



Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique

THÈSE

présentée et soutenue publiquement le 14 Juin 2012

pour l'obtention du

Doctorat en Sciences

(spécialité Automatique)

par

Youcef SOUFI

Devant le jury

<i>Président :</i>	Noureddine DOGHMANE	Pr. Université de Annaba
<i>Rapporteurs :</i>	Mohamed-Faouzi HARKAT	MCA Université de Annaba
	Tahar BAHI	Pr. Université de Annaba
<i>Examineurs :</i>	Ahmed MASMOUDI	Pr. ENIS Sfax - Tunisie
	Abdelkrim MOUSSAOUI	MCA Université de Guelma
	Abderrazek LACHOURI	MCA Université de Skikda

Remerciements

Louange à Allah le tout puissant qui m'a accordé la foi, le courage et la patience pour mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier infiniment mes encadreurs : Mr. Harkat Mohamed Faouzi maîtres de conférences à l'Université Badji Mokhtar Annaba et Mr. Bahi Tahar professeur de l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour leur aide sans réserve, leur patience et conseils précieux qui m'ont été très utiles.

Je remercie également les membres du jury qui m'ont honoré en acceptant de juger et d'enrichir ce travail notamment Mr. Nouredine Doghmane professeur de l'Université Badji Mokhtar Annaba, Mr. Ahmed Masmoudi professeur à l'école nationale d'ingénieurs de Sfax (Tunisie), Mr. Abderrazek Lachouri maître de conférences à l'Université de Skikda et Mr. Abdelkrim Moussaoui maître de conférences à l'Université de Guelma.

Mes remerciements vont aussi à toute ma famille et à tous mes amis pour leur aide et leur soutien.

*Je dédie ce modeste travail à mes chers parents
A mes chers frères et à ma chère sœur
A mon épouse et A mes enfants
A toute ma famille
A tous mes amis
A tous ceux qui veulent savoir.*

Table des matières

Références personnelles	1
Introduction générale	3
Chapitre 1	
Principe du diagnostic	
1.1 Introduction	6
1.2 Définition	6
1.3 Etapes du diagnostic	6
1.3.1 Acquisition des données	8
1.3.2 Détection	8
1.3.3 Localisation	8
1.3.4 Diagnostic	8
1.4 Différentes méthodes de diagnostic	8
1.4.1 Méthodes sans modèle mathématique	8
1.4.1.1 Méthodes mono-signal	8
1.4.1.2 Méthodes multi-signal	9
1.4.2 Méthodes à base de modèle	10
1.5 Conclusion	12

Chapitre 2

Présentation de machine asynchrone et de l'onduleur

2.1	Introduction	14
2.2	Description de la machine asynchrone triphasée	14
2.2.1	Construction	14
2.2.2	Principe de fonctionnement	15
2.3	Différentes défauts du moteur asynchrone à cage	15
2.3.1	Défauts internes	18
2.3.1.1	Défauts statoriques	18
2.3.1.2	Défauts rotoriques	19
2.3.2	Défauts externes	21
2.3.3	Modèle de la machine asynchrone triphasée	21
2.3.3.1	Hypothèses simplificatrices	21
2.3.4	Equations électriques de la MAS	22
2.3.5	Equations magnétiques de la MAS	22
2.3.6	Equation mécanique de la MAS	23
2.3.7	Transformation de <i>Park</i>	23
2.4	Modélisation de la MAS dans le repère de Park	23
2.4.1	Choix du référentiel	25
2.4.1.1	Référentiel lié au stator	25
2.4.1.2	Référentiel lié au rotor	25
2.4.1.3	Référentiel lié au champ tournant	25
2.5	Résultats de simulation et interprétation	26
2.5.1	Simulation de la machine asynchrone à vide	26
2.5.2	Simulation de la machine asynchrone en charge	26
2.6	Modélisation de l'onduleur	27

2.6.1	Fonction de commutation de l'onduleur sans défauts	28
2.6.2	Résultats de simulations et interprétation	29
2.7	Conclusion	29

Chapitre 3

Modélisation de l'association onduleur-machine

3.1	Introduction	31
3.2	Modèle multi enroulements de la MAS	31
3.2.1	Equations des tensions statoriques et rotoriques	32
3.2.2	Equations mécanique	33
3.3	Modélisation de la machine en tenant compte des défauts	33
3.3.1	Modélisation du défaut de cassure de barre	33
3.3.1.1	Calcul des inductances	34
3.3.1.2	Mise en équations	35
3.3.1.3	Simulation et interprétation des résultats	36
3.4	Modélisation de défaut de Court-circuit	40
3.4.1	Simulations et Interprétations	42
3.5	Modélisation de défauts d'excentricité	45
3.5.1	Modèle de défaut d'excentricité statique	45
3.5.1.1	Résultat de simulations	46
3.5.2	Model de défaut d'excentricité dynamique	49
3.5.2.1	Simulations et interprétation	49
3.6	Modélisation de l'onduleur avec défaut	53
3.6.1	Détection et localisation de défauts à l'aide de modèles	53
3.6.1.1	Résultats de simulation et interprétation	55
3.7	Conclusion	59

Chapitre 4**Modélisation de la machine asynchrone par multi-modèle**

4.1	Introduction	61
4.2	Modélisation des systèmes non linéaires par multi-modèle	61
4.3	Représentation multi-modèle	61
4.4	Différents structures de multimodèles	62
4.5	Obtention d'une représentation globale à partir de modèles locaux	63
4.5.1	Modélisation	64
4.5.2	Recherche des modèles locaux par linéarisation	65
4.5.3	Points de fonctionnement statiques	66
4.5.4	Optimisation paramétrique	66
4.6	Représentation de la machine par multimodèle	67
4.6.1	Modèle non linéaire de Park	67
4.7	Validation du modèle par simulation	70
4.8	Conclusion	74
	Conclusion générale	75
	Bibliographie	76

Table des figures

1.1	Etapas du diagnostic industriel	7
1.2	Principe de la redondance matérielle	9
2.1	Causes internes de défauts de la MAS	16
2.2	Causes externes de défauts de la MAS	17
2.3	Répartition des pannes des machines asynchrones	17
2.4	Excentricité statique	20
2.5	Excentricité dynamique	20
2.6	Excentricité mixte	20
2.7	Roulement à billes	21
2.8	Systèmes d'axes triphasé (o, a, b, c) et diphasé (o, d, q)	24
2.9	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	24
2.10	Représentation de la MAS dans le plan (a, b, c)	24
2.11	Représentation de la machine dans le repère de <i>Park</i>	24
2.12	Grandeurs de la machine à vide	26
2.13	Grandeurs pour la machine en charge	27
2.14	Onduleur triphasé	28
2.15	Caractéristiques avec onduleur sain	29
3.1	Structure du rotor à cage d'écureuil	31
3.2	Schémas équivalent d'une partie du circuit rotorique	32
3.3	Cassures de barres rotoriques	34
3.4	Position de la maille (k) par rapport à la bobine statorique de la phase (a)	35
3.5	Alimentation sinusoïdale	38
3.6	Alimentation par onduleur	38
3.7	Cassure d'une barre	39
3.8	Cassure de deux barres	39

3.9	Enroulements triphasés avec un court-circuit	40
3.10	Grandeurs de la machine sans défauts	43
3.11	Courant statorique avec défaut de court circuit entre spires	44
3.12	Analyse fréquentielle du courant statorique	44
3.13	Evolution des courants et dans le plan de Park	44
3.14	Caractéristiques de la machine saine	47
3.15	Caractéristiques de la machine en défauts d'excentricité statique	47
3.16	Variation de l'entrefer	48
3.17	Analyse spectrale du courant statorique	48
3.18	Fonctionnement sain et en défaut d'excentricité dynamique	51
3.19	Zoom sur le défaut d'excentricité dynamique	51
3.20	Analyse spectrale et représentation en (d, q) du courant statorique pour le cas sain)	52
3.21	Analyse spectrale et représentation en (d, q) du courant statorique pour le cas défaillant	52
3.22	Principe de génération des résidus pour la détection de défauts	54
3.23	Onduleur triphasé	54
3.24	Courants statoriques, cas sain	56
3.25	Résidus, cas sain	56
3.26	Courants statoriques, défaut sur K_1	57
3.27	Résidus, défaut sur K_1	57
3.28	Courants statoriques, défaut sur K_4	58
3.29	Résidus, défaut sur K_4	58
4.1	Approche multi-modèle	63
4.2	Architecture d'un multi modèles à modèles locaux couplés	65
4.3	Vitesse et Couple	71
4.4	Composantes et module du Flux	71
4.5	Composantes du courant	72
4.6	Vitesse et couple avec application d'une charge	72
4.7	Composantes et module du flux avec application d'une charge	73
4.8	Composantes du courant avec application d'une charge	73

Notations et Symboles

Les indices s et r se réfèrent respectivement aux grandeurs statoriques et rotoriques

a, b, c	Indices pour les trois phases du stator et du rotor
B	Induction magnétique
a_1	Quantité d'excentricité statique
a_2	Quantité d'excentricité dynamique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
D	Diamètre moyen de la machine
e	Epaisseur de l'entrefer
F	Force magnétomotrice
f	Fréquence d'alimentation
g	Glissement
H	Champ magnétique
I, i	Courants des phases
J	Moment d'inertie
L	Longueur de la machine
L_b	Inductance de fuite d'une barre rotorique
L_e	Inductance de fuite d'une portion d'anneau de court-circuit
L_f	Inductance de fuite
L_{rp}	Inductance principale d'une maille rotorique
$L_{r_i r_j}$	Inductance mutuelle entre la i ème et la j ème maille rotorique

L_{sp}	Inductance principale d'une phase statorique
L_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une maille rotorique
N_b	Nombre de barres rotoriques
N_c	Nombre de conducteurs par encoche du stator
N_e	Nombre d'encoches par pôle et par phase
N_{es}	Nombre d'encoches du stator
N_s	Nombre de spires statoriques
p	Nombre de paire de pôles
P_r	Perméance
R_d	Résistance d'une barre rotorique cassée
R_b	Résistance d'une barre rotorique
R_e	Résistance d'une portion d'anneau
R_s	Résistance d'une phase statorique
V, v	Tensions des phases
θ_s	Position angulaire d'un point fixe d'entrefer par rapport au stator
θ_r	Position du rotor
ω_r	Vitesse de rotation du rotor
ω_s	Pulsation de champ tournant
φ	Flux magnétique

Références personnelles

Revue internationale avec comité de lecture et actes

- [1] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Hichem Merabet, Diagnosis and Detection of IM Rotor Dynamic Eccentricity Fault, *Electromotion*, Vol. 18, N. 3, pp. 125-132, 2011.
- [2] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Hichem Merabet, On the diagnosis and detection of IM broken rotor bar faults, *Transaction on Systems, Signal & Devices, Power Electrical Systems*, Shaker Verlag, Vol. 6, N. 2, pp. 247-258, 2011.
- [3] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Rouaibia R., Diagnosis and Fault Detection in Induction Motor drive Fed by PWM Voltage Source Inverter, *Journal of Electrical Systems*, Vol. 6, N. 2, pp. 186-194, 2010
- [4] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Atoui I., Diagnosis and detection fault in induction motor fed by three multilevel inverter, *International Journal on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering*, Vol. 3, N. 2, pp. 1072-1083, 2009.
- [5] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Mohamdi M., Fault Diagnosis Methods for Three Phase PWM Inverter Fed Induction Motor, *International Review on Modelling Simulation*, Vol. 6, N. 2, pp. 649-654, 2009.

Congrès internationaux et Séminaires avec comité de lecture et actes

- [1] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Signatures des défauts rotoriques dans une machine à induction, *Conférence Internationale : Conception et Production Intégrées*, 19-21 Octobre 2011, Oujda, Maroc.
- [2] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Diagnosis and detection of induction-motor rotor dynamic-eccentricity fault, *Ecological Vehicles and Renewable Energies*, Monte Carlo, Monaco, April 2011.

-
- [3] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Detection of Interturn Short-circuits Fault in Induction Motor, International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, Tunisie, Décembre 2010.
 - [4] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Détection et Diagnostic de Défauts des Semi conducteurs d'un onduleur de Tension, Internationale Conference on Power Electronics and Electrical Drives, Oran 26 -27 Octobre, 2010.
 - [5] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Diagnosis of open Circuit Fault in PWM Inverter Fed Induction Motor, Ecological Vehicles and Renewable Energies, Monte Carlo, Monaco, March 25-28, 2010.
 - [6] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Atoui I., Rotor Faults Detection of Induction Generator Integrated in Wind Power System, Ecological Vehicles and Renewable Energies, Monte Carlo, Monaco, March 25-28, 2010.
 - [7] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Détection d'une cassure de barre rotorique de la génératrice d'une chaine éolienne, International Workshop Physics, El-Oued, Algérie, 2010.
 - [8] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, L. Derardja, Fiabilité et détection des défauts des semi-conducteurs d'un onduleur de tension, 2ème Conférence en Maintenance et Sécurité Industrielles, Souk-Ahras, Algérie, 2009.
 - [9] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Diagnosis and detection of short circuit in three phase induction machine, 2ème Conférence en Maintenance et Sécurité Industrielles, The Second International Conference on Computer and Electrical Engineering, Dubai, UAE, 2009.
 - [10] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, I. Atoui, Diagnosis and detection fault in induction motor fed by three multi level inverter, 10th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, Tunisia, 2009.
 - [11] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, Merabet H., Détection of broken bars in squirrel cage induction motor, 4th International Design and Test Workshop, Arabie saoudite, 2009.
 - [12] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, R. Rouabhia, Diagnostis and fault detection in induction motor fed by PWM voltage source inverter, 3rd International Conference On Electrical Engineering Design and Technology, Sousse, Tunisia, 2009.
 - [13] **Youcef Soufi.**, Tahar Bahi, Mohamed-Faouzi Harkat, L. Derardja, Surveillance et Détection de Défauts dans une Association Convertisseur Moteur par la Méthode de redondance, 1er Séminaire International sur la Maintenance et la Sécurité Industrielle, Skikda, Algérie, 2009.

Introduction générale

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel depuis plusieurs années afin d'élaborer des méthodes de diagnostic ayant pour objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour certaines applications.

La sécurité, la fiabilité et la rentabilité des actionneurs qui sont des parties intégrantes des procédés industriels sont devenues des concepts fondamentaux. Afin que ces performances soient assurées, on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes afin qu'ils soient de plus en plus performants. Alors, une bonne fiabilité des systèmes des entraînements électriques est indispensable non seulement pour garantir la sécurité des systèmes et par conséquent des personnes, mais aussi pour diminuer les coûts liés à la maintenance et à la non disponibilité des systèmes. Compte tenu des enjeux économiques, une réflexion générale a été engagée en matière de sûreté de fonctionnement orientée vers le diagnostic des entraînements électriques dont le but est de superviser pour détecter les prémices d'une défaillance.

Grâce à l'utilisation de plus en plus répandue d'actionneurs électriques commandés par commutateurs électroniques. L'électronique des semi-conducteurs et la conversion d'énergie sont en pleine croissance en ces dernières années, et en particulier l'association convertisseur électronique-machine asynchrone grâce à sa simplicité et sa robustesse. Elle est largement utilisée dans la plupart des entraînements électromécaniques, notamment pour des applications à vitesse variable. Les progrès de l'électronique de puissance associés aux commandes modernes ont permis d'envisager des applications à vitesse variable plus performantes.

Malgré toute cette évolution, nul système n'est à l'abri d'une défaillance. La machine asynchrone subit, au cours de son fonctionnement, un certain nombre de contraintes de différentes natures (électriques, mécaniques et environnement) qui peuvent entraîner de graves conséquences sur la sécurité des personnes, des matériels et d'environnement.

La mise en œuvre du diagnostic est difficile et cette difficulté devient de plus en plus grande avec la complexité du système étudié. Evidemment plus le modèle représentatif reproduit fidèlement le fonctionnement du système et plus le diagnostic est facile et fiable. Le diagnostic d'un défaut ne peut pas poser

de problème si on connaît ses caractéristiques.

Dans ce travail nous nous intéressons plus précisément aux problèmes de détection et de localisation de quelques défauts électriques et mécaniques. Particulièrement, le court circuit entre spires dans l'enroulement statorique, défauts de cassures de barres et des anneaux rotoriques ainsi que le défaut d'excentricité statique et dynamique. A cet effet, nous analyserons les signatures caractéristiques de chacun de ces défauts. Ces signatures servent pour la détection et la localisation des défaillances précédemment citées.

Cette thèse est structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du principe de diagnostic. Après un rappel de quelques définitions et de la terminologie utilisée dans la littérature, les principales approches de diagnostic sont présentées.

Le deuxième chapitre présente les différentes parties constituant la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Ensuite, une synthèse d'étude bibliographique des différents défauts que peut subir la machine et leurs origines sont présentés et analysés. La dernière partie de ce chapitre traite la modélisation de la machine dans les plan triphasés (abc) et biphasés de *Park* ainsi que celle d'un onduleur triphasé. Les modèles considérés sont validés par simulations numériques.

Dans le troisième chapitre, on a présenté les modèles dédiés aux différents défauts de la machine. A cet effet, le modèle multi enroulements a été adopté pour l'étude des défauts de cassures de barres, anneaux et d'excentricités. Par ailleurs, un modèle de défaut de court circuit entre spires d'une phase est décrit. L'évolution des grandeurs de la machine sont illustrés pour chaque défaut considéré. L'analyse spectrale des courants statoriques est utilisée pour caractériser les signatures dans le but de détecter et localiser les différents défauts.

Dans l'objectif de développer une méthode unifiée, combinant les deux approches à base de modèle et sans modèle, pour le diagnostic de l'ensemble convertisseur machine, le quatrième chapitre a été consacré au développement de l'approche multi-modèle. Cette approche permet de représenter le modèle de la machine, initialement non linéaire, par un ensemble de modèles linéaires. Un multi-modèle de la machine a été développé et validé par simulation.

Une conclusion, faisant objet d'une synthèse des travaux réalisés est présenté dans la dernière section suivi des perspectives dégagées et les travaux futurs que nous envisageons de réaliser.

Chapitre 1

Principe du diagnostic

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Définition	6
1.3	Etapas du diagnostic	6
1.3.1	Acquisition des données	8
1.3.2	Détection	8
1.3.3	Localisation	8
1.3.4	Diagnostic	8
1.4	Différentes méthodes de diagnostic	8
1.4.1	Méthodes sans modèle mathématique	8
1.4.2	Méthodes à base de modèle	10
1.5	Conclusion	12

1.1 Introduction

Les enjeux économiques en constante évolution amènent à produire toujours plus. La moindre défaillance sur un processus est néfaste dans un environnement où le rendement est primordiale. Il est donc nécessaire de s'assurer en permanence de la conduite optimale du procédé. L'information permettant de traduire le comportement d'un système est donnée par les mesures des variables de ce processus. Donc il est nécessaire d'implanter un système de surveillance afin de détecter, localiser et identifier tout dysfonctionnement. Un système de surveillance doit permettre de caractériser le mode de fonctionnement d'un système à partir d'informations préalablement collectées.

Du fait de la variété des systèmes et des défauts à diagnostiquer ainsi que l'hétérogénéité des informations disponibles, diverses approches ont été développées pour la détection et la localisation de défauts. Ces approches peuvent être classées selon la disponibilité ou non d'un modèle du processus à surveiller.

Dans le cas des approches à base de modèle, le principe de diagnostic repose généralement sur un test de cohérence entre un comportement observé du processus fourni par des capteurs et un comportement prévu fourni par une représentation mathématique du processus. Les méthodes de redondance analytique nécessite donc un modèle du système à surveiller. Ce modèle comprend un certain nombre de paramètres dont les valeurs sont supposées connues lors du fonctionnement normal. La comparaison entre le comportement réel du système et le comportement attendu donné par le modèle fournit une quantité, appelée résidu, qui va servir à déterminer si le système est dans un état défaillant ou non.

Dans le cas où le modèle n'est pas disponible, c'est l'analyse des données fournies par le système qui doit permettre de décider de son état.

Ce chapitre est consacré à une présentation du principe de diagnostic. Après une présentation de quelques définitions et de la terminologie utilisée dans la littérature, les principales approches de diagnostic seront présentées.

1.2 Définition

La définition du diagnostic (norme AFNOR et CEI) stipule que : *Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou de) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test* [1].

Cette définition résume les deux tâches essentielles en diagnostic :

- Observer les symptômes de la défaillance.
- Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur les observations.

1.3 Etapes du diagnostic

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments à étudier est le suivant :

- nature des causes de défaillances à localiser,
- connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes,
- maîtrise des moyens de mesure des symptômes,
- maîtrise des moyens de traitement des symptômes,
- connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets,
- inventaire du retour d'expérience,
- recensement des expertises disponibles,
- définition du niveau de confiance dans le diagnostic,
- identification des utilisateurs finaux du diagnostic.

La procédure du diagnostic de défaillances et de dégradations susceptibles d'affecter les différents entités d'un processus industriel (fig. 1.1) s'articule autour des étapes suivantes [1] :

- l'extraction des informations à partir de moyens de mesures appropriées ou d'observations réalisées lors des rondes par les personnels de surveillance,
- l'élaboration des caractéristiques et des signatures associées à des symptômes,
- la détection d'un dysfonctionnement,
- la mise en oeuvre d'une méthode de diagnostic de la défaillance ou de la dégradation à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de cause à effet,
- la prise de décision (arrêt de l'installation ou reconfiguration).

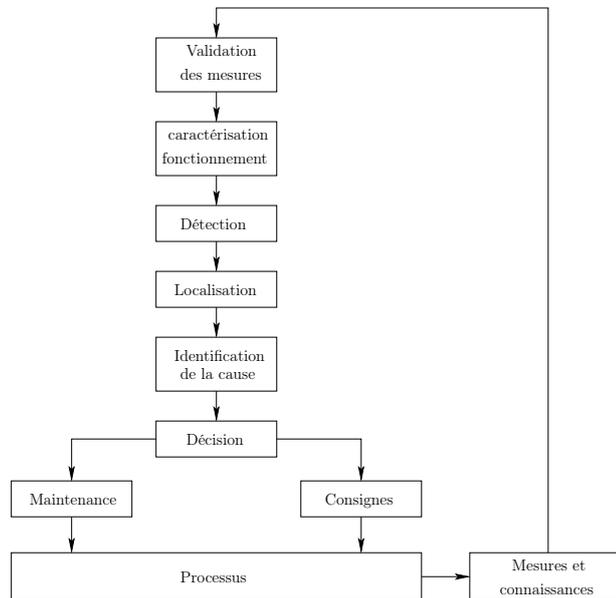


FIGURE 1.1 – Etapes du diagnostic industriel

1.3.1 Acquisition des données

Cette fonction doit fournir une image du procédé. Les fonctions suivantes doivent être réalisées :

- conditionnement et pré-traitement du signal,
- validation du signal de mesure.

1.3.2 Détection

C'est l'opération qui permet de décider si le système est en fonctionnement normal ou non.

- probabilité de fausse détection : conduit à des arrêts ou des reconfigurations inutiles,
- probabilité de non détection : peut conduire à une panne, intolérable dans les systèmes à haut niveau de sécurité (aéronautique, nucléaire, ...etc).

1.3.3 Localisation

La localisation suit l'étape de détection ; elle attribue le défaut à un sous système particulier : capteur, actionneur, organe de commande, processus, ...etc.

1.3.4 Diagnostic

Le diagnostic est une opération de classification du défaut par son amplitude, son type et son degré de sévérité. Les principaux outils qui peuvent être employés sont de nature diverses :

- classification et reconnaissance de formes,
- utilisation d'arbres logiques,
- Systèmes experts ...

1.4 Différentes méthodes de diagnostic

Dans cette partie, on présente quelques méthodes utilisées dans le domaine du diagnostic des systèmes. Le but n'est donc pas de faire une synthèse exhaustive de l'existant, mais de montrer la richesse et les possibilités qui s'offrent aux concepteurs de systèmes de diagnostic.

1.4.1 Méthodes sans modèle mathématique

Ces méthodes n'utilisent pas de modèle du processus à surveiller [2, 3, 4]. Parmi ces méthodes on trouve :

1.4.1.1 Méthodes mono-signal

Vérification de seuils atteint

Les mesures sont comparées à des seuils critiques définis a priori pour chaque signal. Ainsi, un défaut est détecté si le signal ou la variable en question dépasse son seuil. Généralement on utilise deux seuils, le premier est un seuil d'avertissement et le second déclenche les mesures d'urgence.

Mise en place de capteurs dédiés

Ces capteurs peuvent être soit des détecteurs vérifiant de manière simple si les valeurs critiques sont atteintes ou non (température, pression, ...) ou des capteurs mesurant des variables spécifiques (gaz, bruit, vibration,...).

Traitement statistique

Le traitement statistique permet de calculer certains paramètres sur les variables tels que les moments statistiques (moyenne, variance, ...), ou d'autres grandeurs comme la somme cumulée par exemple. Ces paramètres ou grandeurs sont testés afin de détecter des éventuels défauts présent dans le signal.

