الجمهوريـــــــــــة الجزائريـــــــــــــة الديمقراطيـــــــــــــة الشعبيـــــــــــــة
REPUBLIQUE ALGRIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليـــــــــــم العـــــــــــالي و البحـــــــــــث العلمـــــــــــي
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique

جامعـــــة يحـــــي فـــــارس – المديـــــة
Université Dr. Yahia Farès de Médéa

كليـــــــــة التكنولوجيـــــا
Faculté de la technologie

قســـــــم الهندســـــــة الكهربيـــــة
Département de Génie Electrique

THÈSE

Présenté pour l'obtention du diplôme

Doctorat Classique

Spécialité : Génie Electrique

Présentée par :

BENESSALAH DJAMEL

Détection et analyse des défauts dans une machine à réluctance variable

Soutenue le 18 / 06 /2022 devant la commission d'examen composée de :

Mr. MOULAHOUM Samir	Professeur	Université Yahia Farès de Médéa	Président
Mr. KABECHE Nadir	MCA	Université Yahia Farès de Médéa	Directeur de thèse
Mr. HOUASSINE Hamza	MCA	Université de Bouira	Co-directeur de thèse
Mr. KHELDOUNE Aissa	Professeur	Université de Boumerdès	Examinateur
Mr. KHODJA Djalal Eddine	Professeur	Université de Msila	Examinateur
Mr. BRADAI Rafik	MCA	Université de Blida	Examinateur

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je remercie ALLAH, tout puissant, de m'avoir donné la santé, la volonté et la force de mener à terme cette thèse.

Je voudrais exprimer mes vifs remerciement et ma sincère gratitude au Directeur et au co-Directeur de thèse, le docteur ***KABECHE Nadir*** *et le docteur* ***HOUASSINE Hamza*** *d'avoir proposé et dirigé le présent travail. Je leurs suis sincèrement reconnaissant pour leurs soutien continu au long de cette thèse, leurs patiences, leurs motivations et leurs temps si précieux qu'ils m'ont consacrés. Leurs conseils, leurs orientations et leurs remarques toujours constructives m'ont aidé tout au long de la recherche et de la rédaction de ce travail.*

Mes plus vifs et sincères remerciements s'adressent au ***Mr. MOULAHOUM Samir*** *professeur de l'université Yahia Farès de Médéa pour avoir accepté de juger ce travail et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

Je remercie vivement ***Mr. KHELDOUNE Aissa*** *professeur de l'université de Boumerdès,* ***Mr. KHODJA Djalal Eddine*** *professeur de l'université de Msila, Mr.* ***BRADAI Rafik*** *MCA de l'université de Blida, d'avoir participés au jury de cette thèse et d'accepter d'examiner ce travail.*

J'exprime aussi mes remerciements à ***Mr. CHADLI Rabah*** *professeur de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui m'a aidé dans la rédaction de cette thèse.*

Mes chaleureux remerciement et reconnaissances vont également aux enseignants du département génie électrique et à tout le personnel administratif de l'université.

Je ne saurai enfin oublier tous mes amis qui m'ont soutenu dans la rédaction de cette thèse et m'ont incité à atteindre mon objectif.

DÉDICACE

Je dédie ce travail,

À ma chère mère et à mon père qui ont suivi avec intérêt toutes mes années d'études.

Que ALLAH les garde éternellement heureux.

A ma femme pour son soutien et sa patience avec moi.

A mes enfants, Mohamed, Abderrahmane et Ayoub.

A mes frères et sœurs.

A mes nièces et mes neveux.

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation, depuis le primaire à ce jour.

A tous ceux et celles qui me sont chères.

A tous ceux qui m'ont soutenu et que j'ai omis de citer.

ملـخـــص

الهدف من الدراسة التي أجريت في هذه الأطروحة هو كشف وتشخيص الأعطال في الآلة المتزامنة ذات الممانعة المتغيرة (MSynR)، الأعطال المدروسة هي عطل الدارة القصيرة في اللفات، التقصير بين طورين، التقصير بين الطور و الأرض و أعطال انحراف الدوار (الانحراف الساكن (SE)، الانحراف الديناميكي (DE) والانحراف المختلط (ME)).

