

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electronique

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Signaux et systèmes

ESTIMATION CONJOINTE DES VARIABLES ET DES
PARAMETRES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Par

Kifouche ABDESSALEM

Devant le jury composé de :

M. BOUNEKHLA	Professeur,	U. de Blida	Président
A. GUESSOUM	Professeur,	U. de Blida	Examineur
K. BENMANSOUR	Maître de conférence A,	U. de Média	Examineur
A. FERDJOUNI	Maître de conférence A,	U. de Blida	Rapporteur
K. ELMERRAOUI	Maître assistante B,	U. de Blida	Co-rapporteur

Blida, JUIN 2011

DEDICACE

A ma famille.
A tous personne qui me connait.

RESUME

Dans le monde industriel, le diagnostique des défauts devient de plus en plus important pour le contrôle et la surveillance des équipements. Une variété de travaux et de techniques sont conçus pour effectuer la tâche de diagnostique.

Dans ce mémoire, est présentée une méthode de diagnostique des défauts de court-circuit de spires statoriques de la machine asynchrone triphasée. Cette méthode se base sur l'observation à l'aide du filtre de Kalman conçu pour la détection des défauts. Pour se faire, on commence par la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte des variables indicatrices de défauts concernés, ces variables sont représentées par les rapports de spires en court-circuit au nombre total de spires par phase statorique.

Le filtre de Kalman nécessite un réglage des matrices d'auto-corrélation des bruits d'état et de mesure, pour cela une méthode heuristique basée sur le PSO est appliquée. Elle permet le réglage des matrices d'auto-corrélation des bruits.

الملخص

في عالم الصناعة, أصبح تشخيص الأعطال مهما من أجل ضمان العمل الجيد للأجهزة. و قد تطرقت العديد من البحوث إلى هذا المشكل.

في هذه المذكرة نتطرق إلى دراسة طريقة تشخيص عطل دوائر قصر لفات الجزء الثابت في المحرك اللامتزامن ثلاثي الأطوار. تعتمد هذه الطريقة على تقنية الملاحظة بواسطة مرشح كالمن, في البداية تجسيم المحرك مع الأخذ بعين الاعتبار دلائل وجود الأعطال والممثلة بنسبة عدد دوائر القصر إلى العدد الكلي للفات.

يحتاج مرشح كالمن إلى ضبط مصفوفات معدلات الترابط للتشويش في الحالة و القياس, ولهذا نستخدم طريقة استكشافية تعتمد على التوسع بواسطة أجزاء السراب.

ABSTRACT

In the industrial world, diagnostic of defects becomes more and more important for the control and the surveillance of the equipments, a variety of works and technique are designed for that.

In this report, one presents a method of diagnostic of defects of inter-turn short circuit of in three phase's induction motor. This method is based on the observation by using the Kalman filter conceived for the detection of defects. To make, one begins with the modeling of the induction motor with consideration of the variables indicators of defects concerned, these variables are represented by the reports of turns in short circuit to the total number of turns by statorique phase.

The Kalman filter requires a regulation of covariance's matrices of state's and measure's noises, for that a heuristic method based on the PSO is applied.

REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Système Electronique et Télécommunication (LABSET) du département d'Electronique, de l'Université Saad Dahlab de Blida (USDB), sous la direction conjointe de Monsieur Abdelaziz FERDJOUNI Maître de conférences au département d'Electronique de l'USDB et Madame Khadidja ELMERRAOUI Maître assistante au département d'Electronique de l'USDB.

Je remercie vivement Monsieur Mhamed BOUNEKHLA, Professeur au département Electronique, de l'USDB, qui me fait l'honneur de présider le jury .

Je remercie vivement Monsieur Abderrezak GUESSOUM, Professeur au département Electronique, de l'USDB, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie vivement aussi Monsieur Khelifa BENMANSOUR, Maître de conférences au département Electronique, de l'Université de Média, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

TABLE DES MATIERES

RESUME	3
REMERCIEMENT	6
TABLE DES MATIERES	7
LISTE DES ILLUSTRATION GRAPHIQUES ET TABLEAUX	9
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS	11
INTRODUCTION.....	12
1. SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIQUE DES DEFAUTS DE LA MAS.....	14
1.1 Introduction.....	14
1.2 Constitution et principe de fonctionnement.....	14
1.3 Défauts de la machine asynchrone.....	17
1.4 Diagnostic des défauts de la MAS.....	21
1.5 Méthodes de diagnostics appliquées à la détection des défauts de la MAS.....	22
1.6 Conclusion.....	31
2. MODELISATION ET ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRON.....	
2.1. Introduction.....	33
2.2. Modélisation de la machine asynchrone sans défauts.....	33
2.3. Modélisation de la MAS avec défaut statorique.....	42
2.4. Alimentation et commande vectorielle.....	50
2.5. Conclusion	56
3. OBSERVABILITE ET SYNTHESE D'OBSERVATEUR STOCHASTIQUE OPTIMAL POUR LA DETECTION DE DEFAUT DE REDUCTION DE SPIRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	
3.1. Introduction.....	58
3.2. Observateurs et observabilité de la machine asynchrone.....	58
3.3. Filtrage de Kalman et filtrage de Kalman étendu.....	73
3.4. Réglage des filtres par PSO.....	80
3.5. Conclusion	84

4. GENERATION DES RESIDUS ET SIMULATION DES RESULTATS.....	
4.1. Introduction.....	85
4.2. Dynamique de la machine asynchrone sans défaut statorique.....	85
4.3. Dynamique de la machine asynchrone avec un défaut sur une phase...	95
4.4. Dynamique de la MAS avec présence de différentes quantités de défauts.....	102
4.5. Conclusion.....	109
CONCLUSION.....	110
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE.....	112
APPENDICES.....	
A. Coefficients des modèles de la MAS.....	119
B. Régulation de la MAS.....	121
C. Probabilité et variables aléatoires.....	125
D. Schéma de la commande vectorielle.....	131
E. Paramètres de la MAS.....	132

LISTE DES ILLUSTRATIONS GRAPHIQUES ET TABLEAUX

- Tableau 4.1 Erreurs en fonction de R et Q
- Figure 1.1 Machine asynchrone.
- Figure 1.2 Stator.
- Figure 1.3 Rotor.
- Figure 1.4 Excentricité statique (a) et dynamique (b).
- Figure 1.5 Classement des méthodes de diagnostique.
- Figure 1.6 Procédure de détection et d'isolation de défauts.
- Figure 2.1 Représentation des phases statoriques et rotoriques.
- Figure 2.2 Représentation de la MAS.
- Figure 2.3 Transformation de Park.
- Figure 2.4 Schéma de principe d'un onduleur alimente une MAS.
- Figure 2.5 Schéma électrique d'un Onduleur.
- Figure 2.6 Orientation du flux.
- Figure 2.7 Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte.
- Figure 3.1 Topologie d'observateur.
- Figure 3.2 Structure d'un observateur.
- Figure 3.3 Optimisation par PSO.
- Figure 3.4 Déplacement des particules.
- Figure 4.1 Tension d'alimentation dans les repères triphasé (a) et diphasé (b).
- Figure 4.2 Evolution des courant dans le repèr triphsé (a) et diphasé (b).
- Figure 4.3 evolution des courants dresct (a) et quadratique (b).
- Figure 4.4 Fonction liant le courant direct au courant quadratique.
- Figure 4.5 Flux rotorique dans les deux repères.
- Figure 4.6 Flux rotorique de la machine asynchrone dans le repère de Park.
- Figure 4.7 Evolution de la vitesse mécanique et du couple électromagnétique.
- Figure 4.8 Evolution des tensions déséquilibrées.
- Figure 4.9 Courant dans Park.
- Figure 4.10 Evolution du couple (a) et de la vitesse (b).
- Figure 4.11 Fonction $I_{sd} = f(I_{sq})$ dans différents cas de déséquilibre de tension.

- Figure 4.12 Flux direct avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.13 Flux quadratique avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.14 estimation de la vitesse.
- Figure 4.15 Rapport de spires en fonction et son estimé (a), erreur entre les deux.
- Figure 4.16 Courant direct et son estimé (a), erreur entre les deux.
- Figure 4.17 Courant quadratique et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.18 Courant homopolaire et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.19 Flux direct et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.20 Flux quadratique et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.21 Couple électromagnétique.
- Figure 4.22 vitesse mécanique.
- Figure 4.23 f_a avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.24 I_{sd} avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.25 I_{sq} avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.26 I_{so} et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.27 flux direct avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.28 flux en quadrature avec son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.29 Vitesse de référence et vitesse mesurée et l'erreur
- Figure 4.30 f_a et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.31 f_b et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.32 f_c et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.33 Le flux direct et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.34 Le flux quadratique et son estimé et l'erreur entre les deux.
- Figure 4.35 f_a et f_a estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.36 f_b et f_b estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.37 f_c et f_c estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.38 I_{sd} et son estimé.
- Figure 4.39 I_{sq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.40 I_{so} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.41 ϕ_{rq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.42 ϕ_{rq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).
- Figure 4.43 vitesse consigne et vitesse mesuré (b) et erreur entre les deux (b).
- Figure A .1 Distribution gaussienne de densité de probabilité

Figure A .2 Bloqueur d'ordre zéro.

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

MAS : Machine asynchrone.

KF: Kalman filter.

EKF: Extended Kalman filter.

PSO: Particle swarm optimization.

$[R_s], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Flux statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$: Courants statoriques et rotoriques.

$[U_s], [U_r]$: Tension statoriques et rotoriques.

$[L_s], [L_r]$: Matrices des inductances statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}], [M_{rs}]$: Matrices des mutuelles inductances stator-rotor et rotor-stator.

$[P(\Psi)]$: Matrice de la transformation de Park.

$[I_{sdqo}], [\Phi_{rdqo}]$: Courants statoriques et flux rotoriques dans Park.

J : Moment d'inertie du rotor.

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

T_l : Couple de charge.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

$n_{cca}, n_{ccb}, n_{ccc}$: signifiant les nombre de spires en court-circuit par phase.

n_s : Nombre total de spire par phase.

n_a, n_b, n_c : Rapport du nombre de spire en court-circuit au nombre total de spire.

f_a, f_b, f_c : Rapport de spire encore en fonction.

Q, R : Matrices des covariances des bruit d'état et de mesure.

$P(k)$: Matrice de covariance de l'erreur d'estimation.

K_f : Gain du filtre de Kalman.

INTRODUCTION

Les machines asynchrones, de par leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées en milieu industriel. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programmes de maintenance préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Malheureusement, les contraintes nouvelles et l'intégration de ces machines dans des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus complexes rendent le diagnostic plus difficile.

Il existe plusieurs procédures de diagnostic [1]. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Ainsi deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic en génie électrique : les méthodes de diagnostic sans modèle, elles utilisent la redondance matérielle [2]. Et les méthodes à base de modèles analytiques, ou bien la redondance analytique [3, 4].

Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. A partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement des machines électriques, la mise en œuvre de méthodes décisionnelles (par exemple à base de reconnaissance des formes) permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service du diagnostic. Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

Les méthodes à base de modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Il en existe des méthodes d'estimation des paramètres [2, 4], des méthodes basées sur l'utilisation des observateurs [6, 7, 8, 9] et des méthodes basées sur l'espace de parité

[10, 11, 12], il existe d'autres mais les trois sont parmi les plus importantes qui permettent de proposer plusieurs solutions pour la détection et l'isolation des défauts dans les systèmes linéaires ou non [13, 14].

Plusieurs méthodes sont appliquées pour la détection et l'isolation des défauts de la machine asynchrone, parmi les méthodes sans modèle (basé sur les mesures) il y a la méthode dite vecteur de Park [15, 16], analyse spectrale des courants statoriques [17, 18], composante symétrique [19] ...etc. Les méthodes basées sur la connaissance du modèle mathématique se basent sur la génération d'un ensemble de signaux indicateurs de défauts, appelé résidus. L'analyse de ces derniers permet de détecter et d'interpréter toute anomalie dans le fonctionnement de la machine asynchrone. L'estimation des paramètres [20, 21], projection dans l'espace de parité [22] et l'approche d'observateurs [23, 24, 25, 26] constituent l'essentielle de ces méthodes.

Le présent travail est consacré à une méthode de diagnostic de défauts de court-circuit de spires statorique, comme une réduction de spires dans une ou plusieurs phases statorique de la machine asynchrone. Nous introduisons les éléments de constitution de la machine asynchrone, ses défauts et les méthodes de diagnostic. La modélisation de la machine sans défauts et une synthèse d'une commande vectorielle indirecte à orientation de flux, une modélisation avec présence de défauts de court-circuit statorique avec une approche de détection basé sur le filtrage de Kalman pour reconstituer les grandeurs indicatrices de la présence de défauts. Le filtre de Kalman nécessite un réglage, ce dernier est réalisé avec deux méthodes, essai-erreur et une méthode heuristique à base du PSO (Particles Swarm Optimization).

Ce mémoire est constitué principalement de quatre chapitres, le premier est consacré à une introduction aux éléments de constitution, fonctionnement, défauts et statistiques et méthodes de diagnostic de la machine asynchrone. Dans le deuxième chapitre, la modélisation sans et avec défauts est réalisée avec une synthèse de la commande vectorielle à orientation de flux à base du modèle sans défauts. Le troisième chapitre traite l'observabilité et la synthèse du filtre de Kalman optimale pour la constitution des grandeurs indicatrices de défauts, une approche basée les simulations des essaims de particules donnent ce qu'on appelle le PSO qui est utilisé pour le réglage des filtres utilisés. Le dernier chapitre est consacré à la génération des résidus.

CHAPITRE 1

SURVEILLANCE ET DIAGNOSTIQUE DES DEFAUTS DE LA MAS

1.1 Introduction

Les machines asynchrones, de par leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées en milieu industriel. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programmes de maintenances préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Ce chapitre est consacré à une présentation des éléments de constitution et les méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.

Nous commençons par la constitution de la machine [26] puis on passe aux défauts de la machine [27, 28], leurs causes et type avec des statistiques, enfin, une présentation des méthodes de diagnostic appliqués pour la détection et l'isolation des défauts de la machine asynchrone.

1.2 Constitution et principe de fonctionnement

La machine asynchrone est constituée principalement de trois parties. Une partie fixe, stator où est connectée l'alimentation électrique. Une partie mobile qui permet de mettre en rotation la charge mécanique et enfin, les roulements et les paliers, qui constitue la partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre.

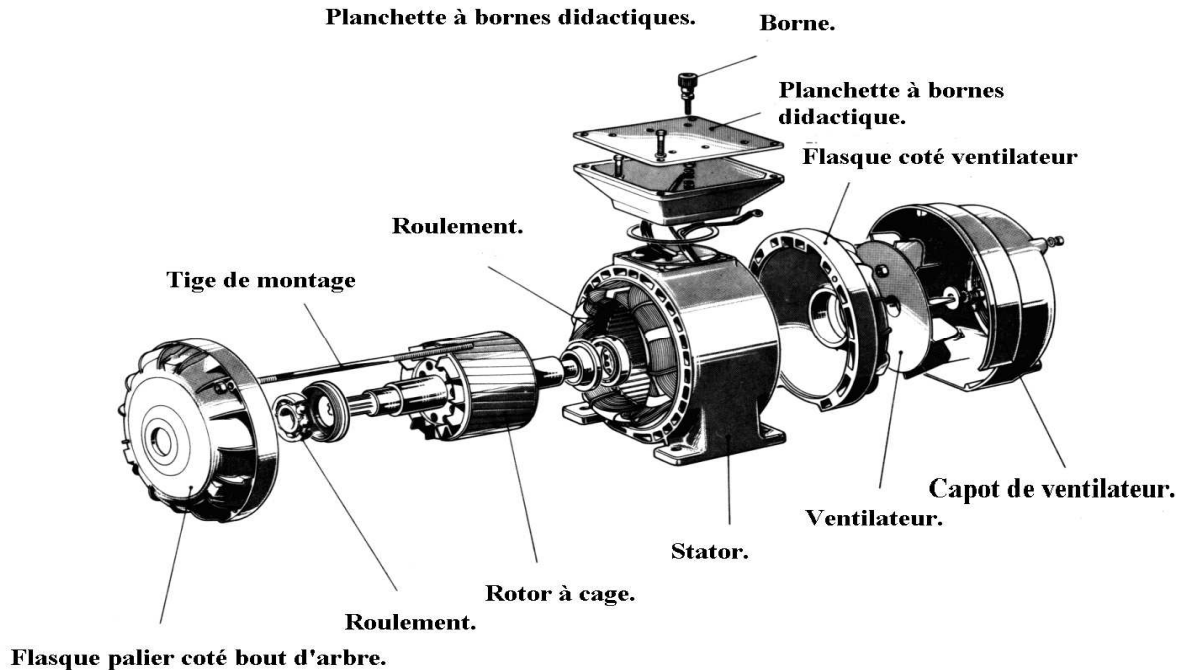


Figure1.1: Machine asynchrone.

1.2.1 Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont pour les machines de puissance plus importantes, découpées par section. Elles sont recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. A la fin, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudure pour fermer le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage est terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulées ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés d'acier couvert à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivants l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Des machines sont

équipées par des ailettes montées sur le stator pour assuré leurs refroidissements.



Figure 1.2: Stator.

1.2.2 Le rotor

Toute comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'aciers qui sont en générale de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne le rotor à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petites. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dite de court-circuit, ils sont aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Il est très souvent, que les barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi pour diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine.

L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induit aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les

tôles magnétiques. Sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre. Il existe différents structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qui en sera faite.

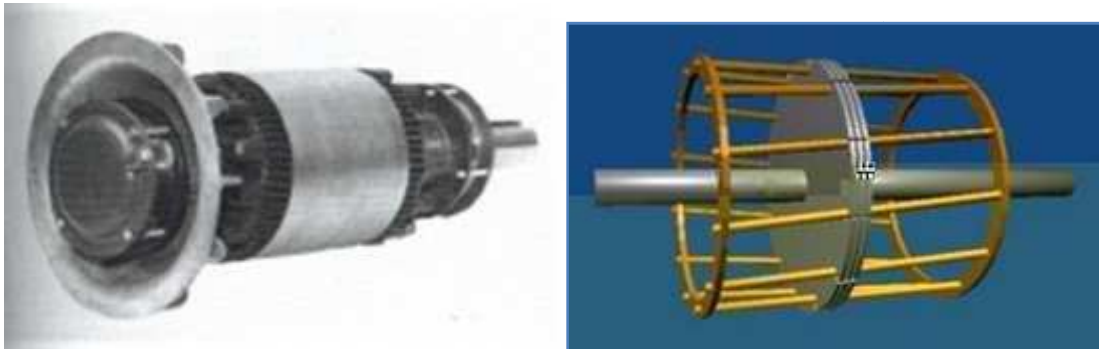


Figure 1.3: Rotor.

1.2.3 Fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone est alimentée avec une tension triphasée. Ces tensions créent un champ statorique tournant à la vitesse du synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, où ω_s , p : représentent respectivement la pulsation des tensions d'alimentation et le nombre de pair de pôles. Le bobinage rotorique (ou bien la cage) est balayé par ce champ qui va induire des courants dans celui-ci. Ces courants vont à leur tour créer un champ rotorique tournant. L'interaction des deux champs crée le couple électromagnétique. Ce couple est appliqué au rotor qui permet de le faire tourner à une vitesse Ω . La différence entre les deux vitesses Ω_s et Ω est appelée asynchronisme.

1.3 Défauts de la machine asynchrone

De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes, très variées, sont classées en trois groupes [28]:

- les initiateurs de défauts (ou générateurs de pannes) : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, problème d'isolation électrique, surtension transitoire...
- Les contributeurs aux défauts (ou amplificateurs de défauts) : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement...

- Les défauts sous jacents (exp. vices de fabrication) et erreurs humaines: défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance...

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire. De nombreuses méthodes ont été mises au point.

Plusieurs études statistique et enquêtes, ont été menées, et sont résumées dans [26]. Elles présentent les défaillances des machines asynchrones. Les trois parties les plus affectées par les défauts sont le stator, le rotor et les paliers.

1.3.1 Défauts connues à la machine asynchrone

Les défauts connus de la machine asynchrone sont résumés dans l'excentricité, les défauts de paliers et court-circuit de spires statorique (et/ou rotorique pour les rotors bobinés).

1.3.1.1 Excentricité

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants.

On distingue généralement trois cas d'excentricité [29] :

- L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais il tourne toujours autour de son axe.
- L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais il ne tourne plus autour de son axe.
- L'excentricité qu'on pourrait qualifier de globale, associant les deux cas précédente. La figure 1.4 représente l'excentricité statique et dynamique de la manière suivant :

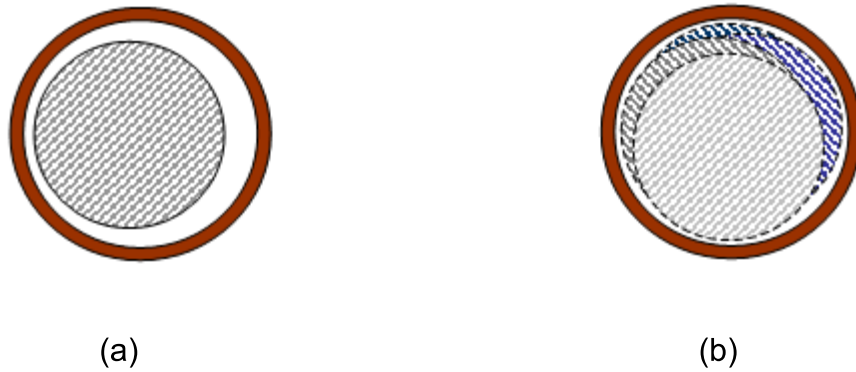


Figure 1.4: Excentricité statique (a) et dynamique (b).

Les causes peuvent être le positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, l'usure des paliers ou la torsion de l'arbre. Dans la référence [30], les auteurs utilisent des méthodes d'intelligence artificielle pour le diagnostic du défaut. Mais le plus important est l'identification du type d'excentricité qui est possible par la visualisation, dans le spectre des courants de phase.

1.3.1.2 Les paliers

Lors de son installation, le palier est souvent appuyé sur l'arbre ou dans le carter. Il s'ensuit alors un possible désalignement qui peut apparaître de quatre manières différentes :

- Le désalignement proprement dit où les deux paliers (supportant le même arbre) ne sont pas dans le même axe.
- La flexion de l'arbre.
- L'inclinaison d'une bague extérieure de roulement.
- L'inclinaison d'une bague intérieure de roulement.

Etant donné que les paliers supportent le rotor, grâce aux roulements, un défaut de ceux-ci produira un mouvement radial entre le rotor et le stator. Les fréquences caractéristiques du défaut sont déduites des dimensions des paliers et des roulements à billes.

1.3.1.3 Court-circuit de spires

Deux types connus pour les défauts de court-circuit des phases statoriques :

1. Court-circuit entre les spires des phases statorique : ce type lui-même se décompose en deux catégories :

- Réduction de spires statoriques : c'est le défaut étudié dans ce mémoire. Si les trois phases statoriques possèdent n_s spires chacune, le défaut de réduction de n_{cc} spires est un court-circuit totale, c.à.d. chaque spire court-circuitée est reliée à un point qui est généralement un point chaud entre deux ou plusieurs spires successives impliquant une destruction du vernis. Le nombre de spires réduites augmente avec le temps et devient un danger pour la machine elle-même et aussi pour l'alimentation.
- Court-circuit avec apparition d'une bobine effective : dans ce type, le court-circuit est réalisé sur un nombre de spires. Les mêmes causes que le défaut de réduction de spires.

2. Court-circuit entres les spires statoriques avec la carcasse ou avec le rotor : ce type de défaut peut apparaitre aussi à cause d'un surchauffe de la machine qui détruit les isolant séparant les spires et la carcasse.

1.3.2 Etudes statistiques des défauts

On peut classer les défauts en deux catégories :

- Défauts électriques : ce type est situé dans le stator ou dans le rotor, il est caractérisé par des pertes partielles ou totales des isolants utilisés dans la construction.
- Défauts mécaniques : regroupe les défauts dont l'origine se situe au niveau des roulements.

Des études statistiques sont effectuées sur des machines de différents types montrent la répartition des défaillances au niveau des éléments principales de constitution de la machine asynchrone. Les résultats des études sont donnés dans le tableau 1.1 [26].

Sous système	Enquête 1, 2 et 3	Enquête 4	Enquête 5
Stator	26%	37%	15.76%
Rotor	8%	10%	7.14%
Paliers	44%	41%	51.07%
Autres	22%	12%	26.03%

Tableau 1.1 : Statistiques des défauts de la machine asynchrone.

D'après ce tableau il est clair que les défauts au niveau des paliers représentent le plus grand pourcentage des défauts suivi par les défauts au niveau du stator généralement traduites par des courts-circuits. Ces enquêtes sur des machines utilisées dans différentes situations de fonctionnement.

1.4 Diagnostic des défauts de la MAS

La fonction diagnostique a pour but de détecter et/ou de localiser les causes de défauts de la machine asynchrone pour sa surveillance. Elle est assurée par l'analyse d'un état de panne, le diagnostique est chargé de retrouver la faute qui en est à l'origine. Ce problème est difficile à résoudre. En effet si pour une faute donnée, il est facile de prédire la panne résultante, la démarche inverse qui consiste à identifier la faute à partir de ses effets est beaucoup plus ardue. Une défaillance peut généralement être expliquée par plusieurs fautes. Il s'agit alors de confronter les analyses pour fournir la bonne explication.

1.4.1 Définition et généralité

Faute : c'est une action volontaire ou non, où le résultat est la non prise en compte correcte d'une directive d'une contrainte exprimée par le cahier de charges.

Défaut : représente un écart entre la valeur réelle d'un paramètre d'un système et sa valeur nominale.

Dégradation : c'est une perte de performance d'une des fonctions assurées par un système.

Défaillance : c'est l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances définies dans les spécifications techniques. On peut classer les défaillances selon leur degré en trois classes :

Critique : nécessite une intervention d'urgence.

Significative : nécessite un processus de traitement.

Absorbable : peuvent être ignorées dans un premier temps.

Erreur : partie du système ne correspondant pas ou correspondant incomplètement au cahier des charges. En toute logique, une erreur est la conséquence d'une faute.

Panne : c'est l'inaptitude d'une entité (composant ou système) à assurer une fonction requise.

Résidu : c'est un signal conçu comme indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales.

1.4.2 Modes de fonctionnement de la MAS

La machine asynchrone présente généralement trois modes de fonctionnement :

- Mode nominale : c'est le cas où la machine remplit sa mission (réalise la tâche voulu) dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur.
- Mode dégradé : c'est le cas où la machine réalise son travail avec des performances moindre c.à.d. il y a eu une dégradation de la machine mais pas de défaillance.
- Mode de défaillance : qui correspond à des mauvais fonctionnements de la machine c.à.d. il y a eu une défaillance soit après dégradation ou brusque. Un mode de défaillance est caractérisé par des effets qui peuvent être mesurables ou quantifiables.

1.4.3 Méthodes de diagnostics des défauts

Les méthodes de diagnostic appliquées à la détection des défauts sont nombreuses et variées. Elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Elles peuvent être classées selon leurs types dans la figure suivante.

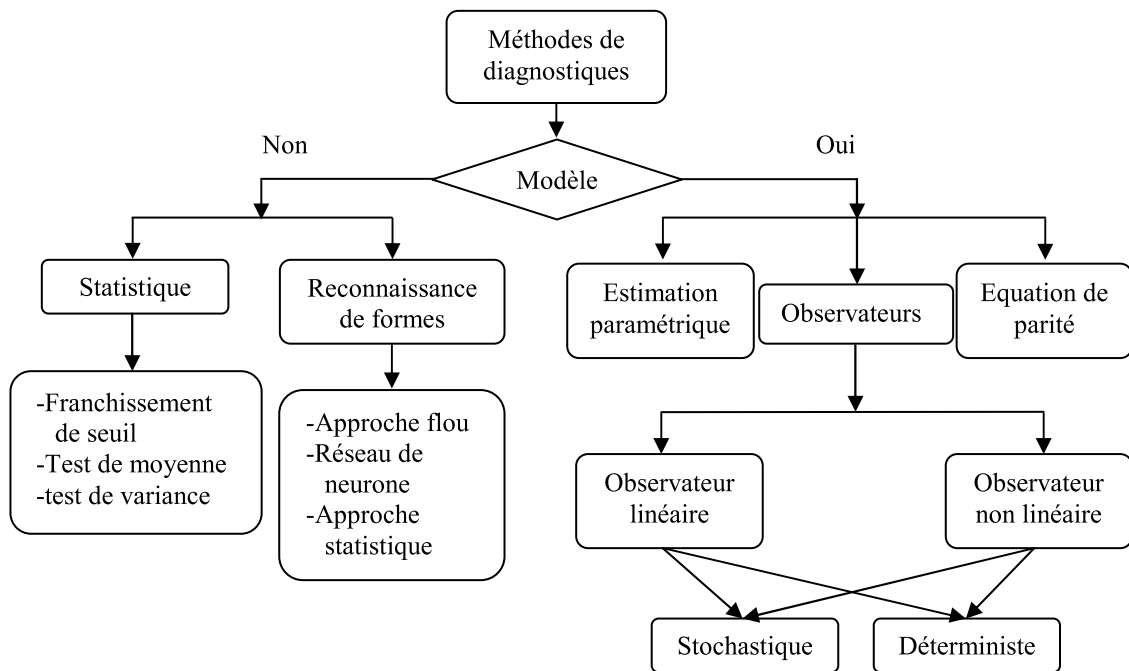


Figure 1.5: Classement des méthodes de diagnostique.

1.5 Méthodes de diagnostiques appliquées à la détection des défauts de la MAS

Différentes méthodes sont appliquées pour le diagnostique des défauts de la machine asynchrone. Une méthode est caractérisée par son nombre de variable mesurée (de mesure nécessaire), rapidité de détection et fiabilité.

1.5.1 Paramètres représentatifs des défauts

Les paramètres caractéristiques de la machine asynchrone peuvent servir comme de très bons indicateurs de défaut. Comme exemple, l'une des défaillances les plus couramment étudiées dans la machine asynchrone à cage d'écureuil est la rupture des barres rotoriques. Bien qu'elle soit identifiable à partir de l'analyse spectrale des courants statoriques on sait maintenant, grâce à l'estimation et à la surveillance de l'évolution d'autres paramètres détecter l'occurrence de ce défaut. En effet, l'estimation par filtre de Kalman étendu [33] ou par observateur grand gain non linéaire [34] de la résistance et du flux rotorique, permet de voir que ceux-ci sont très sensibles aux défauts du rotor. La variation de la résistance rotorique est d'autant plus importante que le nombre de barres cassées augmente. Toutefois, le seul paramètre, résistance rotorique ne permet pas de détecter la présence d'une ou plusieurs barres

défectueuses. La valeur de cette résistance est liée à la variation de la température du rotor et donc il suffirait que n'importe quel défaut pouvant entraîner une élévation de température apparaisse pour qu'elle varie. Cette ambiguïté persiste même si la valeur estimée est comparée à un seuil défini pour un fonctionnement à température ambiante.

1.5.2 Méthodes de diagnostic basées sur les mesures externes :

Le diagnostic de la machine asynchrone peut être effectué grâce à l'utilisation des données externes, obtenues à l'aide de différentes mesures. L'analyse spectrale des courants statoriques absorbés par la machine, l'analyse des vibrations, etc., sont parmi les techniques non invasives utilisées en diagnostic. La détection de défauts de faible amplitude dans le bobinage des machines asynchrones, est cependant, limitée par le déséquilibre qui existe dans les systèmes de puissance, Ce déséquilibre est causé par les imperfections de construction et par la nature non idéale de la source d'alimentation.

