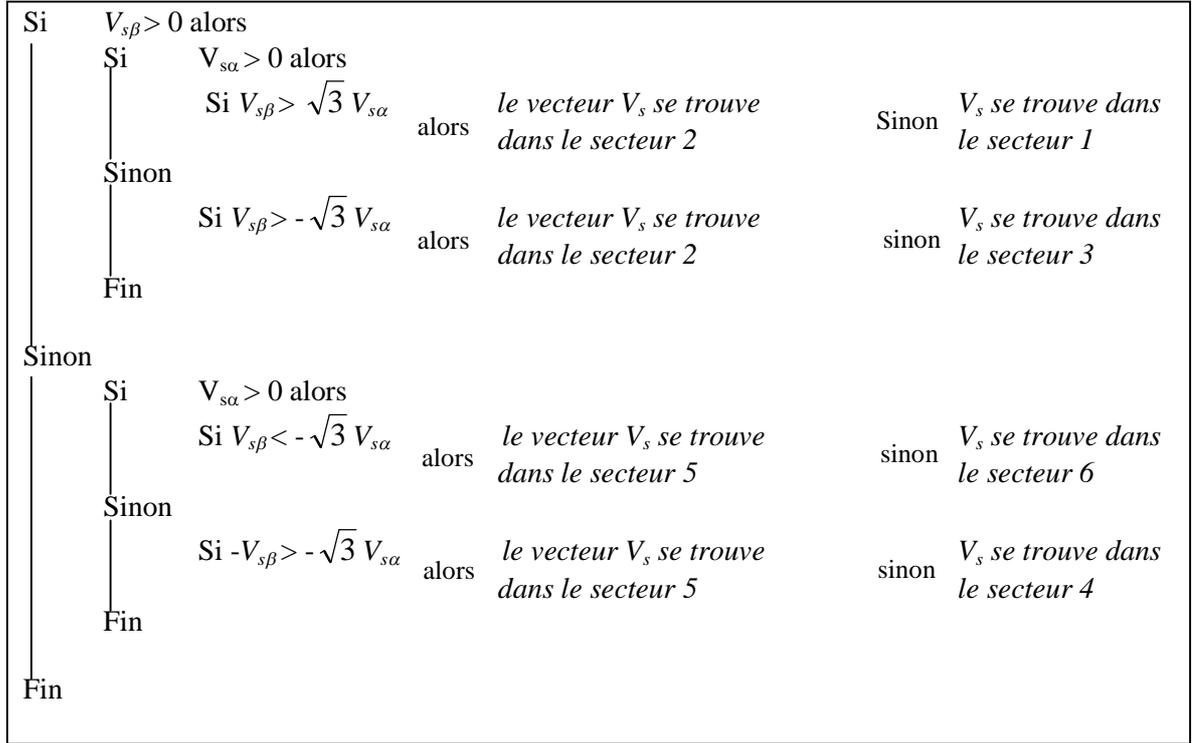


Figure B.2: Organigramme général de la détermination des secteurs.

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.

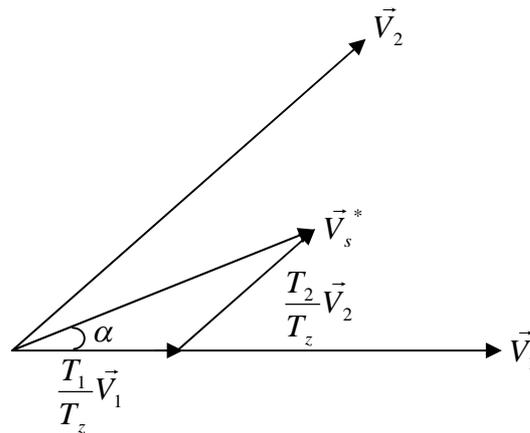


Figure B.3: Temps d'application par projection du vecteur

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.

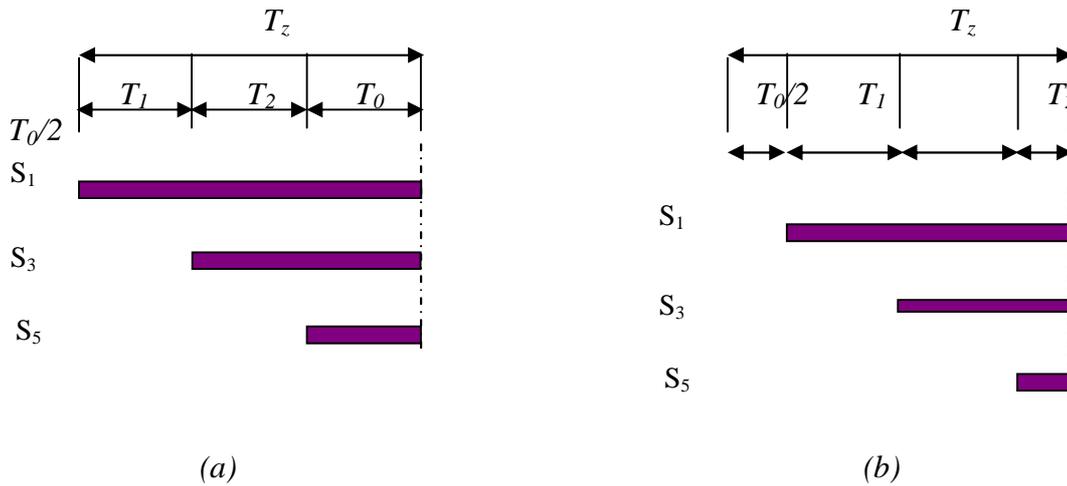


Figure B.4: Application des Signaux de commande des interrupteurs.

