N° de série :

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté à

L'Université d'Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Machines Electriques

Présenté par

Hassani Sondes et Kadri Rayane

Thème

Diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone par utilisation du modèle réduit issu du modèle multi -enroulements.

Soutenu le16/06/2021. Devant le jury composé de:

Dr. SARHOUD Hicham	Maitre de conférences A	Président
Dr. HALEM Noura	Maitre de conférences A	Rapporteur
Dr. BESSOUS Noureddine	Maitre de conférences A	Examinateur

Année Universitaire 2020/2021



Nos remerciements vont tout premièrement, le bon DIEU le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons ainsi à exprimer nos vifs remerciements et notre profonde gratitude

à Dr. HALEM Noura pour les conseils précieux, les orientations, et l'aide

qu'elle nous a accordé pour mener ce travail à terme.

Nous remercions également les membres de juré d'avoir accepté d'examiner ce

travail. Notre profonde reconnaissance et nos respects les plus distingués à

l'ensemble des enseignants de la faculté de technologie de l'université de *EL*

OUED, qui ont assuré notre formation tout au long de nos années d'études. Nous voudrions associer à nos remerciements toutes personnes qui ont contribué de près ou de loin à ce travail.

A ce jeu, il est impossible de ne pas oublier des noms. On voudrait présenter d'avance nos excuses à ceux qui pourraient alors subir les affres de l'oubli.

Dédicaces

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de M'avoir donné le courage et la patience pour réaliserce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce travail

A mon cher père : qui ne cesse centain inent de m'entourer de son expérience ,de me prediguer ses conseit , et qui ma permis de miens comprendre la vie .je vous dédie ce travail en ténoignage de ma reconnaissance ininie pour les énennes sacrifces consentis a mon éducation

A ma chére mére :qu'elle trouve le témoignage pour les sacrifices et les encouragements qu'elle m'a consent i pour l'ane de mes

A mes fréres mes sœurs et mes proches

A tout ceux qui m'ont nourri de leur savoir et à ceux qui partage de bons seuvenir et à tous ce qui ont enseigné moi au long de ma vie scolaire

Hassani Sondes

Dédicaces

Je dédie ce fruit du travail

à ma chère mère

A celui qui a souffert sans me faire souffrir, vous le trouverez dans ce Un souvenir de ma sincère gratitude pour tout ce qu'il a sacrifices.

A mon cher père

A l'homme à qui je dois tout, qu'il trouve ici toute ma reconnaissance et Payer pour tous ses sacrifices.

A mes soeurs Hisham et Ammar Pour mon frère Amin et Hossam et leurs femmes A qui je leur souhaite plein succès et bonheur tout au long de leur vie.

sans oublier leurs enfants

Mohamed Ahmed Taj El Din

A mon fiancé Haitham TA9N9

En signe de mon profond amour et respect

A la famille Kadri

à mes amis

À tous mes amis, avec tout ce que j'aime, tous ceux qui m'aiment et tous ceux qui me sont chers

KADRI RAYANE

الملخص

يتطلب اكتشاف أعطاب الدوار في الآلة غير المتزامنة نمذجتها بواسطة نماذج قادرة على اكتشاف الأعطال في إشارات الوقت الحالية أو عزم الدوران أو السرعة بالإضافة إلى توقيعها في طيفها. قدمت دراسة ومحاكاة نموذج المقياس الكلاسيكي معلومات بفضل متوسط قيم التيار والسرعة التي يمكن أن تأتي أيضًا من الحمل الزائد. كما أن التحول إلى النموذج المصغر الناتج عن النموذج متعدد اللفات قد أعطى أكثر من الرضا ، فهو يعكس سلوك الآلة غير المتزامنة ليس بطريقة تقريبية مثل سابقتها ، ولكن بطريقة مخلصة للغاية. نجد تعديل السعة لتيار الجزء الثابت ، وتموجات عزم الدوران والسرعة كما في التجربة وكذلك التوافقيات في التوقيع الحالي اللجزء الثابت لعطب الدوار.

الكلمات المفتاحية : الماكنة اللامتز امنة، تشخيص الأعطاب، العطب في الدوار، النموذج المصغر، التحليل الطيفي.

Résumé

La détection des défauts rotoriques de la machine asynchrone nécessite sa modélisation par des modèles pouvant détecter les défauts dans les signaux temporels courant, couple ou vitesse ainsi que leur signature dans leur spectre. Une étude et une simulation du modèle réduit classique a fourni des renseignements grâce aux valeurs moyennes du courant et de la vitesse qui aussi peuvent provenir d'une surcharge. Aussi le passage au modèle réduit issu du modèle multi enroulements a donné plus que satisfaction, il rend compte du comportement de la machine asynchrone non de manière approché comme son prédécesseur, mais de façon très fidèle. On retrouve la modulation d'amplitude du courant statorique, les ondulations du couple et de la vitesse tout comme pour l'expérimental ainsi que les harmoniques dans le courant statorique signature du défaut rotorique.

Mots clés : machine asynchrone, diagnostic, défaut rotorique, modèle réduit, analyse spectral.

Abstract

The detection of the rotor defects of the asynchronous machine requires its modeling by models being able to detect the defects in the temporal signals current, couple or speed like their signature in their spectrum. A study and a simulation of the traditional small-scale model provided information thanks to the median value of the current and the speed which also can come from an overload. As the passage to the small-scale model resulting from the model multi windings gave more as satisfaction, it gives an account of the behavior of the asynchronous machine not in manner approximate like its predecessor, but in a very faithful way. One finds the amplitude modulation of the stator current, the undulations of the couple and speed just like for the experimental one as well as the harmonics in the stator current signature of the rotor defect.

Key words : asynchronous machine, diagnosis, rotor default, reduce model, spectral analysis.

Remerciement	
Dédicaces	
Résumé	
Sommaire	I
Liste des Figures	IV
Liste des Tableaux	IV
NOTATIONS et SYMBOLES	VI
Acronymes	VII
CHAPITRE I: Etat de l'art du diagnostic des défauts de la M	[AS
I.1. Introduction	
I.2. Construction de la machine asynchrone triphasée à cage	
I.2.1. Le stator	
I.2.2. Le rotor	
I.2.2.1. Rotor à cage d'écureuil	4
I.2.2.2. Rotor bobiné	5
I.3. Principe fonctionnement de la machine asynchrone triphasé à cage	
I.4. Défauts dans la machine asynchrone à cage	6
I.4.1. Défauts statoriques	6
I.4.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement	7
I.4.1.2.Court-circuit entre spires	7
I.4.1.3. Court-circuit entre phases:	7
I.4.1.4. Court-circuit phase/bâti	7
I.4.1.5. Défaut de circuit magnétique (rupture de tôles)	
I.4.2. Défauts rotoriques :	
I.4.2.1. Rupture des barres (Cassures partielles ou totales)	
I.4.2.2. Rupture d'anneaux	9
I .4.2.3. Excentricité	9

I .5. Les causes des défauts 11
I.6. Conséquences des défauts 11
I.7. Méthodes de diagnostic
I.7.1. Diagnostic par les méthodes internes:
I .7.1.1. La méthode du modèle12
I .7.1.2. Redondance physique ou matérielle12
I .7.2. Diagnostic Par les méthodes externes:
I .7.2.1. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA)13
I .7.2.1.2. Diagnostic par réseaux de neurones:14
I .7.2.1.3. Diagnostic par systèmes experts:
I .7.2.1.4. Logique floue
I .8. Modèle de la machine asynchrone à cage
I .8. 1. Modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil16
I.8.1.1. Approche analytique16
I.8.1.2. Approche numérique16
I.9. Conclusion 17
CHAPITRE II: Modèle réduit de la machine asynchrone à cage
II.1 Introduction
II.2 Modèle réduit classique:
II.2.1 Introduction:
II.3 Caractéristiques générales:
II.4 Description:
II.5 Equations de la machine asynchrone triphasée:
II.5.1 Equations électriques:
II.5.2 Equations magnétiques:
II.6 Equations de la machine biphasée équivalente:
II.6.1 Transformation de Park:
II.6.2 Equations électriques et magnétiques:24

II.6.3 Equation mécanique:
II.8 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension
II.9 Résultats de simulation:
II.10 Conclusion :
CHAPITRE III: Modèle réduit de la machine asynchrone à cage
III.1 Introduction:
III.2 Modèle multi enroulements:
III.2.1 Calcul des inductances:
III.2.2 Mise en équations:
III.2.3 Equations de tensions au stator:
III.2.4 Equations de tensions au rotor/
III.2.5 Equation globale des tensions:
III.3 Modèle réduit équivalent de la machine:
III.3.1 Introduction:
III.3.2. Transformation de Clarke généralisée:
III.3.3 Modèle réduit:
III.4 Simulation et résultats:
III.5 Conclusion :
Conclusion Générales
Références bibliographies61

Liste des tableaux

Tbleau II.1: Les résultats de la simulation pour quatre cas sont résumés.	
Tbleau III.1: Inductances de la machine asynchrone à cage	

Liste des Figures

Figure.I.1 Paquet statorique et stator bobiné
Figure.I.2 Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil4
Figure I.4: Représentation des différents défauts statoriques possible
Figure I.5 Une barre partiellement cassée
Figure I.7 Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit
Figure I.8 Excentricité statique10
Figure I.9 Excentricité dynamique (plusieurs
Positions du rotor au cours de la rotation) 10
Figure.II.1 : Représentation schématique d'une machine Asynchrone
Figure II.2 interprétation physique de la transformation de Park normalisée
Figure II.3 Machine asynchrone, modèle réduit classique
Figure II.4 Tensions d'alimentations biphasées, repère de Park
Figure II.5 Courants statoriques biphasés, repère de Park, fréquence g^*f_s
Figure II.6 Courant rotorique, fréquence g^*f_s
Figure II.7 Courant statorique, fréquence 50 Hz
Figure II.8 Vitesse de rotation angulaire
Figure II.9 Couple électromagnétique
Figure II.10 spectre de ias, étét sain, pleine charge
Figure II.11 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.367$