1.5.2.1 Analyse du vecteur de Park

Avec cette approche, l'analyse s'intéresse à une combinaison linéaire des courants de phase statoriques $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$. Les courants obtenus $i_{sd}(t)$ et $i_{sq}(t)$ sont donnés par les relations suivantes:

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc} \quad (1.1)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc} \quad (1.2)$$

Dans le cas idéal, i_{sd} et i_{sq} s'écrivent en fonction du temps sous la forme suivante:

$$i_{sd} = \frac{\sqrt{6}}{2} i \sin(\omega t) \quad (1.3)$$

$$i_{sq} = \frac{\sqrt{6}}{2} i \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.4)$$

i : valeur maximale du courant d'alimentation.

ω : pulsation statorique.

La représentation dans le plan de phase de la fonction $i_{sd} = f(i_{sq})$ permet d'obtenir une indication de l'occurrence de déséquilibre. Dans le cas idéal, c.à.d. la source d'alimentation est parfaitement sinusoïdale et absence de défauts et de tout autre déséquilibre, la courbe représentative de la fonction $i_{sd} = f(i_{sq})$ est un cercle. La déformation de ce cercle, vers une forme elliptique, permet de détecter la présence de déséquilibre induit par la source d'alimentation, ou par un défaut.

Pour la détection de défauts au stator, un banc expérimental basé sur cette approche est présenté dans [15]. La forme elliptique obtenue dans le plan de phase renseigne sur l'apparition de défauts, dont la sévérité est caractérisée par l'aplatissement de l'ellipse.

L'axe principal de l'ellipse renseigne sur la phase concernée par le défaut. Cependant, les auteurs ne précisent pas comment ils peuvent discerner entre les défauts de court-circuit de spires statoriques et un déséquilibre de la tension d'alimentation statorique, qui provoque des effets analogues. Ils ne précisent pas non plus comment peut se faire la détection lorsque deux phases sont concernées par des courts-circuits.

Dans [16], l'approche par les vecteurs de Park associés à une reconnaissance de forme à base de réseau de neurone est utilisée pour réaliser la détection de défauts. Un réseau de neurone artificiel est entraîné dans le cas d'une machine saine et dans certaines situations de défauts et une reconnaissance de forme est effectuée. Les cas considérés par les auteurs sont très réduites (moteur sain, source déséquilibrée, phase ouverte). Avec cette méthode, il faut disposer de données pour chaque situation de défauts, pour réaliser l'apprentissage du réseau de neurones, et il serait nécessaire de refaire l'apprentissage du réseau de neurones pour chaque moteur.

1.5.2.2 Analyse temps-fréquence et temps-échelle

La décomposition en ondelettes est une méthode d'analyse adaptée à des signaux non stationnaires. Elle permet de concentrer l'information dans des coefficients qui révèlent l'occurrence d'un défaut. Le courant statorique peut être considéré comme non stationnaire pour certaines applications. Les

transformations temps-fréquence permettent la prise en compte de ce type de signaux. Le temps de calcul peut être prohibitif et l'interprétation de l'image résultante est difficile. Les ondelettes peuvent servir à l'analyse localisée des signaux dans le domaine temps-fréquence et temps-échelle et sont donc un outil puissant pour le diagnostic des défauts des machines fonctionnant à vitesse variable.

1.5.2.3 Analyse spectrale des courants statoriques

La présence de défauts dans une partie de la machine se manifeste par l'apparition de nouvelles raies dans le spectre des courants statoriques et l'accentuation de certaines autres. L'analyse du spectre de fréquences des courants statoriques est une source d'information intéressante sur l'état magnétique, électrique et mécanique de la machine. C'est l'une des méthodes parmi les plus utilisées qui permet la détection d'un grand nombre de défauts. Dans la littérature sont données plusieurs techniques de détection de défauts par le traitement du signal [17,18].

1.5.2.4 Analyse de la puissance instantanée

L'analyse de la puissance instantanée d'une phase fournit une information plus riche que celle issue de l'analyse de courant seul. En effet, en plus de la composante fondamentale et des deux bandes latérales, le spectre de puissance contient une composante additionnelle située à la fréquence de défaut rotorique. Cette analyse est mieux adaptée à la détection des défauts d'origine mécanique (roulement endommagés, par exemple). Cette approche souffre des mêmes limitations que celles de l'approche par analyse spectrale des courants statoriques. Son principal avantage est de mesurer un seul courant est une seule tension. Cependant, le spectre de fréquence est plus bruité.

1.5.2.5 Analyse spectrale du courant statorique après coupure de l'alimentation

Cette approche est utilisée pour la détection de courts-circuits de spires statoriques dans [18]. Elle est basée sur un test d'ouverture de phase. La coupure des tensions d'alimentation statoriques permet d'éliminer l'influence de la source et les courants rotoriques induisent des tensions dans le bobinage du

stator. Le schéma de détection de défauts est basé sur l'analyse spectrale des tensions de ligne.

1.5.2.6 Approche par composantes symétriques

Cette méthode est basée sur la mesure des courants et des tensions de séquence positive et négative ainsi que la détermination des impédances directe et inverse, pour la détection de défauts de la machine asynchrone [19]. Les mesures des courants et tensions permettent de déterminer les impédances de la machine asynchrone. Une bibliothèque de valeurs des impédances pour différentes vitesses de rotation est formée. Il est alors possible de surveiller la machine asynchrone en mesurant de façon continue les tensions et les courants d'alimentation. Une comparaison entre les deux ensembles de valeurs permet de détecter la présence d'une détérioration telle que les courts-circuits de spires d'une phase ou de court-circuit entre phases.

Le principal avantage de cette approche est que les imperfections de constriction n'ont pas d'influence sur le système de détection de défauts. L'étape de surveillance est entamée lorsque la bibliothèque de paramètres est formée. Cette méthode nécessite une instrumentation de mesures de courant, de tension et de vitesse. Il faut aussi s'assurer que le courant de neutre reste proche de zéro pendant la phase de formation de la bibliothèque et s'assurer aussi que la vitesse de rotation est constante.

1.5.3 Méthodes de diagnostic avec modèles mathématiques

Le diagnostic de défauts à base de modèles mathématiques peut être réalisé en utilisant les informations analytiques ou fonctionnelles relatives au système surveillé [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14]. Les méthodes de redondances analytiques reposent sur le modèle mathématique du système. Elles consistent à comparer l'évolution des grandeurs fournies par le modèle à celles obtenues à partir des mesures disponibles sur le procédé (Fig.1.6). Le résultat de cette comparaison est contenu dans un ensemble de signaux appelés résidus. L'analyse de ces derniers permet de détecter et d'interpréter tout comportement anormal du système surveillé.

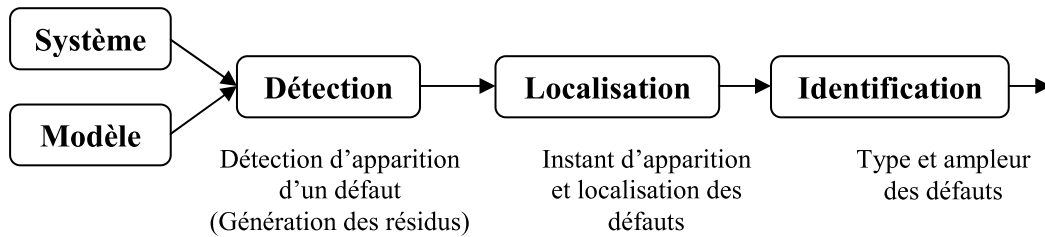


Figure 1.6 : Procédure de détection et d'isolation de défauts.

Trois approches sont utilisées pour le diagnostic à base de modèles analytiques:

- Approche par estimation paramétrique.
- Approche par équation de parité.
- Approche par observateurs.

La génération de résidus joue un rôle de première importance dans la procédure de diagnostic puisqu'elle conditionne la qualité du système de surveillance.

1.5.3.1 Méthode d'estimation paramétrique

L'estimation des paramètres passe par l'optimisation d'un critère de performance. Les techniques d'estimation paramétrique ont été intensivement étudiées et testées [3]. Les techniques à erreur de sortie permettent d'obtenir des estimations réalistes et fiables sur des données réelles.

La détection et la localisation des défauts par estimation paramétrique consiste à identifier les paramètres physiques (ou structuraux lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles) contenus dans le modèle de connaissance du système. Ce modèle mathématique doit pouvoir caractériser les fonctionnements sain et en présence de défauts. Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique, l'estimation des paramètres du modèle permet alors d'indiquer la présence d'un déséquilibre dans la machine [21]. Dans [20] est présentée une méthode permettant de réaliser le diagnostic de la machine asynchrone à l'aide de l'estimation paramétrique ; un modèle dédié au diagnostic a été développé, un vecteur de paramètres à estimer est défini.

Ce dernier contient les quatre paramètres classiques de la machine (r_s , r_r , l_s , l_r), augmenté avec des paramètres liés aux défauts considérés (n_a , n_b , n_c):

$$\theta = [r_s \quad r_r \quad l_s \quad l_r \quad n_a \quad n_b \quad n_c] \quad (1.5)$$

Une technique d'estimation paramétrique est alors utilisée pour identifier ce vecteur de paramètres, permettant ainsi le diagnostic. Un critère de minimisation composé est élaboré. Il permet d'introduire une connaissance initiale, relative à la machine saine, et de l'information mesurée en sortie, qui renseigne sur l'état présent de la machine. Les inconvénients de cette approche sont :

- La nécessité d'introduire une excitation persistante riche en fréquence, qui peut provoquer des effets indésirables tels que des oscillations, pour les systèmes fonctionnant avec variateur de vitesse.
- L'utilisation d'un algorithme de minimisation hors ligne, qui n'est pas adéquate pour une surveillance en temps réel de la machine asynchrone.

1.5.3.2 Diagnostic de la machine asynchrone à l'aide des équations de parité

Le principe de cette approche est de transformer les équations du modèle de manière à obtenir des relations particulières appelées relation de redondance analytique (RRA), qui ont pour propriété de ne lier que des grandeurs connues [12, 13, 14]. L'obtention hors ligne des RRA est un problème général d'élimination des variables dans un système d'équations algèbro-différentielles. Dans le cas linéaire, l'élimination est réalisée par projection dans l'espace de parité. Dans le cas non linéaire, des techniques d'élimination formelles peuvent être mises en œuvre.

La méthode de l'espace de parité a été utilisée par [22] pour la détection de défauts de la machine asynchrone. Elle est appliquée à une description discrète des équations non linéaires de celle-ci. Les relations de parité sont obtenues en réarrangeant les équations du modèle. Ce schéma nécessite le calcul des dérivées partielles des résidus par rapport aux paramètres du modèle. Celle-ci sont non linéaires par rapport aux paramètres et aux variables d'état. Un ensemble de résidus sensible aux cinq paramètres (r_s, l_s, r_r, l_r, M), de la machine asynchrone est défini. Une structuration des résidus est effectuée pour faciliter l'isolation des défauts. Cette approche est compliquée lorsqu'elle est appliquée au modèle non linéaire de la machine asynchrone. En plus, la

validité du modèle discrétisé est difficile à démontrer pour la plage de vitesse de fonctionnement.

1.5.3.3 Diagnostic de la machine asynchrone à l'aide d'observateurs

Les observateurs sont des systèmes dynamiques permettant la reconstitution du vecteur d'état. Ils ont été utilisés de façon intensive pour la commande des systèmes linéaires et non linéaires. L'utilisation des observateurs pour la détection des défauts repose sur la reconstruction totale ou partielle du vecteurs de sorties, grâce aux signaux mesurables du système surveillé. La différence entre les sorties reconstruites et les sorties réelles ; permet la génération des résidus (figure 1.7). Cependant, il existe une différence fondamentale entre un observateur pour la commande et un observateur pour la détection de défauts. Ce dernier est réalisé sur la base du système sans défauts. En effet ; certains signaux d'entrée traduisant les défauts, sont des entrées inconnues supposées rester égales à zéro tant qu'il n'y a pas de défauts. Dès qu'un défaut apparaît, elles deviennent non nulles. L'observateur doit alors réagir à cette nouvelle situation et indiquer la présence de défauts de façon très rapide. Pour réaliser un système de détection fiable, la synthèse de l'observateur doit être effectuée de façon à détecter les défauts et éliminer l'effet des perturbations. L'observateur à entrées inconnues avec découplage non linéaire ou linéaire a été proposé pour atteindre cet objectif [6, 7, 8, 9, 10, 11]. L'idée principale est d'utiliser une transformation de l'état $z=T(x)$ ($z=Tx$ avec T constante, dans le cas linéaire), afin d'obtenir une partie du vecteur d'état z , dont la dynamique est découplée des entrées inconnues d . Deux étapes sont nécessaires :

- Génération de l'état découplé.
- Synthèse de l'observateur et génération de résidus.

Dans [35], une approche de la détection de défauts à base d'observateurs linéaires à entrées inconnues est présentée. Le modèle de Park est utilisé, et les défauts sont considérés comme une variation de la résistance équivalente (celle du modèle de Park).

Un ensemble de résidus est conçu. La variation de la résistance équivalente suppose qu'un défaut identique se produirait sur les trois phases en même temps, ce qui n'est pas très réaliste. En plus, l'influence d'un défaut de

court-circuit de spires statoriques produit une variation de l'inductance qui n'est pas prise en compte dans se modèle.

Dans [23] un développement en séries de Taylor est appliqué au modèle de Park lié au stator ou modèle (α, β) de la MAS. Il permet d'obtenir une représentation qui tient compte des variations de paramètres (résistance et inductance) autour d'un point de fonctionnement. Une méthode géométrique est utilisée pour le découplage non linéaire des défauts et des perturbations, suivie par la synthèse d'observateurs pour la détection des défauts. Dans cette approche, le modèle utilisé est local, c'est-à-dire, valable autour d'un point de fonctionnement uniquement, et l'étendue de sa validité n'est pas connue. Il est aussi difficile de distinguer une variation due à un défaut de celle due au fonctionnement normal du moteur.

Une méthode de détection et de localisation des défauts de courts-circuits de spires statoriques est donnée par [23]. Elle est basée sur une modélisation adéquate de la MAS et l'utilisation d'un observateur à mode glissant.

1.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, différentes approches de diagnostic à base du modèles analytiques ont été présentées, l'étape de génération des résidus est primordiale. L'approche à une base d'observateurs constitue une solution intéressante à ce problème .L'observateur fonctionne en parallèle avec le système surveillé et permet donc, une détection des défauts en temps réel. Néanmoins, il est nécessaire de disposer d'un modèle mathématique approprié du système surveillé, dans lequel, les défauts et les perturbations agissent comme des signaux d'entrée. Dans la seconde partie sont présentées les méthodes de modélisation de la machine asynchrone, les défauts pouvant l'affecter, ainsi que les méthodes de détection. D'abord, celles basées sur les mesures externes (sans modèle mathématique) sont présentées. Ensuite, l'application des méthodes citées dans la première partie à la détection de défauts de la machine asynchrone est passée en revue. Il s'avère que le modèle utilisé est d'importance cruciale pour la réussite de la procédure de diagnostic. Pour cela, nous allons consacrer le prochain chapitre,

à l'élaboration de nouveaux modèles de la machine asynchrone, dédiés aux défauts statoriques (courts-circuits de spires statoriques).

CHAPITRE 2

MODELISATION ET ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1 Introduction

Le défaut de court-circuit de spires dans les phases statoriques couvre une proportion importante parmi les défauts causant les pannes de la machine asynchrone au cours de son fonctionnement en boucle ouverte ou en boucle fermée.

Dans cette partie, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone sans défauts pour la synthèse de la commande, introduisant des hypothèses simplificatrices pour avoir un modèle non linéaire à coefficients variables. La transformation de Park, liée au stator est appliquée pour avoir un modèle n'est liée qu'à la vitesse. Dans un deuxième temps, on modélise la machine asynchrone avec présence de défaut de court-circuit de spires statorique en vue de diagnostic utilisant les approches données en [23, 36], on note le modèle obtenu multiplicatif. Enfin, on présente la commande vectorielle à orientation de flux rotorique de la machine asynchrone.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone sans défauts

Pour établir des relations entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses ; qui sont :

- Parfaite symétrie de construction au stator et au rotor.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage rotorique.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

2.2.1 Représentation électromagnétique

Le moteur asynchrone comporte au stator un enroulement triphasé représentées par les trois axes statorique (a, b, c) déphasés ; l'un par rapport à l'autres de 120° électrique (Figure 2.1) et au rotor aussi un enroulement triphasé sur trois phases rotoriques (a, b, c).

La figure 2.1 montre la représentation électrique des phases statorique et rotorique selon une coupe verticale de la machine :

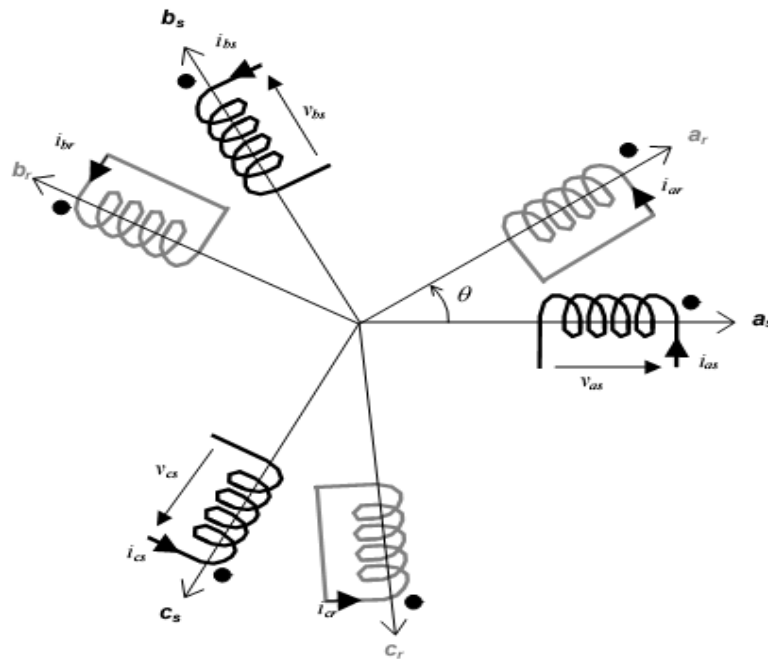


Figure 2.1 : Représentation des phases statoriques et rotoriques.

Une phase statorique ou rotorique x est alors une maille constituée d'un bobinage en série avec une résistance électrique. L'ensemble est parcouru par un courant électrique i_x de la phase x (a, b, c). La figure 2.2 montre le schéma électrique de la MAS.

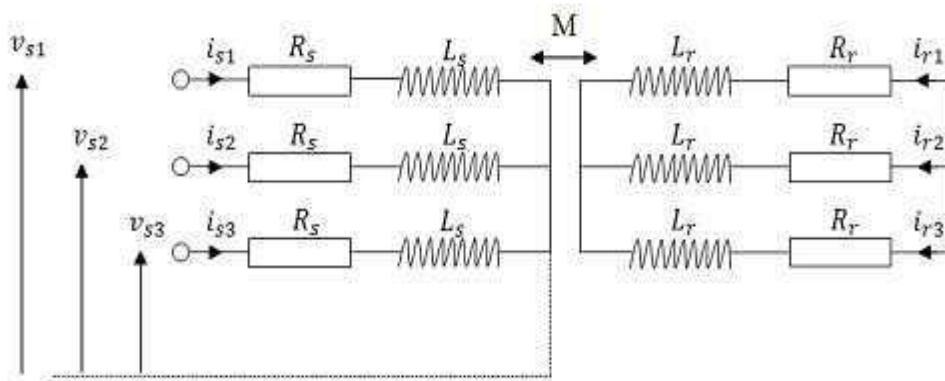


Figure 2.2 : Représentation de la MAS.

L'application de la loi d'Ohm-Faraday à cette maille nous permet d'écrire la relation suivante :

$$U = RI + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

Pour l'ensemble des phases statoriques ; les équations des tensions sont :

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La représentation matricielle de l'équation (2.2) sera comme suite :

$$[U_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.3)$$

De même pour l'ensemble des phases rotoriques qui sont court-circuitées nous avons :

$$\begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La représentation matricielle de l'équation (2.4) est la suivante :

$$[U_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = [0] \quad (2.5)$$

Avec :

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[U_s] = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}, [U_r] = \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$[I_s]$, $[U_s]$, $[\Phi_s]$ représentent respectivement les courants, les tensions et les flux de phase statoriques.

$[I_r]$, $[U_r]$, $[\phi_r]$ représentent respectivement les courants, les tensions et les flux de phase rotoriques.

$[R_s]$, $[R_r]$ représentent respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Le flux dans une bobine dépend du courant qui la traverse et des mutuelles inductances avec les bobines de l'entourage.

Les flux statoriques sont exprimés par :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (2.9)$$

Les flux rotoriques sont exprimés par :

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (2.10)$$

Ce qui permet d'exprimer les flux sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} (l_{s\sigma} + M) & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & (l_{s\sigma} + M) & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & (l_{s\sigma} + M) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} (l_{r\sigma} + M) & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & (l_{r\sigma} + M) & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & (l_{r\sigma} + M) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2/3\pi) & \cos(\theta - 2/3\pi) \\ \cos(\theta - 2/3\pi) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2/3\pi) \\ \cos(\theta + 2/3\pi) & \cos(\theta - 2/3\pi) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec :

$[L_s]$, $[L_r]$ représentent respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$ représentent les matrices des mutuelles inductances stator-rotor et rotor-stator.

Les équations (2.3, 2.5, 2.9 et 2.10) traduisant le fonctionnement de la machine asynchrone.

2.2.2 Représentation d'état électrique :

On a quatre (04) équations sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = 0 \\ [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2.15)$$

Le choix des variables d'état s'est porté vers les courants statoriques $[I_s]$ et les flux rotoriques $[\Phi_r]$.

A partir de la deuxième et la quatrième équation de (2.15) on déduit :

$$\frac{d}{dt} [\Phi_r] = [R_r][L_r^{-1}][M_{rs}][I_s] - [R_r][L_r^{-1}][\Phi_r] \quad (2.16)$$

De la dérivation de la 3^{ème} équation de (2.15) on obtient :

$$\frac{d}{dt} [\Phi_s] = \frac{d}{dt} ([L_s][I_s] + [M_{sr}][L_r^{-1}](\Phi_r - [M_{rs}][I_s])) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [\Phi_s] = & \frac{d}{dt} [L_s][I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][L_r^{-1}])[\Phi_r] + [M_{sr}][L_r^{-1}] \frac{d}{dt} [\Phi_r] \\ & - \frac{d}{dt} ([M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}])[I_s] - [M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}] \frac{d}{dt} [I_s] \end{aligned} \quad (2.18)$$

Remplaçant $\frac{d}{dt} [\Phi_r]$ dans (2.18) par son expression de l'équation (2.16) et mettant le tout dans la 1^{ère} équation de (2.15) on obtient :

$$\begin{aligned}
& ([L_s] - [M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}]) \frac{d}{dt} [I_s] = \\
& \left(-[R_s] - \frac{d}{dt} ([L_s] - [M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}]) - ([M_{sr}][L_r^{-1}][R_r][L_r^{-1}][M_{rs}]) \right) [I_s] \quad (2.19) \\
& + \left([M_{sr}][L_r^{-1}][R_r][L_r^{-1}] - \frac{d}{dt} ([M_{sr}][L_r^{-1}]) \right) [\Phi_r] + [U_s]
\end{aligned}$$

On peut réécrire (2.19) sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} [I_s] = [\alpha_1^{-1}]([\alpha_2][I_s] + [\alpha_3][\Phi_r] + [U_s]) \quad (2.20)$$

Avec

$$[\alpha_1] = [L_s] - [M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}] \quad (2.21)$$

$$[\alpha_2] = -[R_s] - \frac{d}{dt} ([L_s] - [M_{sr}][L_r^{-1}][M_{rs}]) - ([M_{sr}][L_r^{-1}][R_r][L_r^{-1}][M_{rs}]) \quad (2.22)$$

$$[\alpha_3] = ([M_{sr}][L_r^{-1}][R_r][L_r^{-1}]) - \frac{d}{dt} ([M_{sr}][L_r^{-1}]) \quad (2.23)$$

D'après les équations (2.16) et (2. 20) (les équations de la partie électromagnétique) on pourra reformuler le système sous forme d'équation d'état à coefficients variables,

$$\dot{x}(t) = A(\omega, t)x(t) + B(\omega, t)u(t) \quad (2.24)$$

En fonction des variables d'état choisies :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [I_s] = [A_{11}][I_s] + [A_{12}][\Phi_r] + [B_1][U_s] \\ \frac{d}{dt} [\Phi_r] = [A_{21}][I_s] + [A_{22}][\Phi_r] \end{cases} \quad (2.25)$$

Où

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} [U_s] \quad (2.26)$$

Avec

$$\begin{cases} [A_{11}] = [\alpha_1^{-1}][\alpha_2] \\ [A_{12}] = [\alpha_1^{-1}][\alpha_3] \\ [A_{21}] = [R_r][L_r^{-1}][M_{rs}] \\ [A_{22}] = -[R_r][L_r^{-1}] \\ [B_1] = [\alpha_1^{-1}] \end{cases} \quad (2.27)$$

2.2.3 Application de la transformation de Park

Le système obtenu est représenté par des équations (2.25) non-linéaires et fortement couplées. Pour rendre le système à coefficients constants ; la transformation de Park est appliquée aux variables statoriques et rotoriques (tensions, courants et flux), elle permet d'obtenir des variables fictives (d, q, o) dite Concordia pour une transformation liée au champ fixe au stator ou (α , β , o) dite de Clark lié au champ tournant. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des phases statoriques et/ou rotoriques (a, b, c) par des enroulements en quadrature (d, q) ou (α , β).

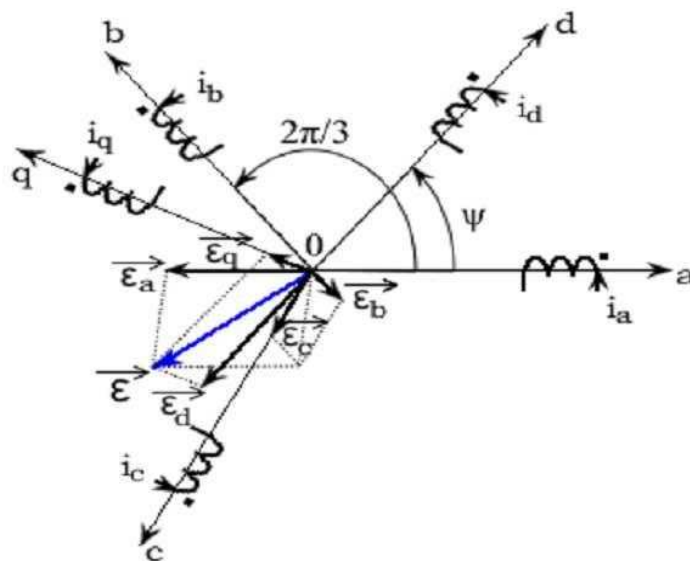


Figure 2.3 : Transformation de Park.

Cette transformation est assurée par la matrice $[P(\Psi)]$ où Ψ représente l'angle entre le repère triphasé et le repère de Park :

$$[P(\Psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & \cos(\Psi - 2\pi/3) & \cos(\Psi + 2\pi/3) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - 2\pi/3) & -\sin(\Psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

L'existence de la matrice inverse de $[P(\Psi)]$ est important pour la reconstitution des variables dans le repère abc ; où on voit bien quelle est égale à sa transposé et elle est écrite comme suit :

$$[P(\Psi)]^{-1} = [P(\Psi)]^T \quad (2.29)$$

Une variable X dans le repère triphasé est calculée dans le repère de Park avec la relation suivante :

$$[X_p] = [P][X_{abc}] \quad (2.30)$$

D'où

$$[X_{abc}] = [P]^{-1}[X_p] = [P]^T[X_p] \quad (2.31)$$

Donc pour les variables d'état on a :

$$[I_{sdqo}] = [P_s][I_{sabc}] \quad (2.32)$$

$$[\Phi_{rdqo}] = [P_r][\Phi_{rabc}] \quad (2.33)$$

Où

$[P_s(\Psi)]$: Transformation de Park appliquée au stator ($\Psi = \theta_r$).

$[P_r(\Psi)]$: Transformation de Park appliquée au rotor ($\Psi = \theta_s$)

Donc le système donné en équation (2.25) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [I_{sdqo}] = [P_s] \left([A_{11}] [P_s^{-1}] - \frac{d}{dt} [P_s^{-1}] \right) [I_{sdqo}] + [P_s] [A_{12}] [P_r^{-1}] [\Phi_{rdqo}] + [P_s] [B_1] [P_s^{-1}] [U_s] \\ \frac{d}{dt} [\Phi_{rdqo}] = [P_r] [A_{21}] [P_s^{-1}] [I_{sdqo}] + [P_r] \left([A_{22}] [P_r^{-1}] - \frac{d}{dt} [P_r^{-1}] \right) [\Phi_{rdqo}] \end{cases} \quad (2.34)$$

2.2.4 Modèle de la machine dans le repère lié au champ statorique

Dans un référentiel lié au champ statorique on a ($\theta_s = 0, \theta_r = \theta$) et le modèle donné en équation (2.34) devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sdqo} \\ \Phi_{rdqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11p} & A_{12p} \\ A_{21p} & A_{22p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sdqo} \\ \Phi_{rdqo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{1p} \\ 0 \end{bmatrix} [U_s] \quad (2.35)$$

Avec

$$[A_{11p}] = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$[A_{12p}] = \begin{bmatrix} \alpha_2 & \alpha_3 \omega & 0 \\ -\alpha_3 \omega & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[A_{21p}] = \begin{bmatrix} \alpha_4 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$[A_{22p}] = \begin{bmatrix} \alpha_5 & -\omega & 0 \\ \omega & \alpha_5 & 0 \\ 0 & 0 & -R_r/L_r \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[B_{1p}] = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Les coefficients α_i et b_1 sont donnés en appendice A.

Le modèle de la MAS lié au champ tournant est donné en appendice A, il est utilisé pour la conception de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique.

2.2.5 Equation mécanique

Par l'application de la loi fondamentale de la mécanique au rotor on obtient :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = T_e - f_v \Omega - T_l \quad (2.41)$$

Avec :

$$\omega = 2\Omega \quad (2.42)$$

Avec : J , f_v , T_l , Ω désignent respectivement le moment d'inertie du rotor, le coefficient de frottement visqueux, le couple de charge et la vitesse mécanique du rotor. Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre des deux champs ; le champ statorique dû à la FEM de l'alimentation et celui rotorique dû aux courants induit dans le rotor. Il est exprimé par :

$$T_e = \frac{\partial W}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [I]^T \frac{\partial}{\partial \theta} (L(\theta)) [I] \quad (2.43)$$

Avec

$$[I] = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}, \quad \frac{\partial}{\partial \theta} L(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta} M_{sr} \\ \frac{\partial}{\partial \theta} M_{rs} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Donc dans un référentielle lié au champ statorique le couple électromécanique est donné par :

$$T_e = p(\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (2.45)$$

p : Nombre de paire de pôles.

Le modèle de la machine asynchrone sans défauts dans le repère de Park montre une symétrie dans ces matrices, il est simple que le modèle triphasé, mais il reste toujours non linéaire, puisque les coefficients de son matrice d'état est en fonction de la vitesse mécanique.

2.3 Modélisation de la MAS avec défaut statorique

Le défaut statorique étudié est celui dû à un court-circuit dans une ou plusieurs phases statoriques [23, 36].

Soit les termes suivants : n_{cca} , n_{ccb} , n_{ccc} signifiant le nombre de spires en court-circuit par phase, le nombre total de spire par phase est n_s .