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.

Annexe C

Modèle linéaire de la machine asynchrone

Comme le modèle de la Mas est purement non-linéaire, alors il est impossible de synthétiser l'observateur de luenberger directement. il faut d'abord linéariser le système autour un point de fonctionnement. Cette annexe a pour but de présenter le modèle de la machine asynchrone linearisé autour d'un point de fonctionnement.

C.1 Modèle de la MAS dans le repère (d, q)

En choisissant comme variables d'états les courants statoriques selon les axes (d, q) , les flux rotoriques selon les axes (d, q) et la vitesse de rotation du rotor à savoir :

$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega_r]^T$. Et comme vecteur de commande la tension statorique selon les axes (d, q) : $u = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T$. Les variables de sorties, égales aux courants statoriques et la vitesse : $y = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_r]^T$. Alors le modèle d'état de la MAS sera donné par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

Ou :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r \phi_{qr} \\ \omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r \phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \phi_{qr} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{pM_{sr}}{JL_r} i_{qs} \phi_{dr} - \frac{pM_{sr}}{JL_r} i_{ds} \phi_{qr} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad \text{et } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

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

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s},$$

C.2 Linéarisation du modèle de la MAS autour d'un point de fonctionnement

Soit le modèle de la MAS défini par le système d'équations (C.1)., qu'il est possible de réécrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (C.2)$$

La linéarisation de ce dernier s'effectue par un développement de TAYLOR autour d'un point de fonctionnement donné par :

$$P = [x_0 \ u_0] \quad (C.3)$$

Par conséquent, le système se met sous la forme :

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \quad (C.4)$$

Ou :

$$\begin{cases} \Delta x = [\Delta i_{d_s} \ \Delta i_{q_s} \ \Delta \phi_{d_r} \ \Delta \phi_{q_r} \ \Delta \omega_r]^T \\ \Delta u = [\Delta V_{d_s} \ \Delta V_{q_s}]^T \end{cases} \quad (C.5)$$

Avec

$$A = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{x=x_0}, \quad B = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{x=x_0} \quad \text{et} \quad C = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=x_0}$$

On trouve les matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_{ro} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \phi_{qro} \\ \omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_{ro} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \phi_{dro} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_{ro}) & -\phi_{qro} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -(\omega_s - \omega_{ro}) & -\frac{1}{T_r} & \phi_{dro} \\ -\frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_{qro} & \frac{pM_{sr}}{JL_r} \phi_{dro} & \frac{pM_{sr}}{JL_r} i_{qso} & -\frac{pM_{sr}}{JL_r} i_{dso} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

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

Bibliographies

Bibliographie

[**ABE 02**] **Aicha ABED.** “Contribution à l’étude et au diagnostic de la machine asynchrone”. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 2002

[**AKH 04**] **Abdelkader AKHENAK.** “ Conception d’observateurs non linéaires par approche multimodèle”. Thèse de doctorat. Ecole doctorale IAEM Lorraine. 2004

[**ALL 06**] **Amina Nesrine ALLALOU.** “ Diagnostic de défauts par observateurs non linéaires : application aux processus chimique”. Memoire de magister. Ecole nationale polytechnique.2006

[**ALR 04**] **Imad AL-ROUH.** “Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone”. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 2004

[**BAC 01**] **Smail 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**] **Smail BACHIR.** “Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique”. Thèse de doctorat. Ecole supérieure d’ingénieurs de Poitiers. 2002

[**BAI 07**] **Hamid BAIKECHE.** “ Diagnostic des systèmes linéaires en boucle fermée”. Thèse de doctorat. L’Institut National Polytechnique de Lorraine. 2007

[**BAG 99**] **Lotfi. 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**] **Lotfi. BAGHLI.** “Modélisation et commande de la machine asynchrone”. Notes de cours. IUFM de Lorraine. 2005.

[BEN 07] Wafa BENZAOU. “ Diagnostic de la machine asynchrone à base d’observateurs”. Projet de fin d’étude. Ecole nationale polytechnique.2004

[BOU 01] Tarek 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. 200

[CAS 03] Ronald CASIMIR. “Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes”. Thèse de doctorat. Ecole doctorale de Lyon. 2003.