Figure II.12 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.567$	9
Figure II.13 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.767$	9
Figure II.14 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.967$	9
Figure II.15 spectre du courant statorique ias, état de défaut, pleine charge $R_r = 1.967 \Omega$ 40)
Figure III.1 Schéma du rotor représenté par des mailles électriques43	3
Figure. III.2 : schéma électrique équivalent, à mailles, de la cage rotorique	5
Figure III.3 Schéma de simulation	2
Figure III.4 courants ids et iqs en quadrature, état sain	2
Figure III.5 courant statorique ias, état sain	2
Figure III.6 Couples électromagnétique et résistant, état sain	3
Figure III.7 Vitesse angulaire wm, état sain	3
Figure III.8 Courants ids et iqs montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut	3
Figure III.9 Courant statorique présentant ensemble l'état sain et l'état de défaut	1
Figure III.10 Couples électromagnétique et résistant dévoilant ensemble l'état sain et l'état de défaut	4
Figure III.11 Vitesse de rotation angulaire exposant ensemble l'état sain et l'état de défaut 54	4
Figure III.12 Courant statorique, amplitude ondulée, état de défaut	5
Figure III.13 Spectre du courant statorique, échelle linéaire, état de défaut	5
Figure III.14 Spectre du courant statorique, échelle en db, état de défaut	5

NOTATIONS et SYMBOLES

a, b, c	Indice correspondent aux trois phases (a,b,c).
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
0	Indice de l'axe homopolaire.
D	Indice de l'axe direct.
Q	Indice de l'axe quadrature
OP	Polaire au longitudinal
Oq	Interpolaire on transversale
х	Ce sont des variables statoriques ou rotoriques : tension, courant ou flux.
0	Indice de l'axe homopolaire.
Ia, ib, ic	Courants des phases statoriques [A].
va, vb, vc	Tensions des phases statoriques [V].
ids, iqs	Composantes biphasées directe et en quadrature du courant statorique
	[A].
φ	Flux magnetique
L _{as}	Inductance propre d'une phase du stator.
M_{as}	Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
L _{ar}	Inductance propre d'une phase du rotor.
M _{sr}	Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.
M _{ar}	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
js	Flux magnétique par pôle créé par le courant statorique [Wb].
θr	position du rotor [rd].
θs	Position des grandeurs statoriques [rd].
[P]	Matrice de transformation de Park.
Rs	Résistance de l'enroulement statorique [%].
Rr	Résistance de l'enroulement rotorique [%].
ω_{dq}	vitesse de rotation du repere (a,q) par rapport au stator.
ω_r	Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.
Re	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [%].
s,r	Indices stator et rotor, respectivement
Р	Puissance [W].
D dr	Flux rotorique [Wb].
τ.	1 L J

фs	Flux statorique [Wb].
Р	Nombre de paires de pôles.
J	Moment d'inertie du système.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement visqueux
C_{em}	Couple électromagnétique.
В	Induction magnétique

Acronymes

- MAS Machine Asynchrone.
- IA L'intelligence artificielle
- RDF Reconnaissances des formes
- RBF Réseaux de neurones à base de fonctions radiales

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

De nos jours, la machine asynchrone est prépondérante dans tous les domaines industriels à cause de sa simplicité de construction, de sa robustesse, de son faible coût d'achat, de sa facilité d'utilisation et du minimum d'entretien. Tous ces facteurs l'ont haussé à prendre cette place. Néanmoins avec tous ces facteurs, elle n'échappe pas à des défaillances grandissantes qui peuvent, moyennant un certain temps, la mener à la panne partielle et par suite à l'arrêt totale. Pour éviter ces situations des méthodes de détection et de diagnostic ont vu le jour. Ces méthodes essayent de détecter les défauts dès leur naissance. Dans notre travail nous allons utiliser un modèle réduit classique et un autre plus performant afin de déceler les défauts de cassure de barres rotoriques. Pour ce faire le mémoire est divisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous rappelons les principaux défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone à cage ainsi que leurs origines. Puis, nous présenterons les différentes techniques de détection et de diagnostic des machines asynchrones.

Dans le deuxième nous avons présentés le modèle réduit classique. Ensuite nous l'avons simulé grâce à Matlab/Simulink et collectés les résultats en vue de leur étude.

Enfin le troisième chapitre contient le modèle réduit issu du modèle multi enroulements, sa simulation et les résultats correspondants aux états, sain et en défaut où l'on va bien la différence entre les deux modèles, dans sa fin l'analyse spectrale a été utilisée grâce à la transformation de Fourier (FFT).

Le mémoire est finalisé par une conclusion générale.

CHAPITRE I ETAT DE L'ART DU DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS DE LA MAS

I.1. Introduction

La machine asynchrone, est très répandue dans le milieu industriel en raison de sa robustesse et son faible coût de fabrication et de maintenance. Au début, son utilisation était l'entraînement des systèmes à vitesse constante. Aujourd'hui, avec l'amélioration de l'électronique de puissance, celle-ci supplante les moteurs à courant continu dans un domaine où ils excellaient, celui de la variation de la vitesse. Dans le milieu industriel le maintien de la continuité de service nécessite un effort de la part des exploitants de production. Le maillon faible est principalement la machine électrique, car sa panne paralyse immédiatement la production et entraîne une perte financière très importante.

Le but de ce chapitre, on va présenter un état de l'art des méthodes de diagnostic appliquées à la machine asynchrone à cage. Puis un rappel des différents éléments de la machine asynchrone triphasée et de son principe de fonctionnement Après avoir mentionné les différents défauts pouvant survenir dans l'appareil, leurs causes et leurs conséquences Dans cet article, nous essayons d'abord de parler brièvement des techniques de base couramment utilisées dans le domaine du diagnostic des défauts. Enfin, nous discutons des méthodes de modélisation d'une machine pour diagnostiquer les défauts Rotors à effectuer.

I.2. Construction de la machine asynchrone triphasée à cage

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé en climatisation du fait essentiellement de sa fiabilité, de sa robustesse, du peu d'entretien qu'il demande et de son prix.

Il est constitué d'une partie fixe le stator, logé dans une carcasse en acier trois enroulements ou bobinage sont raccordés à une plaque à borne permettant le branchement sur le réseau, et d'une partie mobile le rotor qui est soit à cage d'écureuil ou de type rotor bobiné.

I.2.1. Le stator

Comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leurs périphéries intérieures. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquels on loge un bobinage triphasé. Ces tôles sont isolées entre elles par oxydation pour les moteurs de petites et moyennes puissances ou par un verni pour les moteurs de grandes puissances.



Figure.I.1 Paquet statorique et stator bobiné

I.2.2. Le rotor

Se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leurs périphéries extérieur pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court, de l'ordre de 0.4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné.

I.2.2.1. Rotor à cage d'écureuil

L'enroulement à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches. Ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les courtcircuitent, l'ensemble ressemble à une cage d'écureuil.

Dans les moteurs de petites et moyennes puissances, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.



Figure.I.2 Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

I.2.2.2. Rotor bobiné

Un bobinage triphasé semblable à celui du stator placé dans les encoches est composé de trois enroulements raccordés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur.

En fonctionnement normal, les balais sont court-circuités. [1]



Figure.I.3 Vue éclatée d'un moteur asynchrone à rotor bobiné.

I.3. Principe fonctionnement de la machine asynchrone triphasé à cage

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, c'està-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant et appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un en traînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus

entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement. [2]

I.4. Défauts dans la machine asynchrone à cage

I.4.1. Défauts statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau du stator de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses, nous pouvons citer, par exemple, les défauts d'isolement dans un enroulement. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.

- > Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation
- Vibrations mécaniques.
- Vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- > Fonctionnement dans un environnement sévère.

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit: défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et bâti, d'alimentation, défaut de circuit magnétique. [5]



Figure I.4: Représentation des différents défauts statoriques possible

I.4.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits, en effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques s'interprétant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur, et les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction, dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. **[5-3]**

I.4.1.2.Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent.il apparaissant à l'intérieur des encoches statorique, ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique, Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Et lorsque les démarrages répétitifs de machine, Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. **[5-4]**

I.4.1.3. Court-circuit entre phases:

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation donc la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel à la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, la détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases. [3]

I.4.1.4. Court-circuit phase/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, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par

contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas, cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance.

Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire, une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut. [3-4]

I.4.1.5. Défaut de circuit magnétique (rupture de tôles)

Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui excitent des vibrations de la structure et ces défauts aboutissent dans la plupart des cas a une dissymétrie au niveau de fonctionnement de la machine, qui a son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de sur tension, d'élévation importante du courant, ect.... [4-3]

I.4.2. Défauts rotoriques :

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème :

- thermique (surcharge,...).
- électromagnétique.
- résiduel (déformation,...).
- dynamique (arbre de transmission,...). [4]

La cage étant composée de barres et d'anneaux de court-circuit d'aluminium ou de cuivre, une rupture partielle ou totale d'un de ces composants peut être considérée comme un défaut électrique rotorique.

I.4.2.1. Rupture des barres (Cassures partielles ou totales)

La rupture ou cassure de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit.

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine qui accéléré la détérioration de la machine, ainsi le couple diminue évidemment avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance.

Etat de l'art du diagnostic des défauts de la MAS

L'effet d'une cassure de barre augmentation rapidement avec le nombre de barres cassées. [3]





Figure I.5 Une barre partiellement cassée

Figure I.6 Une barre complètement cassée. [3]

I.4.2.2. Rupture d'anneaux

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux Comme il est difficile de le détecter, ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent 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 similaire à celui provoqué par la cassure de barres. [3]





I.4.2.3. Excentricité

L'excentration du rotor est l'un des problèmes les plus courants dans les machines tournantes.

L'excentration peut être plane ou à trois dimension sou inclinée. Dans une excentration plane, l'axe de rotation est parallèle à l'axe du stator. Dans une excentration à trois dimensions, l'axe de rotation n'est pas parallèle à l'axe du stator, et en réalité, une excentration ne se limite pas à un problème plan mais plutôt à trois dimensions. Cependant, la plupart des chercheurs ramènent le problème à un problème plan ; dans ce cas, on peut mettre en œuvre une méthode unique pour la détection d'une excentration qu'elle soit plane ou à trois dimensions. [3]

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement peut correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements. **[4]**

La position du rotor par rapport au stator peut présenter des dissymétries qui sont regroupées en trois catégories:

- Excentricité statique : l'axe du rotor reste fixe et le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator.
- excentricité dynamique : Le centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator et le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator.
- excentricité mixte : dans laquelle l'axe du rotor tourne autour d'un axe différent de celui du stator.