L'analyse spectrale

L'analyse spectrale fournit une représentation des signaux dans le domaine fréquentiel. Cette représentation permet de caractériser certains types de défauts qui peuvent avoir des signatures appropriées. Ces signatures sont utilisées pour la détection et la localisation de ces défauts.

1.4.1.2 Méthodes multi-signal

Les méthodes multi-signal tiennent compte des relations qui existent entre les différentes grandeurs surveillées.

Redondance matérielle

La redondance matérielle consiste à mesurer une grandeur à l'aide de multiples capteurs (fig. 1.2). Les mesures sont comparées entre elles et un vote logique permet de localiser le capteur défaillant. Afin de pouvoir localiser le défaut, la redondance matérielle doit être d'ordre impair. Pour des raisons techniques et financières, cette solution est réservée aux industries de haute technologie. De plus, cette redondance matérielle ne permet pas de se protéger contre une défaillance de certains éléments communs de la chaîne de mesure : plusieurs capteurs mesurant la même grandeur sont généralement géographiquement voisins et alimentés par le même réseau électrique ; une panne d'alimentation entraîne un arrêt de tout le système de mesure.

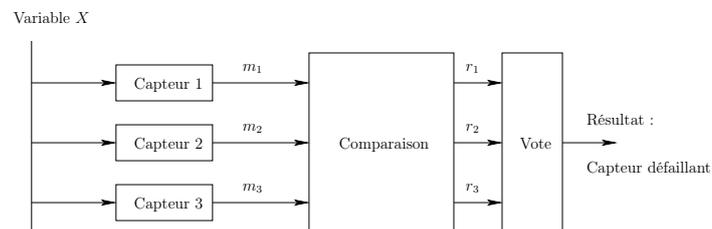


FIGURE 1.2 – Principe de la redondance matérielle

Systèmes experts

Les méthodes par systèmes experts semblent particulièrement adaptées lorsque les connaissances sur le système sont de types heuristiques. C'est-à-dire lorsque les informations utilisées (qualitatives ou quantita-

tives) permettent l'utilisation de règles imbriquées issues de la connaissance et de l'expérience de l'expert, comme par exemple des liens de cause à effet.

Reconnaissances de formes

Les méthodes basées sur la reconnaissance de formes sont des approches intermédiaires entre les techniques fondées sur l'utilisation d'un système expert et les techniques analytiques. Elles reposent sur la détermination d'un certain nombre de classes au moyen d'une procédure d'apprentissage. A chacune des classes est associé un mode de fonctionnement. Chaque donnée prélevée sur le système est ensuite affectée à l'une de ces classes ce qui permet de déterminer le mode de fonctionnement du système.

Analyse en composantes principales

L'analyse en composantes principales (ACP) est une technique descriptive permettant d'étudier les corrélations qui existent entre les variables, sans tenir compte a priori d'un quelconque modèle [2]. Le but de l'ACP est d'identifier la structure de dépendance entre des observations multivariables afin d'obtenir une description ou une représentation compacte de ces dernières.

L'analyse en composantes principales peut être vue comme une technique de projection orthogonale linéaire qui projette les observations multidimensionnelles représentées dans un espace de dimension m (m est le nombre de variables observées) dans un sous-espace de dimension inférieur en maximisant la variance des projections.

1.4.2 Méthodes à base de modèle

Les méthodes à base de modèle utilisent le concept de la redondance de l'information et plus précisément la redondance analytique. Cette redondance analytique présente l'avantage de ne pas augmenter le coût de l'installation et de se dégager des contraintes matérielles. Leur principe repose généralement sur un test de cohérence entre un comportement observé du processus fourni par des capteurs et un comportement prévu fourni par une représentation mathématique du processus. Les méthodes de redondance analytique nécessitent donc un modèle du système à surveiller. Ce modèle comprend un certain nombre de paramètres dont les valeurs sont supposées connues lors du fonctionnement normal. La comparaison entre le comportement réel du système et le comportement attendu donné par le modèle fournit une quantité, appelée résidu, qui va servir à déterminer si le système est dans un état défaillant ou non [2].

Dans une première étape, il s'agit de comparer les observations entre les connaissances sur le comportement normal du système contenues dans un modèle afin de vérifier leur cohérence. Cette comparaison conduit à la génération d'indicateurs de défauts appelés résidus. Ces indicateurs sont souvent des écarts entre les caractéristiques observées et les caractéristiques de références qui définissent le comportement normal du système.

Généralement, les méthodes de génération de résidus sont basées soit sur une estimation d'état ou une estimation paramétrique. Dans le cadre des méthodes reposant sur l'estimation d'état on retrouve trois approches :

1. l'approche de l'espace de parité [1],
2. l'approche par observateur ou filtre de Kalman,
3. les filtres sensibles aux défauts.

En estimation paramétrique [5], le ou les vecteurs des paramètres sont estimés, à partir des mesures d'entrée et de sortie du système. Les paramètres du modèle (paramètres de référence) et les paramètres estimés sont alors comparés pour générer des résidus.

Les valeurs des résidus doivent refléter l'effet des défaillances. Elles doivent être proches de zéro en l'absence de défaut et différentes de zéro dans le cas contraire.

La seconde étape, appelée évaluation des résidus, consiste à décider de la présence ou non d'anomalies de comportement au sein du système et à localiser la ou les composantes dont le dysfonctionnement est à l'origine de ces anomalies. L'évaluation des résidus consiste à effectuer un premier test de cohérence, sous la forme d'une comparaison des résidus à des tolérances caractérisant le comportement normal du système, en prenant en compte leurs aspects non déterministes (bruits de mesure, erreurs de modélisation). Cette phase de détection permet alors de recenser les équations de modèle qui ne sont plus vérifiées révélant ainsi une ou plusieurs anomalies de comportement au sein du système. Les résidus sont donc conçus en vue de faciliter leur exploitation ultérieure par un outil de décision destiné à détecter et à localiser les défauts. Pour cela, deux approches sont possibles [6] :

- génération de résidus directionnels [7] : les résidus sont conçus de telle sorte que le vecteur des résidus reste confiné dans une direction particulière de l'espace des résidus, en réponse à un défaut particulier.
- génération de résidus structurés [6] : les résidus sont conçus de façon à répondre à des sous-ensembles de défauts différents. Ces sous-ensembles de défauts permettent de structurer une table de signature appelée également matrice d'incidence ou matrice de signatures théoriques de défauts. Ces signatures traduisent l'influence des défauts sur les résidus. Pour que tous les défauts puissent être détectés, aucune colonne de la matrice des signatures théoriques de défauts ne doit être nulle, et pour que tous les défauts puissent être localisés, toutes les signatures théoriques doivent être distinctes.

Dans ce travail, nous nous intéressons au diagnostic de la machine asynchrone et du convertisseur. Les deux approches avec et sans modèle seront considérées. Pour caractériser les modes de fonctionnement de la machine, état sain et états défaillants, une approche sans modèle basée sur l'analyse spectrale est adoptée.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe du diagnostic et quelques définitions. Nous avons dressé une liste des étapes à suivre lors d'une procédure de diagnostic des systèmes. Ensuite, nous avons présenté quelques approches de diagnostic à savoir les méthodes sans modèle, les méthodes mono et multi signal ainsi que les approches à base de modèle mathématique.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter une description de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement ainsi que son modèle mathématique.

Présentation de machine asynchrone et de l'onduleur

Sommaire

2.1	Introduction	14
2.2	Description de la machine asynchrone triphasée	14
2.2.1	Construction	14
2.2.2	Principe de fonctionnement	15
2.3	Différentes défauts du moteur asynchrone à cage	15
2.3.1	Défauts internes	18
2.3.2	Défauts externes	21
2.3.3	Modèle de la machine asynchrone triphasée	21
2.3.4	Equations électriques de la MAS	22
2.3.5	Equations magnétiques de la MAS	22
2.3.6	Equation mécanique de la MAS	23
2.3.7	Transformation de <i>Park</i>	23
2.4	Modélisation de la MAS dans le repère de Park	23
2.4.1	Choix du référentiel	25
2.5	Résultats de simulation et interprétation	26
2.5.1	Simulation de la machine asynchrone à vide	26
2.5.2	Simulation de la machine asynchrone en charge	26
2.6	Modélisation de l'onduleur	27
2.6.1	Fonction de commutation de l'onduleur sans défauts	28
2.6.2	Résultats de simulations et interprétation	29
2.7	Conclusion	29

2.1 Introduction

Dans les pays industrialisés, la majorité de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est celui dont l'usage est le plus répandu. Son principal avantage réside dans sa robustesse et sa structure simple. Le domaine de puissance est de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau de distribution à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone. Il est utilisé pour des entraînements à vitesse constante (broyeurs, ventilateur, ... etc.) et aussi à vitesse variable où sa place dans ce domaine ne cesse de croître. La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale en vue de son diagnostic. Les progrès du génie logiciels ont permis de réaliser des modélisations fiables et d'envisager l'optimisation des machines électriques. La modélisation permet de guider les développements par la qualification des phénomènes. En plus, elle est d'un apport précieux car elle restitue une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et montre les comportements les plus variés que ceux de l'observation expérimentale [8].

La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone, recouvre un certain nombre de problèmes de la synthèse des méthodes décrivant le comportement de la machine, ceci de manière exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine [9]. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine. Ainsi, il a fallu s'orienter vers un modèle multi enroulements pour une représentation des modes de fonctionnement défaillants.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. De nombreux phénomènes compliqués tel que : la saturation, les courants de Foucault et l'effet pelliculaire interviennent dans le fonctionnement de la machine asynchrone ce qui influe sur cette dernière et rend ce système plus complexe. Pour cela, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, surtout que leur formulation mathématique est difficile d'une part et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions [10]. Ainsi, on obtient des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Dans ce chapitre, nous présentons une description de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement ainsi que les principaux défauts pouvant affectés cette dernière.

2.2 Description de la machine asynchrone triphasée

2.2.1 Construction

La machine asynchrone (MAS) est composée d'une partie fixe (stator) constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et les enroulements (conducteurs) et d'une partie mobile appelée rotor [11]. Les encoches sont poinçonnées régulièrement à la périphérie de l'alésage. Ils reçoivent les conducteurs de trois enroulements décalés l'un par rapport à l'autre de $(2\pi/3)$. Ces enroulements ont p paires de pôles chacun. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit. On

distingue deux types de rotors qui, d'un point de vue électrique, sont équivalentes.

1. les rotors à bagues (rotor bobiné) sont constitués par des enroulements triphasés, couplés en étoile ou en triangle, logés dans des encoches semi fermées et sont connectés à trois bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.
2. les rotors à cages sont munis d'un enroulement constitué par des barres conductrices court-circuitées à leurs extrémités par des anneaux (rotor à cage d'écureuil).

2.2.2 Principe de fonctionnement

Les courants statoriques i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} de pulsation ω_s engendrent une force magnétomotrice équivalente E_s tournante à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$. Celle-ci induit dans les phases rotoriques des forces magnétomotrices et donc des courants de pulsation ω_r . Ainsi, les courants rotoriques induits s'opposent à la cause qui leur a donné naissance (loi de *Lenz*) ; le déplacement de E_s par rapport au rotor. L'effet de réaction de cette loi se traduit par le lancement du rotor à la poursuite de E_r c'est à dire par la création d'un couple électromagnétique (C_e). Le rotor ne peut pas rattraper le champ tournant statorique [10], car si s'était le cas, il serait soumis à un champ fixe dans son espace et par conséquent les courants induits et le couple électromagnétique seront nuls. Donc, la vitesse du rotor est nécessairement inférieure à la vitesse de synchronisme fonctionnement en asynchrone.

2.3 Différentes défauts du moteur asynchrone à cage

Le moteur asynchrone à cage (MAS) est omniprésent dans tous les secteurs de pointes, dans les installations industrielles et principalement dans la plupart des entraînements électromécaniques. Cependant, malgré sa robustesse, un certain nombre de contraintes peuvent affecter la durée de vie de la machine en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor [12, 13]. Les pannes peuvent être d'origines diverses : elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques ou électriques. Elles peuvent être dus aux vieillissements des constituants du moteur, aux conditions d'utilisations ou bien encore, à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [14, 15] :

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ... etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, ... etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ... etc.

Les défauts majeurs et typiques qui peuvent affecter la machine asynchrone sont [16, 17] :

- Un défaut au niveau du rotor dû à une rupture totale ou partielle d'une barre au niveau de l'anneau de la cage d'écureuil ou à une rupture d'une portion d'anneau ;
- Un défaut au niveau du stator dû à une coupure de phase ou à un court circuit entre phases ;
- Court circuit dans les spires d'une même phase ou défaut de circuit magnétique (rupture de tôles) ;
- Connexion anormale des enroulements statoriques ;
- Un défaut de contact balai-bague dans le cas d'un rotor bobiné ;
- Un défaut d'alignement dû à une irrégularité de l'entrefer qui induirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator ;
- Un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré dû au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur ;
- Une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes.

Elles peuvent se classer en deux familles principales regroupant des causes internes et externes [18], comme il est illustré sur les figures fig. 2.1 et fig. 2.2. Des études faites sur les pannes des machines asynchrones ont montré que près de 40% des défauts sont liées aux roulements, 38% sont concentrées au niveau du stator et 10% au niveau du rotor, le reste (12%) touche d'autres parties de la machine. Vu l'inaccessibilité durant le fonctionnement aux grandeurs rotoriques, les défauts de ruptures de barres ou d'anneaux de court-circuit sont avérés très dangereux et à l'origine d'autres pannes au niveau du stator et du rotor.

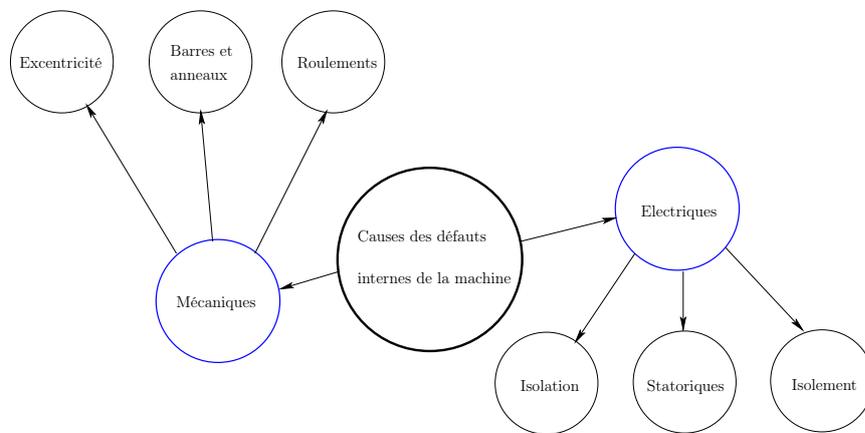


FIGURE 2.1 – Causes internes de défauts de la MAS

Les défauts statoriques sont les plus rencontrés dans les machines de faibles et moyennes puissances. Par contre, les défauts mécaniques sont plus importants dans les machines de forte puissance ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements [19, 20]. La fig. 2.3 donne une idée sur la répartition des pannes.

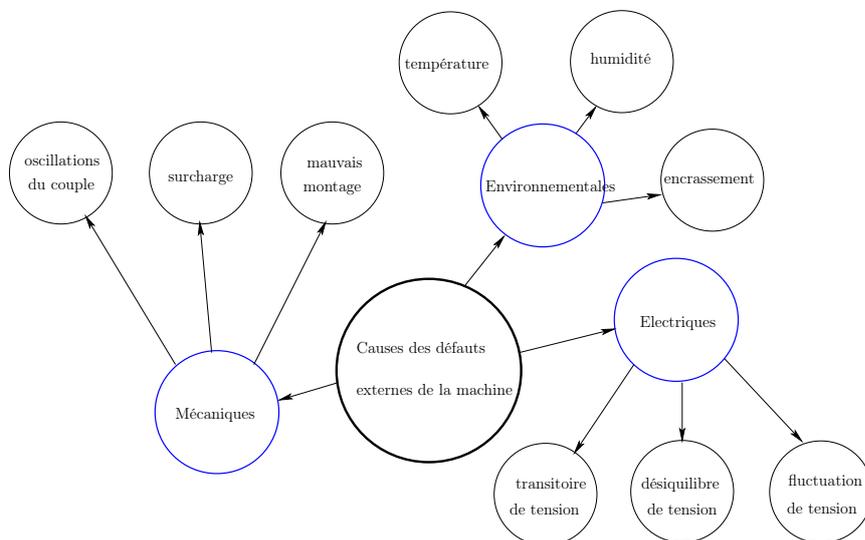


FIGURE 2.2 – Causes externes de défauts de la MAS

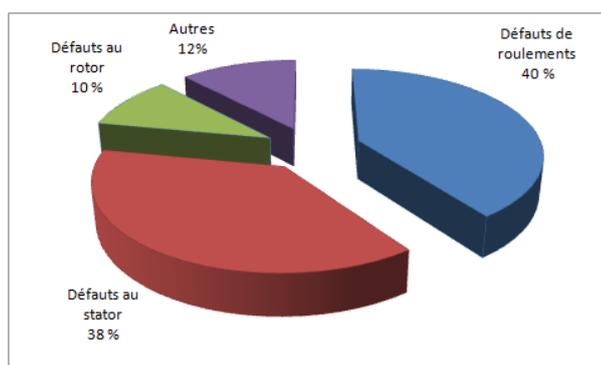


FIGURE 2.3 – Répartition des pannes des machines asynchrones

2.3.1 Défauts internes

Ces défauts se manifestent autant au stator qu'au rotor.

2.3.1.1 Défauts statoriques

Les défauts dans le stator peuvent avoir des origines diverses et ils sont dûs principalement à un problème d'ordre [16] :

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

Les défauts localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

Défauts d'isolement dans un enroulement

Ce type de défaut engendre des phénomènes thermiques qui se traduisent par l'augmentation de la température des différents constituants du moteur. Les différentes causes pour ce type de défaut sont [21] :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication ;
- Tension supérieure à la limite admise par le matériau d'isolation ;
- Courant élevé dû à un court-circuit, une surcharge ou à un défaut du convertisseur ;
- Vibrations mécaniques ;
- Vieillessement naturel des isolants ;
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

Défaut de court-circuit entre spires

Le défaut de court-circuit entre spires peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Il apparaît à l'intérieur des encoches statoriques, entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée et une légère variation de l'amplitude sur les autres phases.

Défaut de court-circuit entre phases

Ce défaut engendre le déséquilibre des courants statoriques et induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des fusibles de protection, des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique due aux vibrations excessives. Ces vibrations peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine. Ce qui peut engendrer un court-circuit ou une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et ainsi les bornes de la machine peuvent être à l'origine d'une ouverture de phase. Dans ce cas le déséquilibre des courants de phases peut être utilisé pour la détection d'un tel défaut [22].

Défaut de court-circuit entre phase et le bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant. Mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a

pas d'importance du point de vue matériel. Sauf que le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit.

Par contre, concernant la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux. Donc il est nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels par exemple). En présence de ce défaut, la tension de la phase concernée ne change pas mais le courant augmente à cause de la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température qui provoque un défaut d'isolement dans l'enroulement. De plus, ce défaut génère une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

Défauts de circuit magnétique

Ces défauts provoquent une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension et d'élévation importante du courant.

2.3.1.2 Défauts rotoriques

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou l'entrefer. Au niveau de la cage, ils se résument à la rupture de barres de la cage ou d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer, ils se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte.

Défauts de barres

La cassure ou la rupture de barre est l'un des plus fréquents défauts au rotor. Il peut être au niveau de l'encoche soit à une extrémité qui relie la barre à l'anneau rotorique. Une cassure de barre réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations de la vitesse de rotation qui accélèrent la détérioration de la machine. Le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif du défaut [23].

Défauts d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure d'une barre. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques.

Ces portions d'anneaux de court-circuit sont traversées par des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité, ...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques [23].

Défauts d'excentricités

La machine électrique peut être soumise à un changement de la position axiale du rotor (décalage

entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce qui provoque des oscillations du couple. Ce phénomène est appelé défaut d'excentricité. Il peut être lié à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge ou à un défaut de fabrication [24, 25].

Trois cas d'excentricités sont généralement distingués :

1. excentricité statique : le rotor est déplacé du centre de l'alésage mais tourne toujours autour de son axe.
2. excentricité dynamique : le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
3. excentricité mixte : associant les deux cas statique et dynamique.

Les figures fig. 2.4, fig. 2.5 et fig. 2.6 présentent, respectivement, un exemple d'excentricité statique, dynamique et mixte.

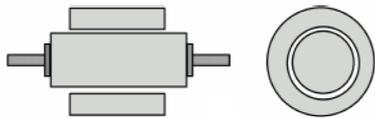


FIGURE 2.4 – Excentricité statique

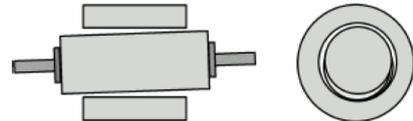


FIGURE 2.5 – Excentricité dynamique

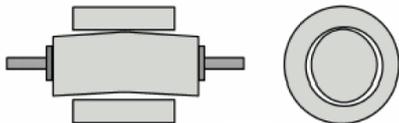


FIGURE 2.6 – Excentricité mixte

Un défaut d'excentricité modifie le comportement magnétique et mécanique de la machine. Il induit une augmentation des forces électromotrices qui agit directement sur le noyau statorique et l'enroulement correspondant. Par conséquent, une telle augmentation peut éventuellement engendrer une dégradation de l'isolation et/ou un frottement du stator avec le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibrations considérables dans les enroulements.

Défaut de roulements

A l'interface entre le rotor et le stator, le roulement à billes (fig. 2.7) présente aussi un vieillissement relativement rapide qui est classiquement diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire [26]. Généralement, le roulement à billes peut présenter les types de défauts suivants :

- trous dans les gorges du roulement intérieurs et extérieures,

- ondulations sur la surface du roulement,
- attaque des billes,
- corrosion due à l'eau,
- défaut de graissage, problème dû à la température,
- décollement, effritement de surface, provoquée par une surcharge.



FIGURE 2.7 – Roulement à billes

2.3.2 Défauts externes

Ces défauts sont principalement dus à un problème de nature [16, 27] :

Electriques : régime transitoire et déséquilibre d'alimentation,

Thermiques : température ambiante élevée, points chauds, surcharge ...,

Mécaniques : agression, choc en service, jeux,

Dynamiques : arbre de transmission de rotor et le bobinage pour le stator,

Chimiques : corrosion, humidité ...

2.3.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée

Compte tenu que la répartition des enroulements statoriques et la géométrie propre de la machine sont très complexes, il est généralement nécessaire de considérer des hypothèses simplificatrices pour avoir un modèle simple de la machine.

2.3.3.1 Hypothèses simplificatrices

- la machine est de constitution symétrique,
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- les relations entre les flux et les courants sont linéaires,
- les résistances des enroulements ne changent pas avec la température,

- on considère que la densité du courant dans une section élémentaire des conducteurs est uniforme, l'effet de peau est négligé,
- on admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé,
- les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales.

2.3.4 Equations électriques de la MAS

En tenant compte des hypothèses précédentes, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage s'écrivent comme suit [28, 29, 30, 31] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Avec, } [V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

2.3.5 Equations magnétiques de la MAS

Les équations magnétiques sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\text{Avec, } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}.$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}; [M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (2.3)$$

En remplaçant (2.2) dans (2.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{cases} \quad (2.4)$$

2.3.6 Equation mécanique de la MAS

Elle est définie par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (2.5)$$

Où, le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \quad (2.6)$$

La résolution analytique dans le repère triphasé (a, b, c) est très difficile car le système d'équations (2.4) est à coefficients variables en fonction de l'angle électrique de rotation de la machine θ . L'application de la transformation de Park facilite la résolution du système.

2.3.7 Transformation de *Park*

La transformation de *Park* dont le principe est montré par la fig. 2.8 consiste à transformer un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé équivalent (d, q) . Les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont définies comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La machine est schématisée par trois phases statoriques A_s, B_s et C_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r (voir fig. 2.9).

On a : $\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$; $\theta_r = \theta_p - \theta$

$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.

2.4 Modélisation de la MAS dans le repère de Park

La transformation de *Park* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) , des enroulements fictifs (d_s, q_s) et (d_r, q_r) , dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (fig. 2.10 et fig. 2.11).