[CHO 08] Siefeddine CHOUABA.” Diagnostic et Commande de la machine asynchrone à cage d’écureuil à l’aide des observateurs”. Mémoire de Stage recherche M2. Université de Poitiers.2008

[DID 04a] Gaëtan DIDIER. Hubert 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] Gaëtan DIDIER. “Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances “. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré – Nancy. 2004.

[GHA 05] Malek GHANES. “Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique”. Thèse de doctorat. Université de Nantes. 2005

[HAS 08] Said HASSAINE. “ Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents”. Thèse de doctorat. Université de Mohamed Boudiaf Oran. 2008

[KUB 93] Hisao KUBOTA, Kouki MATSUSE. “ DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor ”. IEEE Transaction on Industry Application. 1993

[KUN 95] Lui KUN-CHU. “ Model based failure detection in induction motor using nonlinear filtering”. PhD dissertation. Case Western Reserve University. 1995

[LAL 04] Taous 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

[MAS 08] Massaoudi.M, Sbtia.L “MRAS and Luenberger observer Based Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motors”, 2008, Medwell journals.

[MEN 05]Li MENGWEI. “ Differential-Algebraic Approach to Speed and Parameter Estimation of the Induction Motor”. Ph.D. dissertation University of Tennessee, Knoxville, 2005

[MOK 07] Abdelkader MOKHTARI. “New Approaches for Fault Detection of Induction Motors Using Neural Network”. Master of Engineering Science. University of Alexandria, 2007

[OND 06]Olivier ONDEL.“ Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone“. Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lyon. 2006.

[SCH 92] Colin SCHAUDER.” Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers’ 1989, IEEE Transaction

[SCH 99] Emmanuel 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

[SHU 08] Chen SHUO. “ Induction Machine Broken Rotor Bar Diagnostics Using Prony Analysis “. Master of Engineering Science. Albedia, Australia, 2008

[VAS 98] Peter VAS. “ Sensorless Vector and Direct Torque Control “. Oxford science publication. Oxford university.1998

ملخص:

العمل المقدم في هذه المذكرة يتناول دراسة تطبيقية عن التشخيص و التحكم في الآلة اللامتزامنة باستعمال المراقبات. في المرحلة الأولى نقوم بعرض أنواع الأعطال التي يمكن أن تصيب الآلة و الطرق الأساسية لتحديدتها و عزلها. و بعد ذلك قمنا بصياغة نموذج رياضي للآلة اللامتزامنة في المعلم الثنائي أو معلم بارك (Park) في حالة وجود و عدم وجود الأعطال. إن الأعطال التي تم أخذها بعين الاعتبار هي: الدوائر القصيرة في ملفات المحرك و انكسار أشرطة الدوار. في المرحلة الثانية تطرقنا إلى دراسة التحكم الشعاعي الغير مباشر الآلة اللامتزامنة و في المقابل تم عرض مراقبين من أجل استعمالهما في التحكم بدون ضابط السرعة. أما المرحلة الأخيرة فقد خصصت لتطبيق المراقبات لتشخيص الآلة حين تكون في دارة مفتوحة و حين تكون في دارة مغلوقة و كذا تأثير التحكم في تخريج الرواسب.

المفاتيح : الآلة اللامتزامنة، التشخيص، المراقب، الدوائر القصيرة في ملفات المحرك، انكسار أشرطة الدوار، التحكم الشعاعي، الرواسب.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude expérimentale du diagnostic et de la commande de la machine asynchrone à base d'observateurs. La première étape traite de la présentation des différents défauts qui peuvent altérer le dysfonctionnement de la machine et les principales techniques de leur surveillance. Ensuite, nous avons élaboré un modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère diphasé dans les deux situations : saine et en défaut. Les défauts qui ont été pris en compte sont : court-circuit des spires statoriques et la rupture de barres rotoriques. Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande vectorielle indirecte de la machine. En parallèle, on a présenté deux observateurs afin de les appliquer dans la commande sans capteur de vitesse. La dernière étape a été consacrée à l'application des observateurs pour le diagnostic de la machine en boucle ouverte et en boucle fermée, et à l'étude de l'influence de la commande sur la génération des résidus.

Mot-clé : Diagnostic, machine asynchrone, observateur, court-circuit statorique, rupture de barres rotoriques, commande vectorielle, résidus.

Abstract

The work presented in this dissertation focuses on the experimental study of the diagnosis and the control of the induction machine using observers. As a first step, we present the various defects that can alter the malfunctioning of the machine and present their main techniques of diagnosis. Then, we have developed a model of the induction machine expressed in the Park's Referential in the two situations: the sound end the default. The defects that were taken into account are: short-circuiting the stator windings and the rotor bars breaking. As a second step, we are interested in the study of the indirect vector control of the induction machine. In parallel, we introduced two observers in order to apply them in sensorless control. The last step was devoted to the application of observers for the diagnosis of the machine in open loop and closed loop, and to the study the influence of control on the generation of residues.

Keywords: Diagnosis, induction machine, observer, statoric short-circuit, broken rotor bars, vector control, residual.