Elle est donc est la combinaison des excentrations statique et dynamique. Dans la plupart des machines tournantes, on observe cette dernière forme d'excentration. [3]







Figure I.9 Excentricité dynamique (plusieurs Positions du rotor au cours de la rotation).

I.5. Les causes des défauts

Les défaillances peuvent être d'origines diverses : Électriques, mécaniques, thermiques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes. [1- 12]

- 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 ou défauts de fabrication et les erreurs humaines : Défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine. [3]

I.6. Conséquences des défauts

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total, On cite parmi les conséquences des défauts:

- Une augmentation des oscillations du couple et de la vitesse avec réduction du couple moyen.
- Appel supplémentaire de courant.
- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- Un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.
- Augmentations des arrêts non programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global. [3-6]

I.7. Méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés, si la prise de décision conduit à déclarer le processus défaillant, il convient alors de choisir une méthode de diagnostic. Les méthodes de diagnostic sont divisées en deux grandes familles: [3]

- Les méthodes internes.
- les méthodes externes.

I.7.1. Diagnostic par les méthodes internes:

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle du système à surveiller, et s'il n'y en a pas, en élaborer un qui convienne (fiable et suffisamment précis) ce modèle peut varier selon les objectifs. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Habituellement un modèle est une description formelle (mathématique) du système à surveiller. Mathématiquement on peut avoir plusieurs modèles du même système qui comme en automatique. **[7]**

I.7.1.1. La méthode du modèle

Cette méthode consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel. La présence d'un écart fournit l'indication qu'en amont du module modélisé une anomalie est en cours d'apparition. **[7]**

I .7.1.2. Redondance physique ou matérielle

La redondance physique consiste à utiliser plusieurs actionneurs, capteurs, processeurs et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière, un principe de vote est applique sur les valeurs redondantes pour décider si une faute est présente ou non. Cette approche entraîne un coût important en instrumentation mais s'avère extrêmement fiable et simple à implanter. Elle est mise en œuvre essentiellement sur des systèmes à hauts risques tels que les centrales nucléaires ou les avions.

Le diagnostic utilisant la redondance physique se limite la surveillance des éléments redondants (capteur, actionneurs, ...) présents sur une installation. À l'aide de cette unique technique, il ne sera pas possible de détecter des pannes survenant sur des éléments non redondants. [8]

Depuis les travaux fondateurs, le problème de génération de relations de redondance analytique a fait l'objet de très nombreux travaux. Ces notions ont ensuite été généralisées pour l'emploi de la redondance temporelle, il consiste à exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces contraintes peuvent souvent s'exprimer sous la forme de relations analytiques liant les variables connues (relations d'entrée/sortie ou de sortie/sortie). Ces relations sont appelées relations de redondances analytiques. Le principe de la surveillance consiste à vérifier la fermeture algébrique de ces relations en utilisant les mesures prélevées en ligne sur le système. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour cette raison, les méthodes utilisant la redondance analytique pour la surveillance sont appelées méthodes à base de modèle. Le principe de la surveillance utilisant un modèle peut être sépare en deux étapes : la génération de résidus et la prise de décision. **[7, 8]**

I .7.2. Diagnostic Par les méthodes externes:

Ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet, la seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle et/ou les approches probabilistes. [7]

I .7.2.1. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA)

En déception des diverses techniques citées précédemment, ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle (IA). **[3]**

L'intelligence artificielle (IA) est une branche de l'informatique qui traite la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions. Parmi ces méthodes nous pouvons cités:

I .7.2.1.1. Reconnaissances des formes (RDF):

Utilisées très peu à ce jour. Un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de décision adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut. Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données de chaque mode de fonctionnement. Pour cela, il faut disposer d'une base de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut crée. Une autre voie consisterait à calculer les paramètres du vecteur de forme en effectuant des simulations numériques de la machine étudiée.

La reconnaissance des formes "RdF" repose sur le classement des objets ou des formes en les comparants à des formes-types. De manière générale, 2 types de RdF se distinguent :

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

À un mode de fonctionnement, correspondant à une classe, Pour cela, on procède comme suit:

- Choisir les paramètres représentant les observations, ce qui permet de définir l'espace de représentation.
- * Réaliser une base d'apprentissage.
- Définir les différents modes de fonctionnement, ou classes.
- Construire une règle de décision permettant d'associer une nouvelle forme à un mode de fonctionnement. [3]

I .7.2.1.2. Diagnostic par réseaux de neurones:

Un réseau de neurone est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones humains donc Le principe s'inspire des neurones biologiques, pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. Pendant la phase d'apprentissage, les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. [3]

- L'intérêt des réseaux de neurones dans le domaine du diagnostic se résume en deux points :
- Le premier point est la faculté du réseau de neurones d'être utilisé en tant que règle de décision dans un processus d'automatisation de l'opération du diagnostic.
- Le second point est la faculté d'apprentissage et de mémorisation d'un grand volume
- d'information.

A. Les avantages des réseaux de neurones sont :

- Rapidité: Très utile lorsque le diagnostic doit être conduit en ligne.
- Robustesse : Un réseau de neurones est robuste surtout vis-à-vis du bruit.
- la principale raison de leur intérêt en diagnostic industriel est leur faculté d'apprentissage et la mémorisation d'un grand volume d'information.
- ✤ Toutefois, un réseau de neurone présente des inconvénients tels que :
- L'apprentissage peut être long et difficile.
- L'apprentissage est gourmand en temps de calcul. Par ailleurs, il doit être réalisé sur toutes les données à la fois, avec le risque que le réseau oublie les résultats précédents.
- Un réseau de neurones ne fonctionnera pas, forcément, correctement hors de sa plage d'apprentissage
- L'inconvénient majeur est d'arriver à déterminer une méthodologie pour maîtriser les problèmes inhérents. [3]

D'ailleurs, en ce qui concerne le diagnostic des machines électriques, cette méthode a été largement utilisée. Ritchie a proposé un système de reconnaissance et de classification des défauts de la machine asynchrone, Ce système est basé sur les réseaux de neurones à base de fonctions radiales (RBF). Le système développé par cet auteur permet la détection des défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone. Quatre vecteurs caractéristiques ont été extraits à partir des spectres de puissance des signaux vibratoires de la machine. Ces vecteurs sont fournis à l'entrée du réseau de neurones. Le système proposé permet, également, d'estimer la sévérité des défauts détectés. "Filippetti" a utilisé les réseaux de neurones, notamment, pour la détection et l'estimation du nombre de barres cassées. **[10]**

I .7.2.1.3. Diagnostic par systèmes experts:

De manière générale, un système expert est un outil capable de reproduire les mécanismes cognitifs d'un expert, dans un domaine particulier. Cet outil est capable de répondre à des questions, en effectuant un raisonnement à partir de faits et de règles connus. Il peut donc servir d'outil d'aide à la décision, l'aide au diagnostic de systèmes industriels utilisant des systèmes experts possède l'intérêt et la propriété essentiels de pouvoir restituer à des non-experts les connaissances acquises par les spécialistes d'un domaine technique précis. « Un système expert est un système informatique destiné à résoudre un problème précis à partir d'une analyse et d'une représentation des connaissances et du raisonnement d'un (ou plusieurs) spécialiste(s) de ce problème». **[7]**

I.7.2.1.4. Logique floue

La logique floue proposée par L.Zadeh dans les années 1965, a été introduite en 1969 par Goguen et est présentée comme un cadre pour le raisonnement approximatif, C'est la logique qui régit les mécanismes mentaux humains beaucoup plus souvent que la logique formelle, car si l'on a besoin d'interpréter un événement entaché d'incertitude, on procède assez souvent par donner des explications logiques en exploitant toutes les règles disponibles pour approcher le résultat obtenu. En d'autre terme, c'est la logique qui s'efforce d'apporter des solutions à un problème clef de toutes les réalisations pratiques en exploitant le savoir-faire de l'opérateur expert. Avant d'aborder, le raisonnement en logique floue, il est nécessaire de définir ses bases. [7]

I .8. Modèle de la machine asynchrone à cage

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défaut et elles

apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisations existantes.

I .8. 1. Modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Pour la modélisation de la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil à nb barres rotoriques, les hypothèses couramment posées sont :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- La perméabilité du fer est supposée infinie.
- Les résistances des enroulements sont constantes et le phénomène d'effet de peau est négligeable.
- l'enroulement statorique est identique par rapport à l'axe de symétrie.
- la cage rotorique est supposée être regroupée un nombre de mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement formant un enroulement polyphasé. Chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneau de court-circuit qui les relient. [9]

I.8.1.1. Approche analytique

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par une relation linéaire entre le flux et le courant. Cette approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine, la théorie des circuits permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine. **[8]**

I.8.1.2. Approche numérique

On cite deux méthodes :

* La méthode des réseaux de perméance :

Elle consiste à découper la machine en plusieurs tubes du flux caractérisés par des perméance. Le mouvement de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor. Cette tient en compte aussi la saturation. **[9]**

* La méthode des éléments finis

Il s'agit de découper la machine en éléments de tailles suffisamment petites, pour que le matériau magnétique puisse être considérer comme linéaire sur les surfaces correspondantes, et à partir des équations de MAXWELL, il est possible d'exprimer le problème à résoudre.

La méthode des éléments finis permet de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de la machine, et de simuler les défauts d'une manière plus proche de la réalité. Cependant, les moyens et le temps de calcul freinent l'utilisation de telles méthodes en simulation des algorithmes de détection des défauts. **[9]**

I.9. Conclusion

Ce chapitre est essentiellement consacré à notre état de l'art de la machine asynchrone Rappel des éléments constructifs et un aperçu de l'inventaire des défaillances de machines asynchrones où nous avons introduit des concepts de diagnostic très importants, tels que Les défauts pouvant affecter une machine asynchrone et leurs causes et conséquences sur les effets de la machine, Nous avons également traité des méthodes connues utilisées pour diagnostiquer les défauts, et à la fin, un aperçu est fourni Modèle de machine à cage asynchrone.