Prenant n_a , n_b , n_c le rapport du nombre de spire en court-circuit au nombre de spire total avec :

$$n_a = \frac{n_{cca}}{n_s}, n_b = \frac{n_{ccb}}{n_s}, n_c = \frac{n_{ccc}}{n_s} \quad (2.46)$$

Alors on pourra prendre les rapports de spire encore en service comme suit :

$$f_a = 1 - n_a, f_b = 1 - n_b, f_c = 1 - n_c \quad (2.47)$$

2.3.1 Représentation des équations électriques avec défaut

Les enroulements statoriques se comportent comme un fil électrique formé de spires identiques, alors sa résistance dépend directement à son longueur :

$$[R_s] = r_s \begin{bmatrix} f_a & 0 & 0 \\ 0 & f_b & 0 \\ 0 & 0 & f_c \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

La matrice des inductances propres et mutuelles du stator devient :

$$[M_{ss}] = M \begin{bmatrix} f_a^2 & -\frac{1}{2}f_a f_b & -\frac{1}{2}f_a f_c \\ -\frac{1}{2}f_a f_b & f_b^2 & -\frac{1}{2}f_b f_c \\ -\frac{1}{2}f_a f_c & -\frac{1}{2}f_b f_c & f_c^2 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

La matrice des inductances de fuites au stator, est donnée par :

$$[L_{s\sigma}] = l_{s\sigma} \begin{bmatrix} f_a^2 & 0 & 0 \\ 0 & f_b^2 & 0 \\ 0 & 0 & f_c^2 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

La matrice des inductances statoriques est donnée par :

$$[L_s] = [L_{s\sigma}] + [M_{ss}] \quad (2.51)$$

D'où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} (l_{s\sigma} + M)f_a^2 & -\frac{1}{2}f_a f_b M & -\frac{1}{2}f_a f_c M \\ -\frac{1}{2}f_a f_b M & (l_{s\sigma} + M)f_b^2 & -\frac{1}{2}f_b f_c M \\ -\frac{1}{2}f_a f_c M & -\frac{1}{2}f_b f_c M & (l_{s\sigma} + M)f_c^2 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Les matrices des mutuelles inductances entre le stator et le rotor sont données par :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_a \cos(\theta) & f_a \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_a \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_b \cos(\theta) & f_b \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_c \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_c \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (2.54)$$

La notion de symétrie vue dans le modèle sain de la machine n'est plus vérifiée à cause de l'introduction des rapports de spires en fonction de chaque phase statorique dans les matrices des résistances et inductances statorique et les matrices des mutuelles inductances stator-rotor et rotor-stator.

Les matrices des résistances et inductances rotoriques ne sont pas modifiées.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont données par:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.55)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = 0 \quad (2.56)$$

Les équations des flux sont :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (2.57)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] \quad (2.58)$$

L'équation mécanique

$$J \frac{d}{dt} \Omega = T_e - f_v \Omega - T_l \quad (2.59)$$

L'application de la transformation de Park n'est pas efficace pour la résolution de ce système à cause de ses matrices asymétriques, donc une autre transformation T est appliquée aux grandeurs rotoriques [36], elle réalise une projection des grandeurs rotorique sur le repère statorique, elle est donnée par :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Cette transformation est appliquée au courants et flux rotoriques comme suit :

$$[I_r] = [T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.61)$$

$$[\Phi_r] = [T]^{-1}[\Phi_r^*] \quad (2.62)$$

L'équation (2.55) est indépendante du courant et flux rotoriques ; donc elle n'est pas influencée par cette transformation, l'équation (2.56) devient :

$$[R_r][I_r^*] + [T] \frac{d}{dt} [T]^{-1}[\Phi_r^*] + \frac{d}{dt} [\Phi_r^*] = 0 \quad (2.63)$$

Les deux équations (2.57) et (2.58) deviennent :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.64)$$

$$[\Phi_r^*] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][L_r][T]^{-1}[I_r^*] \quad (2.65)$$

Donc le système d'équations électriques devient :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [R_r][I_r^*] + [T]\frac{d}{dt}[T]^{-1}[\Phi_r^*] + \frac{d}{dt}[\Phi_r^*] = 0 \\ [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}^*][I_r^*] \\ [\Phi_r^*] = [M_{rs}^*][I_s] + [L_r^*][I_r^*] \end{cases} \quad (2.66)$$

Avec :

$$[M_{sr}^*] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (2.67)$$

$$[M_{rs}^*] = [T][M_{rs}] \quad (2.68)$$

$$[L_r^*] = [T][L_r][T]^{-1} \quad (2.69)$$

L'équation mécanique n'a pas changé.

De même que pour la machine saine, comme variables d'état on a choisie les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique.

De la 4^{ème} équation du système (2.66) on a :

$$[I_r^*] = [L_r^*]^{-1}([\Phi_r^*] - [M_{rs}^*][I_s]) \quad (2.70)$$

Introduisant (2.70) dans la 2^{ème} équation de (2.66) :

$$\frac{d}{dt}[\Phi_r^*] = [R_r][L_r^*]^{-1}[M_{rs}^*][I_s] - \left([R_r][L_r^*]^{-1} + [T]\frac{d}{dt}[T]^{-1}\right)[\Phi_r^*] \quad (2.71)$$

$$\frac{d}{dt}[I_r^*] = \frac{d}{dt}([L_r^*]^{-1})[\Phi_r^*] + [L_r^*]^{-1}\frac{d}{dt}[\Phi_r^*] - \frac{d}{dt}([L_r^*]^{-1}[M_{rs}^*])[I_s] - [L_r^*]^{-1}[M_{rs}^*]\frac{d}{dt}[I_s] \quad (2.72)$$

$$\frac{d}{dt}[\Phi_s] = \frac{d}{dt}[L_s][I_s] + [L_s]\frac{d}{dt}[I_s] + \frac{d}{dt}[M_{sr}^*][I_r^*] + [M_{sr}^*]\frac{d}{dt}[I_r^*] \quad (2.73)$$

Remplaçant $\frac{d}{dt}[I_r^*]$ et $[I_r^*]$ par leur expression des équations (2.72) et (2.70) respectivement dans (2.73) puis la résultante dans la 1^{ère} équation de (2.66) on obtient :

$$[U_s] = \alpha_5[I_s] + \alpha_7 \frac{d}{dt}[I_s] + \alpha_6[\Phi_r^*] \quad (2.74)$$

Avec :

$$\alpha_5 = [R_s] - \left(\frac{d}{dt}[M_{sr}^*] \right) [L_r^*]^{-1} [M_{rs}^*] - [M_{sr}^*] \left(\frac{d}{dt}[L_r^*]^{-1} [M_{rs}^*] \right) + [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} [R_r] [L_r^*]^{-1} [M_{rs}^*] \quad (2.75)$$

$$\alpha_6 = \left(\frac{d}{dt}[M_{sr}^*] \right) [L_r^*]^{-1} - [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} \left([R_r] [L_r^*]^{-1} + [T] \frac{d}{dt}[T]^{-1} \right) \quad (2.76)$$

$$\alpha_7 = [L_s] - [M_{sr}^*] [L_r^*]^{-1} [M_{rs}^*] \quad (2.77)$$

Finalement le modèle électrique est le suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}[I_s] = A_{m11}[I_s] + A_{m12}[\Phi_r^*] + B_{m11}[U_s] \\ \frac{d}{dt}[\Phi_r^*] = A_{m21}[I_s] + A_{m22}[\Phi_r^*] \end{cases} \quad (2.78)$$

Avec

$$A_{m11} = -\alpha_7^{-1} \alpha_5 \quad (2.79)$$

$$A_{m12} = -\alpha_7^{-1} \alpha_6 \quad (2.80)$$

$$B_{m11} = \alpha_7^{-1} \quad (2.81)$$

$$A_{m21} = [R_r] [L_r^*]^{-1} [M_{rs}^*] \quad (2.82)$$

$$A_{m22} = - \left([R_r] [L_r^*]^{-1} + [T] \frac{d}{dt}[T]^{-1} \right) \quad (2.83)$$

Pour l'équation mécanique T_e devient :

$$T_e = \left(\frac{\sqrt{3}M}{3M+2L_r} \right) (f_b I_{sb} (-\Phi_{rc}^* + \Phi_{ra}^*) + f_c I_{sc} (-\Phi_{ra}^* + \Phi_{rb}^*) + f_a I_{sa} (-\Phi_{rb}^* + \Phi_{rc}^*)) \quad (2.84)$$

2.3.2 Représentation multiplicative du modèle

Le modèle de la MAS obtenu est noté modèle multiplicatif, il sera représenté avec sept variables d'état qui sont :

- Trois courants statoriques.
- Trois flux rotoriques.
- La vitesse mécanique.

Donc le vecteur d'état est le suivant :

$$[X] = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ \Phi_{ra}^* \\ \Phi_{rb}^* \\ \Phi_{rc}^* \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

Le développement mathématique des matrices d'état du modèle décrit précédemment en (2.78) nous a permis d'écrire les matrices suivantes :

$$[A_{m11}] = \begin{bmatrix} \frac{a_1}{f_a} + a_2 & \frac{(a_3+a_4f_b)}{f_a} & \frac{(a_3+a_4f_c)}{f_a} \\ \frac{(a_3+a_4f_a)}{f_b} & \frac{a_1}{f_b} + a_2 & \frac{(a_3+a_4f_c)}{f_b} \\ \frac{(a_3+a_4f_a)}{f_c} & \frac{(a_3+a_4f_b)}{f_c} & \frac{a_1}{f_c} + a_2 \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$[A_{m12}] = \begin{bmatrix} \frac{2a_5}{f_a} & \frac{(-a_5+a_6\omega)}{f_a} & \frac{(-a_5-a_6\omega)}{f_a} \\ \frac{(-a_5-a_6\omega)}{f_b} & \frac{2a_5}{f_b} & \frac{(-a_5+a_6\omega)}{f_b} \\ \frac{(-a_5+a_6\omega)}{f_c} & \frac{(-a_5-a_6\omega)}{f_c} & \frac{2a_5}{f_c} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

$$[A_{m21}] = \begin{bmatrix} 2a_7f_a & -a_7f_b & -a_7f_c \\ -a_7f_a & 2a_7f_b & -a_7f_c \\ -a_7f_a & -a_7f_b & 2a_7f_c \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

$$[A_{m22}] = \begin{bmatrix} a_8 & a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3}\omega & a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3}\omega \\ a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3}\omega & a_8 & a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3}\omega \\ a_9 + \frac{\sqrt{3}}{3}\omega & a_9 - \frac{\sqrt{3}}{3}\omega & a_8 \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

$$[B_{m11}] = \begin{bmatrix} \frac{b_1}{f_a^2} & \frac{b_2}{f_a f_b} & \frac{b_2}{f_a f_c} \\ \frac{b_2}{f_a f_b} & \frac{b_1}{f_b^2} & \frac{b_2}{f_b f_c} \\ \frac{b_2}{f_a f_c} & \frac{b_2}{f_b f_c} & \frac{b_1}{f_c^2} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

Les coefficients a_i et b_i sont donnés en appendice A.

Les défauts sont inclus dans ce modèle sous la forme des rapports de spires en fonction, représentés par f_a , f_b , f_c .

2.3.3 Application de la transformation de Park liée au stator

Toutes les variables d'état sont représentées dans le repère statorique, les courants I_s sont dans le repère statorique et les flux sont projetés sur ce dernier à l'aide de la transformation T qui a été appliquée aux grandeurs rotoriques.

La transformation de Park est assurée par la matrice de passage $P_s(\Psi)$ liée au stator ($\Psi=0$) cette matrice est donnée par :

$$P_s(\Psi)l_{\Psi=0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

Cette matrice étant unitaire, et son inverse est donnée par sa transposée.

$$[P(0)]^{-1} = [P(0)]^T \quad (2.92)$$

Nous obtenons après l'application de cette transformation sur le modèle multiplicatif :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}[I_{sdqo}] = [P_s] \left([A_{m11}][P_s^{-1}] - \frac{d}{dt}[P_s^{-1}] \right) [I_{sdqo}] + [P_s][A_{m12}][P_s^{-1}][\Phi_{rdqo}] + [P_s][B_{m11}][P_s^{-1}][U_s] \\ \frac{d}{dt}[\Phi_{sdqo}] = [P_s][A_{m21}][P_s^{-1}][I_{sdqo}] + [P_s] \left([A_{m22}][P_s^{-1}] - \frac{d}{dt}[P_s^{-1}] \right) [\Phi_{rdqo}] \end{cases} \quad (2.93)$$

Les calculs nécessaires sont effectués pour l'obtention de la partie électromagnétique du modèle multiplicatif dans le repère de Park, et le modèle sera :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}[I_{sdqo}] = [A_{m11p}][I_{sdqo}] + [A_{m12p}][\Phi_{rdqo}] + [B_{m11p}][U_s] \\ \frac{d}{dt}[\Phi_{rdqo}] = [A_{m21p}][I_{sdqo}] + [A_{m22p}][\Phi_{rdqo}] \end{cases} \quad (2.94)$$

Ou :

$$[A_{m11p}] = [P_s] \left([A_{m11}][P_s^{-1}] - \frac{d}{dt}[P_s^{-1}] \right) \quad (2.95)$$

$$[A_{m12p}] = [P_s][A_{m12}][P_s^{-1}] \quad (2.96)$$

$$[A_{m21p}] = [P_s][A_{m21}][P_s^{-1}] \quad (2.97)$$

$$[A_{m22p}] = [P_s] \left([A_{m22}][P_s^{-1}] - \frac{d}{dt}[P_s^{-1}] \right) \quad (2.98)$$

$$[B_{m11p}] = [P_s][B_{m11}][P_s^{-1}] \quad (2.99)$$

L'équation du couple électromagnétique s'écrit :

$$\begin{aligned} T_e = cp \left(-\sqrt{2}f_a \left(\frac{\sqrt{6}}{3}i_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{3}i_{so} \right) \Phi_{rq} - f_b \left(-\frac{\sqrt{6}}{6}i_{sd} + \frac{\sqrt{2}}{2}i_{sq} + \frac{\sqrt{3}}{3}i_{so} \right) \left(\frac{\sqrt{6}}{2}\Phi_{rd} + \frac{\sqrt{2}}{2}\Phi_{rq} \right) \right. \\ \left. + f_c i_{sc} \left(-\frac{\sqrt{6}}{2}\Phi_{rd} + \frac{\sqrt{2}}{2}\Phi_{rq} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.100)$$

2.4 Alimentation et commande vectorielle

Les machines électriques tournantes présentent différents cas de fonctionnement selon leurs alimentations :

- par réseau triphasé équilibré
- par onduleur MLI ou pleine ondes

2.4.1 Alimentation de la machine asynchrone

Lorsque la machine asynchrone fonctionne à vitesse constante, elle est alimentée par la tension triphasée équilibrée fournie par le réseau électrique. Dans le cas de son utilisation à vitesse variable (on la note machine commandée), elle est alimentée par un onduleur triphasé.

2.4.1.1 Alimentation par un réseau triphasé

L'alimentation triphasée est assurée par le réseau électrique triphasé, il représente le réseau SONALGAZ en Algérie qui est formé de trois phases de tensions sinusoïdales, d'amplitude efficace de 220 V et de fréquence 50 Hz.

Pratiquement, la majorité des machines asynchrones dans l'industrie sont alimentées par des réseaux électriques triphasés, mais cette technique est limitée si on veut travailler à vitesse variable. Des recherches ont alors été orientées vers l'utilisation d'algorithmes de contrôle sophistiqués s'appuyant sur le développement de la micro-électronique et de la microinformatique ont permis d'obtenir le fonctionnement en vitesse variable des machines asynchrones.

2.4.1.2 Alimentation par onduleur

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant et la seule entrée est au stator. La vitesse de rotation dépend uniquement de trois paramètres qui sont l'amplitude, la fréquence de la tension d'alimentation et la charge appliquée à la machine.

Une approche de manipuler la machine asynchrone comme une machine à courant continu, est que parmi tous les types des machines électriques, la machine qui répond mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Le courant qui produit le couple et le courant qui engendre le flux, soit le courant d'induit et le courant d'inducteur, sont

indépendants. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et ainsi d'assurer de hautes performances d'actionnement (rapidité, robustesse, etc.) [37], [38], [39].

Le développement de l'électronique et l'exigence de fonctionnement des machines tournant à différentes vitesses donnent la naissance des onduleurs, ce dernier est composé de trois bras (il existe d'autres), chacun contient deux commutateurs. La figure 2.4 montre le schéma d'un onduleur triphasé.

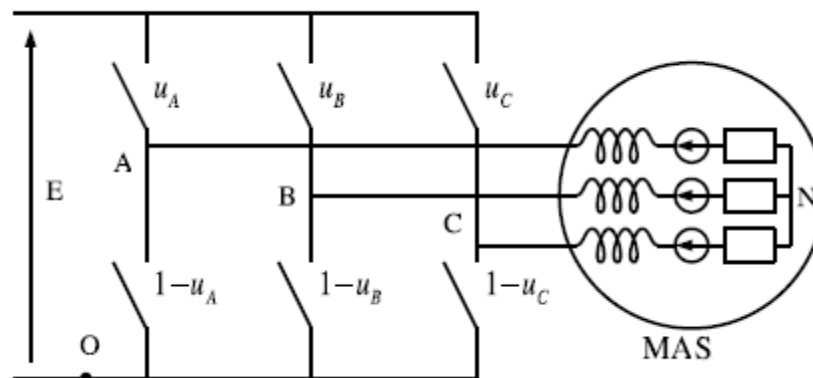


Figure 2.4 : Schéma de principe d'un onduleur alimente une MAS.

Deux types de commande des onduleurs existent:

- Commande pleine onde : dans ce type on alimente la machine avec des tensions composée d'une somme d'échelons unités. Le problème de ce type est que la tension à sa sortie couvre une plage pleine d'harmonique.
- Commande MLI : la commande dans ce cas est calculée par la comparaison d'une tension sinusoïdale de référence avec une porteuse triangulaire de fréquence d'un nombre impaire et multiple de trois fois la fréquence d'alimentation.

2.4.1.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur triphasé est un convertisseur statique continu alternatif. Il est composé de six commutateurs et de six diodes montées en antiparallèle avec ceux-ci. Ces derniers peuvent être des transistors de type MOSFET ou IGBT (pour à travailler à des fréquences élevées) ou bien à thyristors.

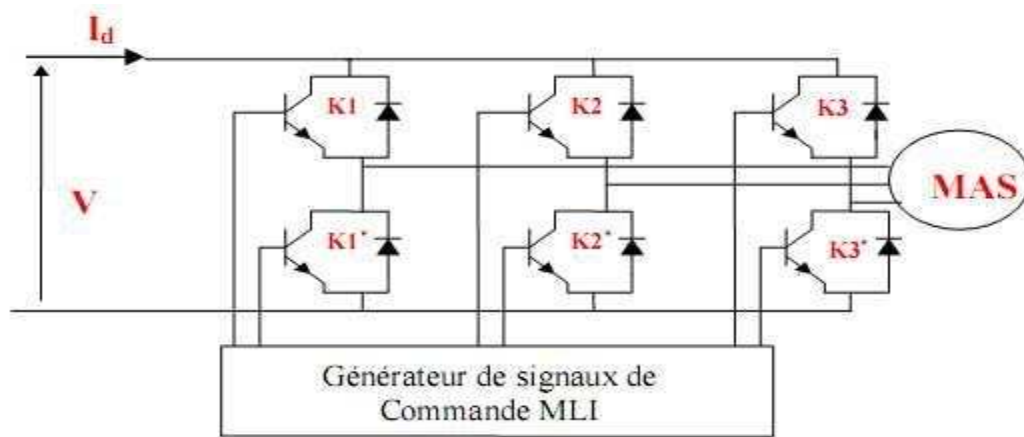


Figure 2.5 : Schéma électrique d'un Onduleur.

On suppose que les semi-conducteurs sont parfaits (commutation instantanée) et deux commutateurs d'un même bras sont complémentaires. Ainsi, à chaque bras de l'onduleur, on associe une fonction logique de connexion S_j ($j=1, 2,3$) définie comme suit :

$S_j = 1$ si K_j fermé et K_j^* ouvert.

$S_j = 0$ si K_j ouvert et K_j^* fermé.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

Les tensions simples pour un couplage en étoile de la machine sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{max} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

2.4.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke [40]. Elle n'a pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP), il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des

recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone [41].

2.4.2.1 Commande vectorielle à orientation du flux

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [41].

En parlant de l'orientation du flux rotorique, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux :

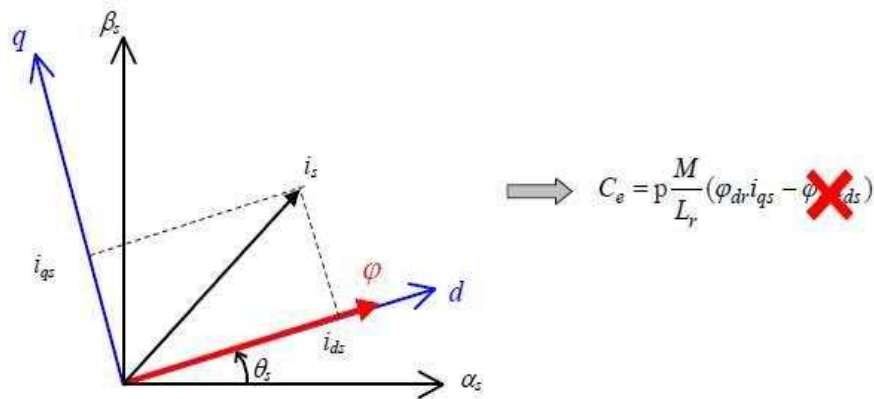


Figure 2.6 : Orientation du flux.

La figure 2.6 montre un schéma de l'orientation de flux rotorique suivant l'axe direct d, donc suivant cet axe le flux quadratique (selon l'axe q) est nul.

$$\varphi_d = \varphi_r \quad (2.103)$$

$$\varphi_q = 0 \quad (2.104)$$

Alors le couple électromagnétique s'écrit :

$$T_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (2.105)$$

Les équations des tensions de la machine liées au champ tournant s'écrivent [40, 41] :

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (2.106)$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (2.107)$$

$$\tau_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r = M i_{ds} \quad (2.108)$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} i_{qs} \quad (2.109)$$

La figure 2.7 montre un schéma bloc d'une commande vectorielle à orientation de flux rotorique, c'est une commande en vitesse qui contient dans sa boucle externe un régulateur de vitesse donnant à la sortie le couple électromagnétique de référence. Dans la boucle interne deux autres régulateurs sont utilisés pour les courants i_{qs} et i_{ds} .

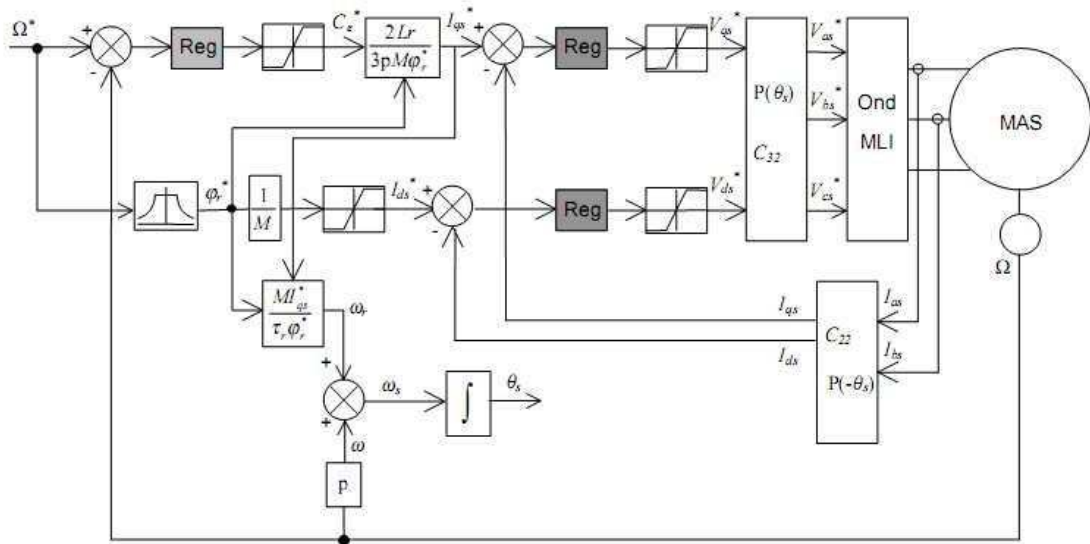


Figure 2.7 : Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte.

Le calcul des paramètres des régulateurs par la méthode classique se fait comme suit :

Une transformation de Laplace est appliquée aux équations des tensions 2.106, 2.107, 2.108. Elle permet d'obtenir :

$$V_{ds} = (r_s + s\sigma L_s)i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (2.110)$$

$$V_{qs} = (r_s + s\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (2.111)$$

$$\varphi_r = \frac{M}{1+s\tau_r} i_{ds} \quad (2.112)$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} i_{qs} \quad (2.113)$$

Le calcul des paramètres des régulateurs des courants et de la vitesse est donné en appendice B.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone est effectuée dans deux cas, avec et sans défaut de court-circuit de spires statoriques. Dans le cas d'absence de défauts le modèle obtenu présente une symétrie il est

utilisé pour la synthèse de l'estimateur de la vitesse dans le cas de la machine saine. Deux modèles sont obtenus dans le cas de présence de défauts, multiplicatif triphasé et multiplicatif diphasé dans Park. Ces deux modèles sont déséquilibrés. Les défauts sont traduits par les quantités de spires encore en fonction. Ces dernières seront utilisées pour la détection des défauts de court-circuit de spires. Une brève introduction à la commande vectorielle à orientation de flux rotorique a été présentée pour étudier les différents cas de fonctionnement de la machine asynchrone.

CHAPITRE 3

OBSERVABILITE ET SYNTHESE D'OBSERVATEUR STOCHASTIQUE OPTIMAL POUR LA DETECTION DU DEFAUT DE REDUCTION DE SPIRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

3.1. Introduction :

L'observation des états d'un système nécessite une étude de son observabilité. Dans notre cas, on veut estimer les flux rotoriques, la vitesse mécanique et les différentes quantités des défauts à partir du modèle multiplicatif de la machine asynchrone. La reconstitution de ces variables ne peut être effectuée que dans le cas où la machine est observable.

Cette présente partie est constituée principalement d'une introduction aux notions et propriété d'observabilité des systèmes linéaires et non-linéaires et une application sur différents cas de figure de la machine asynchrone. Dans un deuxième temps on passe à la synthèse d'un observateur stochastique qui est le filtre de Kalman, pour l'estimation des variables d'état, et le filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse et les différentes quantités de défauts. Enfin, on passe au réglage du filtre de Kalman à l'aide de deux méthodes, la méthode essai-erreur et une méthode heuristique basée sur le PSO (particle swarm optimization).

3.2. Observateurs et observabilité de la machine asynchrone

Les grandeurs physiques caractéristiques de l'état d'un processus sont non accessibles à la mesure sont le plus souvent observées ou estimées à partir d'un modèle d'état du système qui prend en considération ces grandeurs comme variables d'état auxiliaires. En effet, la dynamique de l'observateur est identique à celle du système réel, l'observateur est donc dépendant en régime dynamique des modes naturels du système.

3.2.1 Généralités sur les observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états interne d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées [34].

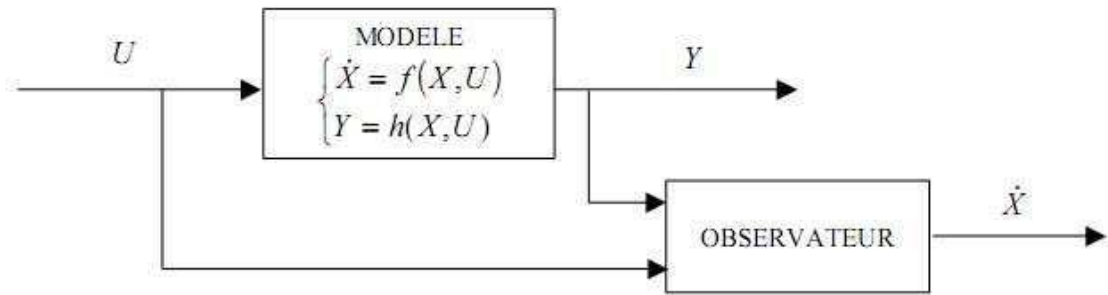


Figure 3.1: Topologie d'observateur

Un observateur est un estimateur possédant un rebouclage et dont la dynamique est différente de celle du système réel. Ainsi, il est possible de modifier la dynamique de l'observateur par un choix judicieux de la matrice de gain pour augmenter la vitesse de convergence de l'erreur d'observation vers zéro en l'absence de perturbation. Les variations paramétriques et les perturbations peuvent être aussi prises en compte puisque les sorties estimées sont comparées aux sorties mesurées et les écarts sont injectés à l'entrée dans la matrice de gain pour réduire l'erreur d'estimation.

Les modèles dynamiques de la machine asynchrone sont non linéaires puisque les matrices d'état ne dépendent que de la vitesse (pulsation rotorique) et des quantités de défauts. Il est donc nécessaire de prendre en compte cette non-linéarité, et alors pour l'observation de la machine dans ce cas, le vecteur d'état sera étendu à la vitesse (en cas d'absence de sa mesure) et aux quantités de défauts.

Pour effectuer le suivi des quantités de défaut, c.à.d. nombre de spires en court-circuit il est nécessaire d'utiliser un observateur étendu et qui assure une poursuite de ces quantités.

L'observation se fait en deux étapes, estimation et correction. Dans l'étape d'estimation, se fait le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèle du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimé et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

On dénombre des observateurs déterministes et d'autres stochastiques, d'autre part, il se départage en observateurs linéaires et non linéaires [52].

- Observateurs déterministes : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesure et les fluctuations aléatoires des variables d'état, l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur à modes glissants [36].
- Observateurs stochastiques : ces observateurs donnent une estimation des états en se basant sur les bruits de mesure et les fluctuations aléatoires des variables d'état, l'environnement est stochastique. L'algorithme du filtre de Kalman illustre cette situation.

Si on considère un classement selon la nature linéaire ou non linéaire du système, on a :

- Observateurs linéaires : ce sont les observateurs dont le calcul du gain est basé sur le modèle d'état du système, qui est linéaire et invariant dans le temps.
- Observateurs non linéaires : les systèmes peuvent être régis par des équations non linéaires, dans ce cas les observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. Deux approches sont possibles pour cette solution : la linéarisation autour d'un point de fonctionnement c.à.d. que pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas de temps. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. La seconde approche considère la non-linéarité du système pour la construction du gain.

3.2.2 Observabilité des systèmes dynamiques

Nous rappelons ici les résultats classiques sur l'observabilité et la synthèse d'observateurs pour les systèmes linéaires tels qu'on peut les trouver dans [42, 43, 44, 45, 46, 47].

3.2.2.1 Observabilité des systèmes linéaires

Soit le système linéaire décrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.1)$$

La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_0; t_1]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$, et peut être formalisée de la façon suivante :

Définition1 : Observabilité [43, 44]. Le système (3.1) est observable si, étant donné l'instant t_0 , il existe un instant t_1 tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système.

Définition2 : Reconstructibilité. Un état x_1 est dit reconstructible à l'instant t_1 si, quelque soit $u(t)$, il existe t_0 et t_1 tel que la connaissance de $u(t)$ et de $y(t)$ avec $t_2 [t_0, t_1]$, permettent de déterminer $x_1 = x(t_1)$. Si tout état est reconstructible à l'instant t_1 , le système est dit complètement reconstructible.

Remarque 1 : Dans la première définition (observabilité), le problème est de retrouver la condition initiale de l'état à partir d'informations postérieures à celle-ci. Dans la deuxième (Reconstructibilité) le problème est de déterminer l'état à partir d'informations antérieures à celle-ci.