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations des tensions au stator et au rotor sont déduites de (2.1) :

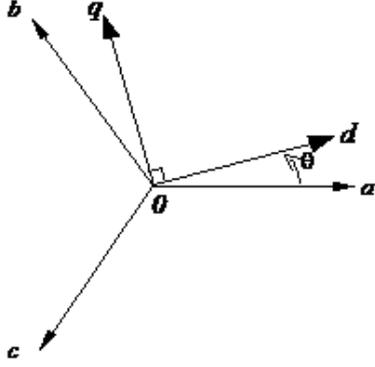


FIGURE 2.8 – Systèmes d’axes triphasé (o, a, b, c) et diphasé (o, d, q)

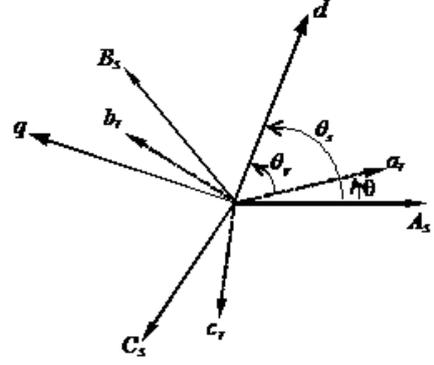


FIGURE 2.9 – Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique

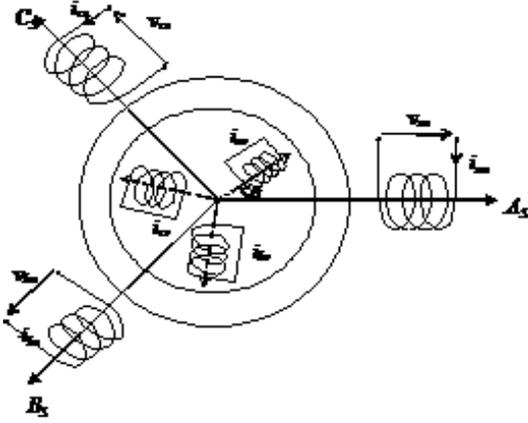


FIGURE 2.10 – Représentation de la MAS dans le plan (a, b, c)

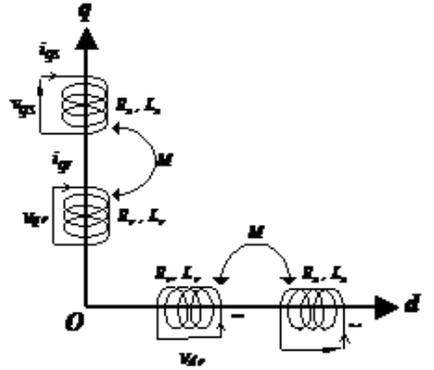


FIGURE 2.11 – Représentation de la machine dans le repère de Park

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.11)$$

Où $L_s = l_s - M_s$ est l'inductance cyclique statorique, $L_r = l_r - M_r$ est l'inductance cyclique rotorique et $M_{sr} = M_{rs} = M$ est l'inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

2.4.1 Choix du référentiel

Le référentiel est le système d'axes (d, q) associé à la vitesse de rotation ω_p . On distingue trois types de référentiels qu'on choisi selon le cas étudié.

2.4.1.1 Référentiel lié au stator

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (2.12)$$

2.4.1.2 Référentiel lié au rotor

C'est le choix quand on a besoin d'étudier des grandeurs rotoriques. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega \quad (2.13)$$

2.4.1.3 Référentiel lié au champ tournant

C'est pour l'étude de la commande. Dans ce cas $\omega_p = \omega_s$ (ω_s : vitesse de synchronisme)

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s \quad (2.14)$$

Dans notre travail, on considère le référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit alors dans le repère de *Park* comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases}, \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}, \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.17)$$

2.5 Résultats de simulation et interprétation

2.5.1 Simulation de la machine asynchrone à vide

La fig. 2.12 illustre les allures de la vitesse et du couple pour un fonctionnement sain à vide. On remarque que la vitesse atteint le régime permanent $\omega_r = 157 \text{ rad/s}$ et le couple tend vers le couple à vide. Au démarrage (régime transitoire) les courants statoriques sont importants et le couple est fortement pulsatoire, donc peuvent être, en cas de répétitions excessives, à l'origine d'un sur-échauffement de la machine et d'un bruit dans la partie mécanique. Les deux figures du bas présentent les allures du courant dans la phase statorique a et la forme de la tension d'alimentation de la machine.

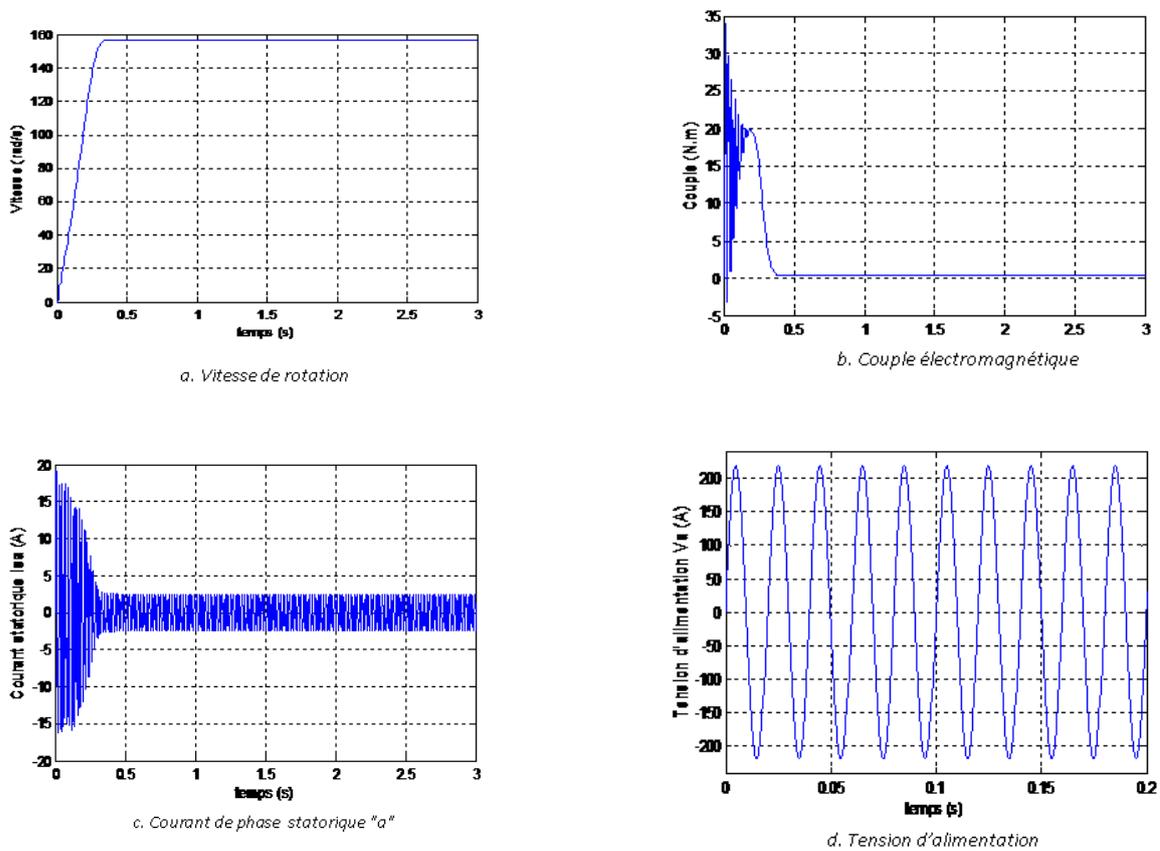


FIGURE 2.12 – Grandeurs de la machine à vide

2.5.2 Simulation de la machine asynchrone en charge

Les simulations obtenues pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de 7 Nm à l'instant $t = 0.7s$ sont montrées par la fig. 2.13. Cette figure présente, la vitesse de rotation, le couple électromécanique, le courant de la phase a et la tension d'alimentation. On remarque que l'application

du couple résistant fait chuter la tension à 148 rd/s, provoque l'augmentation du couple qui se stabilise à la valeur 7 Nm et l'augmentation de l'amplitude du courant statorique.

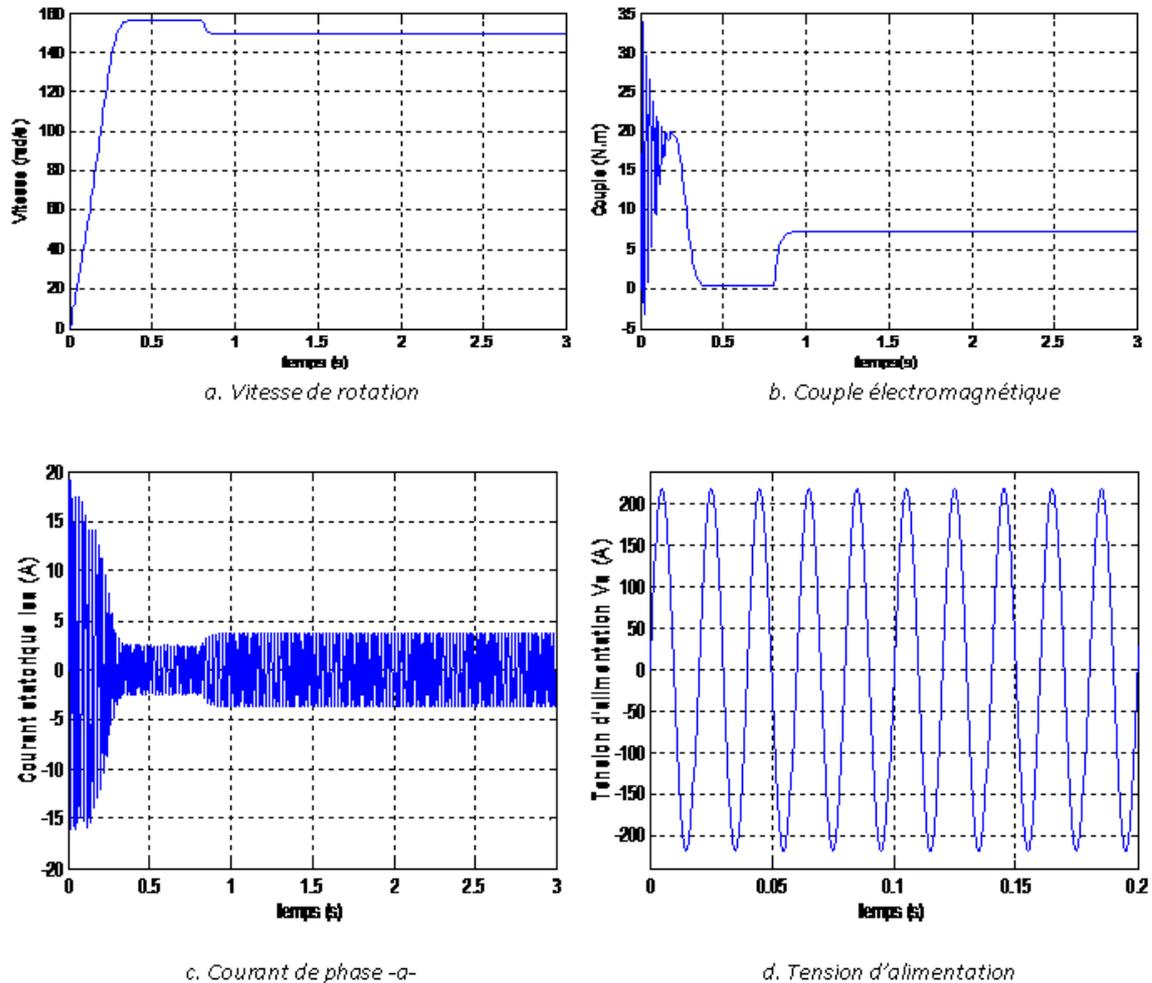


FIGURE 2.13 – Grandeurs pour la machine en charge

2.6 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives dans les entraînements à vitesse variable. Leur fonctionnement vise à modifier séquentiellement les liaisons entre l'alimentation (entrée) et la charge (sortie). Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande adaptée qui fournit des ordres temporels de déclenchement des interrupteurs. Dans notre cas, on utilise la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) [32, 33]. Concernant la modélisation de l'onduleur (fig. 2.14), on considère que les cellules (Transistors T_i et les Diodes D_i) sont à commutations instantanées et chaque interrupteur à deux états Booléennes.

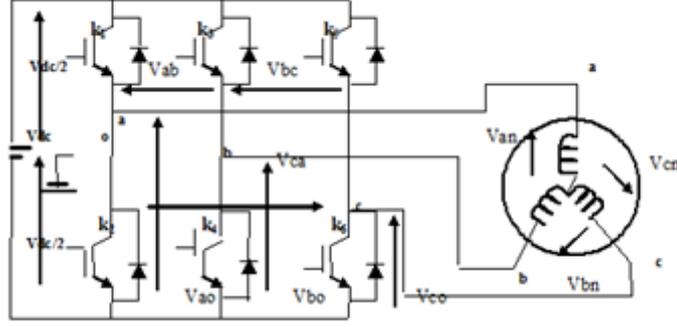


FIGURE 2.14 – Onduleur triphasé

2.6.1 Fonction de commutation de l'onduleur sans défauts

On considère que l'onduleur est un convertisseur idéal. Chaque transistor T_i associé à une diode D_i montée en antiparallèle (fig. 2.14) est modélisé par un interrupteur idéal K_i . Cependant, l'état $S_i = 1$ représente le mode passant de K_i et l'état $S_i = 0$ le mode bloqué de K_i [34, 35].

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.18)$$

En utilisant la notion de fonction de commutation des interrupteurs, la relation entre l'entrée et la sortie de l'onduleur est exprimée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} & V_{bo} & V_{co} \end{bmatrix} = T_F V_d \quad (2.19)$$

Où T_F est la fonction de transfert, V_d est la tension d'entrée et les V_{io} sont les tensions de sortie de l'onduleur.

$$T_F = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Les relations entre les tensions V_{ao} , V_{bo} et V_{co} et celle de l'entrée V_d seront données par [34] :

$$V_{ao} = \frac{V_d}{2} S_1, \quad V_{bo} = \frac{V_d}{2} S_2, \quad V_{co} = \frac{V_d}{2} S_3 \quad (2.21)$$

Pour une connexion étoile du moteur la tension au point milieu des phases (V_{no}) est calculée selon la relation :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.22)$$

Par conséquent, les tensions des phases sont obtenues par la relation (2.23)

$$V_{an} = V_{ao} - V_{no}, \quad V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \text{ et } V_{cn} = V_{co} - V_{no} \quad (2.23)$$

2.6.2 Résultats de simulations et interprétation

La fig. 2.15, montre la vitesse de rotation, le couple et courants statoriques de la phase a et sa représentation dans le repere (d, q) lorsque l'onduleur, qui alimente la machine, est sain. Cette figure, illustre l'évolution des composants i_d et i_q des courants statoriques dans le plan de *Park*. On remarque que le contour est centré au milieu du plan (α, β) .

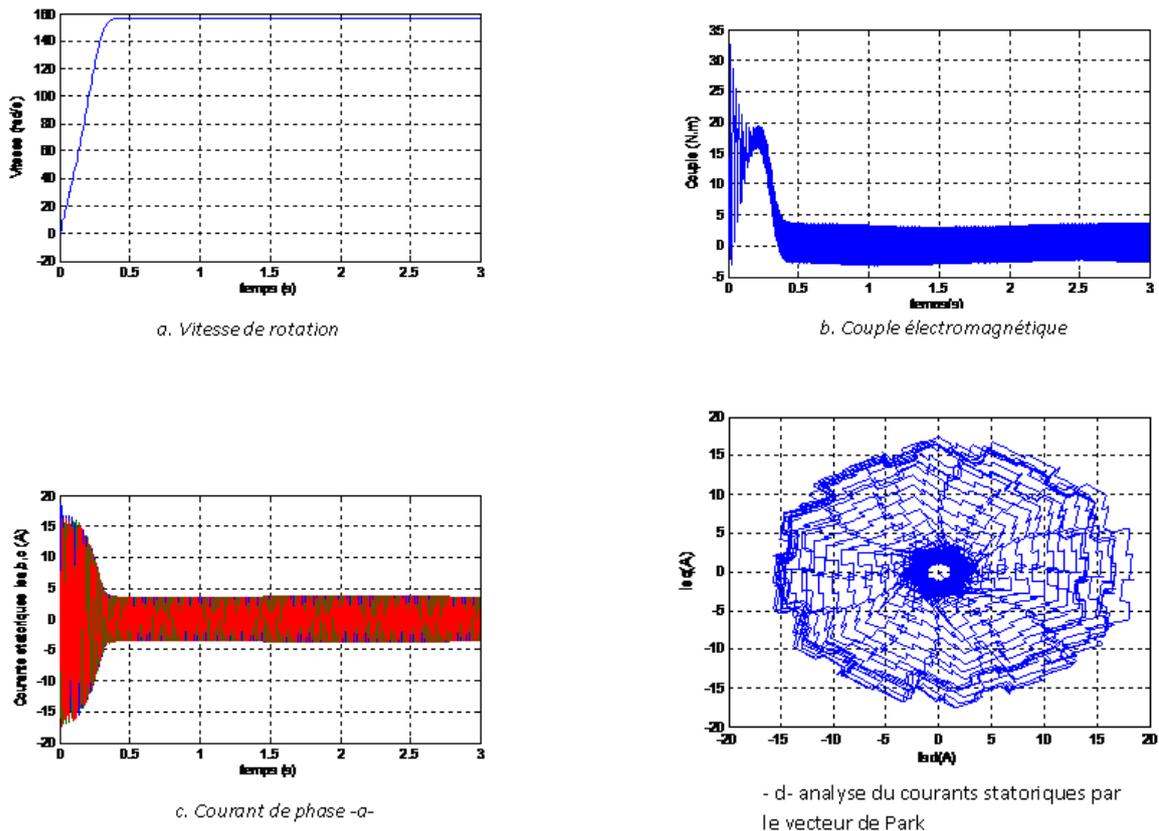


FIGURE 2.15 – Caractéristiques avec onduleur sain

2.7 Conclusion

Nous avons établi les modèles analytiques de la machine et de l'onduleur. Cependant, ces modèles ne décrivent que les fonctionnements sains. Donc, ces modèles ne peuvent pas être utilisés pour analyser les différents défauts éventuels de la machine.

Ainsi, il a fallu s'orienter, dans la suite de notre travail, vers des modèles permettant de représenter les différents modes de fonctionnement défaillants de la machine.

Chapitre 3

Modélisation de l'association onduleur-machine

Sommaire

3.1	Introduction	31
3.2	Modèle multi enroulements de la MAS	31
3.2.1	Equations des tensions statoriques et rotoriques	32
3.2.2	Equations mécanique	33
3.3	Modélisation de la machine en tenant compte des défauts	33
3.3.1	Modélisation du défaut de cassure de barre	33
3.4	Modélisation de défaut de Court-circuit	40
3.4.1	Simulations et Interprétations	42
3.5	Modélisation de défauts d'excentricité	45
3.5.1	Modèle de défaut d'excentricité statique	45
3.5.2	Model de défaut d'excentricité dynamique	49
3.6	Modélisation de l'onduleur avec défaut	53
3.6.1	Détection et localisation de défauts à l'aide de modèles	53
3.7	Conclusion	59

3.1 Introduction

La détection des défauts dans les machines électriques nécessite un modèle capable de représenter les comportements de la machine dans les différents modes de fonctionnements et en présence de déséquilibres structurels. A cet effet, nous avons adopté un modèle plus représentatif, des différents modes de fonctionnement, de type multi-enroulements. Ce model permet d'étudier le comportement du moteur dans les différents modes de fonctionnement (mode sain et modes défailants).

3.2 Modèle multi enroulements de la MAS

La modélisation du moteur, adoptée dans ce travail permet d'étudier les défauts de cassures de barres rotoriques. Nous avons modélisé le rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplés magnétiquement, où chaque maille est constituée de deux barres et deux portions d'anneaux qui les reliant [36, 37]. Chaque barre de la cage rotorique est modélisée par une résistance R_b en série avec une inductance de fuite L_b et chaque portion d'anneau de court circuit est modélisée par une résistance R_e en série avec une inductance de fuite L_e , comme le montre fig. 3.1 et fig. 3.2.

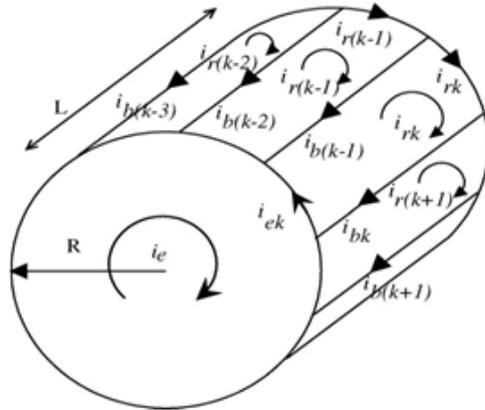


FIGURE 3.1 – Structure du rotor à cage d'écreuil

L'application de la loi de Kirchoff sur une maille k , permet d'écrire les relations suivantes :

$$2(R_b + R_e)i_k - R_b i_{k+1} - R_b i_{k-1} - R_e i_e = 0 \quad (3.1)$$

$$(L_{rkrk+1} - l_b)i_{k+1} + (L_{rkrk-1} - l_b)i_{k-1} + \dots - L_e i_e + L_{rks1}i_{s1} + \dots + L_{rksm}] = 0 \quad (3.2)$$

Pour le stator, on suppose qu'il est formé de trois phases constituées chacune par des bobines mises en série, réparties régulièrement dans des encoches sur la totalité de son alésage. Nous allons développer un modèle analytique de la machine à partir des équations générales. Il suffit de considérer l'angle mécanique $\theta_{s_i s_j}$ dans le calcul du flux. Cet angle représente l'écart angulaire entre la phase i et la phase j statoriques [38].

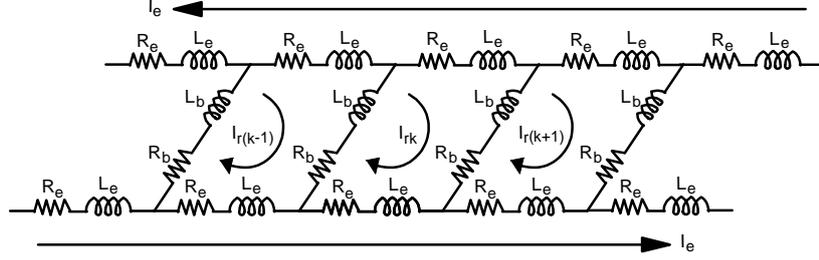


FIGURE 3.2 – Schémas équivalent d'une partie du circuit rotorique

3.2.1 Equations des tensions statoriques et rotoriques

L'équation électrique est :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (3.3)$$

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad [I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T \quad (3.4)$$

Et,

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad [I_r] = [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3} \ \dots \ I_{rq} \ I_e]^T \quad (3.5)$$

Les matrices résistances et inductances globales sont respectivement représentées par la forme matricielle suivante :

$$[F] = \begin{bmatrix} [F_s] & [F_{sr}] & [0] \\ [F_{sr}] & [F_r] & -F_e \\ & & \vdots \\ [0] & -F_e & \dots & qF_e \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Avec $F \equiv R$ pour la matrice des résistances, $F \equiv L$ pour la matrice des inductances où $F_{rs} \equiv F_{sr} = 0$.

$$[L_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} \\ L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{scc} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Avec : L_{sii} si $(i = j)$: inductance propre de la phase i ; L_{sij} si $(i \neq j)$: mutuelle entre les phases i et j du stator. La matrice inductance du rotor est de l'ordre $(q + 1, q + 1)$.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r11} & L_{r12} & \cdots & \cdots & L_{r1q} & L_e \\ L_{r21} & L_{r2p} & \cdots & \cdots & L_{r2q} & L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rq1} & L_{rq2} & \cdots & \cdots & L_{rqq} & L_e \\ L_e & L_e & \cdots & \cdots & L_e & qL_e \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La matrice inductance mutuelle entre les phases statoriques et les mailles rotoriques est de l'ordre (m, N_b) .

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & \cdots & \cdots & L_{s1r_q} \\ L_{s2r1} & L_{s2r2} & \cdots & \cdots & L_{s2r_q} \\ L_{s3r1} & L_{s3r2} & \cdots & \cdots & L_{s3r_q} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.2.2 Equations mécanique

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2.(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & R_e \\ -R_b & 2.(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & R_e \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & 2.(R_b + R_e) & R_e \\ R_e & R_e & \cdots & \cdots & \cdots & R_e & qR_e \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Aux équations électriques, il faut ajouter l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r + K_f \Omega \quad (3.11)$$

Le couple électromagnétique peut être calculé à partir de la relation de la conversion d'énergie. Il est déterminé par l'expression suivante :

$$C_{em} = [i_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [i_r] \quad (3.12)$$

3.3 Modélisation de la machine en tenant compte des défauts

3.3.1 Modélisation du défaut de cassure de barre

L'objectif est de développer un modèle de la machine asynchrone qui permet de mettre en évidence l'influence d'un défaut de cassure de barre. Les signatures qui présentent un tel défaut sont détectées

en utilisant l'analyse spectrale [39, 40]. A cet effet, l'approche consiste à modéliser une cassure de barre (fig. 3.3) en augmentant la valeur de sa résistance de telle sorte que le courant qui la traverse devienne plus proche possible de zéro.