CHAPITRE II MODÈLE RÉDUIT DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE

II.1 Introduction

Le modèle multi enroulement développé par les auteurs et autres a trouvé une grande utilisation dans le sens qu'il reproduit fidèlement le comportement de la machine asynchrone lorsque celle-ci est en fonctionnement sain ou en défaut. Il a été développé grâce à une approche analytique qui consiste quant à elle à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits. Un simple modèle de circuits pourrait être utilisé pour représenter chaque enroulement du stator ou chaque barre du rotor ainsi que le champ magnétique qui les lie. Partant de ce concept et pour pouvoir se concentrer sur la simulation des ruptures de barres, le rotor a été modélisé par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et de deux portions d'anneaux qui les relient. Selon le nombre de barres N_r du moteur, le nombre d'équations qui régit le fonctionnement de la machine est de l'ordre de N_r +3. Les résultats de simulation issus de ce modèle, pris dans plusieurs thèses de doctorat, montrent qu'ils sont proches des résultats expérimentaux montrant les courants de phase, la vitesse et le couple électromagnétique. On observe des ondulations dans les courants des phases, dans la vitesse ainsi que dans le couple identiquement à ceux dans l'expérimental.

Pourtant aussi performant qu'il soit le modèle multi enroulement de dimension $N_r + 3$ se trouve confronté au problème de temps de calcul, certes ce dernier est très inférieur à celui alloué au modèle à base d'éléments finis mais il demeure assez long devant les modèles réduits. Cependant le modèle classique triphasé-biphasé (abc-dq) est simple et néglige un certain nombre de phénomènes entre autre le rotor à cage est considéré comme triphasé et ne reflète pas la réalité. De plus ces modèles décrivent le fonctionnement sain de la machine et sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe de référence ce qui ne permet pas la distinction entre les défauts venant des cassures de barres ou d'autres incidents.

Aussi les résultats obtenus de la simulation de défauts de cassures de barres souffrent dans leur interprétation. Ces résultats ne montrent aucune ondulation dans le courant statorique, par suite ceci confirme le manque de fidélité dans le modèle en ce qui concerne les défauts.

Par suite le modèle réduit qu'on va proposer provient du modèle multi enroulements luimême et doit pouvoir simuler le moteur sain et avec défaut en tenant compte des ruptures de barres.

II.2 Modèle réduit classique:

Afin de pouvoir prouver l'efficacité et la fidélité du modèle réduit découlant du modèle multi enroulement, on est bien obligé de présenter et de simuler un modèle réduit classique.

II.2.1 Introduction:

Le moteur asynchrone est de loin, le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrones : monophasé, triphasé à cage, triphasé à rotor bobiné.

II.3 Caractéristiques générales:

Le moteur asynchrone, fréquemment appelé moteur à induction, comporte :

- un enroulement polyphasé inducteur, réparti sur une armature cylindrique et parcouru par un système de courants polyphasés qui engendre un champ tournant.
- un second enroulement polyphasé, placé coaxialement de façon qu'il soit balayé par le champ tournant qui y induit un deuxième système de courants polyphasés.
- De l'action du champ tournant inducteur sur les courants induits (qui créent à leur tour un champ tournant secondaire ayant la même vitesse angulaire que le champ inducteur) naît un couple électromagnétique dont la valeur moyenne n'est, en règle générale, pas nulle. Normalement l'enroulement inducteur est fixe (stator), l'enroulement induit est mobile (rotor), sauf dans quelques cas particuliers de fonctionnement où ce dernier enroulement est fermé sur lui-même, les courants induits n'en sortent pas.
- Il résulte, du principe même du moteur asynchrone que le rotor soumis à son seul couple électromagnétique ne peut tourner à une vitesse angulaire égale à celle du champ tournant inducteur (dite vitesse de synchronisme) : si, par un artifice quelconque, on le portait à cette vitesse, il ne serait plus balayé par le champ statorique, donc ne serait plus le siège de courants induits, et par suite ne serait plus soumis au couple qui en résulte ; il tendrait à ralentir, jusqu'à ce que les courants induits atteignent une amplitude suffisante pour créer un couple égal, et de signe contraire, au couple mécanique s'opposant à la rotation. Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement g, qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme ω_s et sa vitesse réelle ω_r .[1]

La modification de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✤ la machine est symétrique à entrefer constant.
- l'effet d'encochage et les effets de dentures sont négligés.

- l'induction dans l'entrefer a une répartition spatiale sinusoïdale.
- le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- la densité surfacique des courants dans les conducteurs est uniforme, l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- les pertes fer par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

II.4 Description:

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure (II.1) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, dans l'hypothèse bipolaire. Il sera toujours possible de passer à une machine 2p-polaire par transformation convenable de l'équation du couple. Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont toutes deux cylindriques, donc séparées par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé. Nous avons les définitions angulaires suivantes, dans le sens trigonométrique. **[2]**

$$\begin{pmatrix} (O_{as}, O_d) = \theta_{dq} \\ (O_{bs}, O_d) = \theta_{dq} - \frac{2.\pi}{3} \\ (O_{cs}, O_d) = \theta_{dq} - \frac{4.\pi}{3} \\ \begin{pmatrix} (O_{ar}, O_d) = \theta_{s1} - \frac{2.\pi}{3} \\ (O_{br}, O_d) = \theta_{s1} - \frac{2.\pi}{3} \\ (O_{cr}, O_d) = \theta_{s1} - \frac{4.\pi}{3} \\ \end{pmatrix}$$
(II.1)



Figure.II.1 : Représentation schématique d'une machine

Les trois enroulements de phase du stator "*as*", "*bs*", "*cs*" sont représentés schématiquement au droit de leurs axes magnétiques respectifs, ainsi que les trois enroulements du rotor "*ar*", "*br*", "*cr*", nous transformons les équations par l'utilisation de deux axes perpendiculaires "*Od*" (polaire ou longitudinal) et "*Oq*" (interpolaire ou transversal), mais la position et le mouvement de l'axe "*Od*" ne sont pas fixés. La vitesse angulaire " ω_r " est obtenue par :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_{dq}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt}$$
(II.2)

II.5 Equations de la machine asynchrone triphasée:

II.5.1 Equations électriques:

Les six enroulements "*as*", "*bs*", "*cs*" et "*ar*", "*br*", "*cr*", figure II.1 obéissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$
(II.3)
(II.4)

sous forme condensé :

$$\begin{cases} \left[V_{s}\right] = \left[R\right]_{s} \cdot \left[I_{s}\right] + \frac{d}{dt} \left[\Phi_{s}\right] \\ \left[V_{r}\right] = \left[R\right]_{r} \cdot \left[I_{r}\right] + \frac{d}{dt} \left[\Phi_{r}\right] \ o\dot{u} \\ \left[V_{s}\right] = \left[v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}\right]^{T}, \quad \left[I_{s}\right] = \left[i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}\right]^{T}, \quad \left[\Phi_{s}\right] = \left[\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}\right]^{T} \quad (\text{II.5}) \\ \left[V_{r}\right] = \left[v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}\right]^{T}, \quad \left[I_{r}\right] = \left[i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}\right]^{T}, \quad \left[\Phi_{r}\right] = \left[\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}\right]^{T} \\ \left[R\right]_{s} = \left[\begin{matrix}R_{s} & 0 & 0\\ 0 & R_{s} & 0\\ 0 & 0 & R_{s}\end{matrix}\right], \quad \left[R\right]_{r} = \left[\begin{matrix}R_{r} & 0 & 0\\ 0 & R_{r} & 0\\ 0 & 0 & R_{r}\end{matrix}\right] \end{cases}$$

II.5.2 Equations magnétiques:

Les hypothèses que nous avons présentées dans l'introduction de ce chapitre conduisent à des relations linéaires entres les flux et les courants à partir des notations suivantes :

- L_{as} : Inductance propre d'une phase du stator.
- M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- L_{ar} : Inductance propre d'une phase du rotor.
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

 M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$
(II.6)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$
(II.7)

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{T} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$
(II.8)

II.6 Equations de la machine biphasée équivalente:

II.6.1 Transformation de Park:

Pour simplifier la représentation des équations électriques (II.3) et (II.4), on introduit la transformation de **Park** normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice **P** suivante ;

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(II.9)
CHAPITRE II

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $P^{-1} = P^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \Leftrightarrow \qquad \begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}$$
(II.10)

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques : tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de Park normalisée a pour expression :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(II.11)

d'où les transformations inverses des variables

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad \Leftrightarrow \quad \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{dqo} \end{bmatrix}$$
(II.12)

La transformation de **Park** normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes "d" et "q".

II.6.2 Equations électriques et magnétiques:

L'application de la transformation de **Park** normalisée aux différentes grandeurs des équations précédentes donne lieu au calcul suivant :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_s \end{bmatrix} \text{ on remplace } \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} et \begin{bmatrix} \Phi_s \end{bmatrix} \text{ on obtient :}$$

$$P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right), \text{ on multiplie à gauche par } P \text{ on aura :}$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + P \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) \text{ car } P \cdot \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s \cdot P$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_s P \cdot P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + P \cdot P^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) + P \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}$$

car $P \cdot P^{-1} = I_d$ matrice identité

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_{s} \cdot \begin{bmatrix} I_{dqo} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \right) + P \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1} \right) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix} \text{ il reste à calculer :}$$
$$P\left(\theta_{dq}\right) \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1}\left(\theta_{dq}\right) \right) ?$$

$$\begin{split} P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_{dq}) \right) &= \\ &= \dot{\theta}_{dq} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & -\sin(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{dq}) & -\cos(\theta_{dq}) & 0 \\ -\sin(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta_{dq} + \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \\ P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_{dq}) \right) &= \dot{\theta}_{dq} \cdot \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta}_{dq} & 0 \\ \dot{\theta}_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{split}$$

et en posant $\omega_{dq} = \dot{\theta}$ on aura :

$$P(\theta_{dq}) \cdot \frac{d}{dt} \left(P^{-1}(\theta_{dq}) \right) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} & 0 \\ \omega_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(II.13)

puis sous forme non condensée :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} & 0 \\ \omega_{dq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{o} \end{bmatrix}$$
(II.14)

De la même manière, on aboutit aux systèmes suivants où l'on a omis les composantes homopolaires.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} \\ \omega_{dq} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$
(II.15)

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{g\ell} \\ \omega_{g\ell} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$
(II.16)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$
(II.17)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$
(II.18)

en posant :

$$\begin{split} L_s &= L_{as} - M_{as} &: \text{ Inductance propre cyclique du stator.} \\ L_r &= L_{ar} - M_{ar} &: \text{ Inductance propre cyclique du rotor.} \\ M_{sr} &= M_{rs} &: \text{ Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.} \\ \omega_{dq} &: \text{ Vitesse de rotation du repère } (d,q) \text{ par rapport au stator.} \\ \omega_r &: \text{ Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.} \\ \omega_{g\ell} &= \omega_{dq} - \omega_r &: \text{ Vitesse de rotation du repère } (d,q) \text{ par rapport au rotor.} \end{split}$$

Le changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, des enroulements fictifs "ds", "qs" et "dr", "qr", dont les axes magnétiques sont liés aux axes "d" et "q" figure 1.2, mais dont les conducteurs restent liés aux armatures qui les supportent.