اختيــار هذه الآلة يعود الى بساطتها في التصنيع وقوتها الميكانيكية. حاليًا تعتبر الآلات المتزامنة ذات الممانعة المتغيرة، بفضل أدائها، المرشحة المثالية لتعويض المحركات الغير متزامنة. معظم البحوث العلمية في مجال كشف و تحليل الاعطال اهتمت بشكل كبير بالمحركات الغير متزامنة و بشكل اقل المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. ومع ذلك بسبب أخطاء التصنيع، أو تقادم المواد المكونة للألة و ظروف التشغيل القاسية، يمكن حدوث أنواع مختلفة من الأعطال في هذه الألة. لتلبية متطلبات الجاهزية والموثوقية والسلامة، يعد مراقبة وتشخيص الأعطال لهذه الألة قبل حدوثها أمرًا حتميا.

في هذا السياق، فإن الغرض من أطروحة هذه الرسالة هو المساهمة في تشخيص وتوصيف الأعطال في الآلة باستخدام نمذجة FEM غير الخطية ثم التحليل الزمني والترددي لعزم دوران الآلة. تم تطوير نموذج الآلة أولاً في الحالة الصحية ثم في الحالات الأخرى التي تكون فيها الآلة بها اعطال في الجزء الثابت أو الدوار.

تم مراقبة وتشخيص الأعطال في MSynR في هذه الدراسة ، من خلال تحليل عزم الدوران الكهرومغناطيسي والحث المتزامن للآلة باستخدام نهج الإشارة ونهج النموذج.

الكلمـــات المفتاحيـــة: آلة متزامنة ذات ممانعة متغيرة (MSynR)، تشخيص الاعطال، نمذجة العناصر المحدودة (FEM)، قصر الدارة، المراقبـــة ،الكشـــف، الانحـــراف.

RÉSUMÉ

L'objectif de l'étude réalisée dans cette thèse est la détection et le diagnostic dans une machine synchrone à réluctance variable (MSynR), les défauts étudiés sont le court-circuit inter-spires, court-circuit entre phases, court-circuit phase-terre et défauts d'excentricité du rotor (excentricité statique (SE), excentricité dynamique (DE) et excentricité mixte (ME)).

Le choix de cette machine se justifie par sa simplicité de construction et sa robustesse mécanique. Actuellement, les machines synchrones à réluctance sont considérées comme les candidates idéales pour les moteurs asynchrones. La plupart des études et de recherche scientifique de diagnostic des défauts ont été consacrées à la machine asynchrone et un peu moins à la machine synchrone à aimant permanant (MSAP). Toutefois, en raison des défauts de fabrication ou de conditions de fonctionnement sévères, divers défauts sont susceptibles de se produire dans la machine. Afin de répondre aux exigences de disponibilité, de fiabilité et de sécurité, l'intégration d'une approche de surveillance et de diagnostic des défauts s'avère impérative.

Dans ce contexte, l'objectif de la thèse est de contribuer au diagnostic et à la caractérisation des défauts dans une machine synchrone à réluctance variable par une modélisation FEM en non linéaire puis une analyse temporelle et fréquentielle du couple. Le model développé de la machine est établi d'abord dans le cas de fonctionnement sans défaut puis dans d'autre cas où la machine présente des défauts statorique ou rotorique.

La surveillance et le diagnostic des défauts dans la MSynR sont élaborés par l'analyse du couple électromagnétique et de l'inductance synchrone de la machine en utilisant une approche signal et une approche modèle.

Mots clés : Machine synchrone à réluctance variable (MSynR), Méthode des éléments finis (FEM), Diagnostic de défauts, Court-circuit inter-spire, Diagnostic, Surveillance, Détection, Excentricité.

ABSTRACT

The objective of the study carried out in this thesis is the detection and diagnosis in the synchronous reluctance machine (SynRM), the faults studied are the inter-turn short circuit, short-circuit between phases, phase-to-earth short-circuit and rotor eccentricity faults (static eccentricity (SE), dynamic eccentricity (DE) and Mixed eccentricity (ME)).

The choice of this machine is justified by its simplicity of construction and its mechanical robustness. Currently, the synchronous reluctance machine, are considered the ideal candidates for asynchronous motors. Most of the studies and scientific research of fault diagnosis have been devoted to the asynchronous machine and less to the synchronous permanent magnet machine (SPMM). However, due to manufacturing faults, or severe operating conditions, various faults are capable of occurring in the machine. In order to meet the availability, reliability and safety requirements the integration of a monitoring and fault diagnosis approach is imperative.

In this context, the purpose of the thesis is to contribute to the diagnosis and the characterization of faults in the machine by using a nonlinear FEM modeling then a temporal and frequency analysis of the machine torque. The developed model of the machine is established first in the case of healthy operation then in other cases where the machine has a stator or a rotor faults.

The monitoring and diagnosis of faults in the SynRM is established in this study, by the analysis of the electromagnetic torque and the synchronous inductance of the machine using a signal approach and a model approach.