Comme cela a été écrit ci-dessus, si on peut retrouver l'état initial, on peut retrouver l'état à tout instant. On notera que dans la pratique, c'est la connaissance de $x(t)$ et non celle de x_0 qui nous importera pour concevoir des lois de commande utilisant l'état. Pour tester l'observabilité d'un système, différents critères existent. On peut, par exemple, appliquer le test du rang de la matrice d'observabilité, définie par :

$$\Theta = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La condition du rang s'énonce comme suit.

Définition 3 : Le système (3.1) est observable si et seulement si le rang de la matrice Θ est égal à n . On dit alors que la paire (C, A) est observable.

Ce résultat signifie que le sous espace non observable défini par $N = \ker(\cap_{i=1}^n CA^{n-1})$ (c.à.d. Le plus petit sous-espace vectoriel invariant contenu dans le noyau de C ($\text{Ker } C$)) est réduit à 0.

Dans ces conditions, il est possible de construire un observateur de type Luenberger [48, 49] pour (3.1) :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (3.3)$$

En posant $e = x - \hat{x}$, l'erreur entre l'état réel et l'état estimé, on obtient l'équation de la dynamique de l'erreur d'observation :

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A - LC)e \quad (3.4)$$

DéTECTABILITÉ : On rappelle que si le sous-espace inobservable N n'est pas réduit à zéro, on peut néanmoins garder la possibilité de construire un observateur, à condition que le sous-espace des modes instables de A (au moins) soit observable : c'est la propriété de détectabilité.

3.2.2.2 Observabilité des systèmes non-linéaires

Soit le système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.5)$$

Contrairement au cas linéaire, le problème de l'observabilité des systèmes non linéaires se complique, dans la mesure où l'observabilité dans ce cas peut dépendre de l'entrée appliquée. L'observabilité des systèmes non linéaires est définie à partir de la notion d'indiscernabilité (ou d'indistinguabilité) [42]. Une synthèse de ces notions peut être trouvée dans [50].

Définition 4 : Indiscernabilité [42] : Deux états initiaux $x(t_0) = x_1$ et $x(t_0) = x_2$ sont dit indiscernables pour le système (3.5) si pour tous t dans $[t_0, t_1]$, les sorties correspondantes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ sont identiques quelle que soit l'entrée admissible $u(t)$ du système.

Définition 5 : Observabilité : Le système non linéaire (3.5) est dit observable s'il n'admet pas de paire indiscernable.

En d'autres termes, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système.

Définition 6 : Espace d'observabilité [42] : Soit le système (3.5). L'espace d'observabilité, noté O , est le plus petit sous-espace vectoriel de fonction de \mathbb{R}^n à valeur dans l'espace de sortie, contenant les sorties h_1, h_2, \dots, h_p et qui soit fermé sous l'opération de la dérivation de Lie par rapport au champ de vecteur $f(x, u)$, u étant fixé. On note dO l'espace des différentielles des éléments de O .

Définition 7 : [46] L'espace $dO(x_0)$ (c'est à dire évalué en x_0) caractérise l'observabilité faible locale en x_0 du système (3.5). Le système (3.5) est dit satisfaisant la condition de rang d'observabilité en x_0 si :

$$\dim dO(x_0) = n \quad (3.6)$$

Le système (2.5) satisfait la condition de rang d'observabilité si pour tout x dans R :

$$\dim dO(x) = n \quad (3.7)$$

Remarque : Dans le cas du système linéaire (2.1), on considère alors l'espace vectoriel O des fonctions de \mathbb{R}^n à valeurs dans \mathbb{R}^p engendré par $Cx, CAx, \dots, CA^{n-1}x$ et l'espace dO , l'espace des différentielles (constantes) de chacune de ces fonctions. En chaque point x , l'évaluation de dO est alors donné par $[C, CA, \dots, CA^{n-1}]$: on retrouve donc la condition de rang donnée précédemment (3.2).

On introduit ici la notion d'espace d'observabilité générique [51] noté O et définit par $O = X \cap (Y + U)$, avec :

$$\begin{aligned} X &= \text{Span}_K dx \\ U &= \text{Span}_K du \\ Y &= \text{Span}_K dy \end{aligned} \quad (3.8)$$

Où K est l'ensemble des fonctions mésomorphes.

Définition 8 : Le système (2.5) est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim O = n \quad (3.9)$$

Cette condition est appelée condition de rang d'observabilité générique.

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique soit satisfaite.

On peut alors vérifier :

$$\text{rang}k = \begin{bmatrix} dh \\ dL_f h \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} h \end{bmatrix} = n \quad (3.10)$$

Ou bien avec une définition algébrique équivalente :

$$\text{rang}k = \begin{bmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ dy^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (3.11)$$

Cela implique que l'état x peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées.

Un critère seulement suffisant est que le jacobien :

$$\frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \quad (3.12)$$

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions relatives à l'observabilité et aux observateurs des systèmes linéaires et non linéaires. Nous avons présenté différentes définitions sur l'observabilité : nous utiliserons le critère de rang défini par (2.8) dans le chapitre suivant pour étudier l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur mécanique.

Nous avons, d'autres part, signalé la dépendance de l'observabilité des systèmes non linéaires vis-à-vis de l'entrée, particulièrement les entrées régulièrement persistantes sur lesquelles nous reviendrons dans le chapitre 4 pour construire les observateurs pour la machine asynchrone sans capteur mécanique.

3.2.3. Observabilité la machine asynchrone

D'après l'étude vue précédente, on va étudier l'observabilité de la machine asynchrone au sens du rang de l'espace d'observabilité générique. Le principe est de calculer cet espace noté K dépendant des sorties mesurées et son rang, si cet espace est plein alors la machine est observable au sens des rangs avec.

$$K = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

La machine est observable si et seulement si :

$$\text{rang}k = n \quad (3.14)$$

Un critère seulement suffisant :

Le jacobien $\frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)}$ est de rang plein.

3.2.3.1 Etude de l'observabilité de la machine asynchrone dans le cas sans défaut

Deux cas sont possibles pour le calcul de l'observabilité de la machine asynchrone, observabilité avec mesure de la vitesse et observabilité sans mesure de la vitesse.

3.2.3.1.1. Observabilité de la MAS saine avec mesure de la vitesse

L'observabilité de la MAS est un préalable nécessaire à la synthèse d'observateurs pour le flux dans ce cas. Nous l'étudions ici directement dans le cas non linéaire sous l'hypothèse de vitesse variable. La même étude dans le cas linéaire (lorsque la vitesse est considérée constante) aboutit aux mêmes résultats.

Le modèle utilisé est celui donné par (modélisation) réécrit sous la forme suivante on ajoutant l'équation du couple de charge (car ce dernier apparait dans l'équation de la vitesse) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Omega \\ T_l \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Et

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ a_1 x_2 - a_3 x_3 x_5 + a_2 x_4 \\ a_4 x_1 + a_5 x_3 - x_4 x_5 \\ a_4 x_2 + x_3 x_5 + a_5 x_4 \\ (p(x_2 x_3 - x_1 x_4) - f_v x_5 - x_6)/J \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Soit l'ensemble des fonctions de classe C^∞ , $P1(x)$ contenant les sorties (les mesures : courants et vitesse) et leurs dérivées respectives suivant :

$$P1(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_5 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Soit J_1 le jacobien de l'ensemble P1 par rapport à l'état x . J_1 est associé à l'espace d'observabilité de la MAS dans le cas étudié.

Donc J_1 permet de caractériser l'observabilité au sens de rang.

On a:

$$J_1(x) = \frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \\ a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ a_1 x_2 - a_3 x_3 x_5 + a_2 x_4 \\ (p(x_2 x_3 - x_1 x_4) - f_v x_5 - x_6)/j \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

On obtient

$$J_1(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_1 & 0 & a_2 & a_3 x_5 & a_3 x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 x_5 & a_2 & -a_3 x_4 & 0 \\ -\frac{p x_4}{j} & \frac{p x_3}{j} & \frac{p x_2}{j} & -\frac{p x_1}{j} & -\frac{p f_v}{j} & \frac{1}{j} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Le déterminant de cette matrice est donné par :

$$D = \frac{a_2^2}{j} + \frac{a_3^2}{j} x_5^2 \quad (3.22)$$

Le rang de la matrice J_1 est égal à l'ordre du système et ceci est indépendant de la vitesse ce qui est une condition suffisante d'observabilité.

La machine asynchrone saine avec mesure de la vitesse et des courants est donc localement observable mais avec introduction des dérivés d'ordre supérieur des mesure.

3.2.3.1.2 Observabilité de la MAS saine sans mesure de la vitesse

Le même modèle étudié précédemment sera utilisé pour l'étude de l'observabilité de la MAS sans mesure de la vitesse, où le couple de charge est supposé constant.

Dans ce cas les seules grandeurs mesurables sont les deux courants statoriques, donc l'équation des sorties devient :

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

De même manière on a l'ensemble des fonctions de classe C^∞ , $P2(x)$ contenant les sorties (les mesures) et leurs dérivées respectives suivant :

$$P2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Le jacobien de cette matrice est calculé, mais il est difficile à manipuler.

L'étude de l'observabilité au sens du rang dans ce cas est difficile à manipuler, donc nous allons étudier l'observabilité de la MAS dans deux cas particuliers de fonctionnement de la MAS. Régime permanent de la MAS (c.à.d. la vitesse de la MAS est constante) et régime de transition de la vitesse (démarrage, changement du sens de rotation et d'une vitesse à une autre vitesse).

3.2.3.1.3 Régime à vitesse constante :

Le modèle de la MAS sera utilisé sans l'apparition de l'équation du couple de charge, elle est donnée par :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 \\ a_1x_2 - a_3x_3x_5 + a_2x_4 \\ a_4x_1 + a_5x_3 - x_4x_5 \\ a_4x_2 + x_3x_5 + a_5x_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Soit $P3$ et $P4$ deux ensemble de fonctions de classe C^∞ contenant les sorties :

$$P3 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \end{bmatrix}, \quad P4 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Leurs jacobiens sont donnés par :

$$J3(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_2 & a_3x_5 & a_3x_4 \\ 0 & a_1 & -a_3x_5 & a_2 & -a_3x_3 \\ \xi_1 & \xi_2 & \xi_3 & \xi_4 & \xi_5 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$J4(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_2 & a_3x_5 & a_3x_4 \\ 0 & a_1 & -a_3x_5 & a_2 & -a_3x_3 \\ \xi_2 & \xi_1 & -\xi_4 & \xi_3 & \xi_6 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \xi_1 &= a_1^2 + a_2a_4 \\ \xi_2 &= a_3a_4x_5 \\ \xi_3 &= a_1a_2 + a_2a_5 + a_3x_5^2 \\ \xi_4 &= x_5(a_1a_3 - a_2 + a_3a_5) \\ \xi_5 &= a_1a_3x_4 - a_2x_4 + 2a_3x_5x_3 + a_3a_4x_2 + a_3a_5x_4 \\ \xi_6 &= -a_1a_3x_3 + a_2x_3 + 2a_3x_5x_4 - a_3a_4x_1 - a_3a_5x_3 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Les déterminants D3 et D4 des matrices J3 et J4 respectivement sont donnés par :

$$D3 = (a_2^2 + a_3^2x_5^2)(-a_3a_4x_2 - a_3x_5x_3 + a_2x_4) \quad (3.30)$$

$$D4 = (a_2^2 + a_3^2x_5^2)(a_3a_4x_1 + a_2x_3 - a_3x_5x_4) \quad (3.31)$$

On voit bien que :

$$D3 = a_3(a_2^2 + a_3^2x_5^2)(-a_4x_2 - x_5x_3 + a_5x_4) = a_3(a_2^2 + a_3^2x_5^2)\dot{x}_4 \quad (3.32)$$

$$D4 = a_3(a_2^2 + a_3^2x_5^2)(a_4x_1 + a_5x_3 - x_5x_4) = -a_3(a_2^2 + a_3^2x_5^2)\dot{x}_3 \quad (3.33)$$

Les deux expressions des déterminants D3 et D4 montrent un point d'une singularité d'observabilité du système situé au point $\dot{x}_3 = \dot{x}_4 = 0$.

Le système est observable dans ce cas pour $\dot{x}_3 = \dot{x}_4 \neq 0$ puisque les déterminants sont indépendants des entrées.

3.2.3.1.4 Régime à vitesse variable

Dans ce cas on suppose que la vitesse varie de façon linéaire dans le temps.

$$d\Omega = \beta \quad (3.34)$$

Alors :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 \\ a_1x_2 - a_3x_3x_5 + a_2x_4 \\ a_4x_1 + a_5x_3 - x_4x_5 \\ a_4x_2 + x_3x_5 + a_5x_4 \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Soit P5 l'ensemble des fonctions de classe C^∞ avec :

$$P5(x) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \end{bmatrix}, \quad P6 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Les jacobiens sont calculés

$$J_5 = (a_2^2a_3a_4 + a_3^3x_5^2a_4)x_2 - a_2^3x_4 + a_2^2a_3x_5x_3 - a_3^3x_5x_4b + a_2a_3^2x_3b + a_3^3x_5^3x_3 - a_2^2x_5^2x_4a_2 \quad (3.37)$$

$$J_6 = a_3x_5a_2^2x_4 - a_2^2a_3a_4x_1 + a_2^3x_3 + a_2a_3^2x_5^2x_3 + a_3^3x_5^3x_4 - a_3^3x_5^2a_4x_1 + a_3^3bx_5x_3 + a_2^2bx_4a_2 \quad (3.38)$$

La connaissance de l'observabilité dans ce cas est difficile à tester. Mais on peut calculer des points d'inobservabilité de la MAS.

3.2.3.2. Observabilité de la machine asynchrone avec présence de défauts

Nous allons étudier l'observabilité de la machine asynchrone avec présence de défauts de court-circuit statorique, on utilise les deux modèle vus précédemment, multiplicatif triphasé et multiplicatif dans Park.

Le vecteur d'état est donnée dans ce cas par :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

L'équation du couple de charge peut être utilisée considérant ce dernier constant.

3.2.3.2.1 Observabilité du modèle multiplicatif dans le repère triphasé

Le modèle multiplicatif est donné dans (partie modélisation), dans ce cas on a trois courant mesurable dans le repère triphasé abc et aussi la vitesse si elle est mesurable.

$$P7(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_5 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Le jacobien de cette matrice est donné par :

$$P1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{a_1}{f_a} - 2a_4 & \frac{a_3+a_4f_b}{f_a} & \frac{a_3+a_4f_c}{f_a} & \frac{2a_5}{f_a} & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_a} & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_a} & \frac{a_6}{f_a}(x_5 - x_6) \\ \frac{a_3+a_4f_a}{f_b} & \frac{a_1}{f_b} - 2a_4 & \frac{a_3+a_4f_b}{f_b} & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_b} & \frac{2a_5}{f_b} & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_b} & \frac{a_6}{f_b}(x_4 - x_6) \\ \frac{a_3+a_4f_a}{f_c} & \frac{a_3+a_4f_b}{f_c} & \frac{a_1}{f_c} - 2a_4 & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_c} & \frac{-a_5-a_6px_7}{f_c} & \frac{2a_5}{f_c} & \frac{a_6}{f_c}(x_4 - x_5) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Le rang de cette matrice est nul (déterminant nul) ce qui signifie que le modèle de la MAS est inobservable. Il est donc impossible d'utiliser ce modèle pour la conception d'un observateur.

3.2.3.2.2 Observabilité du modèle multiplicatif diphasé

Dans ce cas, le vecteur d'état est donné par :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Omega \\ T_e \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_6 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Dans le cas avec mesure de la vitesse on a :

$$P8(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_6 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_6 \end{bmatrix}, \quad P9(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_6 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_3 \\ \dot{h}_6 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Le déterminant du jacobien est calculé :

$$D8 = \frac{1}{f_a f_b f_c} ((f_a + f_b + f_c)(3a_5^2 + a_6^2 x_6^2)) \quad (3.44)$$

$$D9 = -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} f_a f_b f_c} (3a_5^2 + a_6^2 x_6^2)(-f_c + f_b) \quad (3.45)$$

La machine est observable dans ce cas, et la conception d'un observateur à base de ce modèle est possible avec condition d'existence des

rapports de spire en fonction non nuls c.à.d.il n'y a pas des courts-circuits totaux de phases.

3.3. Filtrage de Kalman et filtrage de Kalman étendu

Une brève introduction et des définitions à la théorie des probabilités et des variables aléatoires sont présentées en appendice.

3.3.1 Filtre de Kalman

La structure générale d'un observateur prend en considération une copie du système plus un terme de correction d'état calculé par la multiplication d'un gain par l'erreur entre la sortie du système et celle de l'observateur (KF). La figure suivante montre la structure d'un observateur discret.

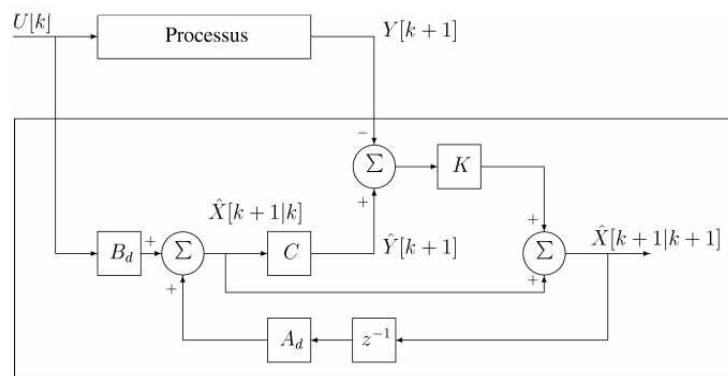


Figure3.2 : Structure d'un observateur.

3.3.1.1 Modèle de Kalman

On considère le cas général d'un système stochastique linéaire discret à plusieurs entrées et sorties, non stationnaire représenté dans l'espace d'état par les équations récursives suivantes:

$$\begin{cases} X(k+1) = AX(k) + BU(k) + W(k) \\ Y(k+1) = CX(k) + V(k) \end{cases} \quad (3.46)$$

La première équation représente l'équation d'état, et la deuxième représente l'équation de mesure. A, B, C représentent respectivement la matrice d'état, la matrice d'application de la commande et la matrice de sortie. Les bruits d'état et de mesure sont supposés centrés, blancs, indépendants et

de matrices de variance-covariance Q et R . ils possèdent les propriétés suivantes :

- Espérance mathématique :

$$E[V(k)] = 0, E[w(k)] = 0 \quad (3.47)$$

- Auto-corrélation :

$$E[V(k)V(k - \tau)^T] = Q\delta(\tau) \quad (3.48)$$

$$E[W(k)W(k - \tau)^T] = R\delta(\tau) \quad (3.49)$$

- Absence de corrélation entre les bruits d'état et de mesure (les bruits sont indépendants) :

$$E[W(k)V(k - \tau)^T] = 0 \quad (3.50)$$

- Absence de corrélation entre les bruits et l'état :

$$E[V(k)X(k - \tau)^T] = 0 \quad (3.51)$$

$$E[W(k)X(k - \tau)^T] = 0 \quad (3.52)$$

3.3.1.2 Structure de l'observateur

Un filtre de Kalman est un système dynamique avec deux entrées (vectorielles) ; la commande déterministe U et la mesure Y , c'est-à-dire tous les signaux connus du système. L'état \hat{X} de ce filtre est un estimé de l'état X du système.

Soit:

$$\hat{X}(k + 1) = A_f \hat{X}(k) + B_f U(k) + K_f Y(k) \quad (3.53)$$

On note $\varepsilon(k) = X(k) - \hat{X}(k)$ l'erreur d'estimation de l'état du système. Donc on peut écrire

$$\varepsilon(k+1) = AX(k) + W(k) - A_f \hat{X}(k) - B_f U(k) - K_f (CX(k) + V(k)) \quad (3.54)$$

$$= (A - K_f C)X(k) - A_f \hat{X}(k) + (B - B_f)U(k) + W(k) - K_f V(k) \quad (3.55)$$

$$= (A - K_f C)\varepsilon(k) + (A - K_f C - A_f)\hat{X}(k) + (B - B_f)U(k) + W(k) - K_f V(k) \quad (3.56)$$

$K_f(k)$ est une fonction du temps :

$$K_f = K_f(k) \quad (3.57)$$

Puisque les bruits W et V sont gaussiens et le système est linéaire, alors ε est une variable aléatoire gaussienne. L'observateur a pour but de reconstituer les variables d'état, et ceci est assuré si la moyenne de l'erreur tend vers zéro alors :

$$A_f = A - K_f(k)C, \quad B_f = B \quad (3.58)$$

L'équation finale d'état du filtre est donnée par :

$$\hat{X}(k+1) = A\hat{X}(k) + BU(k) + K_f(k) (Y(k) - C\hat{X}(k)) \quad (3.59)$$

$$\varepsilon(k+1) = (A - K_f C)\varepsilon(k) + W(k) - K_f V(k) \quad (3.60)$$

On voit bien que cette équation prend en considération une copie du système et un terme de correction en fonction des sorties.

Le gain de correction K_f est calculé pour la minimisation de la covariance de l'erreur entre l'état du modèle et celle reconstituée par le filtre en fonction de la confiance que l'on a dans le modèle (exprimé en fonction de Q) relativement à la confiance que l'on a dans la mesure (exprimé en fonction de R). Un bon modèle aura lieu pour un bon choix de R et Q .

Pour déduire K_f ; le problème de minimisation de l'erreur suivant est posé :

$$J(k) = \sum_{i=1}^n E[\varepsilon(k)^2] = E[\varepsilon^T(k)\varepsilon(k)] \quad (3.61)$$

$$= \text{trace } E[\varepsilon(k)\varepsilon^T(k)] \quad (3.62)$$

$$= \text{trace } P(k) \quad (3.63)$$

$P(k)$ représente la matrice de covariance de l'erreur d'estimation.

$$P(k) = E[\varepsilon(k)\varepsilon^T(k)] = E\left[\left(X(k) - \hat{X}(k)\right)\left(X(k) - \hat{X}(k)\right)^T\right] \quad (3.64)$$

$$P(k+1) = E\left[\left(X(k+1) - \hat{X}(k+1)\right)\left(X(k+1) - \hat{X}(k+1)\right)^T\right] \quad (3.65)$$

Le filtre prend une copie du système, donc l'erreur ne dépend pas de la matrice d'application de la commande B (puisque $B=B_f$, elle dépend seulement des états initiaux et du bruit d'état.

$$\varepsilon(k) = X(k+1) - \hat{X}(k+1) = e^{A_f T_e} \left(X(k) - \hat{X}(k) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A_f(kT_e - \tau)} s(\tau) d\tau \right) \quad (3.66)$$

Où

$$\begin{aligned} \varepsilon(k+1)\varepsilon(k+1)^T &= e^{A_f T_e} \left[\left(X(k) - \hat{X}(k) \right) \left(X(k) - \hat{X}(k) \right)^T \right. \\ &\quad + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A_f(kT_e - \tau)} s(\tau) \left(X(k) - \hat{X}(k) \right)^T d\tau \\ &\quad + \int_{kT}^{(k+1)T} \left(X(k) - \hat{X}(k) \right) S^T(\tau) e^{A_f^T(kT_e - \tau)} d\tau \\ &\quad \left. + \int_{kT}^{(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A_f(kT_e - \tau)} s(\tau) s^T(\mu) e^{A_f^T(kT_e - \mu)} d\tau d\mu \right] e^{A_f^T T_e} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Avec :

$$s = \begin{bmatrix} W(k) \\ V(k) \end{bmatrix} \text{ et } S = E \left[\begin{bmatrix} W(k) \\ V(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(k+\tau) \\ V(k+\tau) \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \delta(\tau) \quad (3.68)$$

Dans (3.65) on obtient :

$$P(k+1) = (A - K_f(k)C)P(k)(A - K_f(k)C)^T + [I \quad -K_f]S \begin{bmatrix} I \\ -K_f \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Sous forme matricielle :

$$P(k+1) = A_f P(k) + P(k)A_f^T + MSM^T \quad (3.70)$$

L'équation 3.69 est une équation de Lyapunov Avec :

$$M = [I \quad -K_f] \quad (3.71)$$

Le gain optimal K_f est celui qui minimise l'équation $P(k)$ est :

$$K_f(k+1) = P(k+1)C^T(CP(k+1)C^T + R)^{-1} \quad (3.72)$$

Remplaçant K_f par son expression dans (3.69) :

$$P(k+1) = (I_n - K_f(k)C)P(k) + Q \quad (3.73)$$

3.3.1.3 Algorithme du filtre de Kalman

Pratiquement, les étapes de calcul du filtre sont organisées en un algorithme constitué principalement de trois parties.

- Initialisation : cette étape ne s'évalue qu'à la première itération en initialisant les états du système et les matrices de covariance.
- Prédiction : dans cette étape on prédit l'état du système, à l'aide du modèle, et une mise à jour intermédiaire de la matrice de covariance de l'erreur.

$$\hat{X}(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (3.74)$$

$$P(k+1) = AP(k)A^T + Q \quad (3.75)$$

- Correction : Dans cette partie on calcule le gain, ainsi qu'une mise à jour de la matrice de covariance et une réactualisation de l'estimation d'état.

$$K(k+1) = P(k+1)C^T(CP(k+1)C^T + R)^{-1} \quad (3.76)$$

$$P(k+1) = (I_n - K_f(k)C)P(k) \quad (3.77)$$

$$X(k+1) = \hat{X}(k+1) + K(k+1)(Y(k+1) - C\hat{X}(k+1)) \quad (3.78)$$

L'algorithme du filtre de Kalman permet d'estimer l'état d'un système linéaire, donc on va l'utiliser pour l'estimation des flux rotoriques mais non pas

la vitesse et les défauts. Pour cela on passe à la présentation du filtre de Kalman étendu.

3.3.2 Filtre de Kalman étendu

Certain problèmes d'estimation sont non-linéaires. Les variables à estimer sont les variables du vecteur d'état d'un part, ainsi que d'autres variables apparaissant dans les matrices du système. Généralement, elles représentent des paramètres du système à observer (quantité de défauts et la vitesse pour notre travail).

Soit la forme du système non-linéaire continu suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X(t), U(t), \Theta(t)) + W(t) \\ Y(t) = h(X(t)) + V(t) \end{cases} \quad (3.79)$$

Où Θ représente les grandeurs internes ou externes du système (variables apparaissent dans les matrices d'état).

L'introduction d'un observateur stochastique passe par la linéarisation des équations du système autour d'un point de fonctionnement, pour utiliser l'algorithme d'estimation basé sur le système linéaire déjà présenté.

Pour que l'estimateur puisse reconstituer les grandeurs internes ou externes du système, il est nécessaire d'augmenter l'ordre du modèle du nombre de grandeurs à estimer. Ces grandeurs peuvent évoluer de différentes manières au cours du temps à l'échelle de la période d'échantillonnage. Ils peuvent être très lentement variables vis-à-vis des autres grandeurs, on a alors :

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) \quad (3.80)$$

La linéarisation des systèmes non-linéaire se base sur le calcul de sa matrice jacobéenne, le nouveau vecteur d'état discret devient :

$$\begin{cases} X^*(k+1) = A_l X^*(k) + B_l U(k) + W(k) \\ Y(k+1) = C_l X^*(k) + V(k) \end{cases} \quad (3.81)$$

Avec :

$$X^* = \begin{bmatrix} X(k) \\ \Theta(k) \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

Et :

$$A_{l[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial X_j} \quad (3.83)$$

$$B_{l[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial U_j} \quad (3.84)$$

$$C_{l[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial X_j} \quad (3.85)$$

Le principe du filtre de Kalman est appliqué au modèle linéarisé (3.75) pour en déduire son algorithme final :

- L'algorithme doit être initialisé.
- Pour la prédiction d'état, on se base sur le modèle d'état augmenté discret suivant :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X(k+1) \\ \Theta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(k) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ \Theta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B(k) \\ 0 \end{bmatrix} U(k) \\ Y(k) = [C(k) \quad 0] \begin{bmatrix} X(k) \\ \Theta(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.86)$$

Le développement limité de la fonction de transition de l'état étendue conduit à une approximation de la matrice de variance-covariance de l'erreur de la prédiction s'écrit :

$$P(k+1) = A_l(k)P(k)A_l^T(k) \quad (3.87)$$

- Ensuite une étape de correction et une mise à jour de l'état prédit avec le calcul du gain de correction:

$$\begin{cases} K(k+1) = P(k+1)C_l^T(k+1)(C_l(k+1)P(k+1)C_l^T(k+1) + R)^{-1} \\ X(k+1) = X(k) + K(k+1)(Y(k+1) - C(k+1)X(k+1)) \end{cases} \quad (3.88)$$

La matrice de covariance de l'erreur doit être aussi mise à jour pour qu'elle soit une initialisation pour la prochaine itération :

$$P(k+1) = P(k+1) - K(k+1)C_l(k+1)P(k+1) \quad (3.89)$$

Les équations (3.67, 3.68, 3.69, 3.70, 3.71 et 3.72) et (3.79, 3.80, 3.81 et 3.82) représentent respectivement les étapes principales de calcul du filtre Kalman et filtre de Kalman étendu. Les équations du gain et de prédiction de la covariance de l'erreur dépendent des matrices de variance-covariance des bruit d'état Q et de mesure R .

3.4. Réglage du filtre de Kalman par PSO

Le choix des paramètres de référence du modèle de la machine asynchrone et le réglage des matrices de covariance des bruits d'état Q et de mesure R sont des étapes importantes dans la mise en œuvre du Filtre de Kalman.

La bonne estimation des différentes grandeurs dépend du bon choix des matrices initiales de covariances utilisées dans l'algorithme du filtre de Kalman. Dans la littérature, il n'existe pas de méthodes pour ce choix. Dans notre travail, on présente deux méthodes : la première est basée sur l'essai-erreur et la seconde utilise une technique heuristique qui est le PSO.

3.4.1 Essai-erreur

Dans cette méthode on prend deux valeurs pour les matrices Q et R de telle façon à prendre en considération les confiances associées à chacune d'elles. On effectue une simulation, si le résultat est acceptable on garde les valeurs de Q et R . si ce n'est pas le cas, on change de valeur de Q ou de R ou des deux, puis on examine leurs influences sur l'estimation des variables d'état. Les matrices adéquates sont obtenues après plusieurs tests en simulation. Cette méthode est fastidieuse et nécessite un temps de simulation et de calcul important, sans garantie d'obtenir un résultat correct.

3.4.2 Le PSO (Particle Swarm Optimization)

L'apparition des algorithmes évolutionniste a fait un développement important dans les domaines de la résolution de problèmes complexes, et spécialement dans l'optimisation des fonctions linéaires ou non avec ou sans contraintes. L'optimisation par essaim de particules se présente comme une alternative aux algorithmes génétiques et aux colonies de fourmis pour l'optimisation de fonctions non-linéaires. Dans cette partie l'objet est de

présenter succinctement l'origine de cette méthode avant d'aborder sa mise en œuvre dans le réglage du filtre de Kalman.

3.4.2.1. Principe

L'optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization ou PSO) est une méthode d'optimisation stochastique, pour les fonctions non-linéaires, basée sur la reproduction d'un comportement social.

L'origine de cette méthode vient des observations faites lors des simulations informatiques de vols groupés d'oiseaux et de bancs de poissons de REYNOLD, HEPPNER et GRENANDER [53]. Ces simulations ont mis en valeur la capacité des individus d'un groupe en mouvement à conserver une distance optimale entre eux et à suivre un mouvement global par rapport aux mouvements locaux de leur voisinage.

Ces simulations ont également révélé l'importance du mimétisme dans la compétition qui oppose les individus à la recherche de la nourriture. En effet les individus sont à la recherche de sources de nourriture qui sont dispersés de façon aléatoire dans un espace de recherche, et dès qu'un individu localise une source de nourriture, les autres individus vont alors chercher à le reproduire.