Figure II.2 interprétation physique de la transformation de Park normalisée

Remarque :

Dans les équations électriques précédentes (II.15) à (II.18), nous n'avons pas fais figurer les composantes d'indice "**o**", qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique, leurs équations sont :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{os} \cdot i_{os} \\ L_{or} \cdot i_{or} \end{bmatrix}$$
(II.19)

avec :

$$\begin{cases} L_{os} = L_{as} + 2M_{as} \\ L_{or} = L_{ar} + 2M_{ar} \end{cases}$$
(II.20)

II.6.3 Equation mécanique:

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en courtcircuit.

Cependant, dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles, les relations qui vont suivre sont indépendantes du choix de l'angle θ_{dq} définissant les axes "d" et "q".

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$P_e = v_{as}.i_{as} + v_{bs}.i_{bs} + v_{cs}.i_{cs} - v_{ar}.i_{ar} - v_{br}.i_{br} - v_{cr}.i_{cr}$$
(II.21)

qui s'écrit, en appliquent la transformation de Park normalisée :

$$P_e = v_{ds}.i_{ds} + v_{qs}.i_{qs} + 2.v_{os}.i_{os} - v_{dr}.i_{dr} - v_{qr}.i_{qr} - 2.v_{or}.i_{or}$$
(II.22)

après

$$P_{e} = \left[i_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + 2 \cdot i_{os} \cdot \frac{d\varphi_{os}}{dt} - i_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - i_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - 2 \cdot i_{or} \cdot \frac{d\varphi_{or}}{dt} \right]$$

$$+ \left[(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \frac{d\theta_{s}}{dt} + (\varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr}) \cdot \frac{d\theta_{s1}}{dt} \right]$$

$$+ \left[R_{s} \cdot (i_{ds}^{2} + i_{qs}^{2} + 2 \cdot i_{os}^{2}) + R_{r} \cdot (i_{dr}^{2} + i_{qr}^{2} + 2 \cdot i_{or}^{2}) \right]$$

$$(II.23)$$

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à intérieur de la machine tandis que le troisième crochet représente les pertes joule. La puissance électromécanique s'écrit donc:

$$(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot (\frac{d\theta_{dq}}{dt} - \frac{d\theta_{s1}}{dt}) = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_r$$
(II.24)

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω_r

$$C_{em} = \varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds} \tag{II.25}$$

Pour une machine asynchrone multipolaire : si on considère l'angle électrique θ_r et la vitesse électrique ω_r ($\omega_r = p.\omega_m$, où ω_m est la vitesse mécanique), obtenue en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles p, les équations électriques sont inchangées, et l'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = \varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot \omega_r \end{cases}$$
(II.26)

avec:

J : Moment d'inertie du système.

 C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement visqueux

C_{em}: Couple électromagnétique.

II.7 Définition des différents référentiels:

Cependant, suivant le but de l'étude qu'on veut entreprendre, les systèmes (II.15), (II.16), (II.17) et (II.18) prendront des formes spécifiques selon le repère de référence adopté. Il existe trois systèmes d'axes de référence ayant des spécificités distinctes :

- ★ si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme $\omega_{dq} = \omega_s = 2\pi f$, on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage, ce qui rend le temps de calcul prohibitif et complique inutilement le problème envisagé. [3]
- ✤ si le référentiel est fixe par rapport au rotor $\omega_{dq} = \omega_r$, les signaux électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est alors égale à $g \cdot \omega_s$ (où

 $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$ est le glissement de la machine et $\omega_s = 2\pi f$) qui est faible dans les

conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère est privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques.

si le référentiel est fixe par rapport au stator $\omega_{dq} = 0$, on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives (aucune translation de spectre). La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position.

II.8 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

On envisage la simulation de la machine asynchrone en vue du diagnostique des défauts de cassure de barres. Le modèle mathématique précédent de la machine écrit dans le repère (d,q), va être réécrit dans le repère rotorique $(\omega_{dq} = \omega_r)$ sous la forme d'équations d'état, plusieurs combinaisons de vecteurs d'états sont proposées.

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^{T}$$

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^{T}$$

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^{T}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^{T}$$
(II.27)

Ceci va engendrer plusieurs formes d'équations d'état qu'on va expliciter ci après :

• Si le vecteur d'état est : $X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$, par suite le calcul suivant va nous donner l'équation d'état correspondante.

Nous partons des systèmes (II.15) à (II.18) dans le référentiel (d,q) mais détaillées sous forme d'équations.

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_{dq} \cdot \phi_{qs}$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_{dq} \cdot \phi_{ds}$$

$$v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{dq} - \omega_r) \cdot \phi_{qr}$$

$$v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{dq} - \omega_r) \cdot \phi_{dr}$$
(II.28)

Le référentiel d'étude (*d*,*q*) est lié au rotor (rotor à cage $v_{dr} = v_{qr} = 0$), alors $\omega_{dq} = \omega_r$ et le système d'équations précédent devient :

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs}$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds}$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}$$
(II.29)

avec les équations des flux :

on pose $M_{sr} = M$, alors :

$$\begin{split} \phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{split}$$
(II.30)

(II.30) dans (II.29) donnent :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\left(L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}\right)}{dt} - \omega_r \cdot \left(L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}\right) \\ v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\left(L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}\right)}{dt} + \omega_r \cdot \left(L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}\right) \\ 0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\left(L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}\right)}{dt} \\ 0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\left(L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}\right)}{dt} \end{aligned}$$
(II.31)

que l'on peut réarranger comme :

$$L_{s} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + M \cdot \frac{di_{dr}}{dt} = v_{ds} - R_{s} \cdot i_{ds} + \omega_{r}L_{s} \cdot i_{qs} + \omega_{r}M \cdot i_{qr}$$

$$L_{s} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qr}}{dt} = v_{qs} - \omega_{r}L_{s} \cdot i_{ds} - R_{s} \cdot i_{qs} - \omega_{r}M \cdot i_{dr}$$

$$M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + L_{r} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} = -R_{r} \cdot i_{dr}$$

$$M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + L_{r} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} = -R_{r} \cdot i_{qr}$$
(II.32)

qu'on peut écrire aussi :

$$\begin{bmatrix} L_{s} & 0 & M & 0\\ 0 & L_{s} & 0 & M\\ M & 0 & L_{r} & 0\\ 0 & M & 0 & L_{r} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{s} & \omega_{r} \cdot L_{s} & 0 & \omega_{r} \cdot M\\ -\omega_{r} \cdot L_{s} & -R_{s} & -\omega_{r} \cdot M & 0\\ 0 & 0 & -R_{r} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -R_{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(II.33)

de la forme :

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [I] = [R] [I] + [V] \tag{II.34}$$

et sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt}[I] = [L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V]$$
(II.35)

qui est sous la forme connue :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V \tag{II.36}$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qr} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^{T}$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}$$

$$A = \begin{bmatrix} L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{s} & 0 & M \\ M & 0 & L_{r} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{r} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_{s} & \omega_{r} \cdot L_{s} & 0 & \omega_{r} \cdot M \\ -\omega_{r} \cdot L_{s} & -R_{s} & -\omega_{r} \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & -R_{r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{r} \end{bmatrix}$$
(II.37)
$$B = \begin{bmatrix} L \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{s} & 0 & M \\ M & 0 & L_{r} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{r} \end{bmatrix}^{-1}$$
(II.38)

• Si le vecteur d'état est : $X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T$ et le référentiel est lié au rotor, on manipule les équations des flux (II.30) repris ci-dessous :

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \tag{II.39}$$

$$\phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \tag{II.40}$$

$$\phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \tag{II.41}$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \tag{II.42}$$

$$(2.39) \implies i_{dr} = \frac{1}{M} \left(\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds} \right) \tag{II.43}$$

$$(2.40) \implies i_{qr} = \frac{1}{M} \left(\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs} \right) \tag{II.44}$$

(II.43) et (II.44) dans (II.41) et (II.42) donnent respectivement :

$$\phi_{dr} = L_r \cdot \frac{1}{M} \left(\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds} \right) + M \cdot i_{ds} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} + M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2} \right) \cdot i_{ds} \quad (\text{II.45})$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot \frac{1}{M} \left(\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs} \right) + M \cdot i_{qs} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} + M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2} \right) \cdot i_{qs}$$
(II.46)

tout en sachant que :

$$M \cdot \left(1 - \frac{L_r L_s}{M^2}\right) = -\frac{L_r L_s}{M} \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) = -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} , \qquad (\text{II.47})$$

$$\text{avec } \sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \text{ le coefficient de Blondel, d'où :}$$

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{ds}$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs}$$

Ces relations sont remplacées dans (II.29) pour donner :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\ 0 &= R_r \cdot \left(\frac{1}{M} \left(\phi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}\right)\right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{ds}\right) \\ 0 &= R_r \cdot \left(\frac{1}{M} \left(\phi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}\right)\right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot i_{qs}\right) \end{aligned}$$
(II.48)