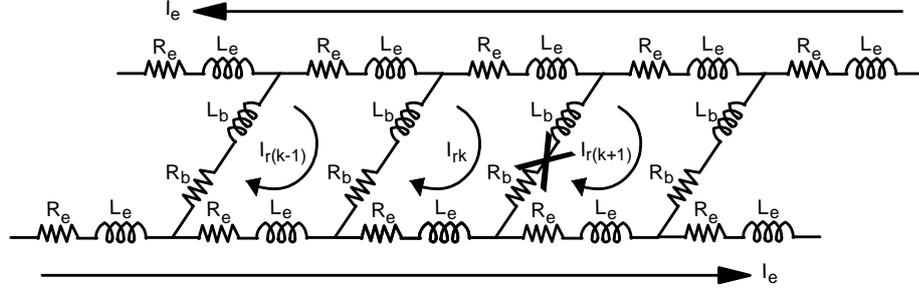


FIGURE 3.3 – Cassures de barres rotoriques

Cette valeur de la résistance est introduite dans la matrice des résistances en considérant l'addition de la matrice de résistance du rotor $[R_r]$ avec la matrice de défaut $[R_d]$. Dans notre étude, on retient la méthode de la modélisation par augmentation de la résistance de la barre qui présente le défaut et ce dans une proportion telle que la valeur de cette résistance est multipliée par un facteur de $M = 10^3$ (valeur considérée en simulation).

$$[R_d] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & R_{k,k} & R_{k,k+1} & 0 & \vdots \\ 0 & R_{k+1,k} & R_{k+1,k+1} & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Avec $R_{k,k} = R_{k+1,k+1} = (M + 1)R_b + 2R_e$ et $R_{k+1,k} = R_{k,k+1} = (-M)R_b$.

3.3.1.1 Calcul des inductances

L'induction due à la bobine statorique de la phase m s'écrit [41, 42] :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p} \cdot I_{sm} \cdot \cos\left(p\theta - m\frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.14)$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés respectivement par les relations :

$$\phi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R.L.I_{sm} \quad (3.15)$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R.L + l_{sl} \quad (3.16)$$

Le circuit rotorique a été décomposé en circuits élémentaires constitués de deux barres et de portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. Cette topologie de circuits rotoriques, nous permet d'envisager la rupture de n'importe quelle barre ou de portion d'anneaux. L'inductance principale d'une maille rotorique est :

$$L_{rr} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \quad (3.17)$$

L'induction produite par la bobine statorique de la phase m , induit dans la maille rotorique k un flux exprime par :

$$\phi_{smk} = \int \overrightarrow{B_{sm}} \cdot \overrightarrow{d} S_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{p} + \frac{2\pi}{N} - \frac{\pi}{2}}^{\frac{\theta}{p} + \frac{2\pi}{N} + \frac{\pi}{2}} B_{sm}(\theta') RL d\theta' \quad (3.18)$$

Il en résulte une mutuel stator rotor entre la phase statorique m et les mailles rotorique k . En considérant, la représentation de la fig. 3.4, on obtient les relations suivantes :

$$M_{smrk} = -M_{sr} \cos\left(\theta - m\frac{2\pi}{3} + ka\right) \quad (3.19)$$

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{ep^2} N_s \sin\left(\frac{a}{2}\right) \quad (3.20)$$

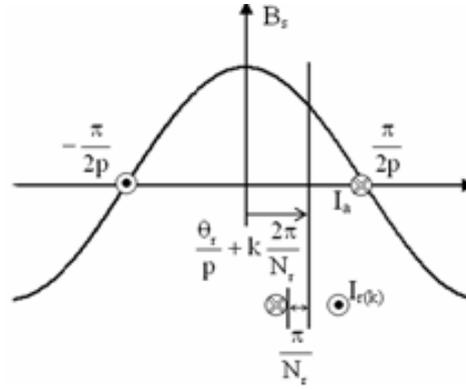


FIGURE 3.4 – Position de la maille (k) par rapport à la bobine statorique de la phase (a)

3.3.1.2 Mise en équations

Le système complet est exprimé par :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1} [V] - [L]^{-1} [R] [I] \quad (3.21)$$

Equations des tensions statoriques sont :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega & 0 \\ 0 & -\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos ja & \dots \\ \dots & \sin ja & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ro} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Et les équations des tensions rotoriques sont :

L'équation électrique relative à la de la maille k est donnée par k variant de 0 à N_r-1 par :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} (I_{rk} - I_e) + R_{bk} I_{bk} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \tag{3.23}$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

$$\begin{aligned}
 \phi_{rk} &= \left(I_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{Nr-1} I_j - L_b (L_{r(k-1)} + L_{r(k+1)}) - \\
 &\quad \frac{3}{2} M_{sr} (L_{ds} \cos(ka) + L_{qs} \sin(ka)) - \frac{L_e}{N_r} I_e
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

L'équation relative à l'anneau de court circuit est donnée par :

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{Nr-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \right) \tag{3.25}$$

Le couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{2}{3} P M_{sr} \left(I_{ds} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \sin(ka) - I_{qs} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \cos(ka) \right) \tag{3.26}$$

L' équation mécanique de la vitesse est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r + K_f \Omega \tag{3.27}$$

3.3.1.3 Simulation et interprétation des résultats

Les figures fig. 3.5, fig. 3.6, fig. 3.7 et fig. 3.8 présentent les résultats de simulation obtenues à partir du modèle de la machine, décrit précédemment.

La figure fig. 3.5, montre les grandeurs : vitesse, couple, courant et l'analyse spectrale pour une machine saine alimentée par une source sinusoïdale. Nous avons simulés un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 3.5 Nm à l'instant 0.8 seconde. On remarque, qu'après le démarrage, la vitesse atteint sa valeur de synchronisme (314 rd/s) et qu'elle chute après l'application de la charge. Par ailleurs, le couple et le courant statorique réagissent aux variations de charge. L'analyse fréquentielle du courant

statorique ne fait apparaître que la fréquence fondamentale. Cette dernière correspond à celle de la source d'alimentation.

Les figures fig. 3.6a, fig. 3.6b, fig. 3.6c et fig. 3.6d présentent les mêmes grandeurs précédentes mais pour la machine saine alimentée par un onduleur. Dans ce cas, l'analyse fréquentielle révèle l'apparition de fréquences d'ordre multiple de celle de la fondamentale. Celles ci sont dûes à la présence de l'onduleur.

Les figures fig. 3.7 et fig. 3.8 présentent respectivement les évolutions des grandeurs lors d'une et/ou de deux cassures de barres. A l'instant 1.5 seconde, on applique volontairement la première cassure de barre. On remarque déjà des oscillations du courant et du couple caractéristiques de la présence du défaut. Cette observation permet d'affirmer l'existence du défaut mais ne permet pas de le localiser. Par contre, l'analyse fréquentielle du courant statorique montre l'apparition des raies caractéristique de ce type de défaut. La fig. 3.8 présente les résultats dans le cas de cassure d'une barre à l'instant 1.5 seconde suivi d'une deuxième cassure à l'instant 2 secondes. Dans les deux cas, les signatures de défauts sont caractérisées par les fréquences dont la position dépend du glissement et dont l'expression est légèrement différente par rapport au cas de la machine sans onduleur [9, 37]. En effet, il s'agit de tenir compte de cette expression :

$$g_{g,d} = (1 \pm 2gk) (2k - 1) f_s \quad (3.28)$$

Les simulations obtenues montrent sans ambiguïté la possibilité d'extraire des signatures pour la détection et la localisation de défaut de cassure de barres d'un moteur asynchrone pour les deux cas d'alimentations que ce soit sinusoïdale ou par onduleur de tension.

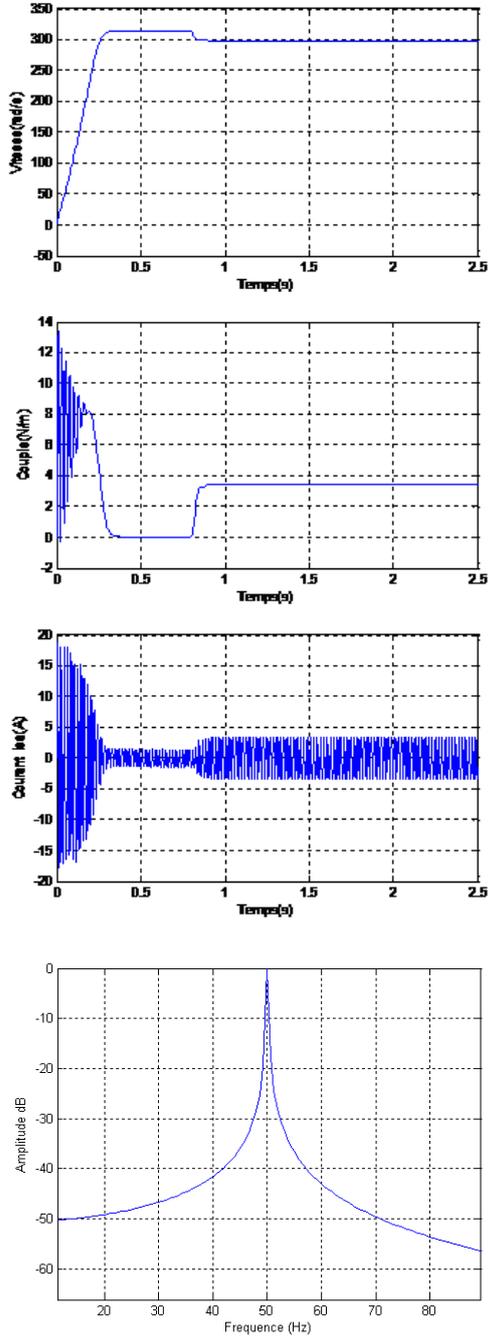


FIGURE 3.5 – Alimentation sinusoïdale

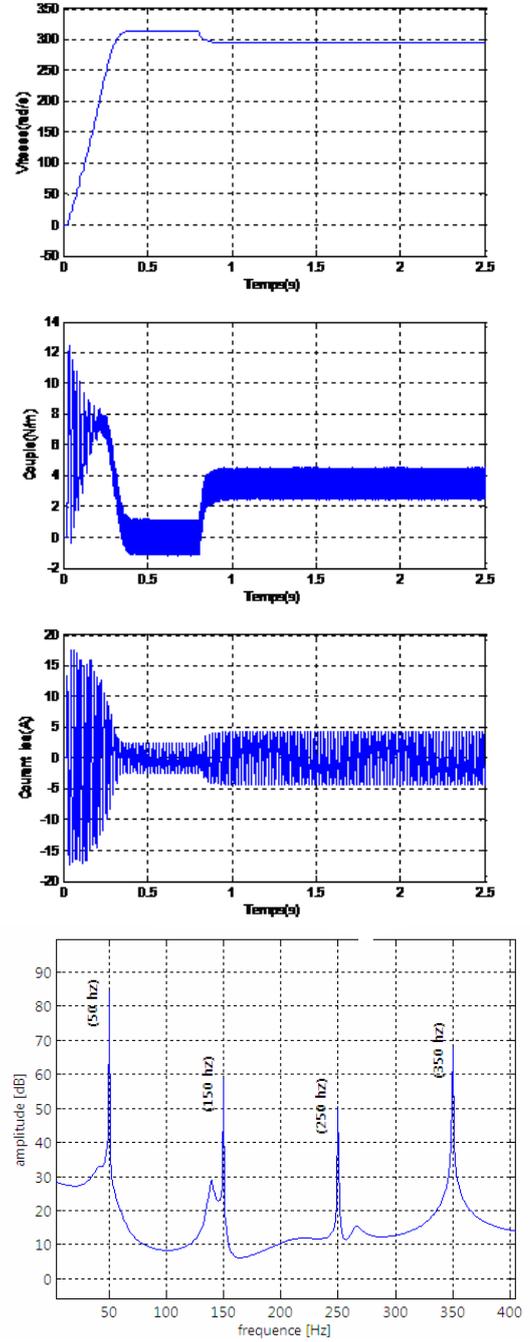
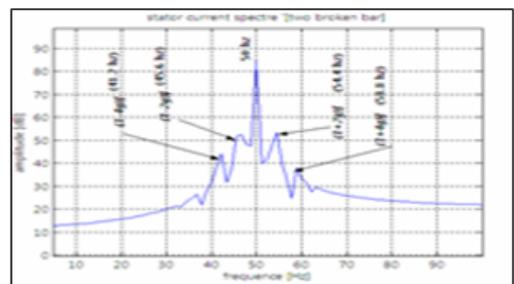
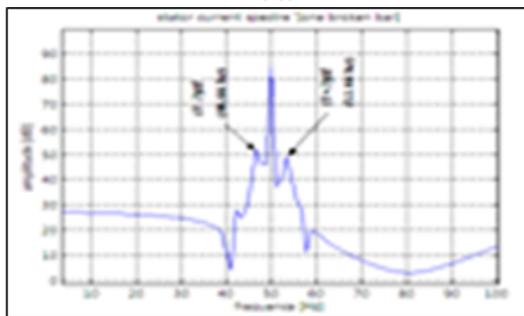
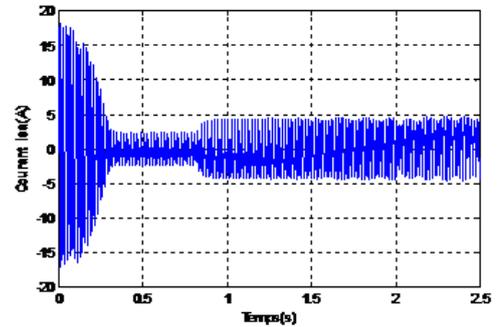
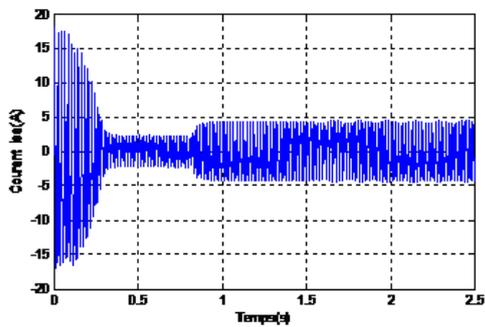
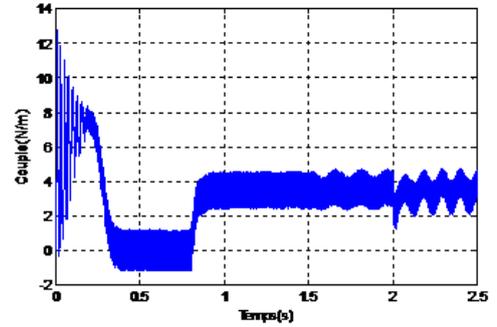
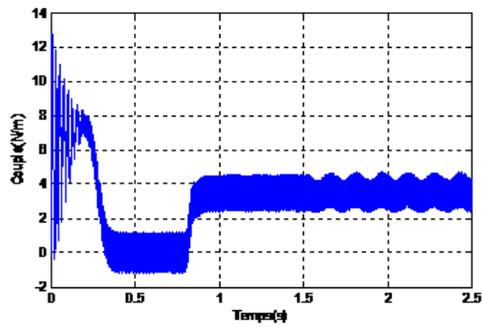
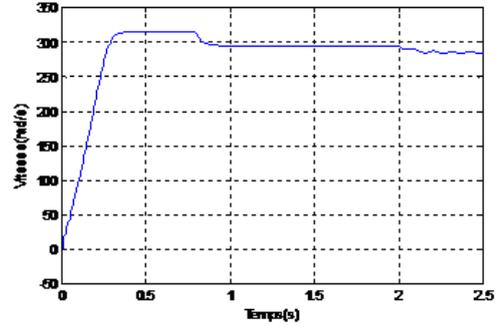
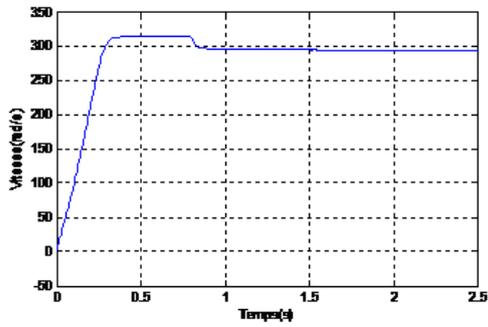


FIGURE 3.6 – Alimentation par onduleur



-d-

-d-

FIGURE 3.7 – Cassure d'une barre

FIGURE 3.8 – Cassure de deux barres

3.4 Modélisation de défaut de Court-circuit

La détection précoce des défauts, dans des machines électriques installées dans des chaînes d'entraînements électriques, est une importante exigence afin d'éviter des arrêts intempestifs des installations industrielles. La plupart des techniques de diagnostic développées utilisent fréquemment les grandeurs électromagnétiques facilement mesurables [43, 44]. Cependant, leur fiabilité dépend de la technique d'analyse utilisée. Dans un moteur à induction les défauts mécaniques sont, en général, les plus rencontrés. Ils peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur [37]. Or que les défauts électriques peuvent apparaître au niveau des enroulements statoriques. On distingue les courts circuits entre phases, entre bobines et entre spires. Les causes de ces défauts sont très variées et peuvent être prévisibles ou intempestifs [16, 24]. Pour notre cas, nous considérons un défaut de court-circuit entre les spires d'une phase statorique ; l'analyse fréquentielle du courant statorique est utilisée pour diagnostiquer ce défaut.

Le diagnostic à base de modèles analytiques considéré pour la machine asynchrone doit décrire fidèlement le comportement de la machine [44, 45, 46, 47, 48]. Ceci n'est faisable qu'en intégrant certains paramètres de la machine, ce qui présente donc un problème de précision lors de l'identification de ces paramètres et en conséquence, dans la précision de la méthode de diagnostic. Nous avons utilisé un modèle mathématique pour le défaut statorique. La fig. 3.9, présente le schéma des enroulements statoriques de la machine, ainsi que la partie présentant le court circuit. En considérant cette représentation, nous avons développé un modèle mathématique en vue du diagnostic.

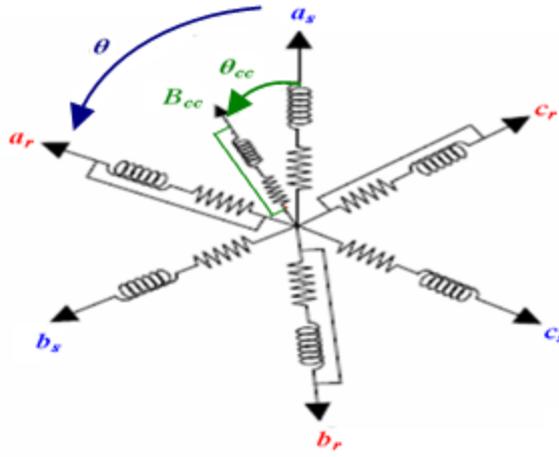


FIGURE 3.9 – Enroulements triphasés avec un court-circuit

Les équations des tensions et flux de la machine à induction en présence de défaut de court-circuit sont :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (3.29)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (3.30)$$

$$[0] = [R_{cc}] [I_{cc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{cc}] \quad (3.31)$$

Où, les matrices des résistances statoriques $[R_s]$ et rotoriques $[R_r]$ sont définies par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & r_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & r_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Les équations des flux sont :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] + [M_{scc}] [I_{cc}] \\ [\phi_r] = [M_{rs}] [I_s] + [L_r] [I_r] + [M_{scc}] [I_{cc}] \\ [\phi_{cc}] = [M_{ccs}] [I_s] + [M_{ccr}] [I_r] + [L_{cc}] [I_{cc}] \end{cases} \quad (3.34)$$

La matrice des inductances statoriques est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa} & m_s & m_s \\ m_s & L_{sb} & m_s \\ m_s & m_s & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Et celle des inductances rotoriques est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{ra} & m_r & m_r \\ m_r & L_{rb} & m_r \\ m_r & m_r & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

La matrice des inductances mutuelles est exprimée selon l'expression suivante :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sara} \cos(\theta) & M_{sarb} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sarc} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sbrc} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sbrb} \cos(\theta) & M_{sbrc} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{scra} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{scrb} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{scrc} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

En supposant que :

$$\begin{aligned} r_{si} &= R_s; r_{ri} = R_r; L_{fsi} = L_f; L_{fri} = 0 \\ L_{si} &= L_{psi} + L_{fsi}; L_{ri} = L_{pri} + L_{fsi} \\ m_s &= \frac{-L_{sij}}{2}; m_r = \frac{-L_{rij}}{2}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

En cas de défaut, on peut écrire les différentes inductances et les mutuelles de la bobines B_{cc} par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine à induction.

$$L_{cc} = \rho_{cc}^2 (L_p + L_F) \quad (3.39)$$

$$[M_{ccs}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} T_{23} \quad (3.40)$$

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^T = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p T_{32} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix}^T \quad (3.41)$$

$$[M_{rcc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} P(\theta) T_{23} \quad (3.42)$$

$$\rho_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} \quad (3.43)$$

Dans le plan α et β , on a :

$$\begin{cases} U_{\alpha\beta s} = R_s i_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta s} \\ 0 = \rho_{cc} R_s i_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta cc} \end{cases} \quad (3.44)$$

Avec $L_m = \frac{3}{2} L_p$

$$\delta(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} i_{\alpha\beta cc} \\ \phi_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} \phi_{\alpha\beta cc} \end{cases} \quad (3.46)$$

L'équation du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$i_{\alpha\beta cc} = \frac{2}{3} \frac{\rho_{cc}}{R_s} \delta(\theta_{cc}) \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta m} \quad (3.47)$$

3.4.1 Simulations et Interprétations

La fig. 3.10 présente les grandeurs de la machine lorsqu'elle est alimentée directement par une source purement sinusoïdale. Elle illustre, la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants statoriques ainsi qu'un zoom sur la partie où la charge est appliquée. Lors de cet essai, on note un démarrage à vide durant la première seconde, suivi de l'application d'une charge de 7 Nm à l'instant 0.8 seconde.

La fig. 3.11 montre les trois courants statoriques des phases de la machine lors d'un défaut de court-circuit entre cinq (5) spires de la phase statorique a provoqué à l'instant $t = 1.5$ seconde. L'augmentation des amplitudes des courants statoriques est un indice primaire de la présence de défaut qu'il faut caractériser selon sa signature. On remarque que ces amplitudes des courants ne sont pas égales, donc on peut dire que les courts circuits entre spires d'une phase statorique affecte de nature différente les autres phases.

Dans la phase défectueuse le courant augmente jusqu'à la valeur de (38 A), (22 A) pour la phase b et finalement le courant dans la phase c , prend la valeur de (18 A), voir le zoom des courants (fig. 3.11). La figure présente les analyses fréquentielles des courants statoriques de la phase a pour un moteur sain et en présence de court-circuit, respectivement. On remarque que dans le cas d'un fonctionnement sain seul la fondamentale apparaît (voir). Ce résultat sera considéré comme référence. Dans le cas de présence de

court circuit, on remarque l'apparition des fréquences caractéristiques des défauts d'ordre, $f_c = n f_s$ avec $n = 5, 7, 9, \dots$

La deuxième méthode d'analyse des courants statoriques est basée sur l'évolution des courants i_d et i_q dans le plan de Park (fig. 3.13). Dans le cas du moteur sans défaut, la courbe de Lissajous $i_{sq} = f(i_{sd})$ prend une forme circulaire centrée à l'origine. Dans le cas du moteur avec défaut de court-circuit de la phase a la courbe de Lissajous change sa forme et devient ovale. Donc, en fonction de la forme et la position on peut diagnostiquer et évaluer la sévérité des défauts de court-circuit entre spires.