Ce comportement social basé sur l'analyse de l'environnement et du voisinage constitue alors une méthode de recherche d'optimum par l'observation des tendances des individus voisins. Chaque individu cherche à optimiser ses chances en suivant une tendance qu'il modère par ses propres vécus. Cette technique a été développée par le Dr. EBERHART et le Dr. KENNEDY [53, 54] en 1995.

3.4.2.2 Application au réglage de Q et R :

La fonction à minimiser est la fonction de l'erreur entre les sorties du système et celles reconstituées par le filtre de Kalman, les seules variables ajustant cette fonction sont les matrices des confiances dans le modèle Q et dans les mesures R.

L'algorithme du PSO de recherche des matrices de confiances Q et R est introduit dans le système, la figure 3.3 montre un schéma d'introduction de cet algorithme.

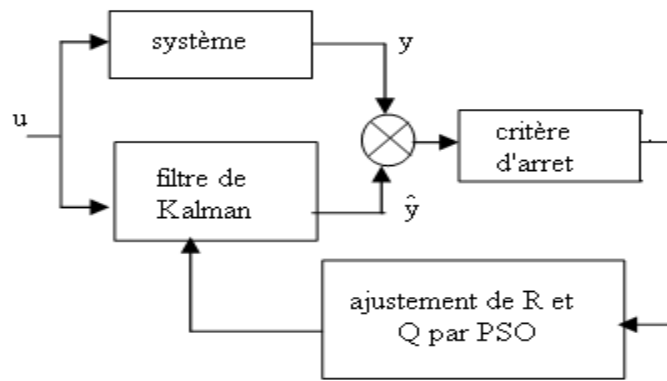


Figure 3.3 : Optimisation par PSO.

L'optimisation du filtre de Kalman par essaim de particules repose sur un ensemble d'individus originellement disposés de façon aléatoire, qui se déplacent dans l'hyper-espace de recherche et constituent, chacune, une solution potentielle représente l'erreur quadratique entre les courant mesurés et ceux estimés par le filtre de Kalman.

Chaque particule dispose d'une mémoire concernant sa meilleure solution visitée x_{pb} ainsi que la capacité de communiquer avec les particules constituant son entourage. À partir de ces informations, la particule va suivre une tendance faite, d'une part, de sa volonté à retourner vers sa solution optimale, et d'autre part, de son mimétisme par rapport aux solutions trouvées dans son voisinage. À partir d'optimums locaux et empiriques, l'ensemble des particules va, normalement, converger vers la solution optimale globale du problème traité.

L'algorithme considère un nombre de particules, chacune d'elle prend des valeurs quelconques de Q et R dans l'espace de recherche pour la première itération. Pour une itération k les valeurs utilisées sont celles calculées dans l'itération précédente. Il évalue la $k^{\text{ième}}$ itération pour trouver des nouvelles valeurs de Q et R avec un déplacement pour chaque particule. On définit pour un essaim :

- nb le nombre de particules.
- v la vitesse maximale d'une particule.
- φ l'inertie d'une particule (une valeur aléatoire dans $[0, 1]$).
- $C1$ coefficient d'accélération.

- $C2$, coefficient de confiance dans le record.
- $C3$ coefficient de confiance dans le voisinage.
- $C4$ coefficient de suivie.
- x_{bp} la meilleure position visitée par la particule.
- x_{bv} la meilleure position transmise par le voisinage.

Le vecteur de déplacement noté vitesse est calculé par l'équation 3.90 et celle de la nouvelle position est donnée par l'équation 3.91

$$v(k + 1) = C1\varphi v(k) + C2\varphi(x_{bp} - x) + C3\varphi(x_{bv} + C4\varphi V_m - x) \quad (3.90)$$

$$x(k + 1) = x(k) + v(k + 1) \quad (3.91)$$

Le calcul d'une nouvelle position d'une particule prendra en considération la position récente de la particule, la meilleure position déjà visité et les positions des particules voisines.

À chaque itération l'algorithme peut trouver de nouvelles bonnes valeurs de Q et R. Cette technique est illustrée par la figure 2 pour deux variables et trois particules :

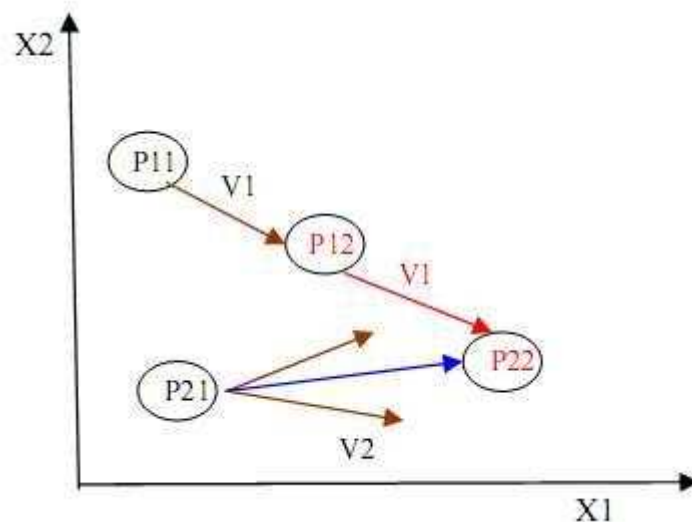


Figure 3.4 : Déplacement des particules

- La particule 1 se trouve dans la position P11 et elle se déplace avec une vitesse V1 vers la position P12.

- La position P12 est la meilleure position transmise à la particule 2 qui se trouve dans la position P21 et elle se déplace avec une vitesse $V2$.
- à la prochaine itération, la deuxième particule va vers son meilleur record déplacer en considérant sa vitesse réalisée et en empruntant la trajectoire de la première particule avec un coefficient de suivi.

3.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté des théories d'observabilité des systèmes linéaires et non-linéaires, puis on a appliqué ces théories pour l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone utilisant les différents modèles cités dans le chapitre précédant.

Par la suite, nous présentons d'abord l'observateur stochastique linéaire qui est le filtre de Kalman, ainsi que son algorithme. Puis, la version étendue de ce filtre qu'il est possible d'utiliser pour l'estimation des variables d'états et des paramètres.

Les deux types du filtre de Kalman étudiés présentent un problème de mise en œuvre situé dans le réglage des matrices de covariance des bruits d'état et de mesure. Alors une méthode heuristique basée sur le PSO est appliquée pour résoudre ce problème.

La mise en œuvre en simulation du filtre de Kalman et du filtre de Kalman étendu sera appliquée, pour différents cas de fonctionnement de la machine asynchrone, au prochain chapitre.

CHAPITRE 4

GENERATION DES RESIDUS ET SIMULATION DES RESULTATS

4.1. Introduction

La méthode de la poursuite d'un paramètre indicateur de défaut est une des méthodes importantes pour la détection et l'isolation des défauts. Pour la machine asynchrone, le défaut qu'on veut détecter est la réduction du nombre de spires statorique. L'approche à base d'observateur est utilisée. Le filtrage de Kalman est appliqué pour la poursuite d'un paramètre représentant la quantité de défaut. Celui-ci vaut un dans le cas sans défauts. La présence de défaut réduit ce paramètre à une valeur inférieure à un. Le filtre de Kalman et le filtre de Kalman étendu sont calculés à partir des modèles vus dans le chapitre 2.

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation. D'abord, on présente la simulation de la machine asynchrone dans le cas sans défaut avec différents types d'alimentation, réseau équilibré ou par onduleur, puis avec une tension d'alimentation déséquilibrée. Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des variables d'état. Ensuite, le cas de la présence de défauts sur une ou plusieurs phases est considéré. Le filtre de Kalman étendu est alors appliqué à l'estimation des variables d'état et des différentes quantités de défauts.

4.2. Dynamique de la machine synchrone sans défauts

On commence par la simulation de la machine asynchrone dans le cas sans défauts alimentée par un réseau équilibré. Puis, un déséquilibre de la tension d'alimentation est introduit. Et l'estimation des flux et de la vitesse rotorique est réalisée.

4.2.1 Alimentation triphasée équilibrée

Le modèle de la machine asynchrone étudié dans ce cas, est le modèle sans défaut donné en (équation 2.35). La machine dans un premier temps est alimentée par un réseau triphasé équilibré.

La tension triphasée utilisée pour l'alimentation de la machine asynchrone est équilibrée, elle est donnée par l'équation (4.1) suivante :

$$U_s = \begin{bmatrix} 220\sqrt{2} \sin(2\pi ft) \\ 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

La simulation de la machine asynchrone sans défauts donne les résultats des figures 4.1, 4.2, 4.3, 4.5, 4.6, 4.7. Les variables mentionnées sont les courants statoriques, flux rotoriques, vitesse mécanique et couple électromécanique.

On considère que la machine est alimentée par la tension donnée en (4.1) avec un couple de charge de 5Nm appliqué à l'instant 0.5s. Les figures suivantes montrent l'évolution des tensions d'alimentation, les courants statorique, les flux rotorique, le couple électromécanique et la vitesse de rotation du rotor.

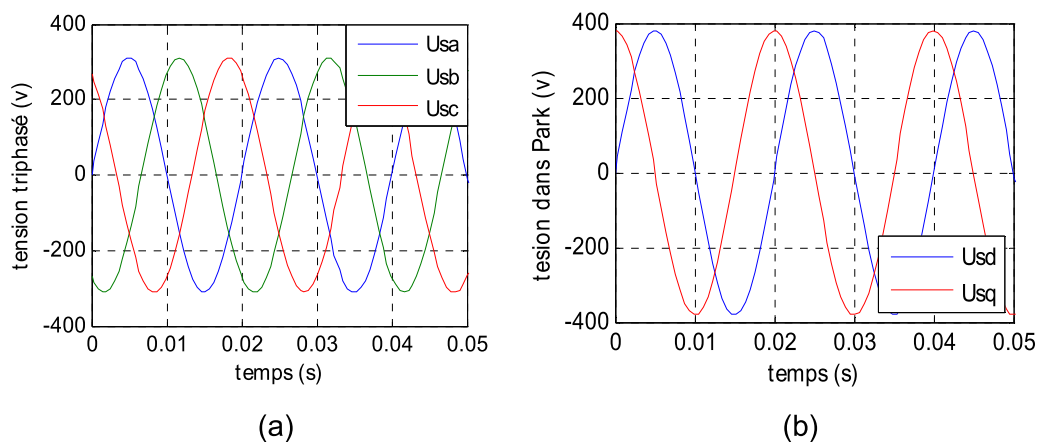


Figure 4.1 : Tension d'alimentation dans les repères triphasé (a) et diphasé (b).

Les deux figure (a) et (b) montrent l'évolution des tensions d'alimentation représenté respectivement dans le repère triphasé et celui diphasé. Les tension sont sinusoidales déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ pour le repère triphasé, et en quadrature dans le repère de Park (diphasé).

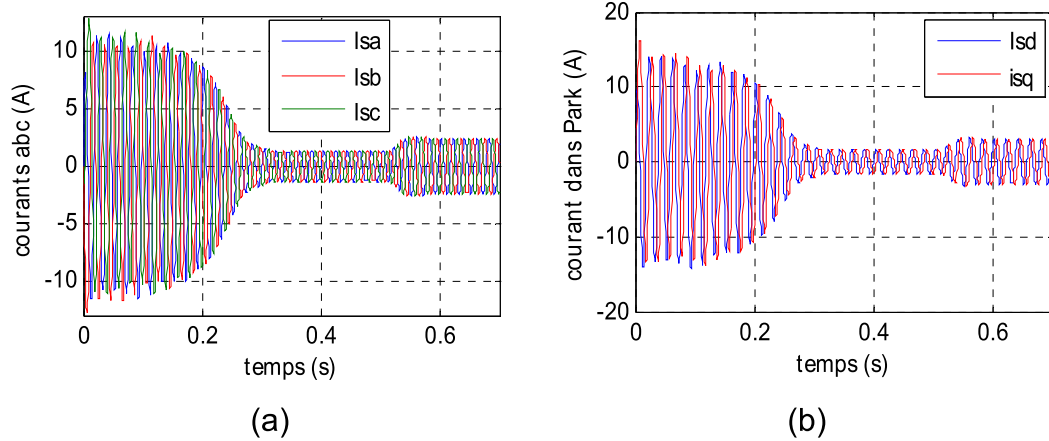


Figure 4.2 : Evolution des courant dans le repère triphasé (a) et diphasé (b).

La machine asynchrone, lors de son démarrage, consomme un courant important à cause du couple électromécanique demandé pour atteindre la vitesse nominale.

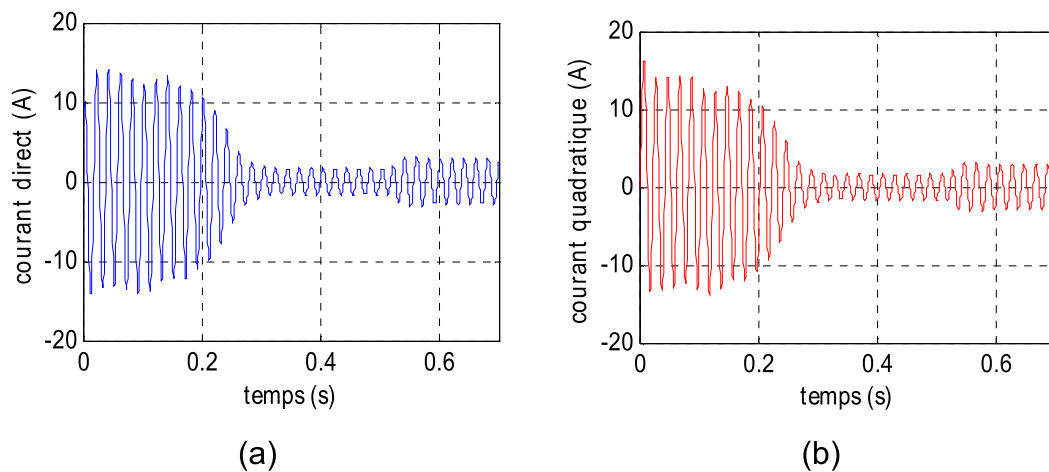


Figure 4.3 : evolution des courants d'irect (a) et quadratique (b).

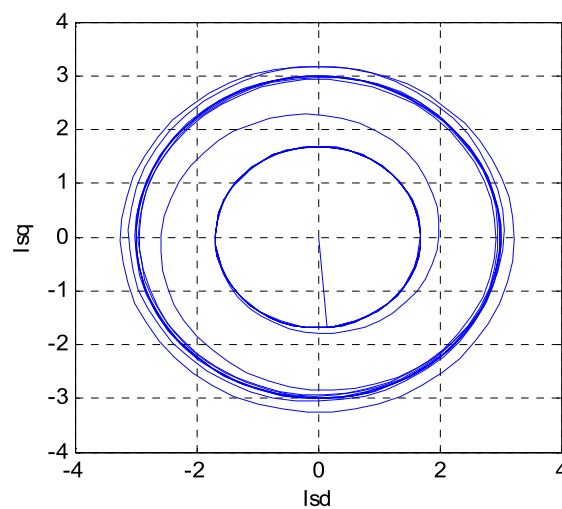


Figure 4.4 : Plan de phase des courants direct et en quadrature.

Les figures (4.2, 4.3) montrent que les courants de la machine sont en quadrature de la même valeur maximale dans le repère de Park sans et avec charge.

La figure (4.4) montre la machine asynchrone dans le cas sans défauts est équilibrée, ou le cercle de l'intérieur montre le courant en quadrature en fonction du courant direct de la machine asynchrone sans défauts et sans application de couple de charge dans son régime permanent, le cercle de l'extérieur montre la même fonction mais cette fois avec présence de couple de charge.

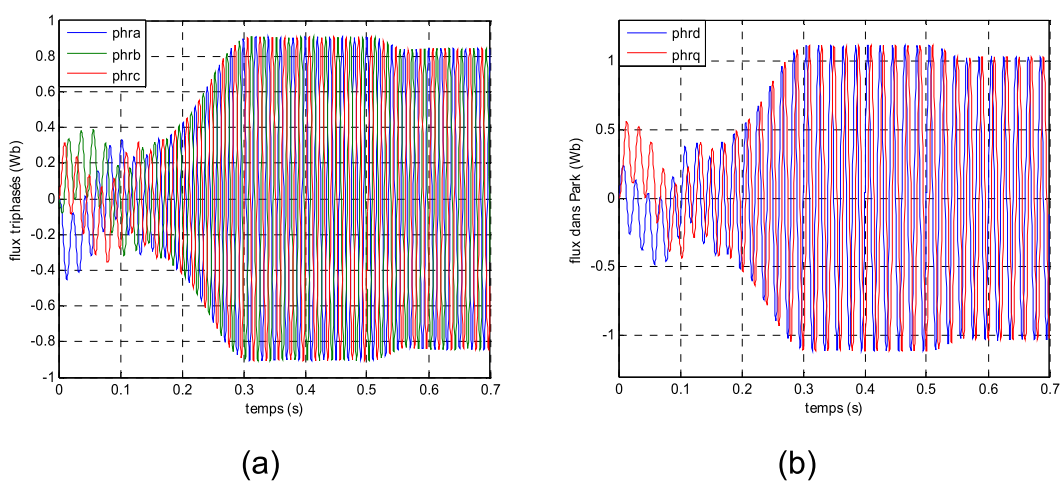


Figure 4.5: Flux rotorique dans les deux repères.

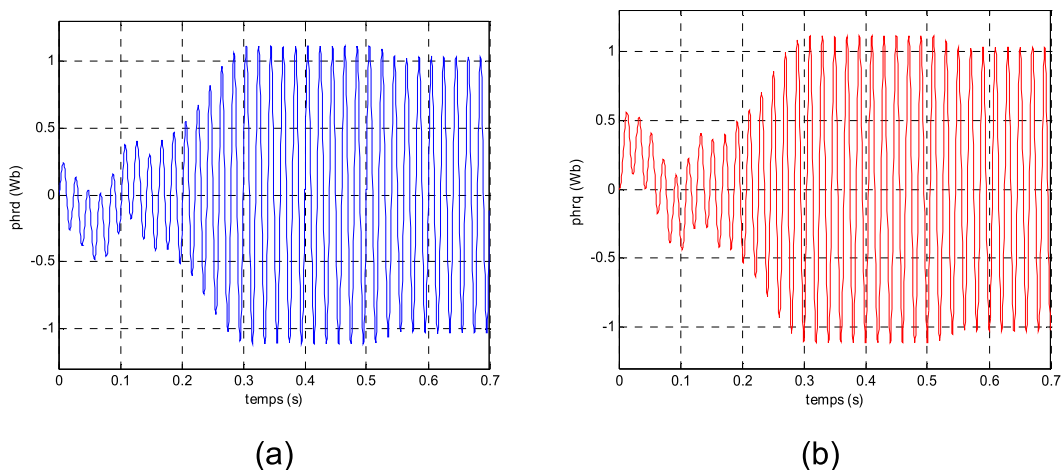


Figure 4.6 : Flux rotorique de la machine asynchrone dans le repère de Park.

Les flux rotoriques dans le repère diphasé sont en quadrature, lors de l'application d'un couple de charge, ces derniers déminent de la même façon.

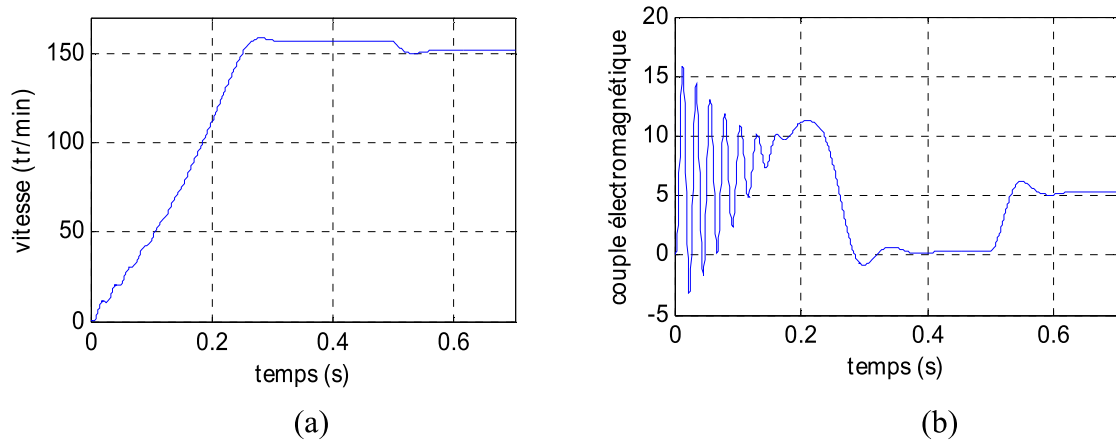


Figure 4.7 : Evolution de la vitesse mécanique et du couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique est fortement pulsé ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique en régime transitoire. Le couple tend vers une valeur proche de zéro, qui correspond au couple de frottement (la machine tourne à vide) après l'application du couple de charge, celui-ci va tenter de l'équilibrer.

La vitesse (Figure 4.6.a) diminue lors de l'application du couple de charge.

4.2.2 Alimentation triphasée déséquilibrée

Le déséquilibre de la tension est traduit par deux cas, soit par diminution de l'amplitude de la tension ou l'absence totale d'une ou plusieurs phases.

Pour le premier cas, la tension d'alimentation utilisée est donnée par l'équation (4.2)

$$U_s = \begin{bmatrix} 200\sqrt{2} \sin(2\pi ft) \\ 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 220\sqrt{2} \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

La figure 4.8 montrent l'évolution des tensions représentées dans le repère de Park.

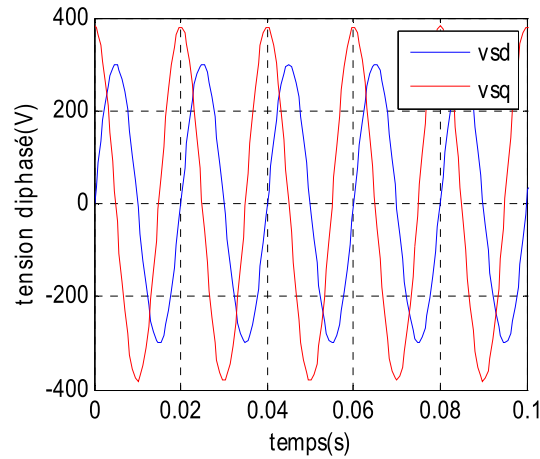


Figure 4.8 : Evolution des tensions déséquilibrées.

La tension dans le repère de Park est déséquilibrée, l'amplitude des deux phases directe et en quadrature n'est pas identique.

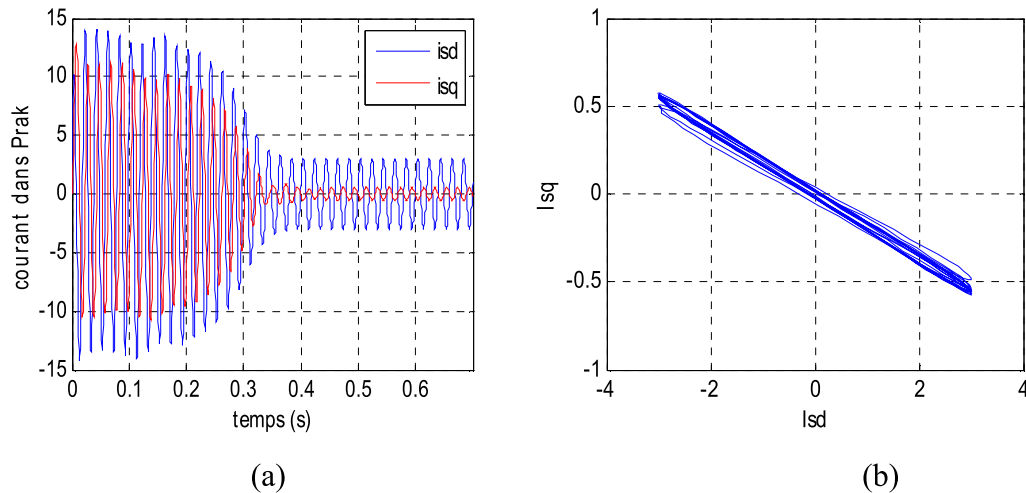


Figure 4.9 : Courant dans Park.

Les courants sont déséquilibrés dans le cas de déséquilibre de la tension d'alimentation, cela est clair dans les valeurs maximales des deux courants la figure 4.9.a et dans la déformation du cercle donnant le plan de phase.

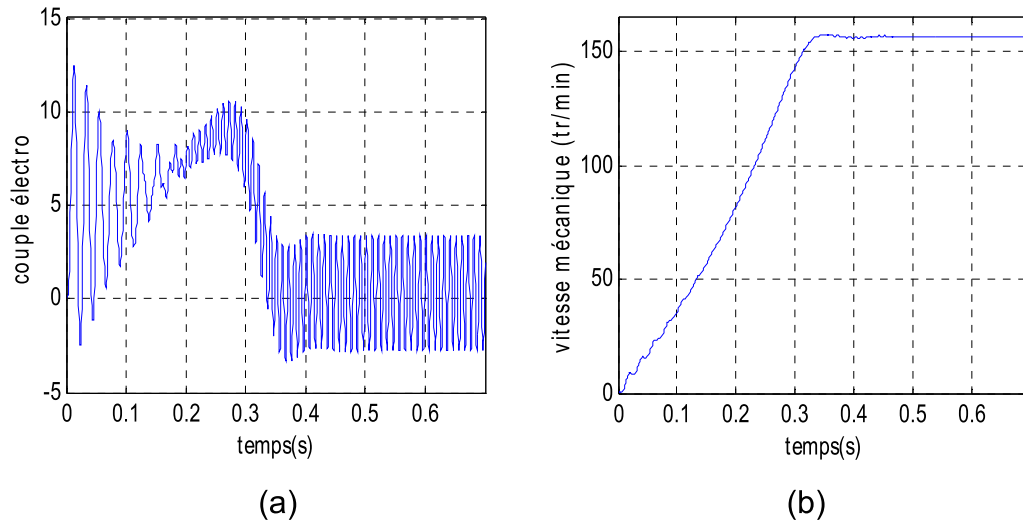


Figure 4.10 : Evolution du couple (a) et de la vitesse (b).

Le couple électromagnétique est oscillant dans la présence du défauts de déséquilibre de la tension d'alimentation. La vitesse mécanique est filtrée par l'inertie de la machine.

Les figures (4.10.a, b, c, d) montrent l'évolution du courant quadratique en fonction du celui direct dans différents cas de déséquilibre de la tension d'alimentation sur la phase A. la figure (a) montre cette fonction dans le cas de l'absence totale de l'alimentation de la phase A, et les autres la montrent dans le cas du rapport de tension de 54.55%, 81.82% et 90.91% respectivement pour les figures (b), (c) et (d).

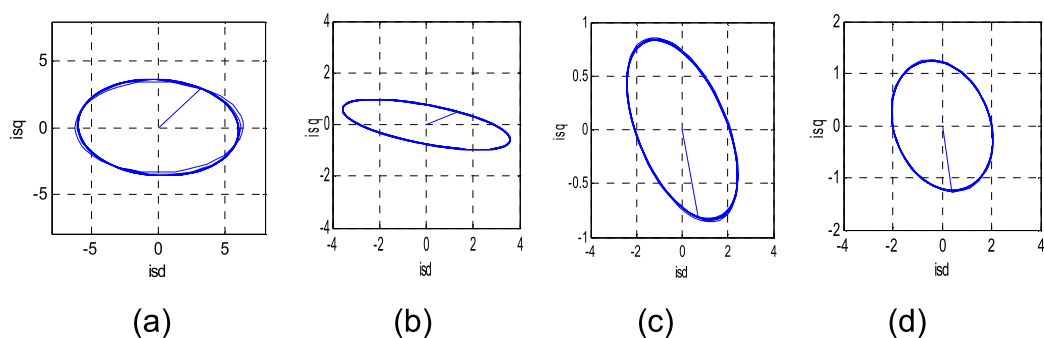


Figure 4.11 : Fonction $I_{sd} = f(I_{sq})$ dans différents cas de déséquilibre de tension.

Le plan de phase des courants direct et en quadrature peut être utilisé comme indicateur de déséquilibre de la tension d'alimentation mais il est difficile de différencier avec exactitude quelle est la phase de la tension déséquilibrée.

4.2.3 Estimation des flux et de la vitesse de la MAS avec alimentation équilibrée

Le filtre de Kalman et le filtre de Kalman étendu à la vitesse sont calculés par les deux algorithmes donnés par des équations (3.67, 3.68, 3.69, 3.70, 3.71 et 3.72) et (3.79, 3.80, 3.81 et 3.82) respectivement, ces algorithmes sont appliqués aux modèle sain de la MAS donné par l'équation pour l'estimation de la vitesse et des flux (les flux sont des variables d'état), l'équation de la vitesse utilisée dans ce cas est l'équation mécanique donnée par (2.41). les figures 4.12, 4.13, 4.14 montrent les flux et leurs estimés et de même pour la vitesse.

4.2.3.1 Reglage du filtre de Kalman

Le réglage du filtre de Kalman est réalisé par deux méthodes :

➤ La méthode essai-erreur est utilisé de façon à choisir les matrice R et Q de façon aléatoire et à simuler le système. L'erreur entre les variables estimées et mesurées est utilisée comme indicateur de la bonne estimation du filtre. Si cette erreur est faible, on garde les valeurs précédentes de R et Q ; sinon on change ces valeurs et on refait la simulation. Pour la première simulation on trouve une valeur certaine valeur de l'erreur. Pour la deuxième simulation on trouve une autre valeur de l'erreur. Pour la troisième simulation, le choix de R et Q se fait en tenant compte des deux simulation précédentes. En effet ; la valeur de l'erreur en fonction de R et Q suit une certaine direction. La même méthode est appliqués pour d'autres simulations ; jusqu'à obtention d'une valeur satisfaisante de l'erreur.

Le tableau suivant montre l'erreur quadratique entre les courants mesurés et les courants estimés en fonction des matrices diagonales R et Q.

Q \ R	10 ²	10	10 ⁻¹	10 ⁻⁵
10 ⁶	0.0267	0.0264	0.0039	0.0053
10 ²	0.0257	0.0267	0.0037	0.0052
10	0.0255	0.0267	0.0037	0.0051
10 ⁻¹	0.0252	0.0247	0.0038	0.0053

Tableau 4.1 : Erreurs en fonction de R et Q.

L'application de la méthode essai-erreur est longue et fastidieuse. Elle peut, néanmoins mener à des résultats acceptables.

➤ La méthodes par PSO consiste à appliquer l'algorithme heuristique ayant comme variables à optimisé les éléments des matrices R et Q et comme critère à minimiser l'erreur quadratique entre les courants mesurés et ceux estimés donnée par la formule.

L'algorithme est le suivant :

Début :

Initialisation : dimension de l'espace de recherche, nombre de particules (20 pour notre travail), coefficients de confiances, valeurs (intensités) des particules.

Répéter :

Evaluation :

pour i=1 **jusqu'à** 20

simulation et calcul de l'erreur quadratique entre les courants mesurés et estimés en utilisant l'erreur. la formule suivantes :

$$er = \frac{1}{\dim(i)} \sum (i - \hat{i})^2.$$

Ajustement des position des particules :

Pour i=1 **jusqu'à** 20

Si er(i) < pbest **alors**

pbest = er(i)

x_{pb} = x

fin si

si er(i) < vbesti **alors**

vbesti = er(i)

x_{vbest} = xi

fin si

fin pour

Pour i = 1 **jusqu'à** 20

$$v(k+1) = C1\varphi v(k) + C2\varphi(x_{bp} - x) + C3\varphi(x_{bv} + C4\varphi V_m - x)$$

$$x(k+1) = x(k) + v(k+1)$$

Fin pour

Fin répéter (si une critère de fin est atteinte)

Fin.