Les deux dernières équations sont réarrangées pour donner :

$$0 = \frac{R_r}{M} \cdot \phi_{ds} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{ds} + \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{ds}}{dt}$$
$$0 = \frac{R_r}{M} \cdot \phi_{qs} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{qs} + \frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{qs}}{dt}$$

ensuite tout ce qui est dérivé dans les quatre équations, est mis dans le membre de gauche pour obtenir :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = \omega_r \cdot \phi_{qs} - R_s \cdot i_{ds} + v_{ds}$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = -\omega_r \cdot \phi_{ds} - R_s \cdot i_{qs} + v_{qs}$$

$$\frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_r}{M} \cdot \phi_{ds} + \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{ds}$$

$$\frac{L_r}{M} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_r}{M} \cdot \phi_{qs} + \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{qs}$$
(II.49)

que l'on arrange sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & -R_s & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 & -R_s \\ -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{M} & 0 & \frac{R_r L_s}{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

de la forme :

$$[L] \cdot \frac{d}{dt} [X] = [R] [X] + [V]$$
(II.51)

et sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt}[X] = [L]^{-1}[R][X] + [L]^{-1}[V]$$
(II.52)

qui est sous la forme connue :

 $\dot{X} = A \cdot X + B \cdot V$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^{T};$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}$$

$$A = \begin{bmatrix} L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{r}}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_{r} L_{s}}{M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{r}}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_{r} L_{s}}{M} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \omega_{r} & -R_{s} & 0 \\ -\omega_{r} & 0 & 0 & -R_{s} \\ -\frac{R_{r}}{M} & 0 & \frac{R_{r} L_{s}}{M} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{r}}{M} & 0 & \frac{R_{r} L_{s}}{M} \end{bmatrix}$$
(II.53)

et

$$B = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} & 0 & -\sigma \cdot \frac{L_r L_s}{M} \end{bmatrix}^{-1}$$
(II.54)

II.9 Résultats de simulation:

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation du modèle réduit classique pour plusieurs cas, à savoir l'état sain et l'état défectueux. On va considérer le moteur à pleine charge pour les deux cas. Le modèle de la machine choisi est celui de la bibliothèque de Matlab/Simulink (figure II.3) auquel nous avons remplacé les valeurs des résistances et des inductances par les notre. La simulation pour le cas de l'état sain consiste à démarrer le moteur à vide puis insérer une charge nominale à l'instant 0.5 s. Les résultats sont collectés à partir de Workspace de Matlab et sont présentés aux figures suivantes. II.4 à II.10.

La figure II.4 montre les tensions biphasées transformées dans le repère de Park, la deuxième II.5 présente les courants statoriques en quadrature issus de la machine dans le repère de Park. La figure II.6 suivante représente le courant rotorique qui varie avec la fréquence de glissement g^*f_s . Par contre la figure II.7 montre le courant statorique qui évolue à la fréquence de 50 Hz. Enfin les figures II.8 et II.9 présentent les évolutions de la vitesse de rotation angulaire et du couple électromagnétique. Pour terminer, la dernière figure II.10 nous donne la FFT du signal courant statorique pris sur une durée temporelle de 10 s pris à une fréquence de 10 kHz où seule la fréquence du fondamental est présente.



Figure II.3 Machine asynchrone, modèle réduit classique



Figure II.4 Tensions d'alimentations biphasées, repère de Park







Figure II.6 Courant rotorique, fréquence g^*f_s















Figure II.10 spectre de ias, étét sain, pleine charge

Pour le cas de défaut de cassure de barres, nous avons considéré la fissure ou la rupture de barre comme une augmentation de sa résistance, comme dans la littérature.

La résistance initiale du modèle vaut $R'_r = 1.167\Omega$. Le chemin suivi consiste donc à augmenter la résistance R'_r par pas de $\Delta R'_r = 0.2 \Omega$ et de lancer la simulation. Les résultats sont collectés à partir de Workspace de Matlab/Simulink. Cependant les grandeurs que nous avons choisies comme critère de détection du défaut sont les courants et la vitesse car nous faisons varier la résistance. Nous avons considéré le maximum pour le courant statorique et la valeur moyenne de la vitesse de rotation angulaire.

Les résultats de la simulation pour quatre cas sont résumés dans le tableau suivant :

	Résistance R'_r	Maximum de <i>ias</i>	Valeur moyenne de <i>wm(tr/ mn)</i>
Etat sain	1.167Ω	10.8778 <i>A</i>	1451.6
	1.367Ω	10.9119 <i>A</i>	1443.3
Etat de	1.567Ω	10.9531 <i>A</i>	1435.1
défaut	1.767Ω	11.1965 A	1426.8
	1.967Ω	11.1768 <i>A</i>	1418.4

Tbleau II.1: Les résultats de la simulation pour quatre cas sont résumés.

Aussi nous avons visualisés les courants statoriques pour le cas des défauts dans le but de trouver quelques renseignements évidents provoqués par le défaut mais en vain comme le prouve les figures suivantes.



Figure II.11 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.367$











Figure II.14 Courant statorique, état de défaut $R_r = 1.967$

CHAPITRE II

Modèle réduit de la machine asynchrone à cage

D'après les figures II.11 à II.14 ci-dessus, on observe qu'on ne peut pas tirer un critère évident pour déclarer un défaut. Ce qui prouve que le choix du maximum et de la valeur moyenne sont plus sensibles, car on voit bien une différence successive entre les valeurs au fur et à mesure que la résistance rotorique augmente.

Donc lorsque R'_r augmente, on constate que le maximum du courant statorique augmente et que la vitesse de rotation diminue. Ces résultats sont semblables à ceux d'une augmentation de charge. Dans notre cas nous savons que c'est du à la variation de R'_r . Ceci prouve que pour le modèle réduit classique, nous ne sommes pas sur que ces résultats proviennent d'une augmentation de charge ou d'une cassure de barres.

Il reste maintenant à vérifier la FFT du signal courant ias. Après simulation pour un des cas de résistance par exemple $R'_r = 1.967 \Omega$ le résultat est exposé à la figure II.15.



Figure II.15 spectre du courant statorique ias, état de défaut, pleine charge $R_r = 1.967 \Omega$

Comme l'on observe, aucune signature du défaut de cassure de barre n'apparait sur le spectre, ce qui montre le manque de fidélité de ce modèle en ce qui concerne la détection de défaut rotorique.

II.10 Conclusion :

Ce chapitre présente le modèle réduit classique obtenu grâce à la transformation de Park modifiée. Nous avons pris deux vecteurs d'états parmi plusieurs. Pour chaque vecteur d'état nous avons calculé les modèles correspondants en effectuant la transformation de Park pour les tensions, les courants et les flux. Les résultats obtenus sont sous forme de vecteurs et de matrices d'états sous la forme connue. Donc et selon le référentiel lié au rotor choisi, plusieurs versions d'équations d'états ont été obtenues. La simulation de ce modèle pris sur Matlab/Simulink a fourni des résultats pour l'état sain et l'état en défaut. Ces résultats peuvent fournir un indice probable sur le défaut de cassure de barre mais non certain car ces résultats peuvent aussi provenir d'une augmentation de charge, de plus aucune signature spectrale n'a été identifiée, ce qui nous laisse dans l'incertitude et par suite il faut chercher d'un autre coté c'est-à-dire chercher un autre modèle plus efficace.

CHAPITRE III MODÈLE RÉDUIT DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE

III.1 Introduction:

Le modèle triphasé-triphasé ne nous permet pas de connaître les valeurs réelles des courants circulants dans les barres rotoriques, aussi il ne permet surtout pas de prendre en compte les défauts rotoriques, c'est pourquoi le modèle multi enroulements a été développé.

Dans ce modèle, le rotor est représenté comme étant constitué d'autant de phases que de barreaux ce qui conduit à considérer les courants circulant dans les portions d'anneau de court-circuit comme des courants de phase rotorique, figure III.1.

La mise au point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant complètement la machine non pas d'une façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine.

Les modèles simples (dq), négligeant un certain nombre de phénomènes, sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe.

Donc, il a fallu s'orienter vers le modèle multi enroulement pour une description adaptée aux défauts.

Dans cette perspective, le modèle multi enroulements a été choisi. Le modèle développé est basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique. Il permet la représentation des ruptures de barres ainsi que leur simulation. Aussi il permet de restituer les phénomènes physiques dus à ces défauts. Partant de ce concept et pour pouvoir se concentrer sur la simulation des ruptures de barres, le rotor a été modélisé par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et de deux portions d'anneaux qui les relient comme

III.2 Modèle multi enroulements:

Nous allons donner de manière très brève les équations du modèle multi enroulements, cependant le modèle détaillé se trouve dans la référence [A.Abed].



Figure III.1 Schéma du rotor représenté par des mailles électriques

III.2.1 Calcul des inductances:

Les inductances qui entrent dans le modèle multi enroulements sont résumés dans le tableau suivant :

INDUCTANCES	EXPRESSIONS
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R\ell}{e \pi p^2}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques.	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance principale d'une maille rotorique	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R\ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R \ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{r_{k(k-1)}} = M_{r_{k(k+1)}} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{snrk} = -M_{sr} \cos\left(p\theta_r - n\frac{2\pi}{3} + ka\right)$ Avec $M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R \ell}{ep^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

Tbleau III.1: Inductances de la machine asynchrone à cage

III.2.2 Mise en équations:

À partir de la topologie du circuit électrique, nous cherchons l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants, puis les mettre sous la forme classique.

$$\frac{d}{dt}[I] = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V]$$
(III.1)

III.2.3 Equations de tensions au stator:

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}]$$
(III.2)

et

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{rk}]$$
(III.3)

avec :

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$$
, le vecteur des tensions statoriques.

$$\begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$$
, le vecteur des courants statoriques.

 $\begin{bmatrix} i_{rk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{r0} & i_{r1} \cdots & i_{rk} \cdots & i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix}^T$, le vecteur des courants dans les mailles rotoriques.

 $\begin{bmatrix} \varphi_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix}^T$, le vecteur des flux statoriques.