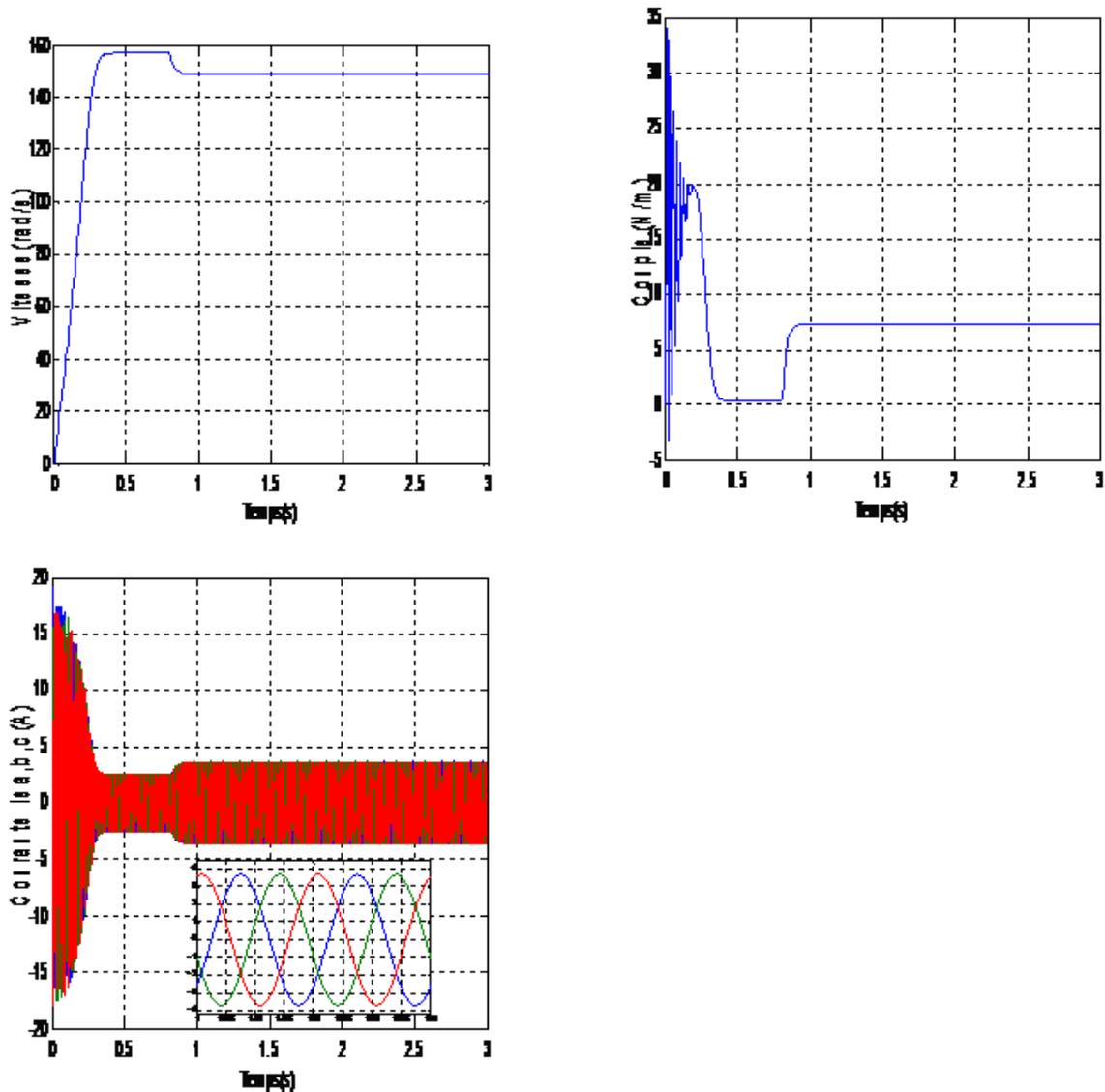


FIGURE 3.10 – Grandeurs de la machine sans défauts

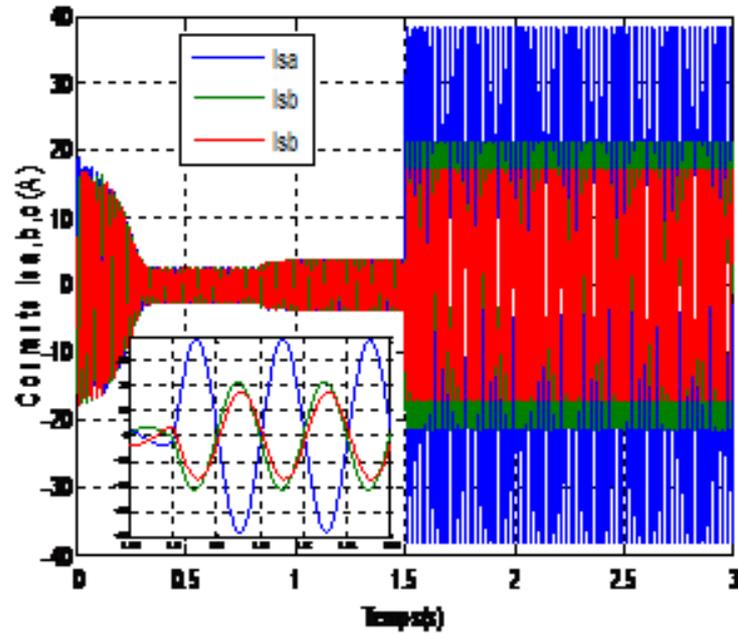


FIGURE 3.11 – Courant statorique avec défaut de court circuit entre spires

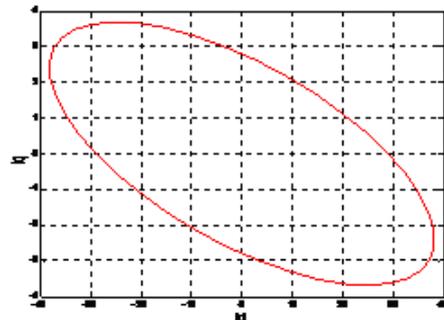
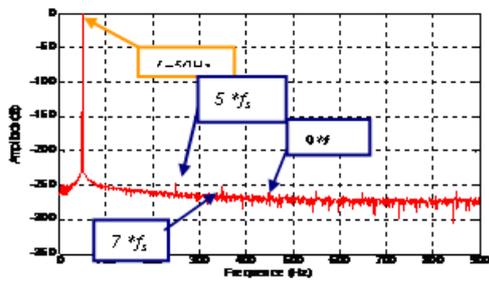
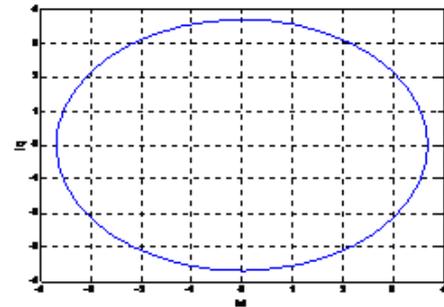
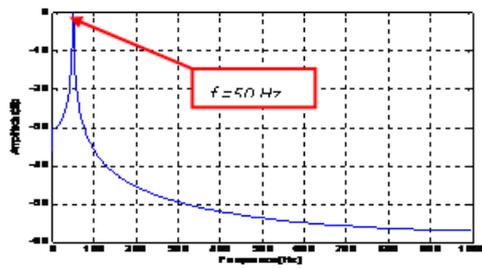


FIGURE 3.12 – Analyse fréquentielle du courant statorique

FIGURE 3.13 – Evolution des courants et dans le plan de Park

3.5 Modélisation de défauts d'excentricité

Dans cette partie nous avons traité les défauts de l'excentricité dans une machine triphasée à induction à cage d'écureuil. L'approche adoptée pour la détection et le diagnostic d'un tel défaut est basée sur l'utilisation de l'analyse spectrale des courants statoriques. Grâce aux signatures significatives qui apparaissent lors de l'analyse spectrale de ces courants, nous jugerons de l'existence du défaut [49, 50]. Une modélisation de la machine, adoptée à notre étude est d'abord développée et présentée. Finalement, les résultats de simulations illustrent l'influence de ce défaut sur l'état de fonctionnement de la machine qui de prime à bord permettent de constater les séquelles d'un défaut et que par la suite l'analyse spectrale permet de diagnostiquer sa nature.

3.5.1 Modèle de défaut d'excentricité statique

La mise en oeuvre du diagnostic est difficile. La difficulté devient de plus en plus grande avec la complexité du système étudié. Evidemment plus le modèle représentatif reproduit fidèlement le fonctionnement du système et plus le diagnostic est facilité et fiable. Dans cette section, le modèle multi-enroulement est considéré pour l'étude du défaut d'excentricité statique [37, 36].

En tenant compte des équations (3.14) à (3.27) et en sachant que dans le cas d'une excentricité statique, le rotor est décalé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe, donc la longueur de l'entrefer dans la direction radiale n'est plus uniforme. L'excentricité est caractérisée par deux grandeurs essentielles de l'entrefer une maximale et l'autre minimale. Les positions de ces deux grandeurs sont fixées par rapport à la référence statorique. Cependant, pour considérer et traiter le défaut d'excentricité, on exprime l'entrefer par une équation qui le détermine en fonction de la position angulaire d'un point fixe de l'entrefer par rapport au référentiel statorique [51, 52, 53].

Cette équation est donnée par :

$$e(\theta_s) = e_0 - a_1 \cos(\theta_s) \quad (3.48)$$

Où a_1 est la quantité d'excentricité statique exprimée par la relation suivante :

$$a_1 = eps e_0 \quad (3.49)$$

Avec eps est le pourcentage d'excentricité statique.

La fonction inverse de l'entrefer est de la forme suivante :

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{e_0 (1 - a_1 \cdot \cos(\theta_s))} \quad (3.50)$$

Donc, on peut l'écrire comme suite :

$$e^{-1}(\theta_s) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s) \quad (3.51)$$

L'expression de la perméance qui tient compte du défaut de l'excentricité est :

$$p(\theta_s) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s) \quad (3.52)$$

Avec :

$$A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \quad (3.53)$$

$$A_2 = \frac{2}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_1^2}}{a_1} \right). \quad (3.54)$$

3.5.1.1 Résultat de simulations

La fig. 3.14 présente les grandeurs de la machine saine. Par la suite, nous avons d'abord procédé à une application d'une charge et nous avons présenté des zooms afin de bien lire les détails relatifs aux situations particulières. Le défaut de l'excentricité statique provoque une perturbation sur les grandeurs de la machine caractérisé par l'apparition des oscillations rapides et très rapprochées entre elles (voir la fig. 3.15). La fig. 3.16 montre l'évolution de l'entrefer lors d'un défaut. L'analyse spectrale du courant pour un moteur sain permet de noter que seule la fréquence fondamentale apparaît (voir fig. 3.17). Par contre l'analyse spectrale du courant enregistré lors d'un défaut d'excentricité statique fait apparaître des composantes supplémentaires par rapport à la fondamentale comme le montre la figure fig. 3.17. Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts selon l'expression : . Les résultats théoriques et les résultats de simulations pour une excentricité statique $n = 1$, soit : simulation (97Hz, 03.98 Hz), théorique (99 Hz, 03.16 Hz).

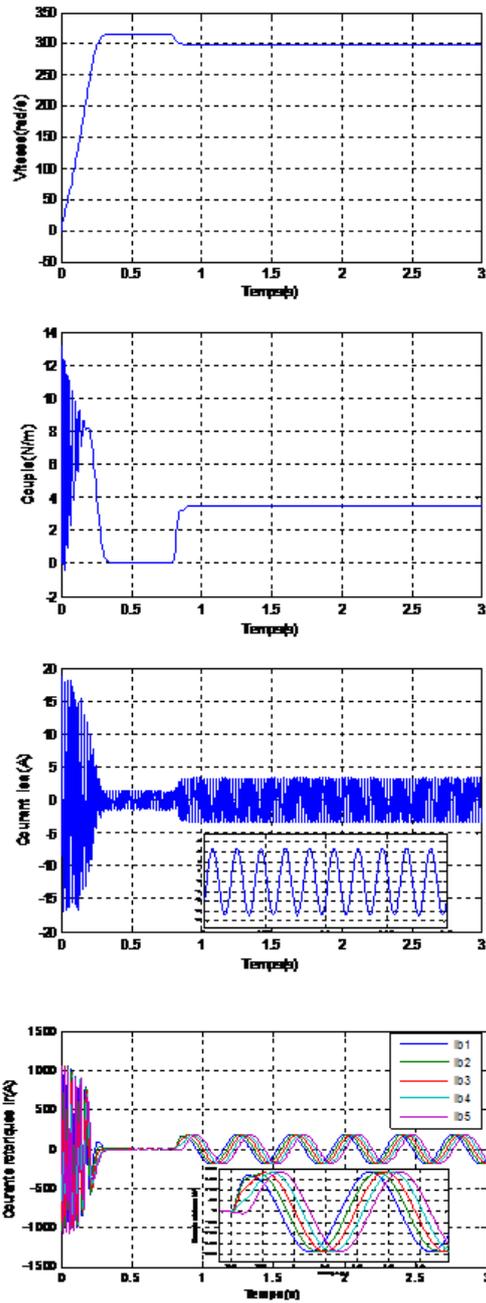


FIGURE 3.14 – Caractéristiques de la machine saine

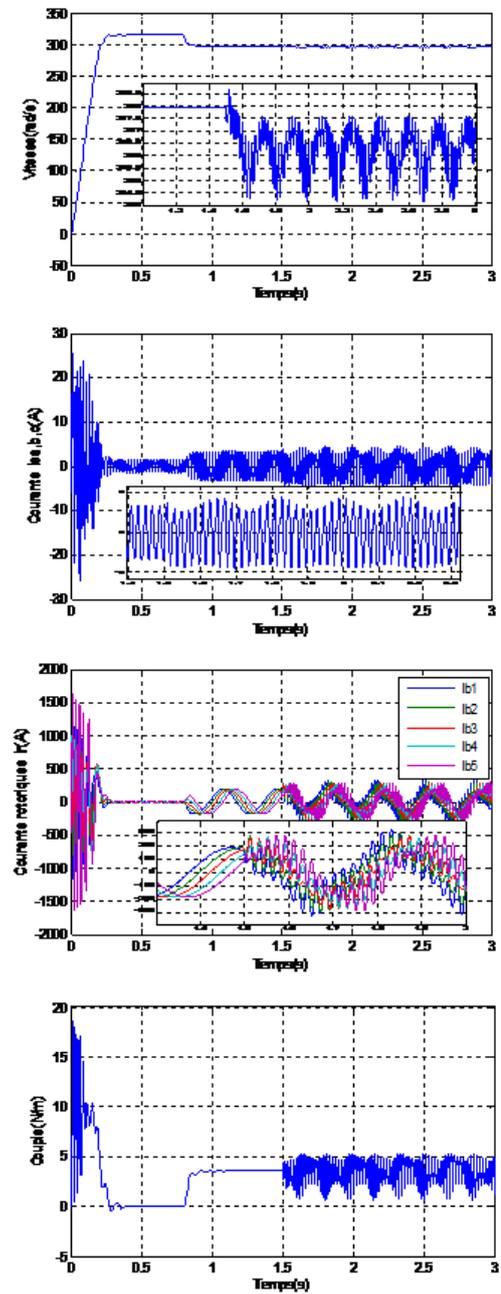


FIGURE 3.15 – Caractéristiques de la machine en défauts d'excentricité statique

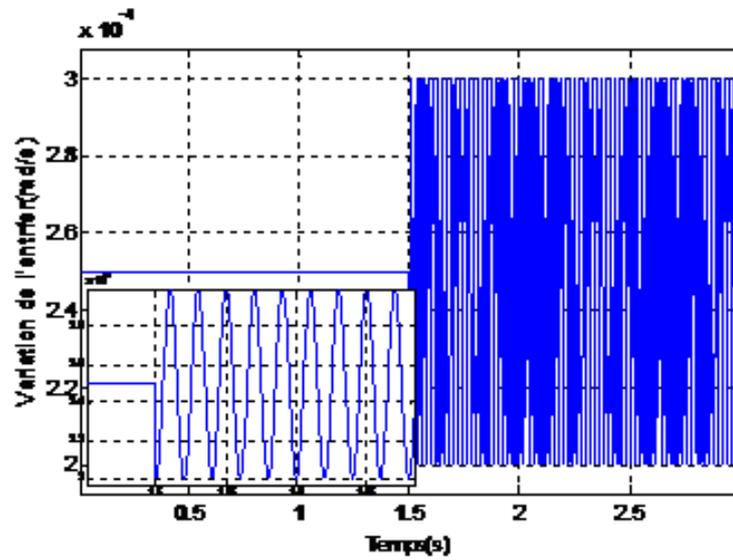


FIGURE 3.16 – Variation de l'entrefer

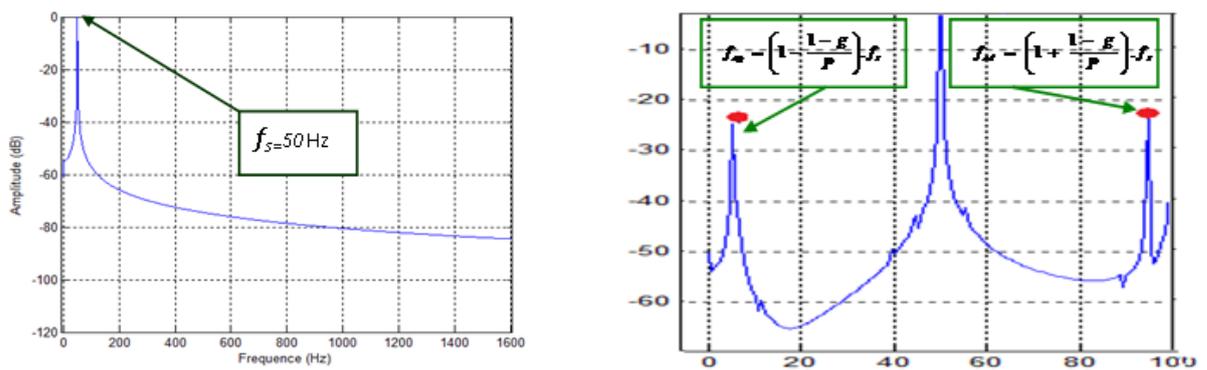


FIGURE 3.17 – Analyse spectrale du courant statorique

3.5.2 Model de défaut d'excentricité dynamique

Dans ce cas de défaut, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe. Le modèle de l'entrefer est donné par la relation suivante :

$$e(\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_{dyn} \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (3.55)$$

Avec $a_{dyn} = epd e_0$

Où a_{dyn} est la quantité d'excentricité dynamique et e_{pd} est le pourcentage d'excentricité dynamique.

La fonction inverse de l'entrefer est de la forme suivante :

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{e_0(1 - a_{dyn} \cos(\theta_s - \theta_{r1}))} \quad (3.56)$$

$$\theta_{r1} = \arctan\left(\frac{a_2 \sin(\theta_r)}{a_1 + a_2 \cos(\theta_r)}\right) \quad (3.57)$$

Donc, on peut l'écrire comme suite :

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cos(\theta_s, \theta_r) \quad (3.58)$$

L'expression de la perméance qui tient compte du défaut de l'excentricité est :

$$p_r(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 A_1 + \mu_0 A_2 \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (3.59)$$

Avec

$$A_1 = \frac{1}{e_0 \sqrt{1 - a_{dyn}^2}}; \quad A_2 = \frac{2}{e_0 \sqrt{1 - a_{dyn}^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_{dyn}^2}}{a_{dyn}} \right) \quad (3.60)$$

$$\theta_{r1} = \arctan\left(\frac{a_{dyn} \sin(\theta_r)}{a_{dyn} \cos(\theta_r)}\right) \quad (3.61)$$

$$e = (\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_{dyn} \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (3.62)$$

Et la perméance sera donnée par :

$$p(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 A_1 + \mu_0 A_2 \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (3.63)$$

3.5.2.1 Simulations et interprétation

La fig. 3.18 présente les grandeurs de la machine lors de l'étude d'un défaut d'excentricité dynamique : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant de la phase statoriques a . Cet essai a consisté à la simulation du comportement du moteur pour un démarrage sans charge jusqu'à la vitesse angulaire 314 rad/s, suivi d'une application d'un couple de charge de 3.5 Nm à l'instant 0.5s que nous avons maintenu durant le reste de nos essais. Par la suite on a provoqué un défaut d'excentricité dynamique

à l'instant $t = 1s$ [54]. On remarque que la vitesse et le couple oscillent moins lentement et que le courant statorique de la phase a présente une enveloppe montrant l'existence d'un défaut. Cependant, pour caractériser la signature du défaut d'excentricité dynamique nous avons présenté dans la fig. 3.20 et fig. 3.21 les analyses fréquentielles et l'évolution du courant statorique dans le plan de Park. La fig. 3.20 montre que seule la fréquence fondamentale est que $i_q = f(i_d)$ est de forme circulaire avec une épaisseur fine. Par contre la fig. 3.21 présente l'analyse du courant statorique obtenu en présence d'un défaut d'excentricité dynamique. Elle montre l'apparition de fréquences en plus de la fondamentale. Ces fréquences sont exprimées par la relation suivante :

$$f_{exd} = \left((nN_b \pm 1) \frac{(1-g)}{P} \right) f_s \quad (3.64)$$

Les résultats théoriques et de simulations pour les deux cas lorsque $n = 1$, sont représentés dans le tab 3.1.

	Simulation	Théorique
f_{exd1}	795,14 Hz	800.00 Hz
f_{exd1}	705.10 Hz	700.00 Hz

TABLE 3.1 – Fréquences en cas théoriques et simulations

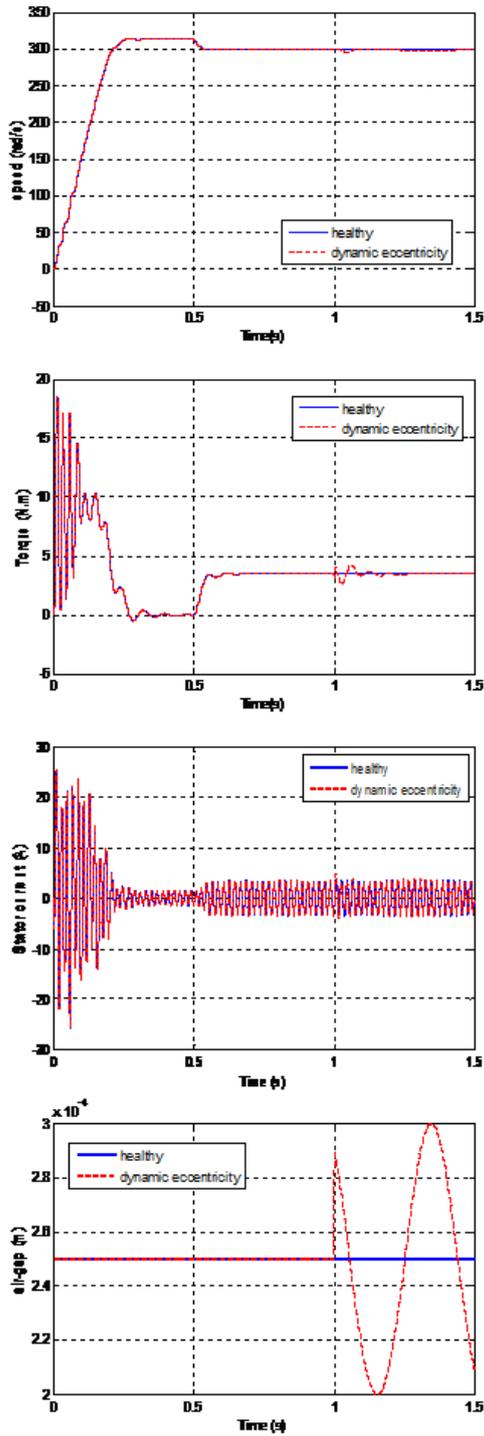


FIGURE 3.18 – Fonctionnement sain et en défaut d'excentricité dynamique

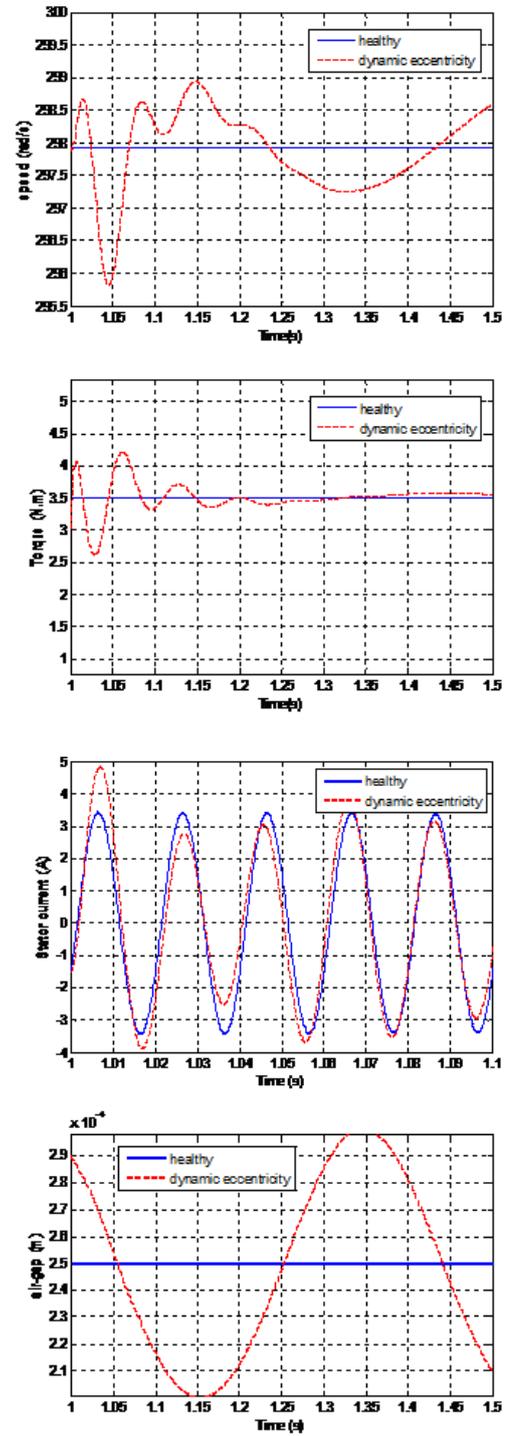


FIGURE 3.19 – Zoom sur le défaut d'excentricité dynamique

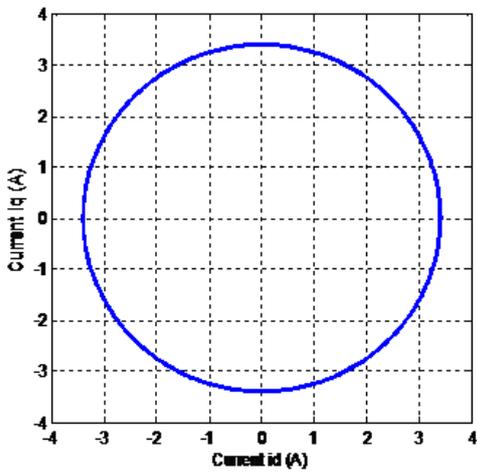
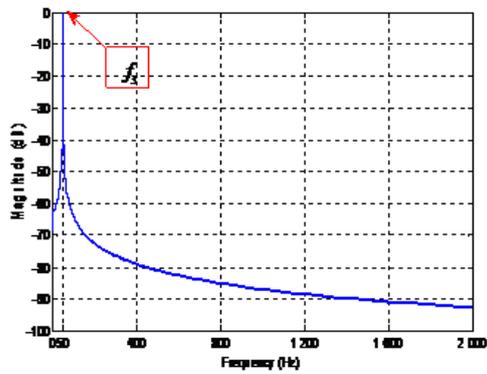
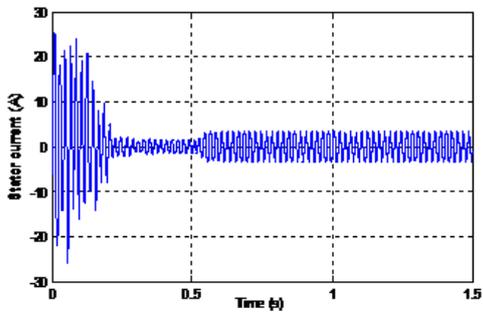