L'application du PSO pour le réglage des matrices de covariance des bruits d'état et de mesure permet d'obtenir les résultats suivants :

$$R = \text{diag}[1.01, 0.8454, 0.01]$$

$$Q = \text{diag}[1.025, 3.658, 6.554, 3.082, 3.53, 2.473]$$

Les figures 4.12, 4.13, 4.14 suivantes montrent l'évolution des flux et de la vitesse de la machine asynchrone estimés par le filtre de Kalman. La machine est alimentée par un réseau équilibré, le couple de charge est appliqué à l'instant $t=0.5s$.

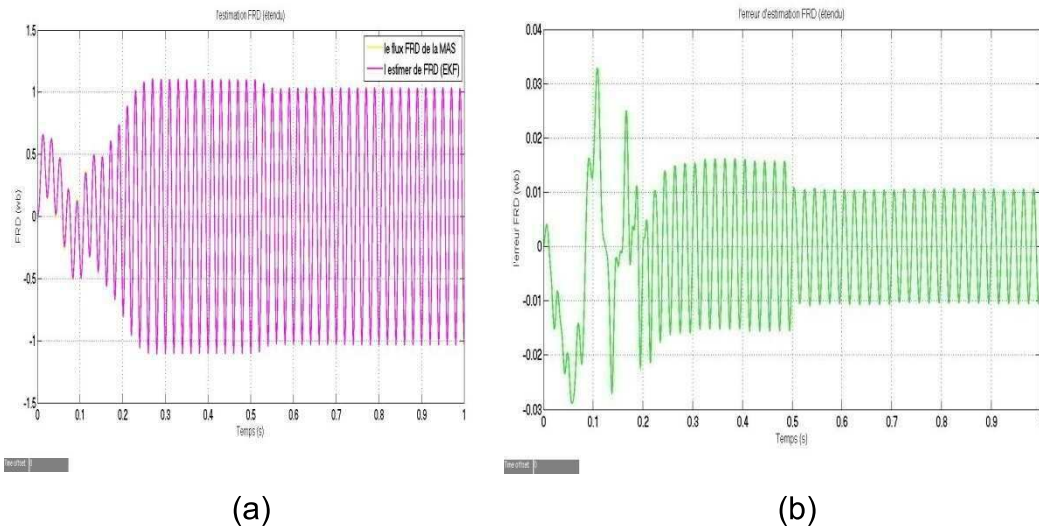


Figure 4.12 : Flux direct avec son estimé et l'erreur entre les deux.

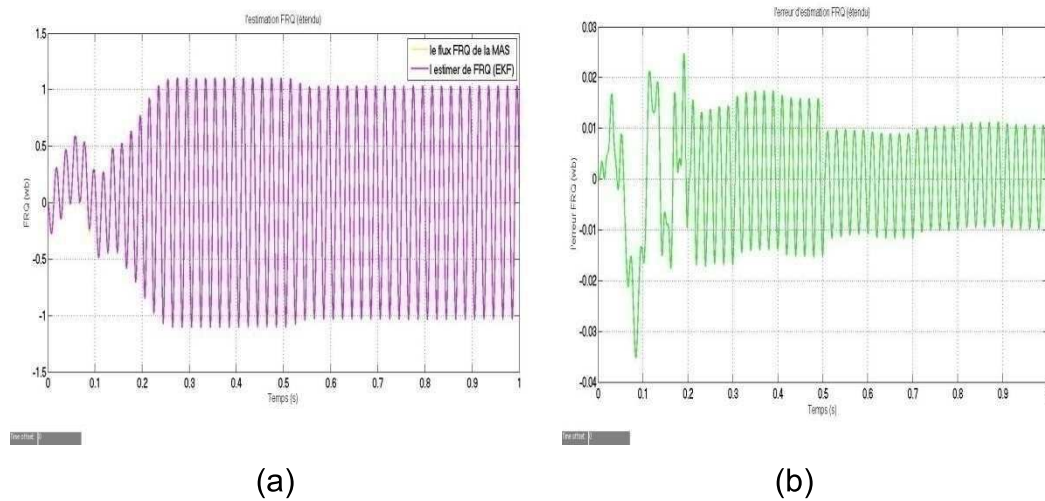


Figure 4.13 : Flux quadratique avec son estimé et l'erreur entre les deux.

Les flux sont bien estimés avec le filtre de Kalman étendu à la vitesse. Les résultats sont illustrés dans les figures des flux qui montrent des superpositions totales entre le flux mesurés et ceux estimés par le filtre de Kalman.

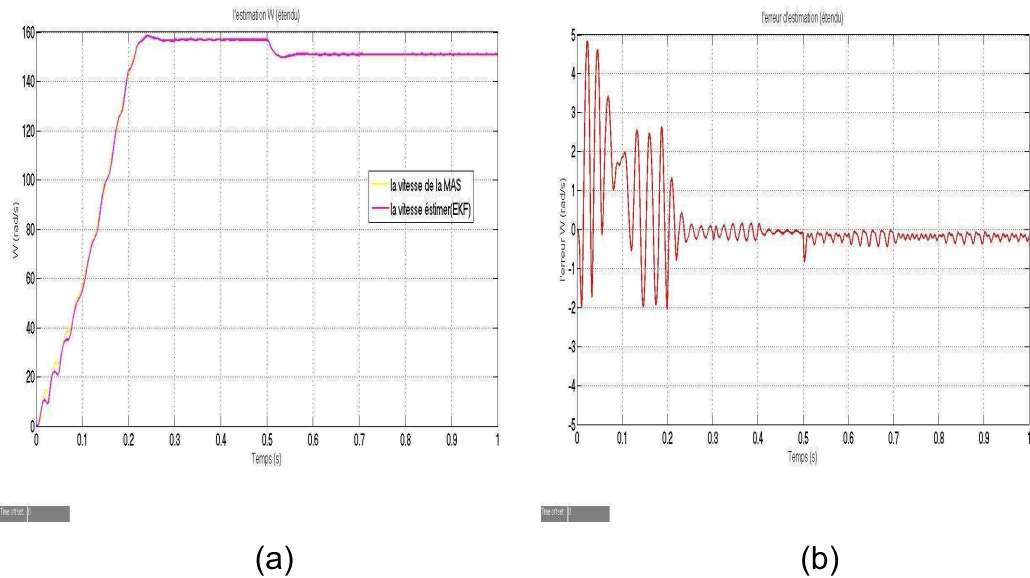


Figure 4.14 :estimation de la vitesse.

La vitesse est bien estimée par le filtre de Kalman malgré l'application du couple de charge.

4.3. Dynamique de la MAS avec un défaut sur une phase

La présence de défaut sur une phase provoque le déséquilibre de la machine asynchrone, en présente la machine asynchrone avec présence d'un défaut de court-circuit sur la phase A dans le cas de la MAS alimenté par une tension équilibrée avec mesure de la vitesse dans un premier temps puis dans le cas de la MAS commandée sans mesure de la vitesse.

4.3.1 Alimentation par tension équilibrée

La machine dans ce cas est alimentée par un réseau équilibré. Les figures 4.15, 4.16, 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23 et 4.24 montrent la variation des variables d'état dans le temps de la machine avec présence de défaut de réduction de 10% de spires sur la phase A à l'instant $t=0.4s$, ce défaut devient 14% à l'instant $t=0.9s$. la vitesse est supposée mesurée.

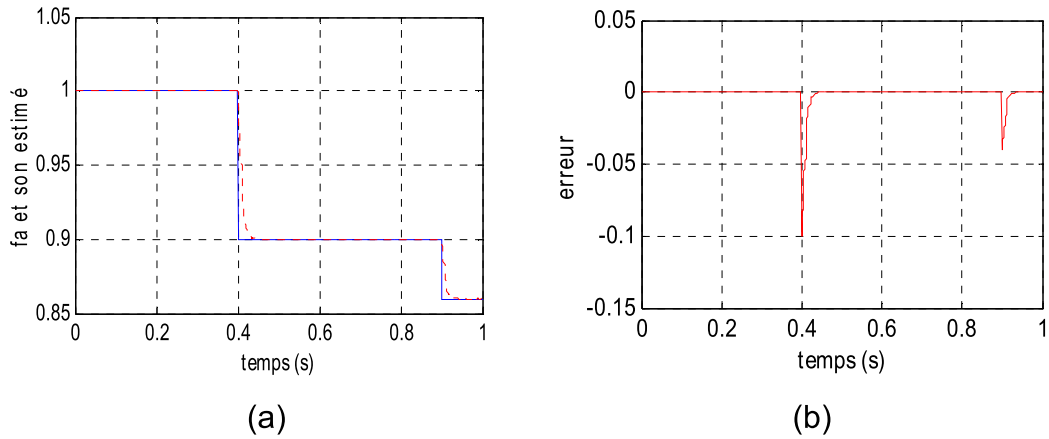


Figure 4.15 : (a) Rapport de spires en fonction et son estimé, (b) erreur entre les deux.

Le rapport de spire f_a qui est un indicateur de défaut de court-circuit de spires statorique est bien estimé à l'aide du filtre de Kalman étendu, les matrices de covariance de l'erreur (matrices de confiance) dans le modèle et dans les mesures sont calculées à l'aide de l'algorithme PSO.

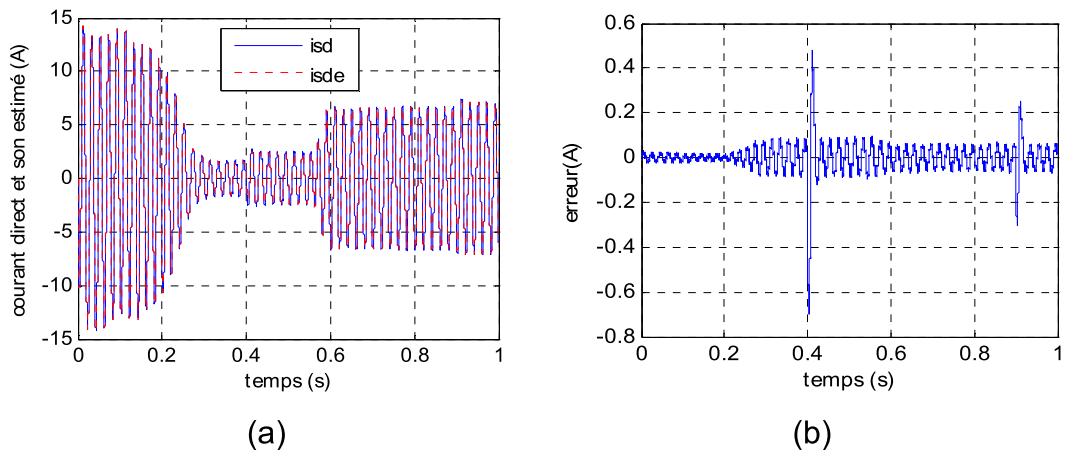


Figure 4.16 : Courant direct et son estimé (a), erreur entre les deux.



Figure 4.17 : Courant quadratique et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.

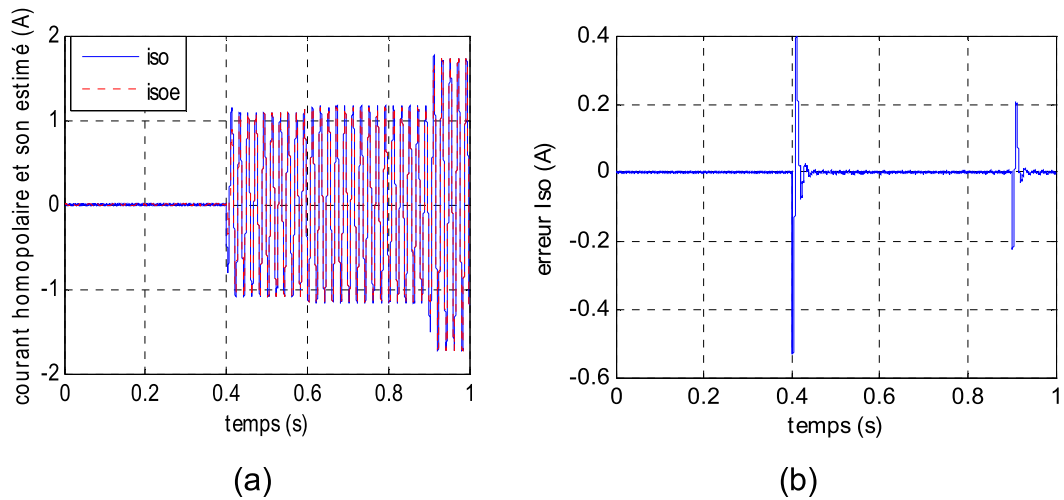


Figure 4.18 : Courant homopolaire et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.

Les courants sont bien estimés, et l'erreur d'estimation tend vers zéro, l'apparition d'un défaut de court-circuit de spires provoque l'apparition du courant homopolaire où sa valeur maximale dépend de la quantité de défaut imposé pour la simulation. Des impulsions apparaissent dans les figures des erreurs montre le temps de convergence du filtre de Kalman utilisé.

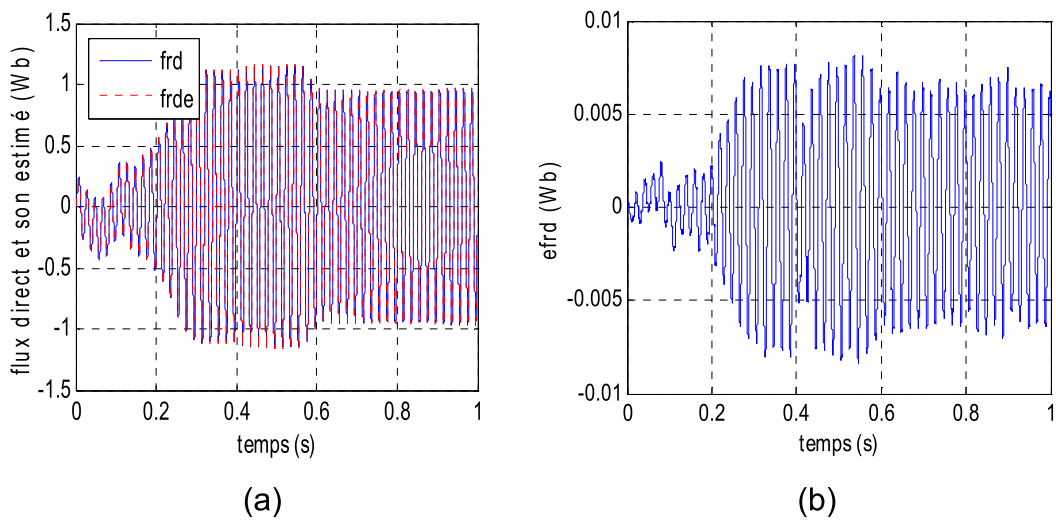


Figure 4.19 : Flux direct et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.

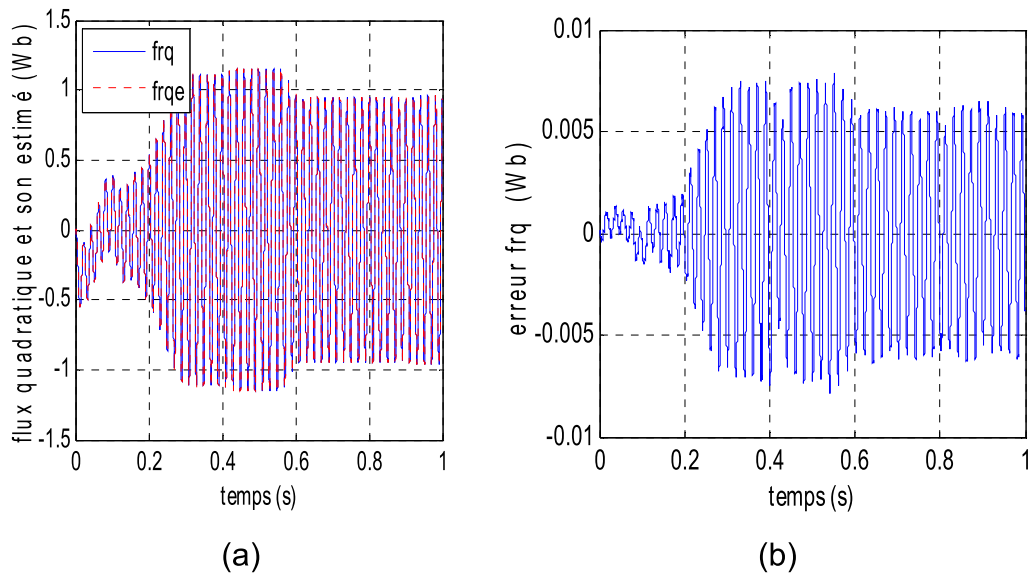


Figure 4.20 : Flux en quadrature et son estimé (a) et l'erreur entre les deux.

Les flux rotoriques sont bien estimés, l'erreur d'estimation tend vers zéro, l'apparition du défaut diminue la valeur maximale des flux selon l'axe direct et en quadrature, le filtre suit les flux dans ce cas.

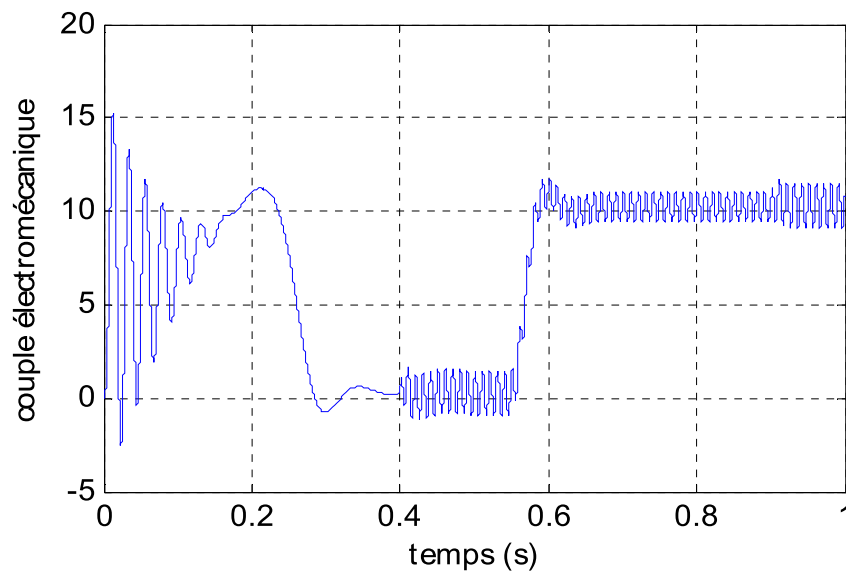


Figure 4.21 : Couple électromagnétique.

La présence de défaut de court-circuit provoque le déséquilibre de la machine, donc du couple électromagnétique qui devient oscillatoire. Les oscillations sont d'autant plus importantes que le défaut est important.

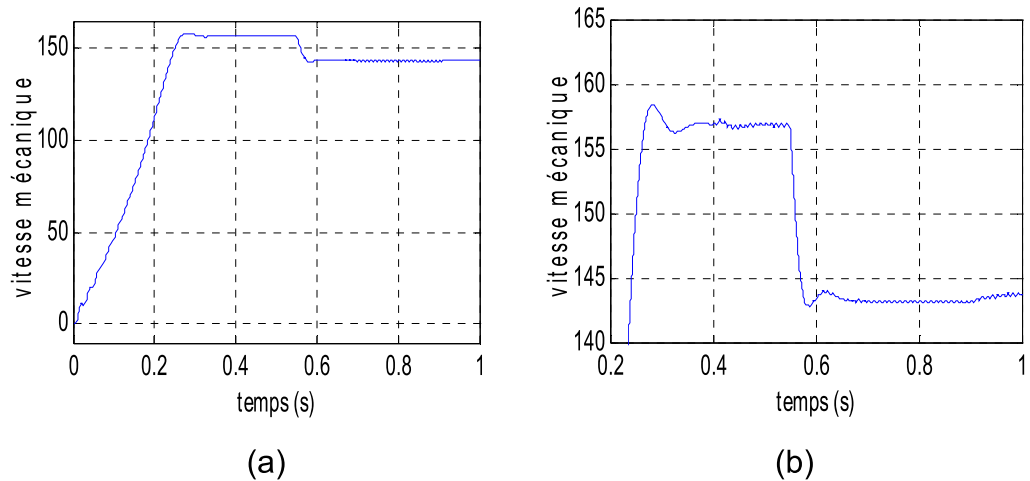


Figure 4.22 : (a)vitesse mécanique, (b) zoom de la vitesse.

L'inertie de la machine asynchrone filtre les ondulations du couple et donc la vitesse n'est pas oscillatoire lors de l'apparition de défaut de court-circuit de spires statorique.

Le filtre de Kalman estime bien les variables d'état et la grandeur qui représente le défaut même avec présence de couple de charge. De même, le filtre reconstitue bien ces variables avec introduction des bruits dans l'état de la machine asynchrone et au niveau de la mesure. Le filtre n'est pas influencé par ces bruits car il les filtre. Les matrices d'état du filtre sont indépendantes de la tension d'alimentation et le filtre reconstitue correctement les variables d'état dans le cas de présence de déséquilibre de la tension.

4.3.2 Cas de la machine commandée

La commande de la machine asynchrone établie est la commande vectorielle indirecte à orientation de flux vue dans le chapitre 2.

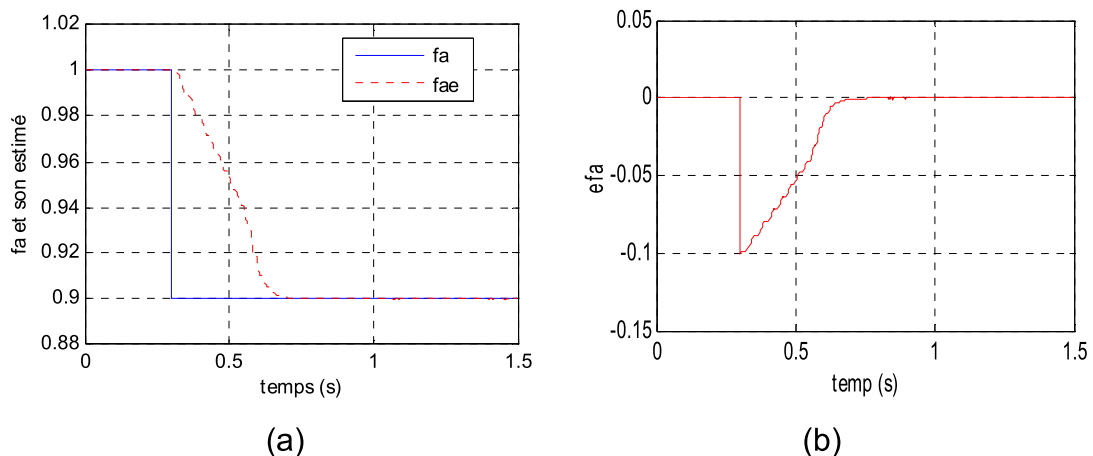


Figure 4.23 : f_a avec son estimé et l'erreur entre les deux.

La figure 4.23 montre que f_a est bien estimé avec le filtre de Kalman dans le cas de la machine commandé, l'estimé de défaut atteint la valeur imposé après un temps de transition moins de 0.4s. La réponse du filtre est plus rapide surtout dans le cas ou la MAS fonctionne à vitesse constante.

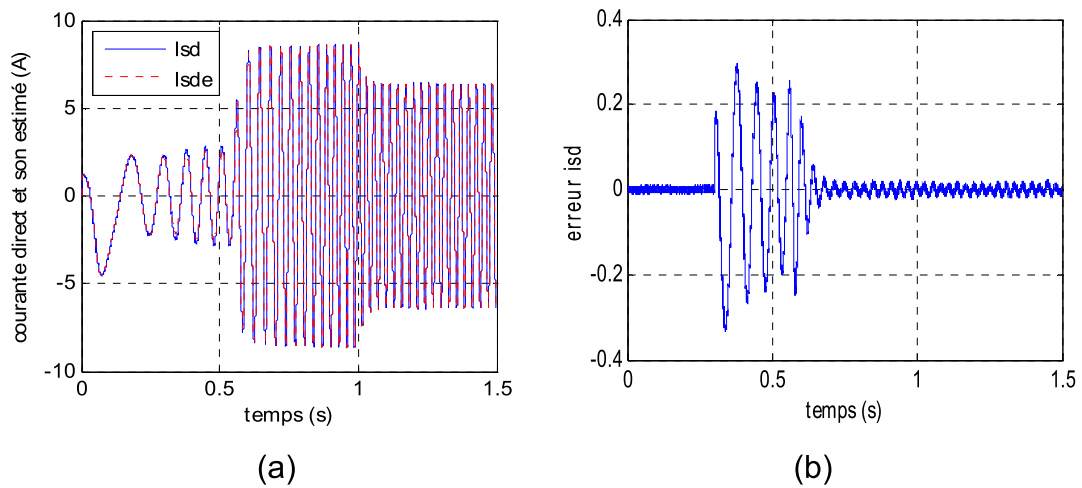


Figure 4.24 : I_{sd} avec son estimé et l'erreur entre les deux.

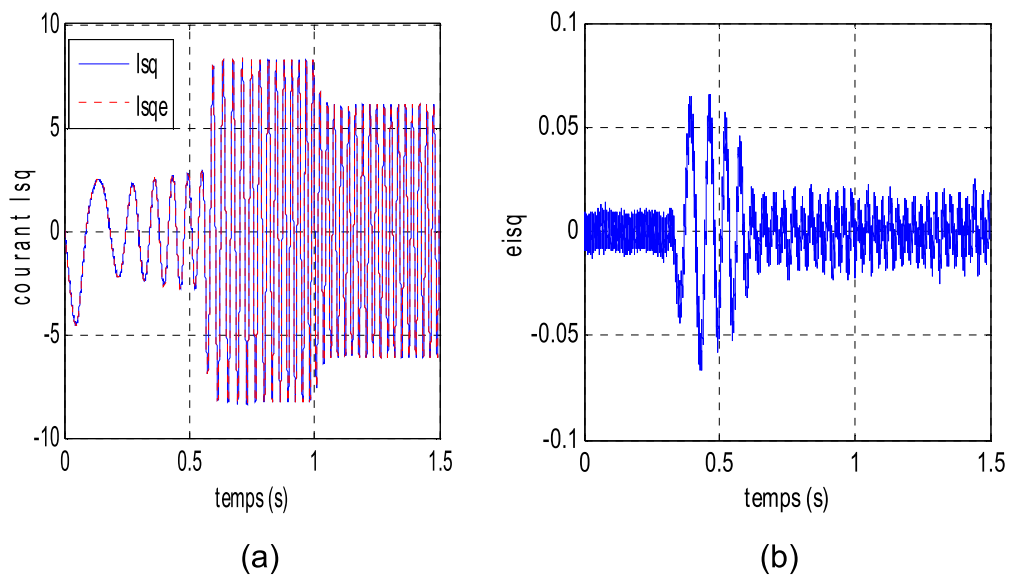


Figure 4.25 : I_{sq} avec son estimé et l'erreur entre les deux.

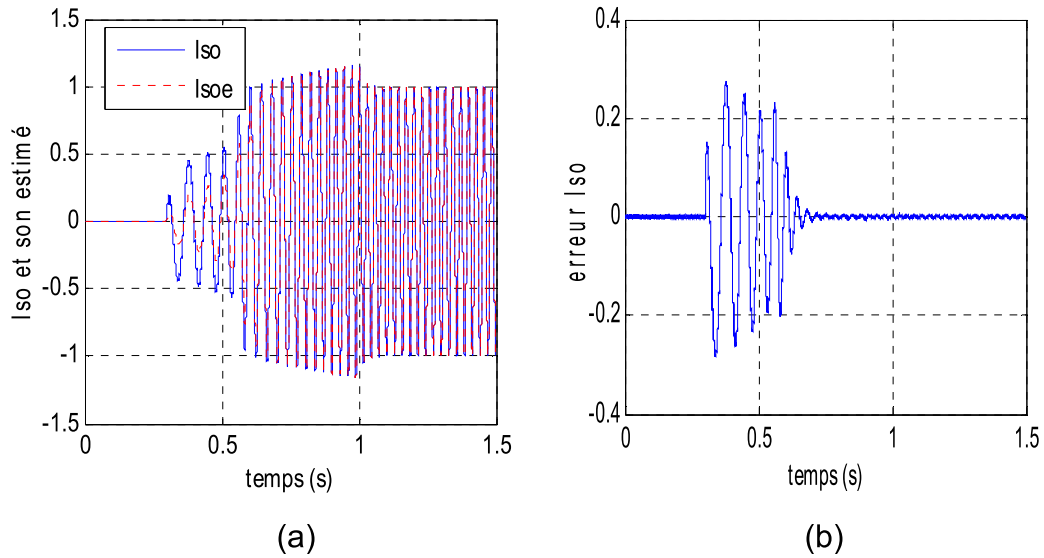


Figure 4.26 : I_{so} et son estimé et l'erreur entre les deux.

L'apparition de défaut statorique ne perturbe pas le filtre de Kalman car ce dernier se comporte comme une copie du modèle de la MAS qui pris en compte des indicateurs de défauts. Le défaut n'influe pas beaucoup sur les courants statorique puisque la commande régule les courants. Les courants estimés sont superposés avec les courants mesurés correspondant. L'erreur tende vers zéro après la stabilité du filtre autour de la valeur exacte du défaut.

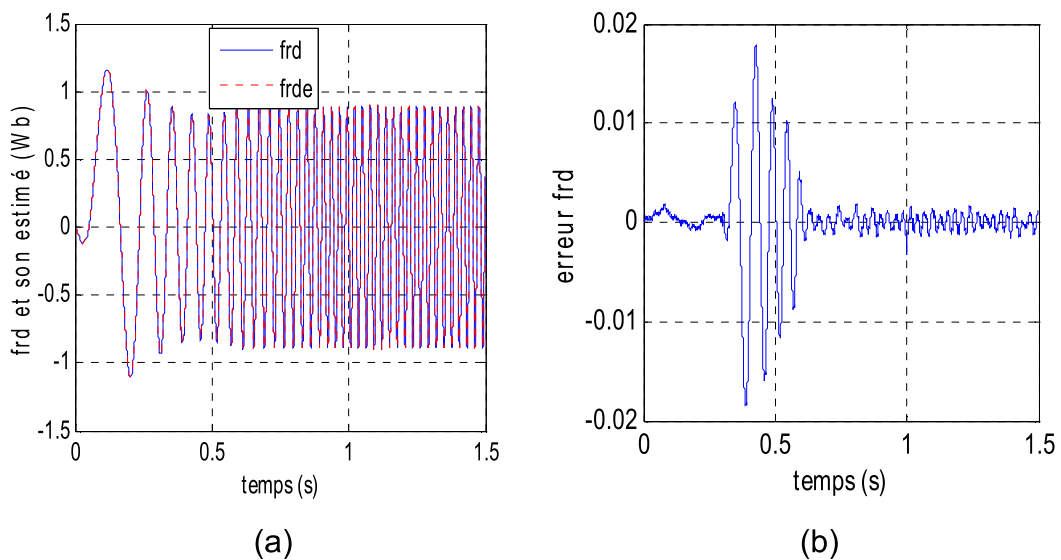


Figure 4.27 : flux direct avec son estimé et l'erreur entre les deux.