 $[R_s]$: matrice des résistances statoriques.

$$\begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$
(III.4)

 $[L_s]$: matrices des inductances statoriques.

$$\begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix}$$
(III.5)

 $[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a) & \cdots \\ \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{2\pi}{3}) & \cdots \\ \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{4\pi}{3}) & \cdots \end{bmatrix}$$
(III.6)

où :

III.2.4 Equations de tensions au rotor/

 $k = 0, 1, \dots, N_r - 1$

La figure (III.2), représente le schéma équivalent de la cage rotorique.



Figure. III.2 : schéma électrique équivalent, à mailles, de la cage rotorique.

$$i_{e_k} = i_{r_k} - i_e$$
 (III.7)
 $i_{b_k} = i_{r_k} - i_{r_{k+1}}$

L'équation de tension pour la maille "k" de la cage rotorique est donnée par :

$$-R_{b_{k-1}}i_{r_{k-1}} + \left(2\frac{R_e}{N_r} + R_{b_{k-1}} + R_{b_k}\right)i_{r_k} - R_{b_k}i_{r_{k+1}} - \frac{R_e}{N_r}i_e + \frac{d\left(\varphi_{r_k}\right)}{dt} = 0 \quad (\text{III.8})$$

avec :

et

$$\varphi_{rk} = \left(L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} \right) i_{rk} - L_b \left(i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)} \right) - \frac{L_e}{N_r} i_e - M_{rr} \sum_{\substack{j=0\\j\neq k}}^{N_r-1} i_{rj} - M_{sr} \left[\cos\left(\theta_r + ka\right) \cos\left(\theta_r + ka - 2\pi/3\right) \cos\left(\theta_r + ka - 4\pi/3\right) \right] [i_{abc}]$$
(III.9)

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de courtcircuit, on a alors :

$$\frac{Re}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r - 1} i_{rk} + \frac{Le}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r - 1} \frac{di_{r_k}}{dt} - R_e i_e - L_e \frac{di_e}{dt} = 0$$
(III.10)

III.2.5 Equation globale des tensions:

L'équation complète des tensions est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L \end{bmatrix} \frac{d \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}}{dt} + \frac{d \begin{bmatrix} L \end{bmatrix}}{dt} \begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$$
(III.11)

avec :

 $[V] = [v_a \ v_b \ v_c \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ 0]^T$, le vecteur augmenté des tensions de dimension $(N_r + 4, 1)$, contient les trois tensions statoriques, les N_r tensions des mailles rotoriques ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

 $[I] = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \\ \vdots & i_n & i_n \\ \cdots & i_n \\ \vdots & i_n \end{bmatrix}^T$, le vecteur augmenté des courants, aussi de dimension $(N_r + 4, 1)$, contient les trois courants statoriques, les N_r courants des mailles rotoriques ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

$$\begin{bmatrix} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & \vdots & [0] \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix}, \text{ la matrice augmentée des résistances.}$$

avec :

 R_r : la matrice des résistances rotoriques.

avec :

 L_r : matrice des inductances rotoriques.

$$\begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_r - L_b & M_r & \cdots & Mr - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & Mrr & \cdots & \vdots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & L_p + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix}$$
(III.13)
$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}, \text{ la dérivée de la matrice augmentée des inductances.}$$

On remarque que la matrice $[M_{sr}]$ dépend du temps, ce qui nécessite, à chaque pas de calcul, l'inversion de la matrice inductance [L], de dimension $(N_r + 4)^2$. Pour rendre cette

matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations des tensions statoriques. Le repère de Park doit être lié au rotor. ;

L'équation du couple électromagnétique est :

$$C_{e} = \sqrt{\frac{3}{2}} p M_{sr} \left(i_{qs} \sum_{k=0}^{N_{r}-1} i_{r_{k}} \cos(ka) - i_{ds} \sum_{k=0}^{N_{r}-1} i_{r_{k}} \sin(ka) \right)$$
(III.14)

Nous avons énuméré les équations, nous passons à l'exposition du modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements.

III.3 Modèle réduit équivalent de la machine:

III.3.1 Introduction:

Aussi performant qu'il soit le modèle multi enroulement de dimension N_r +4 se trouve confronté au problème de temps de calcul, certes ce dernier est très inférieur à celui alloué au modèle à base d'éléments finis mais il demeure assez long devant les modèles réduits.

Donc le modèle réduit qu'on va proposer doit provenir du modèle multi enroulements lui-même et doit pouvoir simuler le moteur sain et avec défaut en tenant compte des ruptures de barres.

C'est dans ce contexte que le modèle dq équivalent a été développé en considérant la cage rotorique avec toutes ses barres.

III.3.2. Transformation de Clarke généralisée:

Cependant pour pouvoir passer au modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements, il faut utiliser la transformation de Clarke généralisée. Cette transformation permet de passer d'une modélisation n-phasées "multi enroulements" à une modélisation diphasée équivalente, et elle est écrite de la façon suivante :

$$T_{3N_{r}}(\theta) = \frac{2}{N_{r}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta) & \cdots & \cos(\theta - kp\frac{2\pi}{N_{r}}) & \cdots & \cos(\theta - (N_{r} - 1)p\frac{2\pi}{N_{r}}) \\ -\sin(\theta) & \cdots & -\sin(\theta - kp\frac{2\pi}{N_{r}}) & \cdots & -\sin(\theta - (N_{r} - 1)p\frac{2\pi}{N_{r}}) \end{bmatrix}$$
(III.15)

ainsi que son inverse :

$$T_{3N_{r}}(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \cos(\theta) & \cdots & -\sin(\theta) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta - kp\frac{2\pi}{N_{r}}) & \cdots & -\sin(\theta - kp\frac{2\pi}{N_{r}}) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta - (N_{r} - 1)p\frac{2\pi}{N_{r}}) & \cdots & -\sin(\theta - (N_{r} - 1)p\frac{2\pi}{N_{r}}) \end{bmatrix}$$
(III.15)

٦

Grâce à cette transformation, les différentes grandeurs diphasées s'expriment en fonction des grandeurs réelles de phases selon :

$$\begin{bmatrix} X_{odqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{33}(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{abcs} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_{abcs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{33}(\theta_{dq}) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{odqs} \end{bmatrix}$$
(III.16)
$$\begin{bmatrix} X_{odqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{3Nr}(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{kr} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_{kr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{3Nr}(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{odqr} \end{bmatrix}$$
(III.17)

Nous nous sommes contentés de présenter directement le modèle réduit à partir de la référence [A.Abed].

III.3.3 Modèle réduit:

Г

L'application des transformations (III.16) et (III.17) permettent d'aboutir à un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone qui se résume à :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Rtr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{Ltr} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix}$$
(III.18)

où :

 $[R_{Rtr}]$ représente la matrice résistance réduite.

 $[L_{Rtr}]$ représente la matrice inductance réduite.

après calcul, ces matrices réduites $[R_{Rtr}]$ et $[L_{Rtr}]$ sont explicitées ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} R_{Rtr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & 0 & -\omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} \\ \omega_r L_{sc} & R_s & \omega_r M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rqq} \end{bmatrix}$$
(III.19)

$$\begin{bmatrix} L_{Lrr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -M_{sr} \cdot \frac{N_r}{2} & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -M_{sr} \cdot \frac{N_r}{2} \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rdq} \end{bmatrix}$$
(III.20)

où lorsque le moteur est sain, les valeurs de $\begin{bmatrix} R_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rdd} & 0 \\ 0 & R_{rqq} \end{bmatrix}$ et L_{rdq} valent :

$$\begin{cases} R_{rdd} = R_{rqq} = 2R_b \left(1 - \cos a\right) + 2\frac{R_e}{N_r} \\ L_{rdq} = L_{rp} - M_{rr} + 2L_b \left(1 - \cos a\right) + 2\frac{L_e}{N_r} \end{cases}$$
(III.21)

La simulation de défaut exige l'ajout de termes supplémentaires qui résulte du calcul de :

$$\left[R_{rfdq}\right] = \left[T_{2N_{r}}\left(\theta\right)\right] \left(\left[R_{r}\right] + \left[R_{rf}\right]\right) \left[T_{2N_{r}}\left(\theta\right)\right]^{-1}$$
(III.22)

où la matrice $[R_{rf}]$ concerne les termes des barres en défaut.

Enfin la matrice pour l'état sain ou en défaut s'écrit :

$$\begin{bmatrix} R_{rfdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{r11} & R_{r12} \\ R_{r21} & R_{r22} \end{bmatrix}$$
(III.23)

où les quatre termes de cette matrice sont :

$$R_{r11} = R_{rdd} + R_{11df}$$

$$R_{r12} = 0 + R_{12df}$$

$$R_{r21} = 0 + R_{21df}$$

$$R_{r22} = R_{rqq} + R_{22df}$$
(III.24)

avec :

$$R_{11df} = \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 - \cos(2k' + 1)a)$$

$$R_{12df} = -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1)a$$

$$R_{21df} = -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1)a$$

$$R_{22df} = \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 + \cos(2k' + 1)a)$$
(III.25)

Dans ces expressions, l'indice k' caractérise une barre cassée, la sommation concerne donc toutes les barres qui présentent un défaut. [15]

Ainsi, pour le modèle diphasé général il suffit de remplacer la matrice $\begin{bmatrix} R_{rdq} \end{bmatrix}$ dans la matrice (III.19) par la matrice $\begin{bmatrix} R_{rfdq} \end{bmatrix}$.

III.4 Simulation et résultats:

Le modèle établi au (III.18) est simulé tel quel ou peut être transformé sous forme d'équation d'état comme dans le chapitre II. Cependant pour la simulation, il faut dissocier la matrice résistance en : $[A_R] = [R_{Rtr}] + [A_{Rdf}]$, où :

$$\begin{bmatrix} A_{R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} & -\omega_{r}L_{sc} & 0 & -\omega_{r}M_{sr}\frac{N_{r}}{2} \\ \omega_{r}L_{sc} & R_{s} & \omega_{r}M_{sr}\frac{N_{r}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r11} & R_{r12} \\ 0 & 0 & R_{r21} & R_{r22} \end{bmatrix}$$
(III.26)
$$\begin{bmatrix} R_{Rtr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} & -\omega_{r}L_{sc} & 0 & -\omega_{r}M_{sr}\frac{N_{r}}{2} \\ \omega_{r}L_{sc} & R_{s} & \omega_{r}M_{sr}\frac{N_{r}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rdd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rqq} \end{bmatrix}$$
(III.19)
$$\begin{bmatrix} A_{Rdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{11dr} & R_{12dr} \\ 0 & 0 & R_{21dr} & R_{22dr} \end{bmatrix}$$
(III.27)

La matrice $\left[A_{Rdf}\right]$ est la matrice de défaut supplémentaire.