FIGURE 3.20 – Analyse spectrale et représentation en (d, q) du courant statorique pour le cas sain)

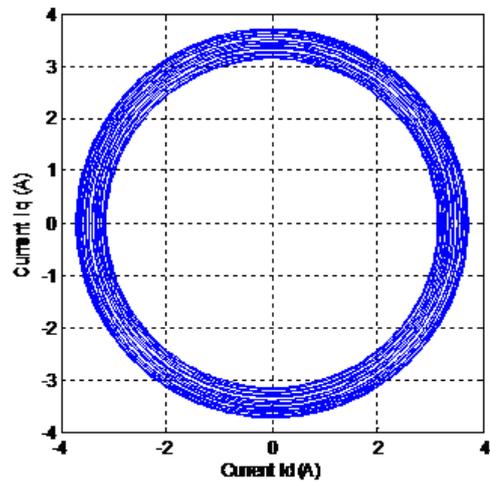
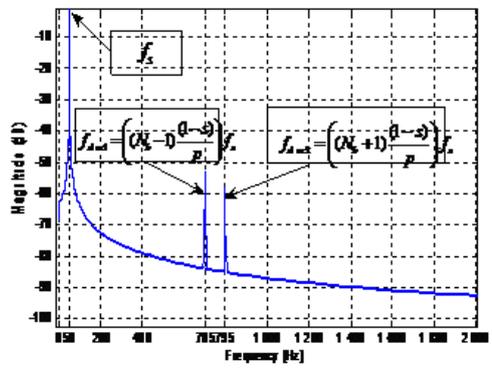
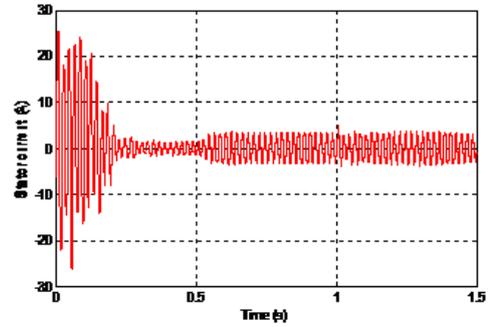


FIGURE 3.21 – Analyse spectrale et représentation en (d, q) du courant statorique pour le cas défaillant

3.6 Modélisation de l'onduleur avec défaut

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives. Le fonctionnement de ces convertisseurs repose sur la modification séquentielle des liaisons entre l'alimentation et la charge. Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande qui fournit des ordres temporels de déclenchement des interrupteurs. Dans notre cas, on utilise la stratégie de modulation de largeur d'impulsion [32, 55, 56]. Concernant la modélisation de l'onduleur, on considère que, les cellules (Transistors K_i et les Diodes D_i) sont à commutations instantanées et chaque interrupteur à deux états.

En cas de défaut des semi-conducteurs en circuit ouvert K_i ($i = 1 : 6$). La phase $j_{a,b \text{ ou } c}$ du moteur est connecté à l'électrode positive de la tension continue à travers le courant qui traverse la diode D_i . La tension V_{jn} dépend de l'état des semi-conducteurs K_{i+3} et de la direction du courant de phase. Les fonctions de commutations correspondantes aux cas de défauts nous ont permis de mettre au point le tab 3.2, relatif aux expressions de ces fonctions [34, 56, 57].

Défaut de K_1	Défaut de K_2	Défaut de K_3
$S'_1 = \begin{cases} -1 \text{ si } i_{an} > 0 \\ -1 \text{ si } i_{an} < 0, K_4 = 1 \\ 1 \text{ si } i_{an} < 0, K_4 = 0 \end{cases}$	$S'_2 = \begin{cases} -1 \text{ si } i_{bn} > 0 \\ -1 \text{ si } i_{bn} < 0, K_5 = 1 \\ 1 \text{ si } i_{bn} < 0, K_5 = 0 \end{cases}$	$S'_3 = \begin{cases} -1 \text{ si } i_{cn} > 0 \\ -1 \text{ si } i_{cn} < 0, K_6 = 1 \\ 1 \text{ si } i_{cn} < 0, K_6 = 0 \end{cases}$
Défaut de K_4	Défaut de K_5	Défaut de K_6
$S''_1 = \begin{cases} 1 \text{ si } i_{an} < 0 \\ 1 \text{ si } i_{an} > 0, K_1 = 1 \\ -1 \text{ si } i_{an} < 0, K_1 = 0 \end{cases}$	$S''_2 = \begin{cases} -1 \text{ si } i_{bn} < 0 \\ 1 \text{ si } i_{bn} > 0, K_2 = 1 \\ -1 \text{ si } i_{bn} > 0, K_2 = 0 \end{cases}$	$S''_3 = \begin{cases} +1 \text{ si } i_{cn} < 0 \\ 1 \text{ si } i_{cn} > 0, K_3 = 1 \\ -1 \text{ si } i_{cn} < 0, K_3 = 0 \end{cases}$

TABLE 3.2 – Tableau des fonctions de commutations en cas de défauts

3.6.1 Détection et localisation de défauts à l'aide de modèles

Le principe de détection de défauts par redondance analytique (à base de modèle) [58, 59] peut être représenté par le schéma suivant.

Nous considérons un onduleur triphasé à IGBT commandé en modulation de largeur d'impulsion (fig. 3.23).

Il s'agit d'étudier le défaut d'ouverture d'un des semi-conducteurs de puissance afin de proposer une analyse qui permet de détecter la présence d'un défaut et de localiser le semi-conducteur en panne. A cet effet, le principe de détection consiste à comparer le comportement du système réel à surveiller et son modèle. Les vecteurs de sortie du système ou du modèle devront regrouper toutes les grandeurs nécessaires à la détection et la localisation des défauts. Le vecteur résidu n'est autre que la différence entre les grandeurs correspondantes du système réel et de son modèle.

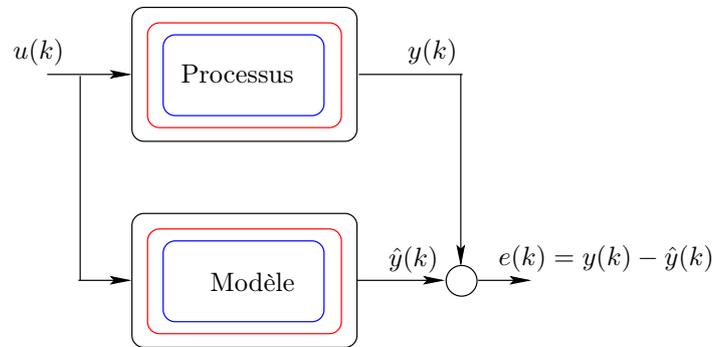


FIGURE 3.22 – Principe de génération des résidus pour la détection de défauts

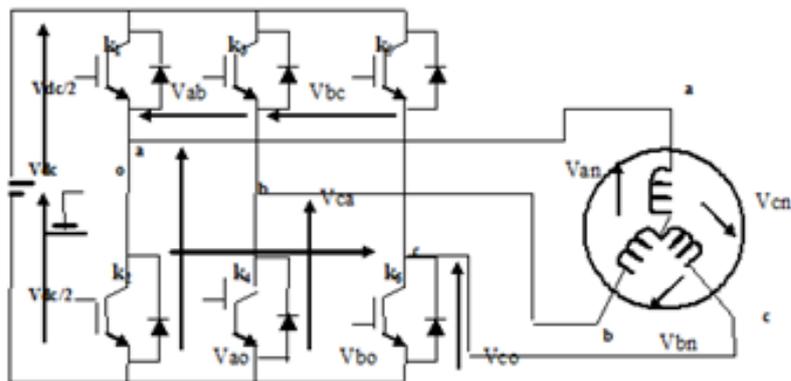


FIGURE 3.23 – Onduleur triphasé

	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
r_1	-1	1	1	1	-1	-1
r_2	1	-1	1	-1	1	-1
r_3	1	1	-1	-1	-1	1

TABLE 3.3 – Table de signatures théoriques des défauts des interrupteurs

L'approche adoptée consiste, dans une première étape, à comparer les valeurs instantanées des courants traversant les trois phases du système réel avec celles du modèle.

3.6.1.1 Résultats de simulation et interprétation

Pour chaque phase, la différence entre le courant réel et celui estimé par le modèle est calculée. L'évaluation des résidus délivrés par les capteurs des courants permet de détecter et de localiser l'interrupteur défaillant. Lors d'un test en fonctionnement normal, les courants mesurés et estimés donnés par le modèle (fig. 3.24) se superposent et par conséquent les résidus correspondant aux trois phases sont statistiquement nuls (fig. 3.25).

Pour illustrer l'approche proposée, nous avons simulé un défaut d'ouverture de l'interrupteur K_1 . La fig. 3.26 présente l'évolution des courants statoriques dans les trois phases et la fig. 3.27 présente les résidus correspondants.

On remarque que les formes des courants des deuxième et troisième phases évoluent dans le même sens soit positivement. Par contre, le courant de la phase connectée au bras du semi conducteur défaillant se déplace contrairement aux deux autres. Cette situation permet déjà de détecter le défaut dans une branche. Les résidus sont représentés par la fig. 3.27.

Reconsidérons maintenant, le même essai mais pour le cas où le semi conducteur du bas (K_4) du même bras est en défaut. Les résultats de simulations de la fig. 3.28, permettent de voir que c'est aussi le courant de la phase a qui est différent des deux autres, mais cette fois ci, il présente des sauts positifs contrairement aux deux autres courants. Les résidus relatifs à cette situation de fonctionnement (fig. 3.29) permettent selon le sens de leurs évolutions de localiser le transistor défaillant.

Pour le cas des défauts des semi conducteurs K_2 , K_3 , K_5 et K_6 , une analyse des résidus similaire à celle effectuée précédemment dans le cas des défauts affectant K_1 et k_4 , nous avons établi une table de signatures théorique permettant la détection et la localisation du semiconducteur en défaut (tab 3.3). Cette table de signature fait apparaître des 1 et des -1 correspondant aux états des résidus. Un 1 correspond à un saut positif du résidus et un -1 correspond à un saut négatif.

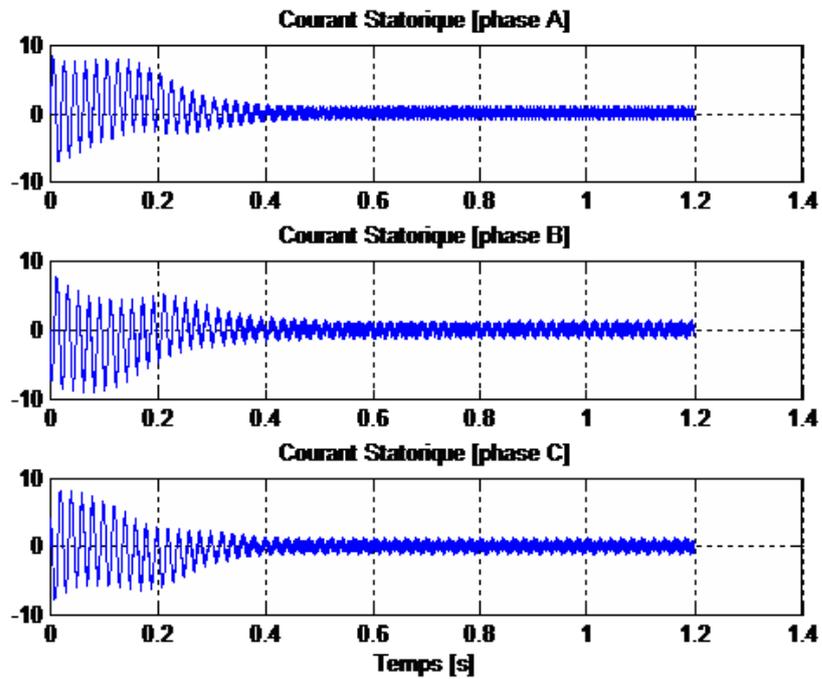


FIGURE 3.24 – Courants statoriques, cas sain

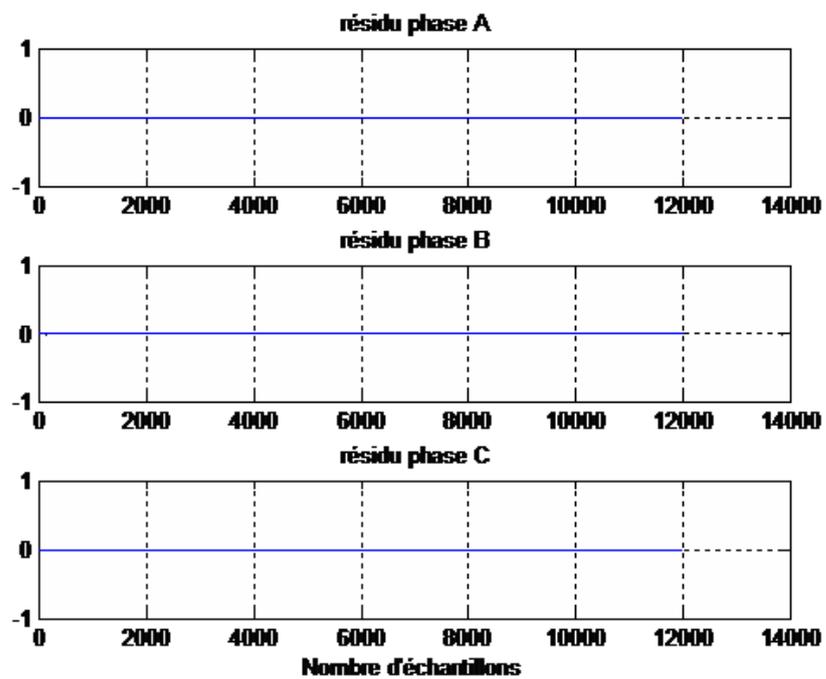


FIGURE 3.25 – Résidus, cas sain

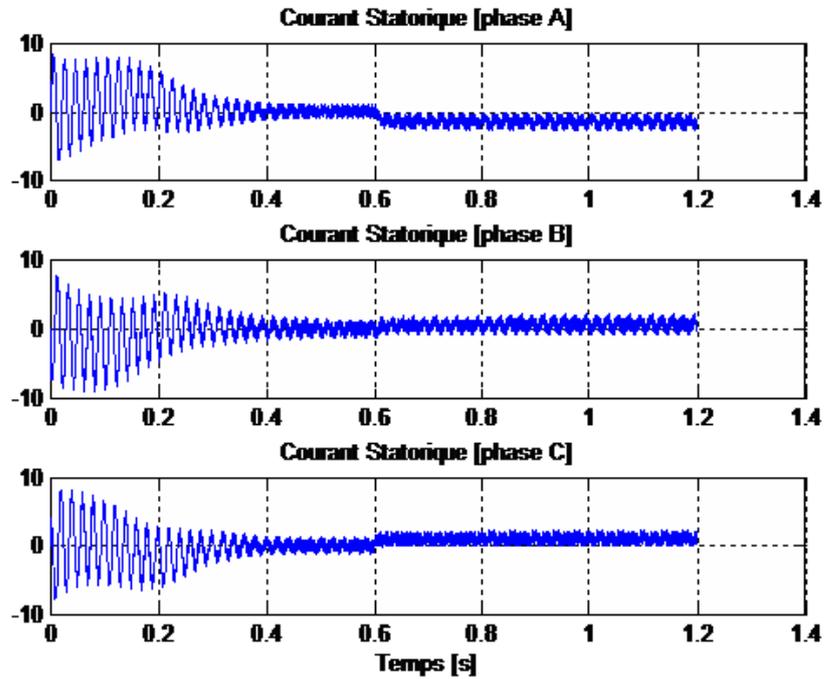


FIGURE 3.26 – Courants statoriques, défaut sur K_1

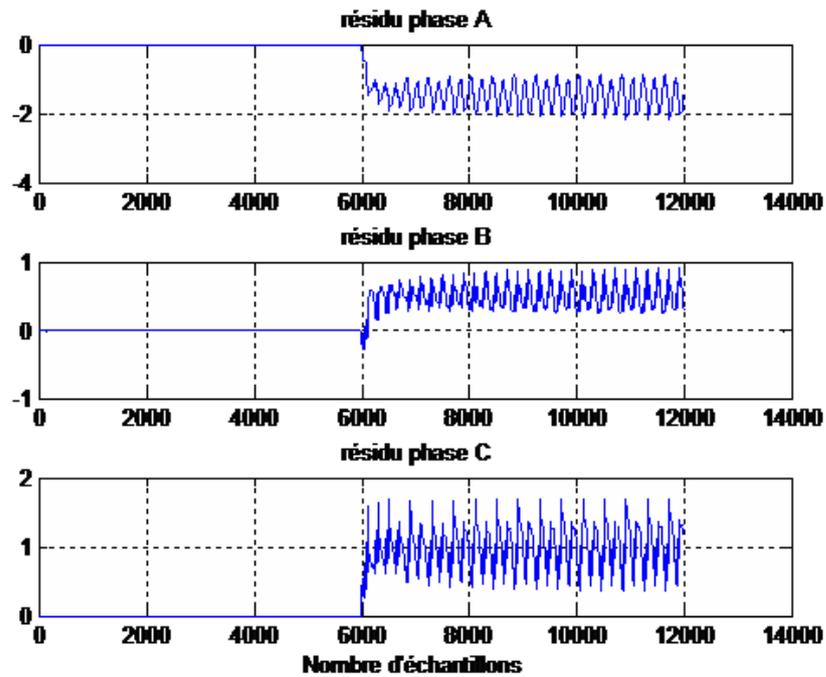


FIGURE 3.27 – Résidus, défaut sur K_1

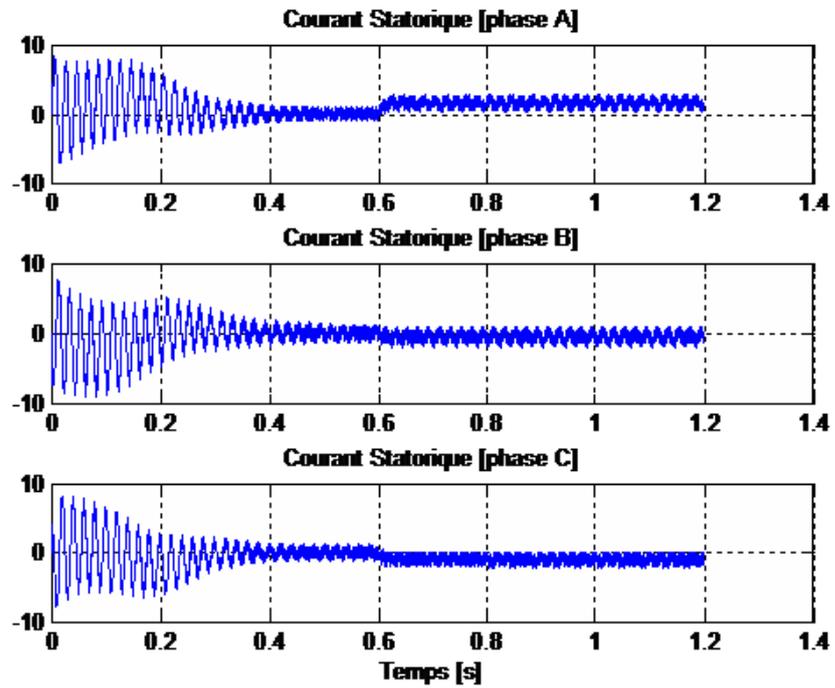


FIGURE 3.28 – Courants statoriques, défaut sur K_4

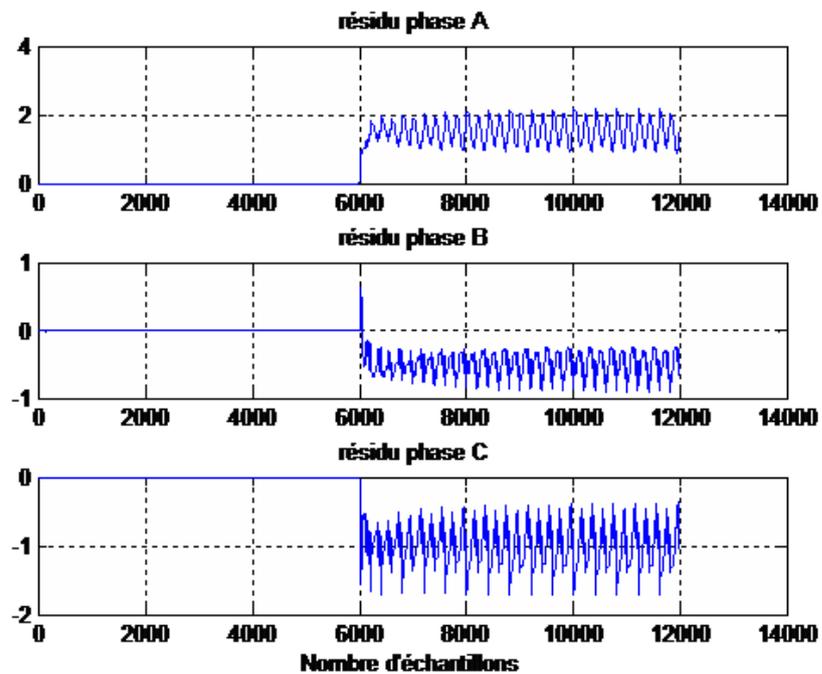


FIGURE 3.29 – Résidus, défaut sur K_4

3.7 Conclusion

Le modèle de la machine asynchrone à base de circuits maillés dédié à la détection des défauts est considéré en utilisant une technique basée sur l'analyse spectrale du courant statorique. L'étude des défauts considérés nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence de ce dernier sur les performances du moteur.

On note que la relation classiquement utilisée pour diagnostiquer un défaut de cassures de barres lorsque le moteur est alimenté par le réseau n'est plus valable pour le cas où le moteur est alimenté par un onduleur de tension.

Nous avons également considéré le diagnostic par la technique des résidus qui permet d'extraire des signatures identifiantes de défauts de semi-conducteurs.

En effet, l'évolution des résidus des courants statoriques de chaque phase et les résultats de simulations obtenus s'avère prometteuses et précise pour détecter et localiser le défaut du semi-conducteur du système d'entraînement électromécanique étudié.

Chapitre 4

Modélisation de la machine asynchrone par multi-modèle

Sommaire

4.1	Introduction	61
4.2	Modélisation des systèmes non linéaires par multi-modèle	61
4.3	Représentation multi-modèle	61
4.4	Différents structures de multimodèles	62
4.5	Obtention d'une représentation globale à partir de modèles locaux	63
4.5.1	Modélisation	64
4.5.2	Recherche des modèles locaux par linéarisation	65
4.5.3	Points de fonctionnement statiques	66
4.5.4	Optimisation paramétrique	66
4.6	Représentation de la machine par multimodèle	67
4.6.1	Modèle non linéaire de Park	67
4.7	Validation du modèle par simulation	70
4.8	Conclusion	74

4.1 Introduction

La modélisation est une étape fondamentale et nécessaire à la conduite de processus industriels pour l'élaboration d'une loi de commande ou pour le développement d'une procédure de diagnostic. La modélisation d'un processus vise à établir les relations qui lient les variables caractéristiques de ce processus entre elles et à représenter d'une manière rigoureuse le comportement de ce processus dans un domaine de fonctionnement donné.

En fonction des connaissances a priori sur le processus à étudier, on peut envisager différents types de modèles en vue de représenter son comportement [60]. Dans ce chapitre, on se limitera à la modélisation par l'approche multimodèle d'un moteur asynchrone en utilisant l'approche Takagi-Sugeno [61].

L'idée de l'approche multimodèle est d'appréhender le comportement non linéaire d'un système par un ensemble de modèles locaux (linéaires ou affines) caractérisant le fonctionnement du système dans différentes zones de fonctionnement.