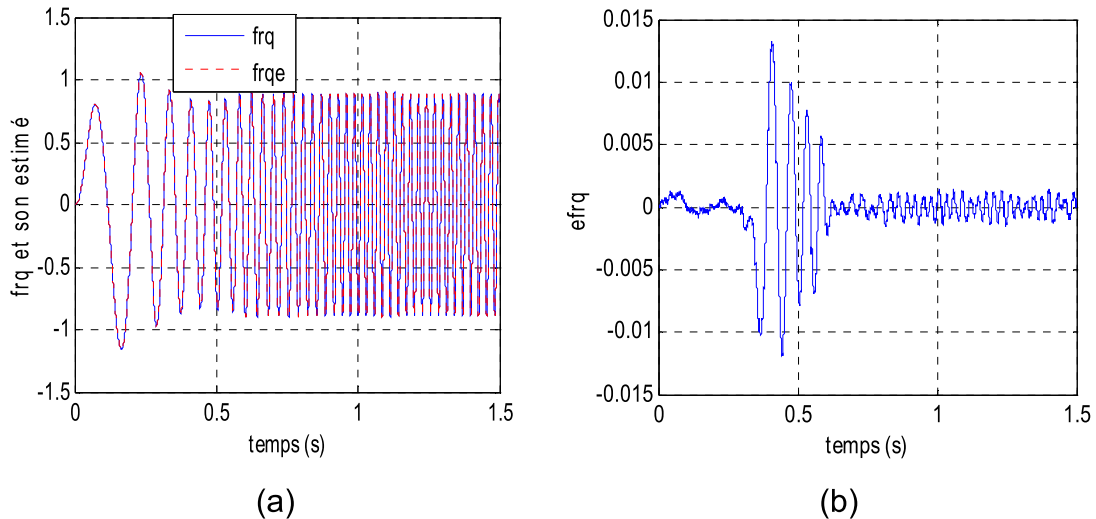


Figure 4.28 : flux en quadrature avec son estimé et l'erreur entre les deux.

Les flux sont bien estimés. Le filtre de Kalman arrive à les reconstituer de façon correcte.

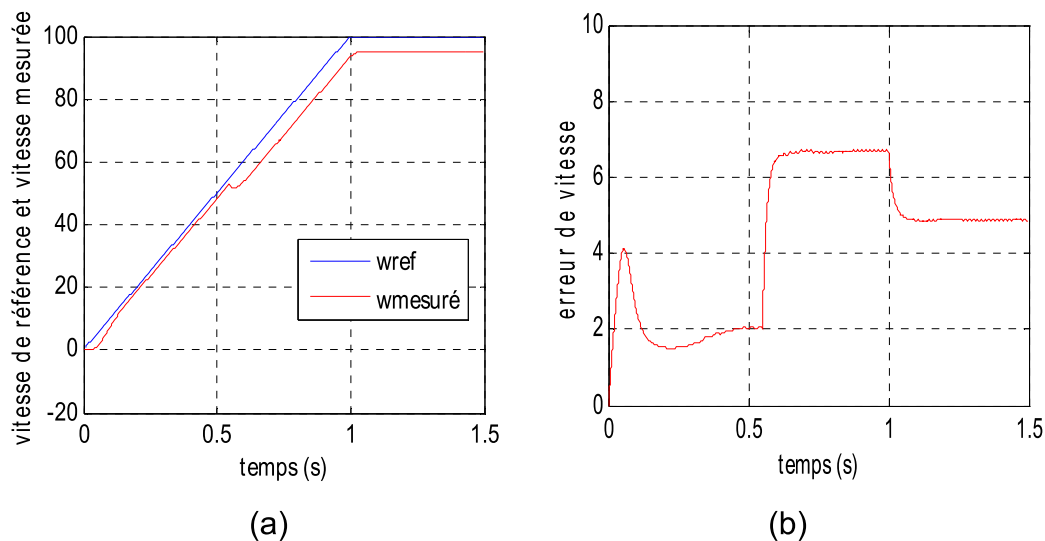


Figure 4.29 : Vitesse de référence et vitesse mesurée et l'erreur.

La vitesse mesurée suit la vitesse de référence, dès l'apparition du défaut les courants s'éloignent de leurs valeurs nominales,

4.4 Dynamique de la MAS avec présence de différentes quantités de défauts

Dans ce cas on suppose que la machine subie des différentes quantités de défauts sur les trois phases dans des instants différents. Les cas de fonctionnement de la MAS vus dans cette partie sont le cas d'alimentation

triphasée équilibrée avec mesure de la vitesse et le cas de commandé sans mesure de la vitesse.

4.4.1 MAS alimentation par réseau équilibré

Dans ce cas la machine est alimentée par un réseau équilibré, on impose un défaut sur la phase A de 10% à l'instant $t=0.6s$ qui devient 15% à l'instant $t=2.7s$. Le défaut sur la phase B est apparait à $t=1.8s$ de 0.8% et de même pour la phase C que le défaut apparait à $t=2s$. Les figures qui suivent ne montrent que la variation des quantités représentatives des défauts avec leurs estimés et les flux avec leurs estimé.

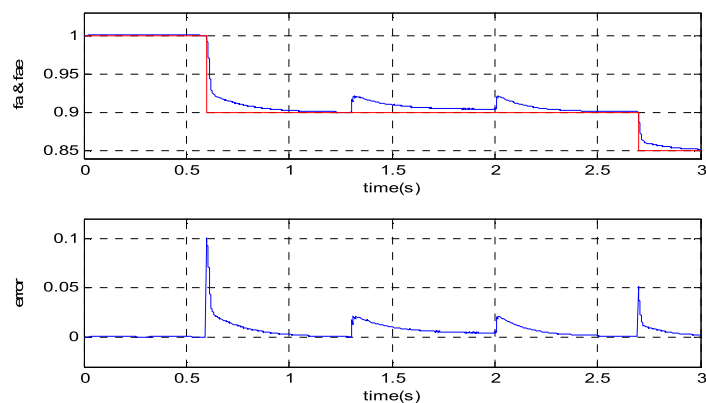


Figure 4.30 : fa et son estimé et l'erreur entre les deux.

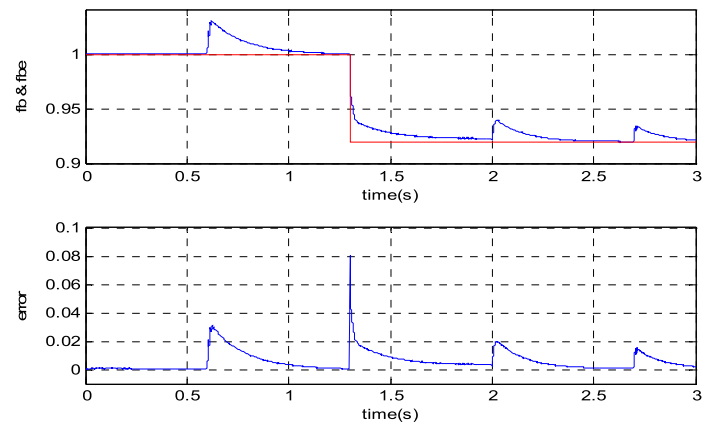


Figure 4.31 : fb et son estimé et l'erreur entre les deux.

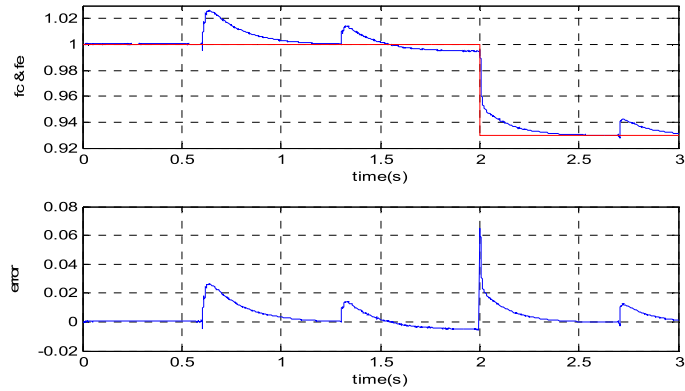


Figure 4.32 : f_c et son estimé et l'erreur entre les deux.

Les quantités de spires en fonction sont bien estimées, mais l'apparition d'un défaut provoque une perturbation instantanée dans l'estimation des quantités de défauts et le filtre de Kalman arrive à suivre et se converge vers le modèle exact de la MAS mais après un temps de transition. Les erreurs d'estimation tendent vers zéro.

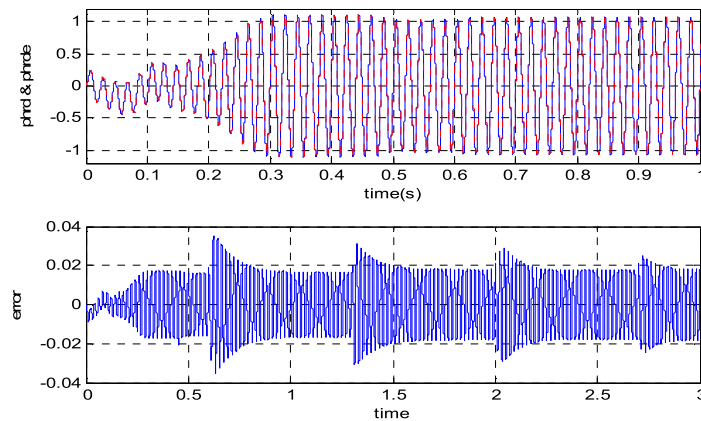


Figure 4.33 : Le flux direct et son estimé et l'erreur entre les deux.

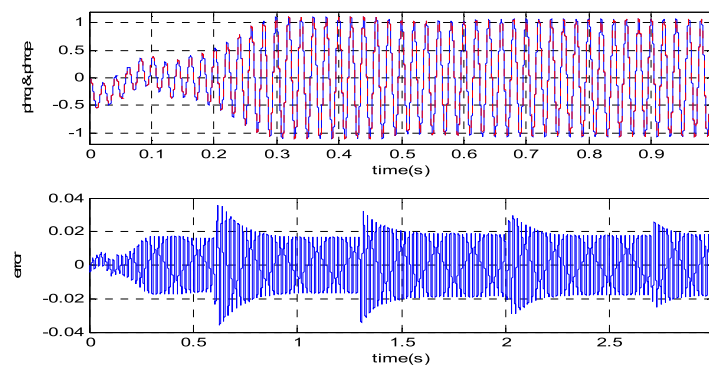


Figure 4.34 : Le flux en quadrature et son estimé et l'erreur entre les deux.

Les flux sont bien estimés par le filtre de Kalman avec présence de différentes quantités de défauts de court-circuit de spires sur les trois phases.

4.4.2 Cas de la machine commandé

Dans ce cas la machine est commandé avec la commande vectorielle à orientation de flux, la commande est calculé à base du modèle sans défauts, les figure 4.35, 4.36, 4.37, 4.38, 4.39, 4.40, 4.41, 4.42 et 4.43 montrent l'évolution des différents quantités de défaut, des courants, des flux, dans la machine et leurs estimés respective.

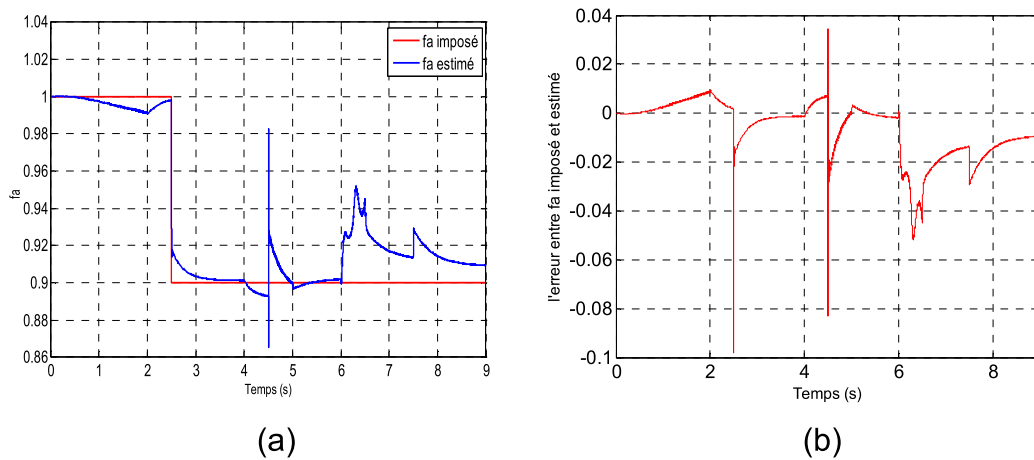


Figure 4.35 : f_a et f_a estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

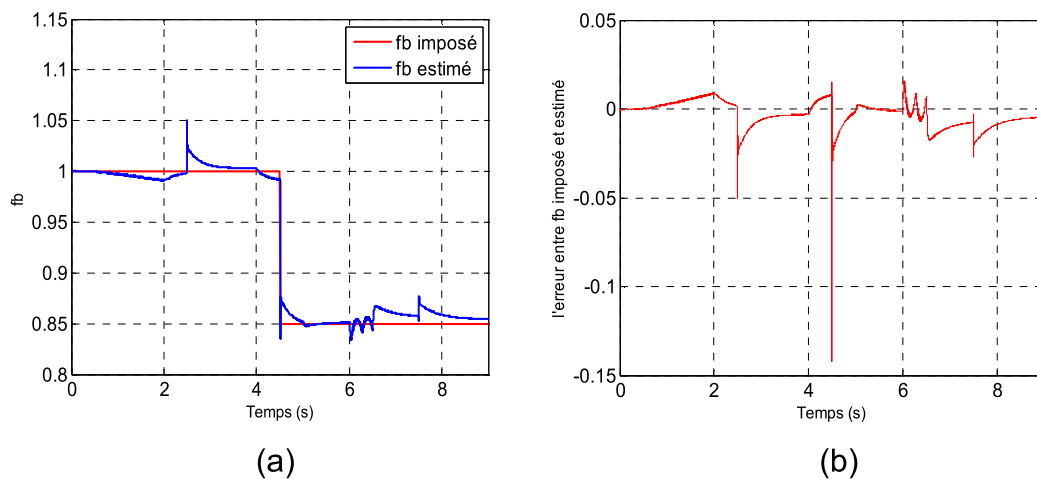


Figure 4.36 : f_b et f_b estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

Le filtre de Kalman arrive à reconstituer les quantités de défaut de façon à ce qu'on peut différencier entre les deux cas ; défailante ou non de la

machine. L'erreur entre la quantité de spire en fonction augmente lentement mais elle arrive à converger vers la quantité imposé et elle est un peut loin lorsqu'il y a une consigne à la vitesse. Les régulateurs aussi arrivent au réglage de la vitesse et des courants. Le filtre de Kalman est perturbé lors de l'apparition d'un défaut sur une phase, mais après un petit laps de temps il suit les déséquilibres et reconstitue correctement les indicateurs de défauts de court-circuit de spires.

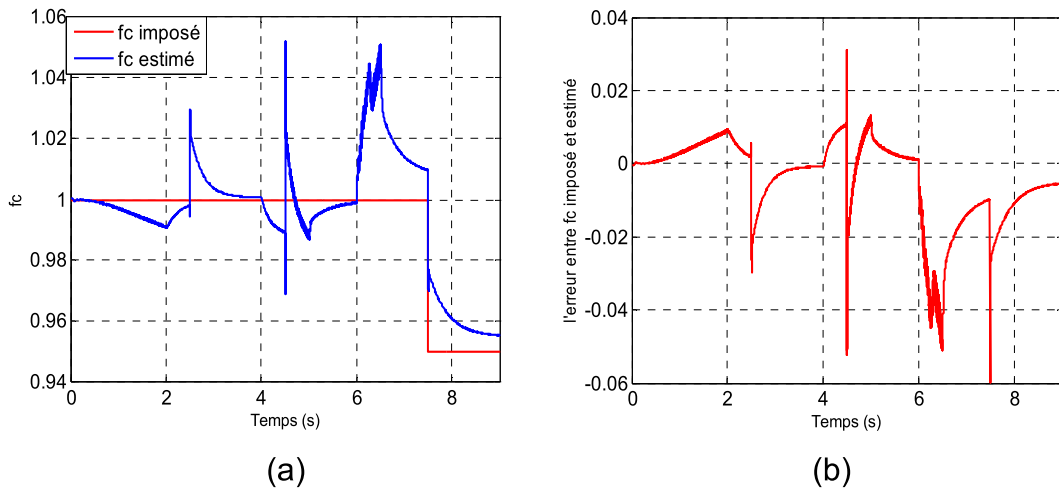


Figure 4.37 : f_c et f_c estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

Dans la figure 4.37 une erreur d'estimation importante par rapport à la quantité de défaut faible imposée pour la simulation.

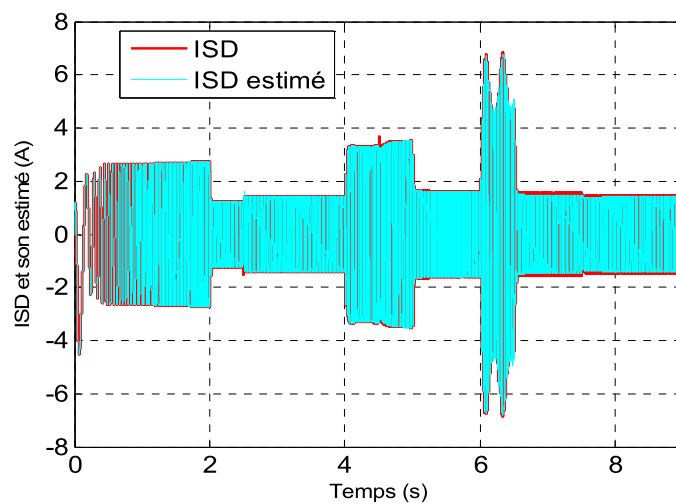


Figure 4.38 : I_{sd} et son estimé (a)

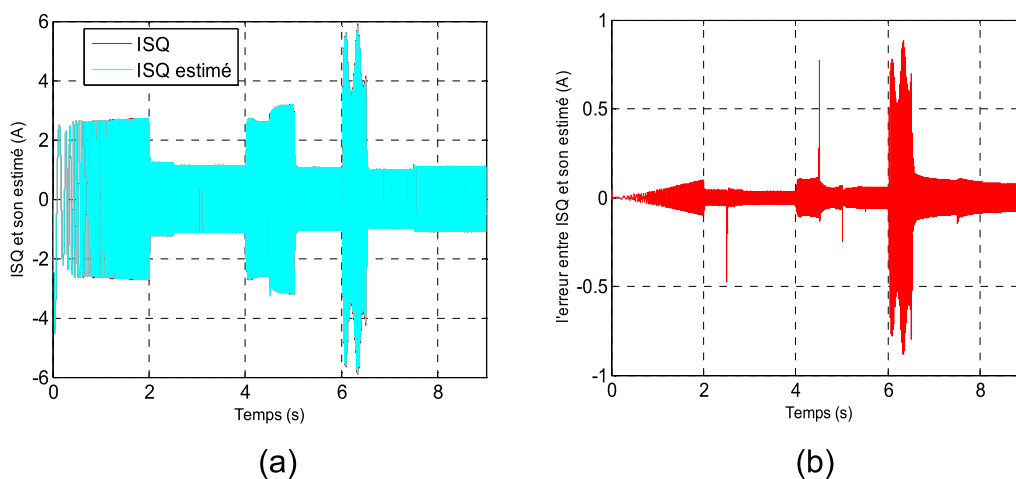


Figure 4.39 : I_{sq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

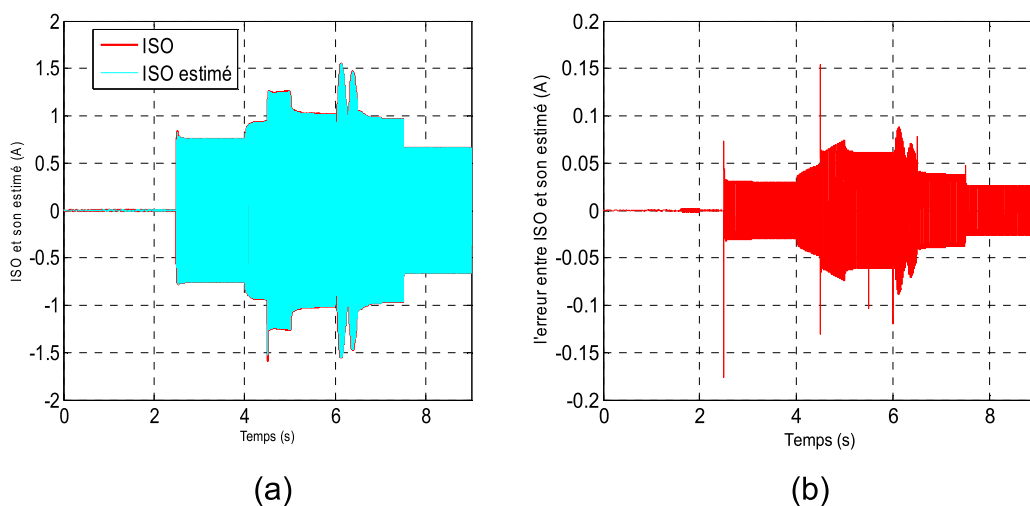


Figure 4.40 : I_{so} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

Les courants sont des grandeurs mesurables, le filtre arrive à les suivre, sa est claire dans les superposition des courant avec leurs estimés.

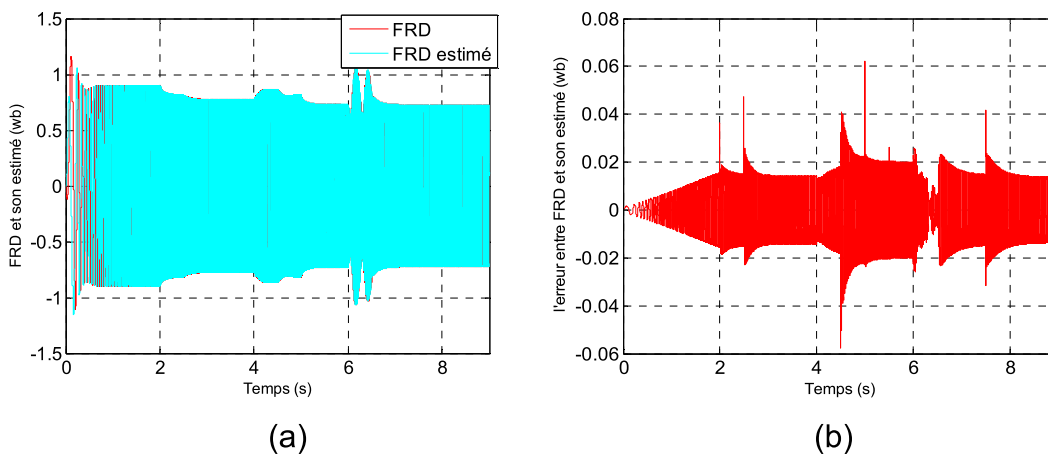


Figure 4.41 : ϕ_{rq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

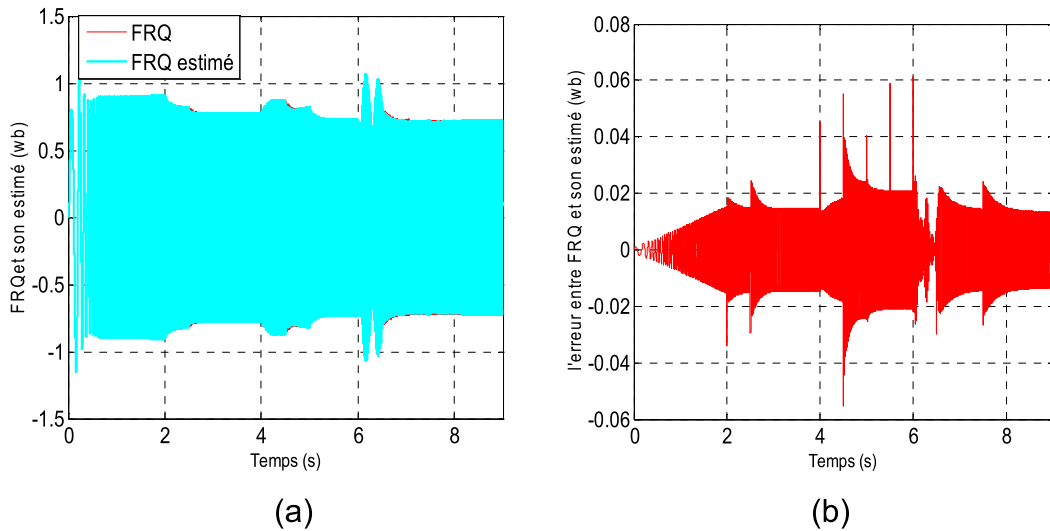


Figure 4.42 : ϕ_{rq} et son estimé (a) et l'erreur entre les deux (b).

La reconstitution des flux est bien faite par le filtre de Kalman dans les différents cas, l'erreur calculée entre le flux estimé et celui mesuré tend vers zéros.

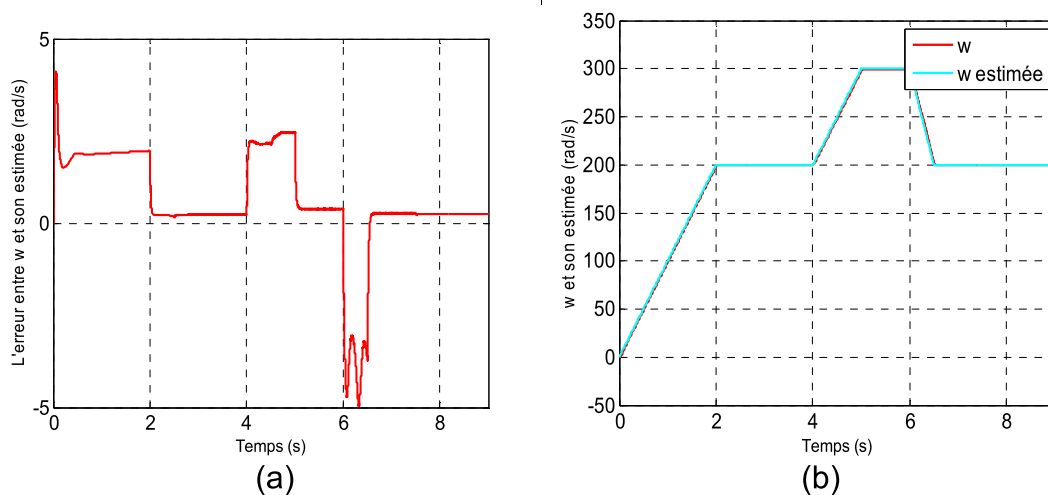


Figure 4.43 : vitesse consigne et vitesse mesuré (b) et erreur entre les deux (a).

La vitesse est bien estimée avec une erreur pratiquement nulle. Dans les régimes à vitesse variable l'erreur est importante par rapport au cas de fonctionnement à vitesse constante grâce à la forme du filtre qui est conçu pour une valeur constante de la vitesse. Pour résoudre ce problème on augmente la fréquence d'échantillonnage en simulation mais pas dans la pratique, car on est limitée par des conditions de fonctionnement des équipements utilisés.

3.4 Conclusion :

Dans le présent chapitre nommé génération des résidus et simulation des résultats ; on a étudié la dynamique de la machine asynchrone dans le cas sans défaut ou la machine présente un équilibre des courants statorique et des flux rotorique, un déséquilibre dans la tension d'alimentation provoque le déséquilibre des courant et des flux ; ce défaut d'alimentation peut être détecté simplement utilisant la fonction reliant le courant direct et en quadrature de Park. L'estimation de la vitesse et des flux est bien accomplie à l'aide du filtre de Kalman étendu sauf dans des laps de temps de transition de la vitesse.

Le filtre de Kalman arrive à bien reconstruire le rapport de spire en fonction sur une phase statorique dans le cas de présence d'un seul défaut et n'importe cas de fonctionnement de la machine que ce soit avec un réseau équilibré ou dans le cas commandée et avec ou sans mesure de la vitesse.

Dans le cas de présence de différentes quantités de défauts sur les trois phases (pratiquement ce cas est rare) le filtre de Kalman arrive à bien reconstituer les variables d'état de la machine asynchrone sauf dans les cas de transition de la vitesse ou lors de l'apparition des défauts où les autres variables indicatrices de défauts sont toutes perturbées durant un temps de transition pour la convergence du filtre utilisé.

L'algorithme d'optimisation utilisé PSO joue un rôle très important pour le réglage des filtres utilisé malgré les dimensions des matrices à optimiser.

CONCLUSION

Dans ce mémoire, on traite une technique de surveillance et de diagnostique de défauts de court-circuit de spires (réduction de spires) statoriques de la machine asynchrone triphasée. Cette technique est basée sur l'observation à l'aide du filtre de Kalman pour l'estimation des variables d'états (courants statoriques et flux rotoriques) et le filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse et des différentes quantités de défauts. Pour la mise en marche de cette technique ; le modèle convenable pour l'observation des variables d'état et de la vitesse est celui de la MAS saine représenté dans le repère de Park. Pour la détection des défauts de court-circuit de spires, le modèle utilisé doit prendre en compte des variables indicatrices de défauts concernés soit les rapports des nombres de spires encore en fonction au nombre total de spires par phase. Ces dernières sont incluses dans les matrices des paramètres statorique, les matrices des paramètres rotoriques ne sont pas influencées. Deux modèles vus dans ce mémoire qui peuvent être utilisés pour la détection de défaut. Le premier est le modèle multiplicatif, ce dernier n'est pas observable donc il n'est pas utilisable. Le deuxième est celui multiplicatif dans le repère de Park, il est observable ; alors il est utilisé pour la conception du filtre de Kalman pour la détection de défauts statoriques.

Le filtre de Kalman pose un problème de réglage des matrices de covariance des bruits d'état et de mesure, deux méthodes sont proposées. Une se base sur l'essai-erreur, elle donne de bons résultats mais elle est ardue et pas sûre de mener à de bon résultat. L'autre méthode consiste à appliquer une technique heuristique basée sur le PSO (Particle Swarm Optimization ou bien l'optimisation par des particules d'essime), cette méthode est simple à appliqué est donne de bon résultat malgré la dimension importantes du vecteur à optimiser.

Le filtre de Kalman optimisé et bien réglé donne de bon résultats pour l'estimation des courants et des flux (non accessible à la mesure) avec des erreurs tendent vers zéro dans différents cas de fonctionnement de la machine asynchrone en vu de l'alimentation ou à la mesure ou non de la vitesse et malgré la présence des bruits d'état et de mesure importants. Les quantités des défauts sont bien estimées et peuvent être indicateurs de défauts sur une ou plusieurs phases. Le seul problème du filtre qu'il ne fait pas la détection en même instant d'apparition de défaut et il converge vers les valeurs des défauts après un temps de transition.

Nos perspectives sont orientées vers la réalisation pratique des résultats de simulation obtenus dans ce mémoire et l'implémentation du filtre de Kalman sur des calculateurs puissants soit FPGA ou DSP. Il est mieux de travailler avec le plan de phase des tensions et des courants pour la détection du déséquilibre de la MAS qui peut être dû à un déséquilibre de la tension d'alimentation de la machine ou un défauts.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. Zwingelstein G., «Diagnostic des défaillances. Théorie et pratique pour les systèmes industriels ». Traité des nouvelles technologies - série Diagnostic et Maintenance 1995. Editions HERMES.
2. Venkatasubramanian V., Rengaswamy R., Yin K. and Kavuri S. N., «A review of process fault detection and diagnosis. Part I: Quantitative model-based methods». Computer and Chemical Engineering 27, (2003), pp 293-311.
3. Isermann R. « Model-based fault detection and diagnosis- status and applications ». Annual Reviews in Control 29 (2005),71-85 p.
4. Kinnaert M. « Fault diagnosis based on analytical models for linear and non linear systems-A Tutorial ». SAFEPROCESS 2003, Washington, D.C.USA, (June 9-11-2003), 37-50 p.
5. Hofling T. and Iserman R. «Adaptive parity equations and advanced parameter estimation for fault detection and diagnosis» Proc. Of the 13th IFAC World congress, San Francisco, USA, (A996), 50-60 p.
6. Floquet T., Barbot J.P., Perruquetti W. and Djamaï M., «On the robust fault detection via sliding mode disturbance observer». International Journal of Control, (10 may 2004), V. 77, 622-629 p.
7. Alcorta Garcia E. and Frank P. M., «Fault detection and isolation in non linear systems». Proc. of ECC'99, (31 august – 3september 1999), Karlsruhe, Germany.
8. De Persis C. and Isidori A., «A geometric approach to non linear fault detection and isolation». IEEE Trans. on Automatic Control, V. 46. N° 6, (June 2001).