Le schéma de simulation est représenté à la figure III.3.

Figure III.3 Schéma de simulation

La simulation consiste à démarrer le moteur à vide et à l'insertion d'une charge à l'instant 0.8s. Nous commençons par l'état sain, les résultats sont présentés aux figures III.4 à III.7.











Figure III.6 Couples électromagnétique et résistant, état sain



Figure III.7 Vitesse angulaire wm, état sain

Les résultats obtenus sont très satisfaisants et sont conformes à ceux de la littérature en ce qui concerne le modèle réduit issu du modèle multi enroulements.

Pour ce qui est de l'état de défaut, nous démarrons le moteur à vide pendant 0.8 s, instant où nous insérons un couple résistant nominal de 20 Nm. Ceci pour montrer une partie de l'état sain ensuite à l'instant t = 4 s on simule la rupture de barres grâce à la souplesse du modèle, de cette façon la même figure contiendra l'état sain et l'état de défaut dès l'instant de son apparition. Les résultats de cette simulation sont montrés aux figures suivantes de III.8 à III.12.



Figure III.8 Courants ids et iqs montrant ensemble l'état sain et l'état de défaut 53



Figure III.9 Courant statorique présentant ensemble l'état sain et l'état de défaut



Figure III.10 Couples électromagnétique et résistant dévoilant ensemble l'état sain et l'état de défaut



Figure III.11 Vitesse de rotation angulaire exposant ensemble l'état sain et l'état de défaut

L'étude visuelle de la figure III.8 montre que la partie entre 0 et 4 s est identique à la partie saine tandis que la partie qui suit a subit des déformations très évidentes qui apparaissent sur les deux courants ids et iqs : signes de défaut.

Ensuite nous passons à la figure 3.9 qui expose le courant statorique ias. Aussi la première partie montre la partie saine alors que la partie qui suit dévoile sans aucun doute la présence de défaut de cassure de barres. Nous voyons bien les ondulations au niveau de l'amplitude comme dans la littérature.

Il en est de même pour la figure 3.10 qui rassemble les couples électromagnétique et le couple résistant. La première partie est la partie saine tandis que, les deux couples se superposent mais dans la partie de défaut le couple résistant reste tel qu'il était alors que la couple électromagnétique subit des ondulations dues aux cassures de barres comme c'est dit dans la littérature.

Pour ce qui est de la vitesse de rotation angulaire, aussi le premier tronçon montre la partie saine alors que le deuxième expose la partie de défaut. Les ondulations apparaissent avec évidence disant qu'il ya cassure de barres.

Dans ce qui précède nous avons présentés les résultats avec une partie saine et l'autre en défaut, maintenant nous allons simuler des résultats où le défaut est instauré dès le début afin de pouvoir utiliser la FFT qui exige un temps de simulation important, dans notre cas 10 s. Les résultats concernent le courant statorique ias et ses spectres. Ils sont présentés aux figures III.12 à III.14.



Figure III.12 Courant statorique, amplitude ondulée, état de défaut



Figure III.13 Spectre du courant statorique, échelle linéaire, état de défaut



Figure III.14 Spectre du courant statorique, échelle en db, état de défaut

La figure III.12 expose le courant statorique ias. Après le régime transitoire, l'enveloppe du courant statorique est ondulée signe ou preuve que le moteur présente un défaut de cassure de barres. La figure qui suit III.13 montre le spectre de ce courant obtenu grâce à la FFF où l'on voit le fondamental et tout autour les harmoniques de défaut bien visibles en linéaire. Enfin la figure III.14 représente le même spectre mais en échelle db pour mettre en évidence les harmoniques, même de faible amplitude.

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté de manière très brève les modèles multi enroulements et le modèle réduit qui en découle. Ensuite nous avons établis le modèle en Simulink de Matlab. Dans la simulation nous avons commencés par le modèle à l'état sain. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et sont identiques à ceux de la littérature. Ensuite nous avons procédé à la simulation du modèle réduit issu du modèle multi enroulements lorsqu'il ya défaut de cassure de barres.

Dans cette simulation, nous avons divisé la simulation en deux parties, la première expose la partie saine tandis que la seconde en expose la partie en défaut. De cette manière on les voit ensembles, pour pouvoir observer l'état de défaut. Les résultats obtenus sont très satisfaisants. Ils montrent clairement l'état sain et l'état de défaut. Dans ce dernier, l'amplitude du courant statorique est ondulée, le couple électromagnétique l'est aussi et il en de même pour la vitesse de rotation. Tous ces signes prouvent que le moteur présente un défaut de cassure de barres et surtout que le modèle réduit issu du modèle multi enroulements illustre de manière très fidèle l'état sain et l'état de défaut comme cela a été prouvés par les résultats obtenus et montrés grâce à ce modèle et confirmé par les spectres du courant statorique qui contient des harmoniques de part et d'autre du fondamental exprimés par la relation connue $f_b = (1 \pm 2kg) \cdot f_s$.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générales

L'objectif de ce mémoire est de présenter le modèle réduit issu du modèle multi enroulements afin de pouvoir l'utiliser pour la simulation de la machine asynchrone et avoir la possibilité de présenter les états sains et de défaut avec une grande fidélité. Car le modèle réduit classique est surtout utile pour la commande mais en ce qui concerne la détection de défaut il n'est pas assez fiable. Ceci nous a poussés à le présenter dans le deuxième chapitre pour le tester et en tirer des conclusions. Dans le chapitre, nous avons utilisé la transformation de Park modifiée pour aboutir au modèle réduit classique. Pour référentiel d'étude, nous avons choisi celui lié au rotor. Aussi deux modèles ont été réalisé l'un se basant sur le vecteur d'état $X = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$, l'autre sur le vecteur d'état $X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T$. La simulation du premier modèle pris sur Matlab/Simulink a fourni des résultats sur les états sains et de défaut. Pour l'état sain, les résultats sont satisfaisants, tandis que les résultats pour l'état de défaut ne concordent pas avec l'expérimental en ce qui concerne le défaut rotorique. L'étude a montré que ces résultats peuvent provenir d'une augmentation de charge.

Le modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements a été présenté de manière brève car son étude demande beaucoup de calcul et beaucoup plus de temps et c'est ce qui nous a manqué alors nous étions dans l'obligation de le présenter de cette manière.

Ensuite nous avons établis le modèle réduit issu du modèle multi enroulements en Simulink de Matlab. Dans la simulation nous avons commencés par le modèle à l'état sain. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et sont identiques à ceux de la littérature. Ensuite nous avons procédé à la simulation du modèle lorsqu'il ya défaut de cassure de barres. Les résultats trouvés ont été présentés dans une série de figures montrant les courants ids, iqs ensemble en quadrature, le courant statorique, les couples électromagnétiques et résistant et la vitesse de rotation. Dans cette simulation nous avons présentés ensemble les cas sains et en défaut où l'on observe sans aucune ambiguïté l'effet du défaut de cassure de barres qui apparait dès l'instant de l'instauration du défaut et ceci pour toutes les grandeurs citées. L'apparition d'ondulations dans le courant statorique, dans le couple électromagnétique et la vitesse tout comme dans l'expérimental dans la littérature est synonyme de défaut de rupture de barres. Pour terminer, la FFT a été appliquée au courant statorique. Le spectre de ce courant a montré l'harmonique fondamental au 50 Hz entouré d'une série d'harmoniques de part et d'autre espacés de $2g f_s$ comme dans l'expérimental. Par conséquent ce modèle à l'opposé du classique reproduit fidèlement le comportement de la machine que ce soit dans l'état sain ou dans l'état de défaut.
LES RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIES

Références bibliographies

[1]- Riguet abd elwahab, « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par analyse spectrale des courants (id, iq) de Park », Mémoire de fin d'étude Université Mohamed Khider Biskra, soutenue 24 juin 2018

[2]- Mr / M'beirick Mohamed Yahya Surveillance et diagnostic de la machine asynchrone avec défaut d'alimentation (déséquilibre de tension) », Mémoire de fin d'étude MASTR Université Mohamed Seddik Ben Yahia – Jijel

[3]- SACI Fawzi Modèles multi enroulements de la MAS dédiés au DiagnostiC Mémoire Présente en vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique 2014

[4]- Olivier ONDEL, «Diagnostic Par Reconnaissance Des Formes : Application à Un Ensemble Convertisseur– Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, L'école Centrale de Lyon, October 2006

[5] -VASEGHI Babak, «contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires». Thèse de doctorat, L'institut National polytechnique Lorraine 3 Décembre 2009.

[6]- BOUCHAREB Ilhem, «Modélisation et Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réluctance Variable». Memoire de Magister, L'Université de Constantine. 2009.

[7] -Saliou DIOUF, «Contribution Au Diagnostic Industriel De Défauts De Roulement Et De Balourd Par Techniques Neuronales Application à La Machine Asynchrone à Cage ». Thèse de doctorat, L'Université Paris Val de Marne-Creteil, Juillet 2007

[8]- KHATRAOUI ABDERREZAK, ZAID MANSOUR «Diagnostic Des Machines

Asynchrones Triphasées», Thèse de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE Echahid

Hamma Lakhdar D'El-oued soutenu en Mai 2017.

[9]- LABIOD LAID DBOUTADJINE FARES «Diagnostic des défauts rotoriques des machines asynchrones », Thèse de MASTER ACADEMIQUE , UNIVERSITE Echahid Hamma Lakhdar D'El-oued soutenu en JUIN 2019

[10] MEDOUED Ammar, «surveillance et Diagnostic des défauts des machines électriques: Applications aux moteurs asynchrones». Thèse de doctorat, Université du Skikda, 2012