4.2 Modélisation des systèmes non linéaires par multi-modèle

L'approche multimodèle représente une alternative intéressante et un outil puissant dans l'identification, la commande ou le diagnostic de systèmes complexes et non linéaires. L'approche multimodèle est basée sur la décomposition du comportement dynamique du système en un nombre de N zones de fonctionnement. Chaque zone étant caractérisée par un sous modèle. En fonction de la zone où le système évolue, la sortie de chaque sous-modèle contribue plus ou moins à l'approximation du comportement global du système non linéaire. La contribution de chaque sous modèle est définie par une fonction de pondération [62].

Selon l'information dont on dispose, plusieurs méthodes distinctes peuvent être utilisées pour l'obtention d'un multimodèle. Si l'on ne dispose que des mesures des entrées et sorties du système, on procède par identification en cherchant ou en imposant la structure du multimodèle. Si, en revanche, on dispose d'un modèle non linéaire explicite que l'on souhaite simplifier ou rendre plus manipulable on pourra procéder par linéarisation autour de différents points de fonctionnement [60].

La représentation multimodèle d'un système non linéaire peut être obtenue à partir de différentes structures. En général, la représentation d'état est utilisée car elle permet de mettre facilement en évidence les sous modèles. Cette représentation est simple et plus générale que la présentation sous forme d'une équation de régression entrée/sortie. De plus, la description sous forme d'état se relève une forme bien adaptée pour la construction d'observateurs ou de lois de commande [63].

4.3 Représentation multi-modèle

Tout modèle a un domaine de validité limité. Cette limitation provient soit des hypothèses simplificatrices formulés lors de l'élaboration d'un modèle de connaissance, soit des conditions expérimentales d'obtention des données nécessaires à l'identification des paramètres d'un modèle. Il peut aussi agir d'un

choix délibéré d'adopter une structure de représentation simple, linéaire le plus souvent, valable seulement au voisinage d'un point de fonctionnement. Afin d'obtenir une représentation du système valable dans un large domaine de fonctionnement (modèle globale), il peut être intéressant de combiner judicieusement un ensemble de modèles simples, valables localement (modèles locaux). On définit alors un multimodèle comme étant la combinaison d'un nombre fini de modèles simples.

Sur le plan conceptuel, cette approche consiste à présenter un système, aussi compliqué soit-il, par une combinaison de M modèles simples. Plus la réalité considérée sera compliquée, plus la représentation qu'on en tire sera complexe, et plus il faudra multiplier les modèles simples. Finalement, cette approche consiste à représenter un système réel compliqué par un modèle complexe résultant de l'assemblage d'un nombre fini de modèles simples.

La fig. 4.1 illustre le principe de l'approche multimodèle dans un cas à deux dimensions. L'ensemble des points de fonctionnement du système, de coordonnées, a été décomposé en trois domaines de fonctionnement notés D_1 , D_2 , D_3 et D_4 . Le domaine global de fonctionnement est alors défini par la réunion des domaines locaux. Ces différents modèles locaux $D = D_1 \cup D_2 \cup D_3 \cup D_4$. Sur chacun des domaines locaux, ou sous domaine peut être construit un modèle local. Ces différents modèles locaux pourront être combinés au moyen d'une technique d'interpolation pour obtenir une représentation globale, ou multimodèle, valable sur le domaine de fonctionnement global D .

Cette approche multimodèle est d'une grande importance pratique, car, l'obtention directe d'un modèle globale est très difficile en raison du grand nombre de types de comportements dont il doit alors rendre compte d'un type de comportement particulier, lié au domaine de fonctionnement considéré. La combinaison de ces modèles locaux va ainsi permettre de rendre compte de la diversité des comportements observés sur le système.

Un autre aspect important est que cette approche multimodèle permet de combiner des représentations n'ayant pas forcément la même structure. Il est tout à fait possible de combiner des modèles mathématiques. Ce qui ouvre des perspectives tout à fait intéressantes dans le cadre de la modélisation, de la commande et du diagnostic des systèmes dynamiques.

L'approche multimodèle offre la possibilité d'étendre aux systèmes non linéaires les techniques de commande et de diagnostic des systèmes linéaires, ceci à condition d'utiliser une modélisation locale linéaire [64].

4.4 Différents structures de multimodèles

Plusieurs structures permettent d'interconnecter les différents sous modèles afin de générer la sortie globale du multimodèle. Deux structures essentielles de multimodèles peuvent être distinguées selon l'utilisation, par les différents sous modèles, d'un état unique ou de plusieurs états indépendants. Différents techniques (linéarisation, optimisation paramétrique) permettent d'estimer les paramètres des sous modèles pour une structure de multimodèle donnée [62]. Selon la nature du couplage entre les modèles locaux associés aux zones de fonctionnement et selon la segmentation sur l'entrée ou sur la sortie, on note

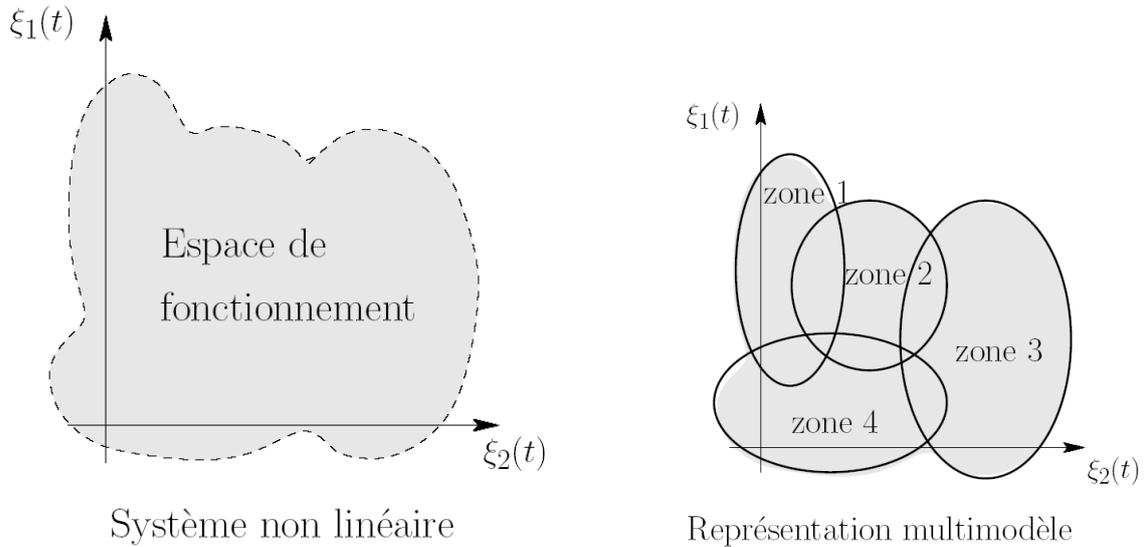


FIGURE 4.1 – Approche multi-modèle

trois structures de multimodèles :

1. structure couplée,
2. structure découplée,
3. structure hiérarchisée.

4.5 Obtention d'une représentation globale à partir de modèles locaux

Soit un système supposé correctement décrit par le modèle hypothétique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (4.1)$$

On fait l'hypothèse que ce modèle global permet de représenter parfaitement le comportement du système quel que soit le point de fonctionnement considéré. Les fonctions d'évolution et de sortie sont inconnues. L'objectif va être de trouver une représentation multimodèle permettant de décrire le comportement du système sur large domaine de fonctionnement, noté D . Soit le domaine de fonctionnement globale souhaité pour le procédé et soit le point de fonctionnement du système à l'instant t : $\xi \in D$. Ce domaine D peut être subdivisé en M domaine locaux de fonctionnement, notée D_i , tels que . Sur chacun des domaines locaux de fonctionnement, peut être défini un modèle local, de la forme générale suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f_i(x(t), u(t)) \\ y(t) = h_i(x(t), u(t)) \end{cases} \quad i = 1, \dots, M \quad (4.2)$$

Permettant de décrire correctement le comportement du système sur tout le domaine de fonctionnement D_i , c'est-à-dire tel que :

$$\forall \xi \in D_i, \begin{cases} f_i \approx f \\ h_i \approx h \end{cases} \quad i = 1, \dots, M \quad (4.3)$$

4.5.1 Modélisation

Illustrons l'approche en considérant un système statique non linéaire, pour lequel nous cherchons à déterminer une représentation multimodèle permettant de décrire le comportement de ce système.

$$y(t) = F(x(t)) \quad (4.4)$$

Supposons qu'on dispose d'un ensemble de M modèles locaux descriptifs du comportement du système dans différentes zones de fonctionnement. Ces modèles peuvent être construits par exemple à partir de connaissances physiques sur le fonctionnement du système dans ces zones. La validité locale de chaque modèle est indiquée par une fonction de validité pour. Le modèle global s'obtient de la manière suivante :

$$y_m(t) = \frac{\sum_{i=1}^M w_i(x(t)) f_i(x(t))}{\sum_{j=1}^M w_j(x(t))} \quad (4.5)$$

$$\mu_i(x(t)) = \frac{w_i(x(t))}{\sum_{j=1}^M w_j(x(t))} \quad (4.6)$$

En combinant les équations (4.5) et (4.6), on obtient l'expression générale d'une structure

$$\mu_i(x(t)) = \frac{w_i(x(t))}{\sum_{j=1}^M w_j(x(t))} \quad (4.7)$$

La fonction d'activation détermine le degré d'activation du i ème modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global (multimodèle). Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions sont généralement de forme triangulaire, sigmoïdale ou gaussienne, et doivent satisfaire les propriétés suivantes (de convexité) :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) = 1 \\ 0 \leq \mu_i(x(t)) \leq 1 \end{cases} \quad (4.8)$$

On peut noter l'existence de plusieurs structures de multimodèles, parmi celles qui existent on s'intéresse à la structure couplée où la représentation multimodèle est obtenue par interpolation de M modèles locaux linéaires.

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(A_i \dot{x}_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(C_i \dot{x}_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (4.9)$$

Où μ_i sont les fonctions d'activation et est le vecteur des variables de décision dépendant des variables d'état mesurables et éventuellement de la commande $u(t)$. Cette structure est la plus utilisée en analyse bien qu'en synthèse des multi modèles.

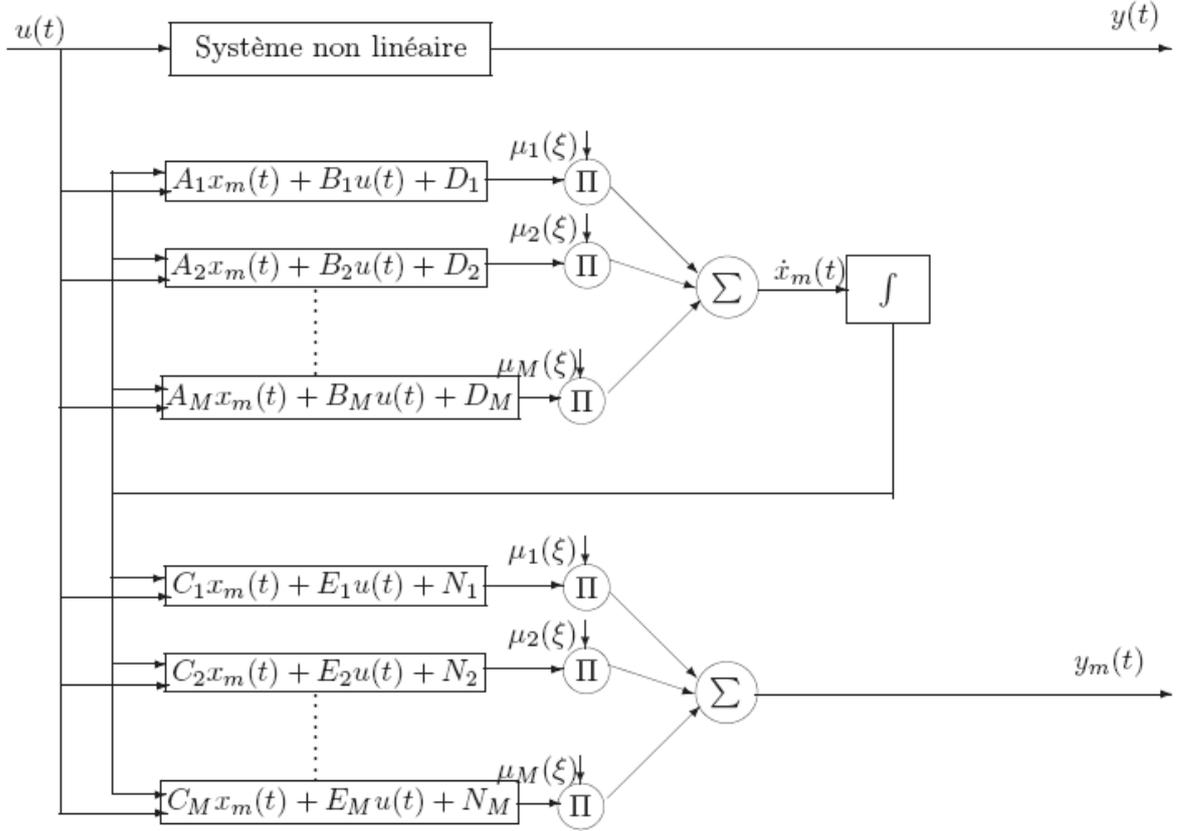


FIGURE 4.2 – Architecture d'un multi modèles à modèles locaux couplés

4.5.2 Recherche des modèles locaux par linéarisation

Dans ce cas, on dispose de la forme analytique du modèle non linéaire du processus physique qu'on linéarise autour de différents points de fonctionnement judicieusement choisis. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) \\ y(t) = G(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (4.10)$$

Où $(F, G) \in \mathcal{R}^{2n}$, F et G sont des fonctions non linéaires continues, $x(t) \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état et $u \in \mathcal{R}^m$ est le vecteur d'entrée.

Par la suite, nous représenterons le système non linéaire (4.10) par un multimodèle, composé de plusieurs modèles locaux linéaires ou affines, tel que chaque modèle local est obtenu en linéarisant le système non linéaire autour d'un point de fonctionnement arbitraire $(x_i, u_i) \in \mathcal{R}^n \times \mathcal{R}^m$.

Dans ce cas, on considère la définition des modèles locaux comme le premier terme du développement en série de Taylor du système (4.10).

D'un point de vue mathématique, ceci correspond à approcher une fonction non linéaire par son plan tangent au point (x_i, u_i) . On suppose que les différents modèles locaux sont issus d'une linéarisation autour de M points de fonctionnement $(x_i, u_i) \quad i \in \{1, \dots, M\}$. La formulation multimodèle est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (4.11)$$

$$A_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, B_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, D_i = F(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i \quad (4.12)$$

Avec

$$A_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, B_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, D_i = F(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i \quad (4.13)$$

$$C_i = \left. \frac{\partial G(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, E_i = \left. \frac{\partial G(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, N_i = G(x_i, u_i) - C_i x_i - E_i u_i \quad (4.14)$$

Notons que dans ce cas, le nombre de modèles locaux (M) dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation, ces dernières doivent satisfaire les propriétés (4.8).

4.5.3 Points de fonctionnement statiques

Considérant le système non-linéaire avec les dynamiques définies par l'équation (4.10). L'ensemble des points de fonctionnement d'équilibre de ce système non linéaire, sont les points : pour les quels :

$$\begin{cases} F(x_0, u_0) = 0 \\ G(x_0, u_0) = y_0 \end{cases} \quad (4.15)$$

4.5.4 Optimisation paramétrique

Lorsque le modèle du système est non linéaire par rapport aux paramètres, il n'existe pas de solution analytique afin d'estimer ces paramètres. On a recourt à des techniques itératives d'optimisation non

linéaire. Plusieurs méthodes d'optimisation peuvent être utilisées, selon les informations disponibles a priori. Si la connaissance a priori sur les paramètres des fonctions d'activation et ceux des modèles locaux ne sont pas disponibles. Alors, ces paramètres doivent être optimisés au moyen d'une procédure itérative en raison des non-linéarités du modèle global (multimodèle) par rapport à ses paramètres.

Les méthodes d'identification de l'ensemble de tous les paramètres sont généralement basées sur la minimisation d'une fonctionnelle de l'écart entre la sortie estimée du multi modèle et la sortie mesurée du système . Le critère le plus utilise est le critère qui représente l'écart quadratique entre les deux sorties indiquées.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \varepsilon(t, \theta)^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_m(t) - y(t))^2 \quad (4.16)$$

Où N est l'horizon d'observation et est le vecteur de paramètres des modèles locaux et ceux des fonctions d'activation. Les méthodes de minimisation du critère s'appuient, le plus souvent, sur un développement limité du critère autour d'une valeur particulière du vecteur de paramètres et d'une procédure itérative de modification progressive de la solution [65].

4.6 Représentation de la machine par multimodèle

4.6.1 Modèle non linéaire de Park

La transformation de *Park* appliquée à une machine asynchrone dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant conduit au modèle décrit par les équations suivantes [66] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, U) \\ Y(t) = g(X) \end{cases} \quad (4.17)$$

où $X = [I_{ds} \ I_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega_m]^T$ est le vecteur d'état constitué des deux composantes du courant statorique, de deux composantes du flux rotorique suivant les axes d et q et de la vitesse de rotation rotorique.

$U = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$ est le vecteur de commande constitué des deux composantes de la tension statorique suivant les axes d et q . $Y = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$ est le vecteur de sortie constitué du courant statorique.

Les équations des tensions au stator sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (4.18)$$

Les équations des tensions au rotor sont données par :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (4.19)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (4.20)$$

Le couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (4.21)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Et,

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \alpha I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \alpha I_{qs} \end{cases} \quad (4.23)$$

Où $\alpha = M/L_r$.

Les composantes du flux rotorique sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} + \omega_r \phi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} I_{ds} \\ \phi_{qr} = -\omega_r \phi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} I_{qs} \end{cases} \quad (4.24)$$

Et celles des flux statorique sont :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = (L_s - \alpha M) I_{ds} + \alpha \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = (L_s - \alpha M) I_{qs} + \alpha \phi_{qr} \end{cases} \quad (4.25)$$

Alors,

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} &= \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \phi_{dr} + \frac{\alpha}{L_1} \omega_m \phi_{qr} - \frac{1}{\tau_1} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{ds} \\ \dot{I}_{qs} &= -\frac{\alpha}{L_1} \omega_m \phi_{dr} + \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \phi_{qr} - \omega_s I_{ds} + \frac{1}{\tau_1} I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs} \end{aligned} \quad (4.26)$$

D'où le modèle de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds} = \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \phi_{dr} + \frac{\alpha}{L_1} \omega_m \phi_{qr} - \frac{1}{\tau_1} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{ds} \\ \dot{I}_{qs} = -\frac{\alpha}{L_1} \omega_m \phi_{dr} + \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \phi_{qr} - \omega_s I_{ds} + \frac{1}{\tau_1} I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} I_{ds} \\ \dot{\phi}_{qr} = -(\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} I_{qs} \\ \dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(\frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - T_m \right) \end{cases} \quad (4.27)$$

Avec $\omega_g = \omega_s - \omega_m$, $\alpha = \frac{M}{L_r}$, $L_1 = L_s - \alpha M$, $R_1 = R_s + \alpha^2 R_r$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\tau_1 = \frac{L_1}{R_1} = \frac{L_s - \alpha M}{R_s + \alpha^2 R_r}$.

Ainsi le model dynamique de la machine asynchrone dans l'axe $d - q$ est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(x)x(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4.28)$$

Où

$$x = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} & \omega_m \end{bmatrix}^T \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_{ds} = -a_1 I_{ds} + a_2 \phi_{dr} + a_3 \omega_m \phi_{qr} + b V_{ds} \\ \dot{I}_{qs} = -a_1 I_{qs} + a_2 \phi_{qr} - a_3 \omega_m \phi_{dr} + b V_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} = a_4 I_{ds} - a_5 \phi_{dr} - a_6 \omega_m \phi_{qr} \\ \dot{\phi}_{qr} = a_4 I_{qs} - a_5 \phi_{qr} + a_6 \omega_m \phi_{dr} \\ \dot{\omega}_m = a_7 (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - \frac{p C_r}{J} - \frac{f \omega_m}{J} \end{cases} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2}; a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}; a_3 = \frac{p M}{\sigma L_s L_r} \\ a_4 &= \frac{M}{T_r}; a_5 = \frac{1}{T_r}; a_6 = p; a_7 = \frac{p M}{J L_r} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Et le modèle d'état est :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BU(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4.32)$$

Où $x = [I_{ds} \ I_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega_m]^T$, $u = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$ et $y = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$.

et

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_m & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_3 \omega_m & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -a_6 \omega_m & 0 \\ 0 & a_4 & a_6 \omega_m & -a_5 & 0 \\ -a_7 \phi_{qr} & a_7 \phi_{dr} & 0 & 0 & a_8 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A est fonction de ϕ_{dr} , ϕ_{qr} et ω_m . En total on aura 8 matrices permettant de représenter le système.

$$\gamma_{11} = \frac{\omega_{max} - \omega}{\omega_{max} - \omega_{min}} \quad (4.33)$$

$$\gamma_{12} = \frac{\omega - \omega_{min}}{\omega_{max} - \omega_{min}} \quad (4.34)$$

$$\gamma_{21} = \frac{\phi_{dr,max} - \phi_{dr}}{\phi_{dr,max} - \phi_{dr,min}} \quad (4.35)$$

$$\gamma_{22} = \frac{\phi_{dr} - \phi_{dr,min}}{\phi_{dr,max} - \phi_{dr,min}} \quad (4.36)$$

$$\gamma_{31} = \frac{\phi_{qr,max} - \phi_{qr}}{\phi_{qr,max} - \phi_{qr,min}} \quad (4.37)$$

$$\gamma_{32} = \frac{\phi_{qr} - \phi_{qr,min}}{\phi_{qr,max} - \phi_{qr,min}} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \gamma_{11} \times \gamma_{22} \times \gamma_{32} & ; & & \alpha_2 &= \gamma_{11} \times \gamma_{21} \times \gamma_{31} \\ \alpha_3 &= \gamma_{11} \times \gamma_{21} \times \gamma_{32} & ; & & \alpha_4 &= \gamma_{11} \times \gamma_{22} \times \gamma_{31} \\ \alpha_5 &= \gamma_{12} \times \gamma_{22} \times \gamma_{32} & ; & & \alpha_6 &= \gamma_{12} \times \gamma_{21} \times \gamma_{31} \\ \alpha_7 &= \gamma_{12} \times \gamma_{21} \times \gamma_{32} & ; & & \alpha_8 &= \gamma_{12} \times \gamma_{22} \times \gamma_{31} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Les fonctions d'appartenance sont :

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \frac{\alpha_1}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_2 = \frac{\alpha_2}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_3 = \frac{\alpha_3}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_4 = \frac{\alpha_4}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i} \\ \mu_5 &= \frac{\alpha_5}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_6 = \frac{\alpha_6}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_7 = \frac{\alpha_7}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i}; \mu_8 = \frac{\alpha_8}{\sum_{i=1}^8 \alpha_i} \end{aligned} \quad (4.40)$$

$$A(x) = f(x(t), u(t)) \quad (4.41)$$

A_1	ω_{\min}	$\phi_{dr,\min}$	$\phi_{qr,\min}$
A_2	ω_{\min}	$\phi_{dr,\min}$	$\phi_{qr,\max}$
A_3	ω_{\min}	$\phi_{dr,\max}$	$\phi_{qr,\min}$
A_4	ω_{\min}	$\phi_{dr,\max}$	$\phi_{qr,\max}$
A_5	ω_{\max}	$\phi_{dr,\min}$	$\phi_{qr,\min}$
A_6	ω_{\max}	$\phi_{dr,\min}$	$\phi_{qr,\max}$
A_7	ω_{\max}	$\phi_{dr,\max}$	$\phi_{qr,\min}$
A_8	ω_{\max}	$\phi_{dr,\max}$	$\phi_{qr,\max}$

4.7 Validation du modèle par simulation

Le modèle adopté a été d'abord testé sans application de la charge. Les résultats de simulations obtenus pour ce cas sont illustrés par les figures fig. 4.3, fig. 4.4 et fig. 4.5. Pour la première, elle montre l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique du modèle classique et du multi modèle. La fig. 4.4 montre les évolutions des composantes des flux et du module. Finalement, la fig. 4.5 montre les évolutions des composantes du courant. Dans tous les cas, on remarque que les résultats obtenus pour les deux modèles se superposent, ce qui prouve la validité du modèle. Par ailleurs, les figures fig. 4.6, fig. 4.7, et fig. 4.8 présentent les résultats obtenus lorsqu'on teste le modèle pour le cas où on applique une charge pendant un certain temps au cours du fonctionnement. Le couple appliqué est de 4 Nm. Malgré la variation du couple de charge, on remarque que les évolutions des grandeurs vitesse, couple, flux et les composantes du courant présentées respectivement par les figures fig. 4.6, fig. 4.7, et fig. 4.8 pour les deux modèles classique et multimodèles se superposent parfaitement.