9. Djamaï M., Barbot J.P. and Bthoux O., «On the problem of fault detection and residual generation», Proc. of the IEEE CDC (2000), Australia.
10. Gertler J., «Fault Detection and Isolation Using Parity Relations».Control Engineering Practice, 5, (1997), 635-661 p.
11. Chow E. Y. and Wilsky A.S., «Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems», IEEE Trans. on Automatic Control, V.29, N°7, (1984), 603-614 p.
12. Frank P.M., « Fault diagnosis in dynamics systems using analytical and knowledge-base redundancy». Automatica, V. 26, N°3 , 459-474p., (1990).
13. Alcorta Garcia E. and Frank P. M., «A novel design of structured observer-based residuals for». Proc. of American Control Conference, California, USA, (June 1999), 1341-1345p.
14. Frank P.M., Scherier G. and Alcorta Garcia E., «Non linear observer for fault detection and isolation». Lecture Notes in Control and Information Science, 244, (1999), 400-422p.
15. Marques Cardoso A.J., Cruz S.M. and Fonseca D. S. B., «Inter-Turn Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motor, by Park's Vector Approach». IEEE Transaction on Energy Conversion, V. 14, N° 3, (September 1999), 595-598p.
16. Nedjari H. and Benbouzid M. E. H., «Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a current Park's Vector Pattern Learning Approach». IEEE Transaction on Industry Application, V. 36, N° 3,(May/June 2000), 730-735 p.
17. Benbouzid M. E. H., «A Review of Induction Motors Signature Analyses as Medium of Faults Detection». IEEE Transactions on Industrial Electronics, V. 47, N°5, (October 2000), 984-993 p.

18. Nandi S. and Tolyat H.A., «Novel frequency-domain-based technique to detect stator inter-turn faults in induction machines using stator induced voltages after switch-off». IEEE Transactions on Industry Application, V. 38, N°1, (January/February 2002).
19. Zhengja H., Jiyuan Z., Yibin H. and Qingfeng M., «Wavelet transform and multi-resolution signal decomposition for machinery monitoring and diagnosis» in IEEE International Conference on Industrial Technology, (ICIT'96), (1996), 724-727 p.
20. Da Silva A. A., «Rotating machinery monitoring and diagnosis using short-time Fourier transform and Wavelet techniques». Proc. Int. Conf. Maintenance Rel., V. 1, Knoxville, TN, USA, (1997), 1401-1415 p.
21. Kohler J. L., Sottile J. and Trutt F. C., «Condition Monitoring of Stator Windings in Induction Motors: Part I- Experimental Investigation of the Effective Negative-sequence Impedance Detector». IEEE Trans. on Ind. App., V. 38, N°5, (Sep/Oct 2002), 1447-1453 p.
22. Bouattour J., Gertler J. and Hu Y., «Diagnosing parametric faults in induction motor with non linear parity relations», Proc. of the IFAC Safprocess (2000), Budapest, Hungary, 992-997.
23. Ferdjouni A., Salhi H., Djemaï M. and Busawon K., «Observer-based detection of inter-turn short circuit in three phase induction motor stator windings», The Mediterranean Journal of Measurement and Control, V. 2, N° 3,(2006).
24. Henry D., «Diagnostique et contrôle de cohérence des systèmes multi-variables incertains». These de Docteur de l'université de Bordeaux I, France, (1999).

25. Besançon G., «On-line full stat and parameter estimation in induction motors and application in control and monitoring», Proc. of The European Control Conference, Porto, (2001), 2313-2317 p.
26. Devanneaux V., «Modélisation de la machine asynchrone triphasé à cage d'écurueil en vue de la surveillance et du diagnostique», Thèse Doctorat, INP Toulouse, France, (2002).
27. Thorsen O. V. and Dalva M., «Failure Identification and analyses for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry», IEEE Trans. on Industry Application, V. 35, N°4, (July/August 1999), 810-818 p.
28. O'Donnell P., « Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA21, N°4, (July/August 1985) 853 - 864 p.
29. Sobczyk T. J. and Izworski A., "Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents" Proc. ICEM'98, pp 408– 413 , Vol 1, september 2 - 4 1998 Istanbul Turkey
30. Benbouzid M. E. H., Vieira M. and Theys C., "Induction motor's faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques" IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 14, N° 1, pp 14 – 22, January 1999
31. Thomson, W.T.; Fenger, M. "Industrial application of current signature analysis to diagnose faults in 3-phase squirrel cage induction motors" Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2000. Conference Record of 2000, pp 205 -211
32. J. Stein, R. D. Endicott, "Noninvasise detection of broken rotor bars in operating induction motors" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 3, N°4, december (1988)

33. Saïd M. S. N., Benbouzid M. E. H. et Benchaib A., "Detection of broken bars in induction motors using an extended kalman filter for rotor resistance sensorless estimation," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 15, no 1, mars 2000
34. Boumégoura T., Yahoui H., Clerc G. et Grellet G., "Oservation des paramètres du moteur asynchrone à cage d'écureuil avec un observateur non linéaire" Colloque EF'99 - 375 – 379 Lille 30&31 mars 1999.
35. Jearance N., Raison B., Sename O., « Observer based detection and isolation in induction machine drive», Proceeding of the IFAC Safeprocess (2000), Budapest, Hungary, 955-960.
36. Ferdjouni A., « Diagnostic des defaults à l'aide d'observateurs, application à la machine asynchrone », Thèse Doctorat d'état, Université de Blida, Algérie, (2007).
37. M. O. Mahmoudi, « Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension», Thèse de doctorat d'état, ENP Alger 1999.
38. B. Robyns, «Commande numérique évoluée d'actionneurs à courant alternatif», Thèse de doctorat d'Etat en sciences appliquées, Université Catholique de Louvain, Déc. 1993.
39. A. Larabi, D. Grenier, F., Labrique, «A Simplified Vector Control Scheme for an Induction Motor Revised. » IEEE Conference on Advanced Motion Control AMC'98, Coimbra, Portugal, 24-29.
40. Blaschke F., « The principal of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines», Siemens Review, XXXIX, n° 5, 2176220, 1972.

41. Baghli L., «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique flou, réseau de neurone et des algorithmes génétiques », Thèse Doctorat, Université de Nancy, France,(1999).
42. Hermann R. and Krener A.J., "Nonlinear controllability and observability", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 22, pp. 728-740, 1977.
43. Kailath T., "Linear Systems" Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
44. Sontag E.D., "Mathematical control theory – deterministic finite dimensional systems", Springer-Verlag, 1990.
45. Wonham W. M., "Linear Multivariable Control- A geometric approach", Third Edition, Springer-Verlag, New-York Inc., 1985.
46. Besançon G., "Contributions à l'étude et à l'Observation des Systèmes non Linéaires avec recours au Calcul Formel", thèse de doctorat, Université de Grenoble, INPG, Novembre 1996.
47. Ghanes M, « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse Doctorat, Université de Nantes, France, (2005).
48. D. G. Luenberger, "Observing the state of a linear system", IEEE, Trans. Mil. Electron. , Vol.6, pp.74-80, 1964.
49. Luenberger D. G., "An introduction to observers", IEEE, Trans. Autom. Contr., Vol.16, No.6, pp.596-602, 1971.
50. Bornard G., Celle-Couenne F. and Gilles G., "Observabilité et Observateurs", Systèmes non linéaires, Proc. of the Colloque International en Automatique Non Linéaire, 177-221, Mason, Paris, 1993.
51. G. Conte, C.H. Moog and A.M. Perdon, "Nonlinear Control Systems – An Algebraic Setting" Springer-Verlag, London, 1999.

52. Boumegoura T., « Recherche des signatures électromagnétiques des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostique », Thèse Doctorat, Université de Lyon, France, (2001).
53. Kennedy, J., Eberhart, R.: "Particle swarm optimization". In: Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks, IEEE Press (1995) 1942-1948
54. Kennedy J.: Stereotyping: "Improving particle swarm performance with cluster analysis". In: Proc. of the IEEE Congress on Evolutionary Computation. (2000) 1507-1512.

APPENDICE A

Coefficients des matrices d'état de la MAS sain dans le repère de Park :

$$\alpha_1 = \frac{-4R_S L_r^2 - 12R_S L_r M - 9M^2 R_S - 9M^2 R_r}{(3M+2L_r)(3L_S M + 2L_S L_r + 3L_r M)} \quad (1)$$

$$\alpha_2 = \frac{6MR_r}{(3M+2L_r)(3L_S M + 2L_S L_r + 3L_r M)} \quad (2)$$

$$\alpha_3 = \frac{3M}{(3L_S M + 2L_S L_r + 3L_r M)} \quad (3)$$

$$\alpha_4 = \frac{3MR_r}{3M+2L_r} \quad (4)$$

$$\alpha_5 = \frac{-2R_r}{3M+2L_r} \quad (5)$$

$$b_1 = \frac{3M+2L_r}{3L_S M + 2L_S L_r + 3L_r M} \quad (6)$$

Modèle de la MAS lié au champ tournant :

Dans un référentiel lié au champ tournant on a ($\theta_r = 0, \theta_s = \theta$) et le modèle donné en équation (2.34) devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \Phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{l_r l_s + M_{sr}^2 R_r}{\sigma l_s l_r^2} & 0 & \frac{R_r M}{\sigma l_s l_r^2} & p\Omega \\ 0 & -\frac{l_r l_s + M_{sr}^2 R_r}{\sigma l_s l_r^2} & -p\Omega & \frac{R_r M}{\sigma l_s l_r^2} \\ \frac{R_r M}{l_r} & 0 & -\frac{R_r}{l_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{R_r M}{l_r} & p\Omega & -\frac{R_r}{l_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha\beta} \\ \Phi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} [U_s] \quad (7)$$

Avec : σ le coefficient de dispersion de Blondel.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad (8)$$

Coefficients des matrices d'état de la MAS avec présence de défaut de court-circuit de spires.

$$a_1 = \frac{-R_S M L_r + L_S (3M + 2L_r)}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r))} \quad (2.97)$$

$$a_2 = \frac{-6R_r L_S M^2}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)} \quad (2.98)$$

$$a_3 = \frac{-R_S L_r M}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r))} \quad (2.99)$$

$$a_4 = \frac{3R_r L_S M^2}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)} \quad (2.100)$$

$$a_5 = \frac{2M R_r}{(3M L_r + L_S (3M + 2L_r)) (3M + 2L_r)} \quad (2.101)$$

$$a_6 = \frac{\sqrt{3}M}{(3M L_r + L_S (3M + 2L_r))} \quad (2.102)$$

$$a_7 = \frac{-R_r M}{(3M + 2L_r)} \quad (2.103)$$

$$a_8 = \frac{-R_r M + 2L_r}{L_r (3M + 2L_r)} \quad (2.104)$$

$$a_9 = \frac{-R_r M}{L_r L_r (3M + 2L_r)} \quad (2.105)$$

$$b_1 = \frac{M L_r + L_S (3M + 2L_r)}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r))} \quad (2.106)$$

$$b_2 = \frac{M L_r}{L_S (3M L_r + L_S (3M + 2L_r))} \quad (2.107)$$

APPENDICE B

B.1 Régulation des courants

D'après les équations 2.110, 2.111, 2.112 et 2.113 on peut alors représenter la MAS avec introduction des régulateurs des courants par le schéma suivant :

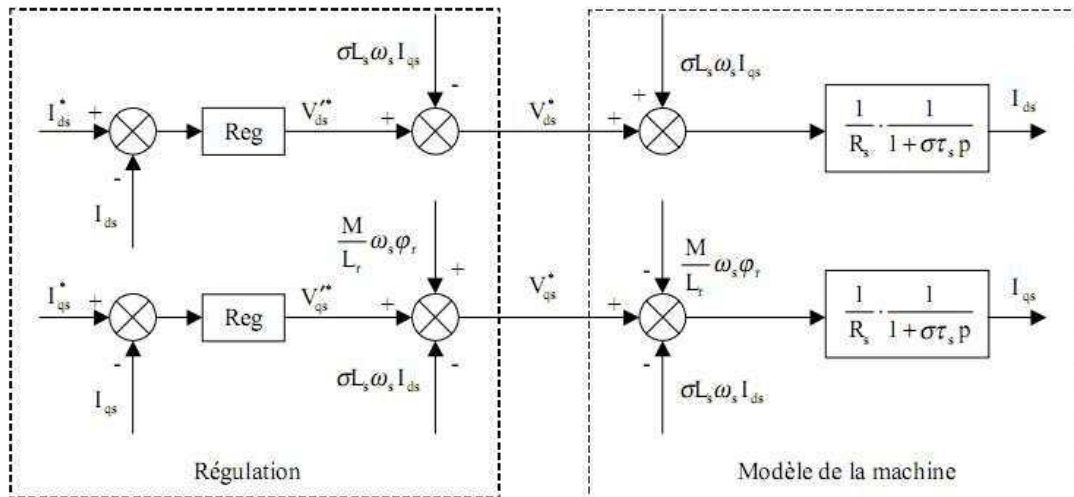


Figure B.1 : MAS découplée avec régulateurs de courants.

Dans la chaîne de régulation du courant; trois éléments existent qui sont le régulateur, l'onduleur et la MAS. Chacun de ces éléments présentent un temps de retard. La chaîne de régulation du courant I_{sq} est représentée par le schéma suivant :

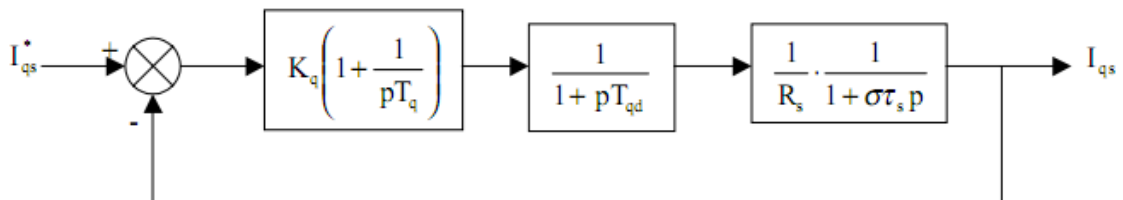


Figure B.2 : Chaîne de régulation du courant I_{sd} .

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{io} = k_1 \frac{1+sT_q}{sT_q} \frac{1}{1+T_{qd}} \frac{1/R_s}{s\sigma\tau_s} \quad (1)$$

Avec :

T_q : temps de retard du régulateur.

T_{qd} : temps de retard de l'onduleur.

Pour le calcul de k_q se basant sur le critère de réponse harmonique méplate on utilise T_q éliminant le pôle plus lent.

$$T_q = \sigma\tau_s \quad (2)$$

$$G_{io} = \frac{k_q}{R_s} \frac{1}{s\sigma\tau_s(1+sT_{qd})} \quad (3)$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$G_{if} = \frac{k_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}} \frac{1}{s^2 + 2s\frac{1}{T_{qd}} + \frac{k_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2s\xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (4)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s\sigma\tau_s}{k_qT_{qd}}} \quad (5)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}}} \quad (6)$$

Pour un amortissement de 1/2 lors d'un échelon sur la consigne, on a un dépassement de 4.3%. D'où :

$$k_q = \frac{R_s\sigma\tau_s}{2T_{qd}} \quad (7)$$

$$T_q = \sigma\tau_s = \frac{\sigma l_s}{R_s} \quad (8)$$

De la même manière pour le courant I_{qs} .

B.2 régulation de la vitesse

Pour régler la vitesse il faut toucher directement le couple. Le réglage du couple se fera par une action sur le courant I_{qs} plutôt que par l'action sur le flux. La sortie du régulateur de la boucle externe (boucle de la vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (boucle du courant). La figure B.3 présente le schéma de régulation de la vitesse de la MAS.

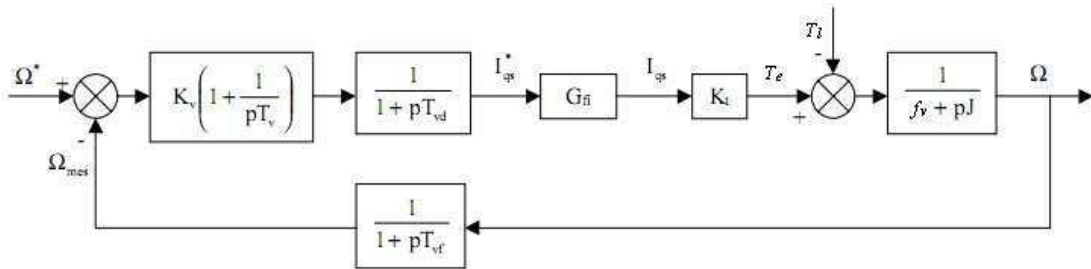


Figure B.3 : schéma de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{vo} = k_v \frac{1+sT_r}{sT_v} \frac{1}{1+sT_{vd}} \frac{\omega_0^2}{s^2+2s\xi\omega_0+\omega_0^2} \frac{1}{1+sT_{vf}} \frac{1}{f_v+s} \quad (9)$$

Avec :

k_v, T_v : coefficients du régulateur.

T_{vd} : délai dans la boucle de vitesse.

T_{vf} : délai introduit par le filtrage de la vitesse.

K_t : constante du couple électromagnétique.

La fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne :

$$G_{fv} = (1 + sT_{vf}) \frac{G_{of}}{1+G_{of}} \quad (10)$$

Cette structure ne prend pas en compte le cas de saturation, les auteurs dans la référence [41] proposent une autre structure donnée par le schéma de la figure B.4.

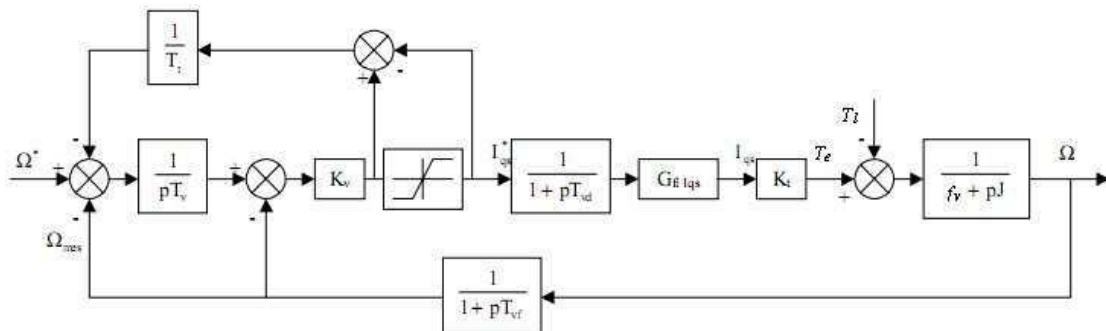


Figure B.4 : Structure de régulation de la vitesse avec régulateur PI anti-saturation.

APPENDICE C

C. Probabilité et variables aléatoires

Ce qui suit est une brève introduction de base à la théorie des probabilités et des variables aléatoires.

C.1 Probabilité

Une expérience évaluée un nombre de fois, soit le jet d'un dé de six faces, soit A l'évènement définie l'apparition de la face porte le N^o1, on définit la loi de probabilité P(A) de l'évènement A comme étant le rapport du nombre d'apparition de l'évènement A sur le nombre totale d'expériences.

$$P(A) = \frac{\text{nombre d'apparition de l'évènement A}}{\text{nombre total d'expériences}} \quad (1)$$

On appelle aussi P(A) la fréquence de l'évènement A.

Il existe deux types d'ensembles de probabilité :

a- ensembles finies : soit S un ensemble finie, $S = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$. Chaque point a_i est associé une probabilité P_i , pour que S soit un ensemble (espace) de probabilité il faut:

- chaque P_i est positif ou nul.
- la somme des P_i est égale à un.

Les ensembles finis sont utilisées pour l'étude des phénomènes probabilistes discrets.

b- ensembles infinies : soit S un ensemble fondamental infiniment dénombrable ; c.-à-d. $S = \{a_1, a_2, \dots\}$. Comme dans le cas fini, on obtient un espace de probabilité en attribuant à chaque a_i sa probabilité P_i et tel que :

- chaque P_i est positif ou nul.
- la somme des P_i est égale à un.

Ce type d'ensemble est utilisé pour l'étude des phénomènes ont des valeurs infinie comme si pour les signaux, surfaces, ...etc.

C.2. Variables aléatoires

Définitions : Une variable aléatoire X sur un ensemble fondamentale S est une fonction de S dans l'ensemble R des nombres réels, tel que l'inverse de chaque intervalle de R soit un évènement de S .

Soit X une variable aléatoire scalaire prenant ses valeurs dans R , on appelle la fonction de répartition $F(x)$ associée à tout réel x la probabilité de l'évènement $X < x$. On note :

$$F(x) = P(X \leq x) \quad (2)$$

Propriétés :

- $F_X(x) \in [0,1]$
- $F_X(-\infty) = 0$
- $F_X(\infty) = 1$
- F_X est monotone, croissante, et peut être continue ou discontinue selon que X prenne des valeurs continues ou discrètes.

Si $f(x)$ est la dérivée de $F(x)$, alors, $f(x)$ est appelée densité de probabilité et notée :

$$p(x) = \frac{dF(x)}{dx} \quad (3)$$

Alors :

$$p(x)dx = P(x \leq X \leq x + dx) \quad (4)$$

Pour manipuler mathématiquement la variable X , on utilise ses moments de différents ordres, connu sous le nom de moyenne ou espérance mathématique. Le moment centré d'ordre deux est appelé variance.

L'espérance mathématique (moyenne) :

$$E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} xP(x)dx \quad (5)$$

Le moment d'ordre k :

$$E[X^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^k P(x) dx \quad (6)$$

Le moment centré d'ordre k :

$$E[(X - E[X])^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - E[X])^k P(x) dx \quad (7)$$

Les moments d'ordre supérieur ne sont pas plus utilisés.

Remarque : Les moments d'ordre supérieur à deux ne portent pas une grande information sur la variable aléatoire.

C.4. Signal aléatoire (processus stochastique)

Etant donnée une variable aléatoire X, le signal aléatoire ou processus stochastique x(t) est un signal fonction du temps tel que pour tout t fixé, x(t) correspond à une valeur de la variable aléatoire X.

C.4.1. Moments d'un signal aléatoire

Le moment d'ordre 2 d'un signal aléatoire est appelé la fonction d'auto-corrélation.

Soit w(t) un signal aléatoire, alors :

Moment d'ordre 1 (moyenne) :

$$m(t) = E[w(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t) P(w(t)) dx \quad (8)$$

Moment d'ordre 2 (covariance) :

$$\Phi_{ww}(t, \tau) = E[w(t)w(t + \tau)^T] \quad (9)$$

Indépendance :

Deux variables aléatoires w et v sont indépendants si et seulement si leur covariance est nulle.

$$\Phi_{ww}(t, \tau) = E[w(t)v(t + \tau)^T] \quad (10)$$

Stationnarité

Un signal aléatoire est dit stationnaire à l'ordre 2 si sa moyenne est constante ($m(t)=m$) et sa fonction d'auto-corrélation ne dépend que de τ ($\phi_{ww}(t, \tau)=\phi_{ww}(\tau)$).

La moyenne quadratique ou variance d'un signal aléatoire centré stationnaire est la valeur de la fonction d'auto-corrélation à l'origine.

Distribution gaussienne d'une variable aléatoire

Il existe différentes lois de distribution de la densité de probabilité. Laquelle qu'on ait intéressé est les variables aléatoires gaussiennes.

Une variable aléatoire est dite gaussienne si et seulement si sa fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[\frac{-(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2} \right] \quad (11)$$

La figure ci-dessous représente une distribution gaussienne d'une variable aléatoire x de variance σ .

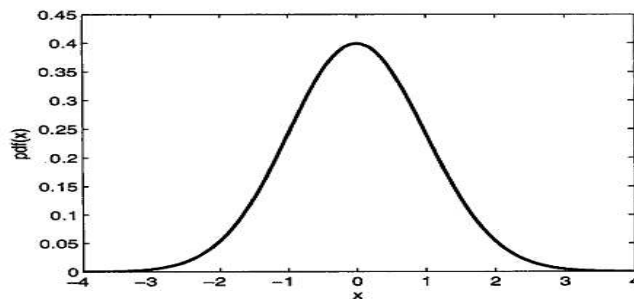


Fig. 1 : Distribution gaussienne de densité de probabilité

Un signal aléatoire gaussien centré, c'est-à-dire à moyenne nulle, est donc entièrement définie par sa fonction d'auto-corrélation.

C.5. Discrétisation des systèmes :

L'implémentation du filtre de Kalman dans un système d'estimation, que ce soit sur des cartes à calculateurs ou en simulation, le calcul sera faite en discret. Donc la discrétisation du processus est nécessaire avant le calcul du filtre convenable.

En simulation on utilise des bloqueurs,

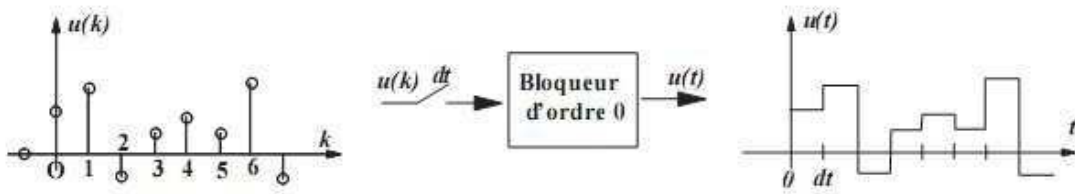


Fig. 2 : Bloqueur d'ordre zéro.

Pratiquement, le plus simple bloqueur peut être réalisé par un détecteur de crête composé d'une résistance, condensateur et une diode.

Les systèmes linéaires étendue à deux type de bruit ; d'état w et de mesure v sont représentés par la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BU(t) + w(t) \\ y(t) = Cx(t) + v(t) \end{cases} \quad (12)$$

La discrétisation sera fait à un temps d'échantillonnage T_e , donc $t=kT_e$ c'est-à-dire $x(t)$ sera remplacé par sa valeur discrète $x(kT_e)$ qu'elle sera réduite à $x(k)$, l'intégrale de l'équation d'état entre l'instant $t_0 = kT_e$ et $t = (k+1)T_e$ s'écrit :

$$x(k+1) = e^{AT_e}x(k) + \left(\int_{kT_e}^{(k+1)T_e} e^{A((k+1)T_e-\tau)} B d\tau \right) U(k) + \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} e^{A((k+1)T_e-\tau)} w(\tau) d\tau \quad (13)$$

L'équation de sortie aux instants d'échantillonnage s'écrit :

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) + v(k) \quad (14)$$

Les équations du modèle sans bruit dans le discret :

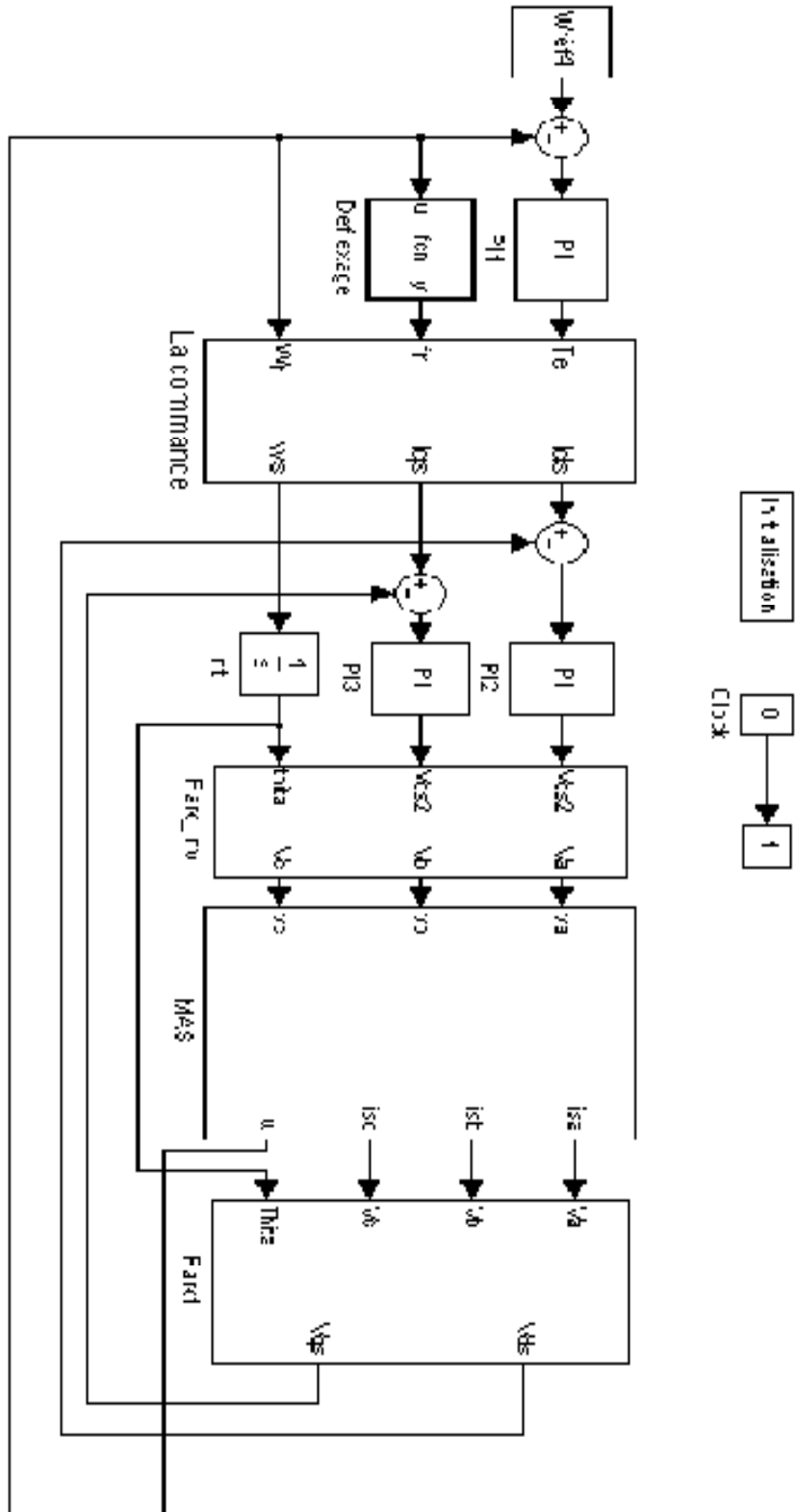
$$A_d = e^{AT_e}, \quad B_d = \int_0^{T_e} e^{A((k+1)T_e-\tau)} B d\tau, \quad C_d = C \quad (15)$$

Les équations des bruits serrant :

$$w_d = \int_0^{T_e} e^{A((k+1)T_e-\tau)} w \left(((k+1)T_e - \tau) \right) d\tau, \quad v_d(k) = v(kT_e) \quad (16)$$

Pour le calcul du filtre on travail avec les matrice des covariances des bruits d'état et de mesure.

APPENDICE D



APPENDICE E

Paramètres de la machine asynchrone :

$$R_r = 4.85\Omega$$

$$R_s = 10.04\Omega$$

$$M = 0.44\text{H}$$

$$l_{s\sigma} = 0.0566\text{H}$$

$$l_{r\sigma} = 0.017\text{H}$$

$$J = 0.0135\text{Nm}^2$$

$$f_v = 0.00182\text{Nm}^2\text{S}^{-1}$$

$$p = 2 \text{ paires de pôles}$$