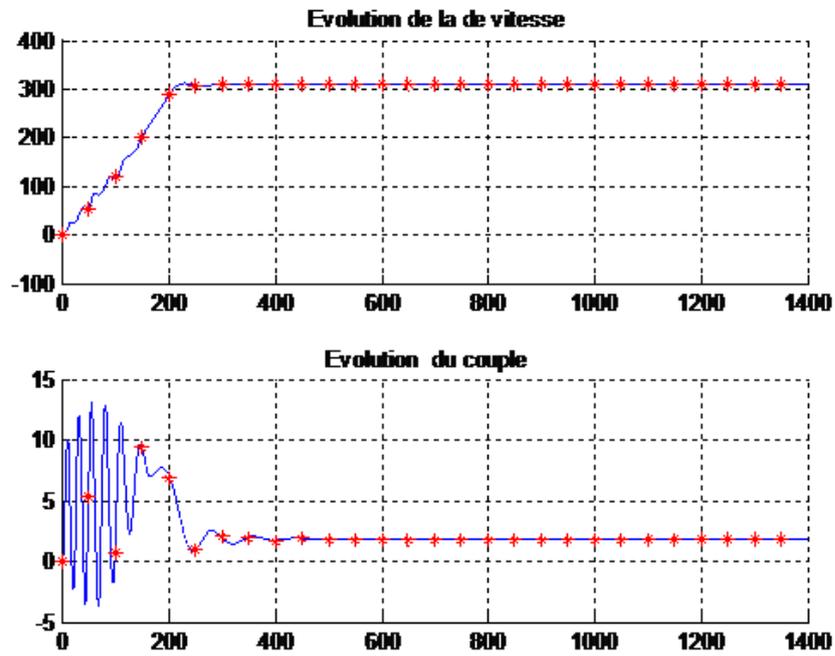


FIGURE 4.3 – Vitesse et Couple

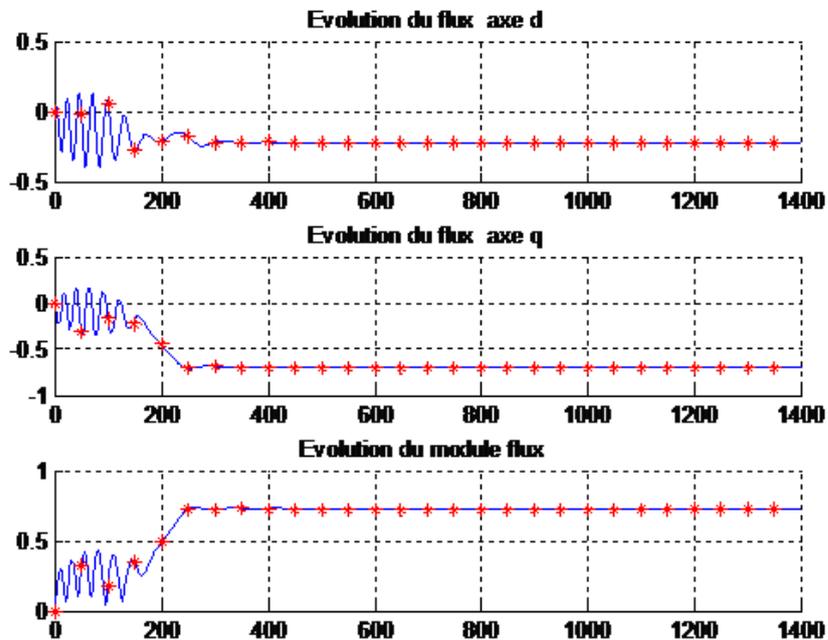


FIGURE 4.4 – Composantes et module du Flux

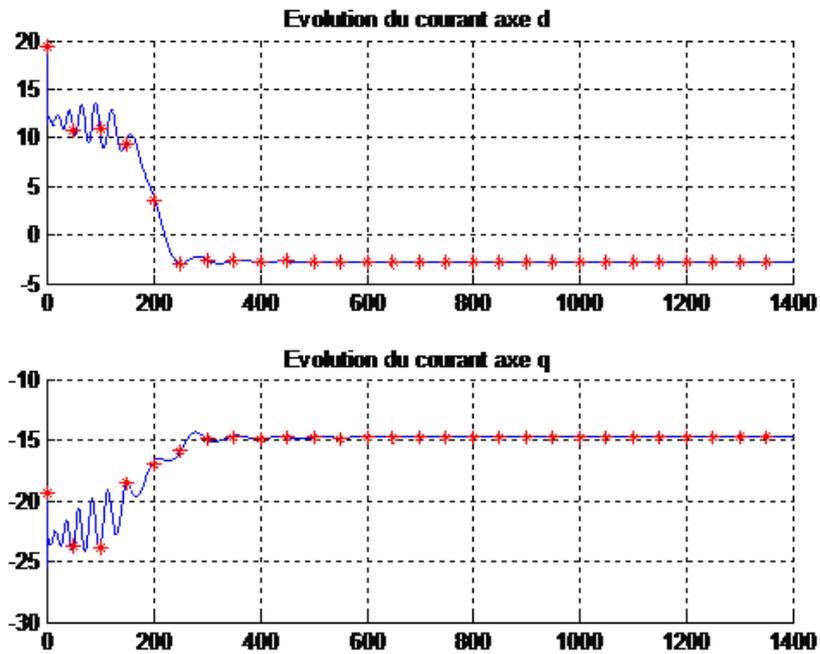


FIGURE 4.5 – Composantes du courant

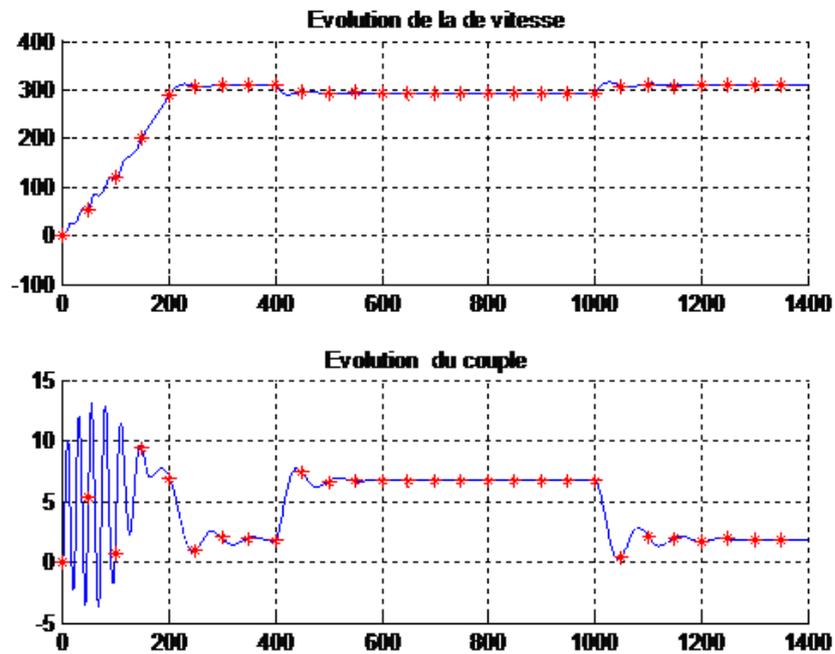


FIGURE 4.6 – Vitesse et couple avec application d'une charge

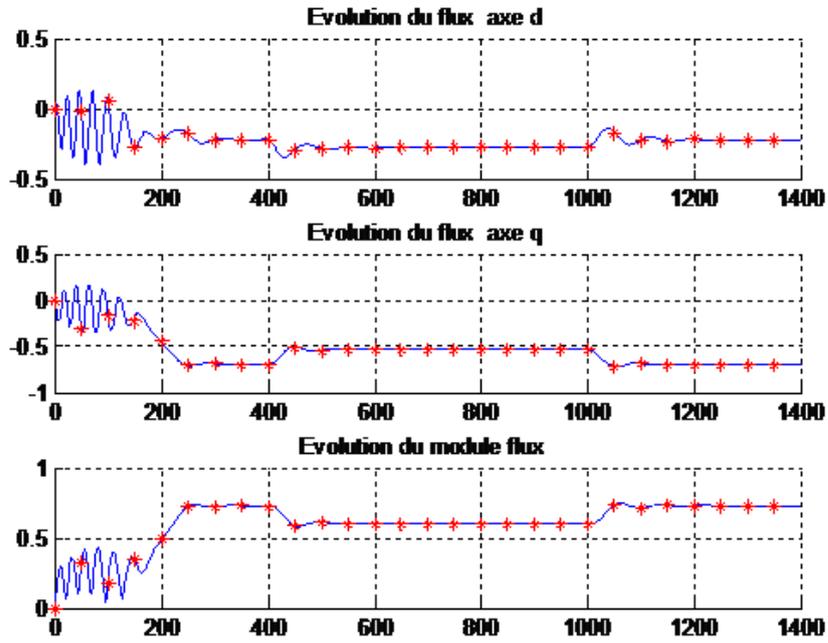


FIGURE 4.7 – Composantes et module du flux avec application d’une charge

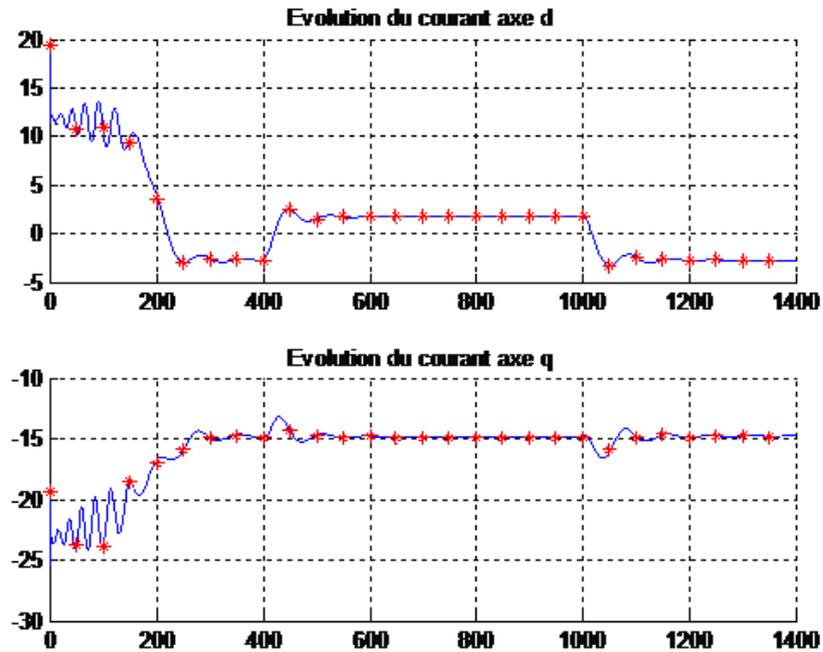


FIGURE 4.8 – Composantes du courant avec application d’une charge

4.8 Conclusion

L'approche multimodèle se révèle être une technique efficace pour la modélisation des systèmes non linéaires relativement complexes. Cette approche consiste à représenter un système réel compliqué par un modèle résultant de l'assemblage d'un nombre fini de modèles simples. En se référant à la théorie de la modélisation par multi modèles, nous avons pu développer le modèle de la machine asynchrone. Ce modèle obtenu a été simulé et les résultats de simulations du modèle classique et multi modèle de la machine coïncident parfaitement.

Conclusion générale

Les entraînements électriques industriels doivent être conçu pour éviter les arrêts dus à des défauts de machine causant des pertes inestimables. Grâce à cette exigence, le développement des techniques de maintenance s'est vu imposé un rythme très accéléré afin de répondre aux attentes des industriels qui veulent être informés, en temps réel sur l'état de leur installations et ce d'une manière précoce sur les défauts éventuels.

L'étude des défauts considérés nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence de ces derniers sur les performances du moteur. Nous avons présenté, dans la première partie de cette thèse, le modèle mathématique puis la simulation d'une machine saine. Puis en seconde partie, nous avons étudié par simulation les défauts de cassures de barres, court circuit entre spires, l'excentricité statique et dynamique. Pour la détection de ces défauts on applique l'analyse spectrale du courant statorique. Cette technique est très efficace, et nous a permis de caractériser l'état de fonctionnement de la machine. Par ailleurs la méthode d'analyse basée sur l'évolution du courant de Park permet aussi de caractériser les défauts.

L'analyse des résidus de chaque phase permet d'extraire des signatures identifiantes de défauts de semi-conducteurs. En effet, l'évolution des résidus des courants statoriques de chaque phase et les résultats de simulations obtenus s'avèrent prometteuses et précises pour détecter et localiser le défaut du semi-conducteur du système d'entraînement électromécanique étudié.

Toutefois, nous sommes convaincu que le champ d'investigation dans cette thématique est loin d'être épuisé. Aussi, plusieurs continuités des nos travaux pourraient être traitées dans le cadre des perspectives, et tout particulièrement :

- Validation expérimentale des résultats de simulation,
- Etendre l'étude de diagnostic et le matérialiser par la reconfiguration logiciel de la stratégie de commande et / ou matérielle du convertisseur statique permettant le pilotage de l'entraînement en mode défaut.
- Développer une méthode unifiée, combinant les deux approches à base de modèle et sans modèle, pour le diagnostic de l'ensemble convertisseur machine.

Bibliographie

- [1] D. Maquin and J. Ragot, *Diagnostic des systèmes linéaires*. Editions Hermès, 2000.
- [2] Harkat M. F., *Détection et localisation de défauts par analyse en composantes principales*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2003.
- [3] S. Bachir, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*. Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [4] Brunet M., Jaune D., Labarrère M., Rault A., Vergé M., *Détection et diagnostic de pannes*. Traité des nouvelles technologies, série diagnostic et maintenance, Hermès, 1990.
- [5] Isermann R., *Process fault detection based on modeling and estimation methods - a survey*. Automatica, vol. 20, pp. 387-404, 1984.
- [6] Gertler J., *Analytical redundancy methods in fault detection and isolation - survey and synthesis*. Proceeding of the IFAC Symposium on Fault Detection Supervision and Safety for Technical Process, Baden Baden, Germany, pp. 9-22, 1991.
- [7] Gertler J., and Monajemy R., *Generating directional residuals with dynamic parity equations*. IFAC Symposium on Fault Detection Supervision and Safety for Technical Process, Sydney, Australia, pp. 507-512, 1993.
- [8] H. Guldmir, *Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors*. Electric Power Systems Research, pp. 109-117, 64, 2003.
- [9] R. Rouaibia, T. Bahi and M. Fisli, *Détection des ruptures de barres et anneaux rotoriques dans une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension*. 6 th conférences on Electrical Engineering Ecole Militaire Polytechnique Alger, 2009.
- [10] G. R. Faulhaber, *Design of service systems with priority reservation*. IEEE Int. Conf. Communications, pp. 3-8, 1995.
- [11] F. Milsant, *Machine électriques*, Tome II, Edition Berti, 1993.
- [12] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, *Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel Cage Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, N. 4, pp. 921-937, 1992.

-
- [13] Y. Han, Y. H. Song, *Condition Monitoring Techniques for Electrical Equipment - A Literature Survey*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, N. 1, pp. 4-13, 2003.
- [14] P. O'Donnell, *Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA 21, N. 4, pp 853 - 864, 1985.
- [15] A. Bouguerne, *Diagnostic automatique des défauts des moteurs synchrones*, mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [16] S. Nandi, H. A. Tolyat and Xianodong, *Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors- A Review*, IEEE Transactions on Energy conversion, Vol. 20, N. 4, 2005.
- [17] G. Didier, H. Razik, *Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs synchrones*, Revue 3EI, N. 27, 2001.
- [18] G. Barakat, *Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts*, Article de synthèse des travaux de huit laboratoires dans l'opération, Détection de Défauts et Diagnostic des Actionneurs du thème Sécurité - Fiabilité, Revue Internationale de Génie Electrique, 2005.
- [19] Allianz, "Présentation des avaries.. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue Présentation des avaries. Machines électriques tournantes, Cahier des préventions, CP2, 1988.
- [20] EPRI, *Improved motors for utility applications final report publication*, EL-2678, Vol.1, 1763-1, EPRI, October,1982.
- [21] A. Khatir, *Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts*. Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2009.
- [22] G. Didier, *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [23] O. Ondel, *Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone*, Thèse de doctorat, Ecole centrale Lyon, 2006.
- [24] R. Casimir, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*. Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
- [25] H. Razik, *le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance*, p 48-52, juin 2002.
- [26] A. Ibrahim, *Contribution au diagnostic des machines électromécaniques : exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée*, Thèse de doctorat, university Jean Monnet, 2009.
- [27] H. Razik, G. Didier, *notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone*, janvier 2003.
- [28] E.S. Hamdi, *Contribution au Diagnostic d'une Machine Asynchrone Triphasée à Cage*. Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2006.
- [29] W. D. Doyle, *Magnetization reversal in films with biaxial anisotropy*, in Proc. INTERMAG Conf., 1987.

-
- [30] Guy Clerc et Guy Grellet, *Actionnaires Electriques (Principes, Modèles, commande)*, Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [31] René Husson, *Méthodes de commande des machines électriques*, Hermès, 2005.
- [32] Benslimane Tarak and Chetate Boukhmis, *A New Diagnosis Method of Faulty Transistor in a Three-phase inverter*, Journal of electrical & Electronic Engineering, Vol. 6, N. 2, pp 117-128, 2006.
- [33] Ok-Sun Yu, Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun, *A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter*, pp. 2654-2659, 2006.
- [34] Bowen Cui, *Simulation of Inverter with Switch Open Faults Based on Switching Function*, Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, Jinan, China, pp. 2774-2778, 2007.
- [35] M. S. Khanniche and M. R. Mamat Ibrahim, *Condition Monitoring of PWM Voltage Source Inverters*, Vol. 3, pp. 295-298, 2000.
- [36] Ye Zhongming, Bin Wu, and N. Zargari, *Modeling and simulation [of induction motor with mechanical fault based on winding function method]*, IECON 26th Annual Conference of the IEEE, vol. 4, pp. 2334-2339, 2000.
- [37] A.F.Khatir, K.E. Hemsas, *Diagnostic des machines asynchrones : utilisations du models multi enroulements*, 4th international conférence on computer integrated manufacturing, Nov.2007.
- [38] M.E.K. Oumaamar, F. Babaa, A. Khezzer and M. Boucherma, *Diagnostics of Broken Rotor Bars in Induction Machines Using the Neutral Voltage*, Proceedings of ICEM'96, Chania, Greece, 2-5, 2006.
- [39] Y. Soufi, Tahar Bahi, Mohammed Faouzi Harkat, Hichem Merabet, *On the diagnosis and detection of IM broken rotor bar faults*. Transaction on Systems, Signal & Devices (TSSD), Power Electrical Systems, Vol. 6, N. 2, pp. 247-258, 2011.
- [40] Y. Soufi, T. Bahi, M.F.Harkat, R.Rouaibia, *Diagnosis and Fault Detection in Induction Motor drive Fed by PWM Voltage Source Inverter*. Journal of Electrical Systems, Vol. 6, N. 12, pp. 186-194, 2010.
- [41] Lipo, T. A., *Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor bar Currents*. IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 35, N. 6, 1999.
- [42] Menacer, A., Nait said, M. S., Bendakcha, A.H. and Drid, S., *Stator current analysis of incipient fault intro asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transformation*. Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, N. 5-6, pp. 122-130, 2004.
- [43] A. E. Edir, A. Belmehdi, D. Chikouche, *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans la machine induction en vue du diagnostic*. 4th International Conference on Computer Inteeegrated Manufacturig (CIP), 2007.

-
- [44] T. Bomagoura, *Recherche de signatures électromagnétiques des défauts dans la machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*. Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, 2001.
- [45] H. Razik, H. Henao and R. Carlson, *An induction machine model including interbar currents for studying performances during transients and steady state*. Electric Power Systems Research, Vol. 79, pp. 181-189, 2008.
- [46] R. Samsi, A. Ray and J. Mayer, *Early detection of stator voltage imbalance in three-phase induction motor*. Electric Power Systems Research, Vol. 79, pp. 239-245, 2009.
- [47] D.E. Khodja, and A. Kheldoun, *Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults*. World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 52, 2009.
- [48] S. Bachir, S. Thani, Jean-Claude T. Chanpenois, *Diagnosis by parameter Estimation of Stator and Rotor Faults Occurring in Induction Machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, N. 3, 2006.
- [49] Bossio, G., Angelo, C., Solsona, J., Garcia, G. and Valla, M., *Application of an additional excitation in inverter-fed induction motors for air-gap eccentricity diagnosis*. IEEE Trans Energy Conversion, Vol. 21, N. 4, pp. 839-847, 2006.
- [50] Al-Nuaim, N. , Toliyat, H.A., *A novel Method for modeling dynamic air gap eccentricity in synchronous machine s based on modified winding function theory*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, N. 2, pp. 156-162, 1998.
- [51] D. Dorrel, *Modeling of Non-Uniform rotor Eccentricity, and calculation of Unbalanced Magnetic pull in 3-phase cage induction motors*. In proceeding ICE, pp. 1820-1824, Espoo, Finland.
- [52] P. Joverb, M. Rieraa, A. Arkkiob, J. Roger-Folcha, *DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricity in induction motors*. Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 21, pp. 2575-2589, 2007.
- [53] Merabet, H. , Bahi, T. and Soufi, Y., *Diagnosis of Rotor Faults in Induction Motor, International Review on modeling and simulation*. Vol. 3, N. 4, pp.518-524, 2010.
- [54] Youcef SOUFI, T. Bahi, M. F. Harkat, H. Merabet, *Diagnosis and detection of induction-motor rotor dynamic-eccentricity fault*. Electromotion, Vol. 18, N. 3, pp. 125-132, 2011.
- [55] Youcef Soufi, T. Bahi, MF Harkat, M. Mohamdi, *Fault Diagnosis Methods for Three Phase PWM Inverter Fed Induction Motor*. International Review on Modelling Simulation, Vol. 6, N. 2, pp. 649-654, 2009.
- [56] Youcef Soufi, T. Bahi, M.F. Harkat, H. Merabet, *Détection et Diagnostic de Défauts des Semi conducteurs d'un onduleur de Tension*. Internationale Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010, 2010.
- [57] P.J. Charzan, R. Szczesny, *Fault Diagnosis of voltage -fed inverter for induction Motor Drive*. IEEE Proceeding conferences, pp. 1011-1016, 1996.

-
- [58] Y. Guan, D. Sun, Y. HE, *Mean Vector Based on line Real-Time Fault Diagnosis for Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Drives*. IEEE Proceeding conferences, pp. 1114-1118, 2007.
- [59] Ok-Sun Yu, Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun, *A Novel Fault Detection Scheme for Voltage Fed PWM Inverter*. IEEE, pp. 2654-2659, 2006.
- [60] Akhnak Abdelkader, *Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle : application au diagnostic*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2004.
- [61] Takagi, T. et Sugeno, M., *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [62] Orjuela Rodolfo, *Contribution à l'estimation d'état et au diagnostic des systèmes représentés par des multimodèles*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2008.
- [63] Anca Maria NAGY KISS, *Analyse et synthèse de multimodèles pour le diagnostic. Application à une station d'épuration*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2010.
- [64] G. Champenois, G.Rostaing, J.D. Gabano et J.P. Rognon, *Les méthodes de diagnostic appliquées à l'électrotechnique et l'électronique de puissance*. Journée régionale de sensibilisation, Le Havre, pp. 127-13312, 1995.
- [65] Rosario Toscano, *Commande et diagnostic des systèmes dynamiques*. Edition Technosup, 2005.
- [66] Xuefang Lin-Shi, *Commande des systèmes de conversion d'énergie*. Habilitation à diriger des recherches, 2007.

Résumé

Cette thèse se focalise sur la détection et la localisation de défauts de l'association d'une machine à induction et d'un convertisseur.

Les défauts de la machine pris en compte dans ce travail sont : les cassures de barres, court-circuit entre les spires dans l'enroulement statorique, l'excentricité statique et dynamique du rotor. Pour le convertisseur, le seul défaut considéré est le défaut circuit ouvert de l'interrupteur.

L'approche adoptée est basée sur l'analyse des courants statoriques dans les deux domaines temporel et fréquentiel.

L'approche à base de modèle est utilisée pour la détection et la localisation de défauts du convertisseur. Des résidus sont générés sur la base de vérification de cohérence entre les courants statoriques observés et leurs estimations fournies par le modèle.

La détection et la localisation de défauts de la machines à induction est basée sur l'analyse spectrale, où chaque défaut est caractérisé par sa propre signature dans le domaine fréquentiel.

Toutes les approches proposées sont illustrées et validées par simulations.

Mots-clés: Diagnostric, machine électrique, moteur asynchrone, convertisseur.

Abstract

This thesis is focused on the fault detection and isolation of the association of an induction machine and converter.

Induction machine faults considered in this work are broken bars, short circuit between turns in stator winding, static and dynamic eccentricity of rotor. For the converter, only open circuit fault is considered. The adopted approach is based on the stator current analysis in both time and spectral domains.

Fault detection and isolation of converter faults uses the model based approach. Residuals are generated based on consistency checking between the observed stator currents and their estimations provided by the model. Fault detection and isolation of induction machine faults uses spectral analysis approach where each fault is characterized by its own signature in frequency domain.

All proposed approaches are illustrated and validated by simulations.

Keywords: Diagnosis, electrical machines, asynchronous motor, converter.