Key words: Synchronous reluctance machine (SynRM), Finite element method (FEM), Fault diagnosis, Inter-turn short-circuit, Monitoring, Detection, Eccentricity.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières
Liste des figures
Liste des tableaux
Liste des abréviations
Introduction générale…….……... 1

Chapitre I : Etat de l'art de diagnostic et des défauts des machines électriques
Introduction……..……..... 6
I.1. Définitions et notions de base……..……. 6
I.1.1.Maintenance……..…… 7
I.1.2. Types de maintenances……..…… 7
I.1.2.1. Maintenance préventive……...…. 8
I.1.2.1.1. Maintenance préventive systématique…….…… 8
I.1.2.1.2. Maintenance préventive conditionnelle…….…. 9
I.1.2.2. Maintenance Corrective……..…….. 9
I.2. Défaillances des dispositifs électriques……..……..…. 9
I.2.1. Défauts dans les machines électriques……..…… 10
I.2.1.1.Défauts Electriques……. 11
I.2.1.1.1. Défauts de capteurs…… 11
I.2.1.1.2. Défaillance due au réseau d'alimentation…….…. 11
I.2.1.1.3. Défauts statoriques…….…… 12
I.2.1.1.4. Défauts rotoriques…….…. 14
I.2.1.1.5. Défauts de circuit magnétique…….……... 14
I.2.1.1.6. Défaillances du convertisseur……..……... 15
I.2.1.2. Défaillances mécaniques…….…… 15
I.2.1.2.1. Défauts de roulement……..…… 15
I.2.1.2.2. Excentricité statique, dynamique et mixte……..…… 17
I.3. Etat de l'art de la détection des défauts des machines électriques……..….. 18
I.3.1 Signaux des défauts et grandeurs mesurable……..…… 18
I.3.2. Détection et localisation des défauts par analyse des signaux……..…… 19
I.3.2.1. Détection de court-circuit ……..……..……... 20
I.3.2.2. Détection de démagnétisation…….…… 21
I.3.2.3. Détection d'excentricité rotorique…….……. 21
I.3.3. Détection et localisation des défauts par analyse vibratoire……..…… 22
I.4. Synthèse des méthodes de diagnostic des machines électriques……...…… 23
I.4.1. Diagnostic par les méthodes à base de modèle……...……... 23
1.4.1.1. Diagnostic par estimation paramétrique…….…… 24
1.4.1.2. Diagnostic à base d'équation de parité…….. 24
1.4.1.3. Diagnostic par estimation d'état……...…… 24
I.4.2. Diagnostic par les méthodes sans modèle…….……...…. 25

I.4.2.1. Diagnostic des défauts par analyse temporelle…….…….. 26
I.4.2.2. Diagnostic des défauts par analyse fréquentielle……..…….. 26
I.4.2.3. Diagnostic des défauts par analyse Temps-Fréquence ……..…... 27
I.4.2.4. Diagnostic des défauts par analyse Temps-Echelle……..…….. 27
I.4.2.5. Diagnostic des défauts par reconnaissance de formes……..…….. 27
I.4.2.6. Diagnostic des défauts par les Méthodes à Haute Résolution (MHR)... 28
I.4.2.7. Techniques d'intelligence artificielle (IA)……. 28
Conclusion…….…….. 28

Chapitre II : Structures et modélisation de la machine synchrone à réluctance variable MSynR en vue de diagnostic

Introduction…….…… 29
II.1. Historique……..……...…… 29
II.2. Principe de Fonctionnement de la machine à réluctance variable…….……. 32
II.3. Constitution de la MSynR…….…….…….. 33
II.3.1. Stator……..…….……..… 33
II.3.2. Les différents types du rotor d'une MSynR…….…… 34
II.3.2.1. Rotor Massif……..……..... 34
II.3.2.2. Rotor avec barrières de flux…….…… 34
II.3.2.3. Rotor axialement laminé…….…….. 35
II.3.2.4. Rotor assisté par aimant…….…….. 35
II.3.2.5. Rotor avec supraconducteurs…….…….. 35
II.4. Choix d'une méthode de modélisation……..…….. 37
II.4.1. Méthodes analytiques……..……..…….. 37
II.4.2. Modèle éléments finis……..…… 38
II.4.3. Modèle réseaux de réluctances……..…….. 40
II.5. Modélisation de la MSynR……..……. 40
II.5.1. Modélisation analytique de la MSynR……..……... 41
II.5.1.1. Equations électriques dans le référentiel a-b-c……...…… 41
II.4.1.2. Equation de la machine dans le repère d-q……..…….. 42
II.4.1.3. Rapport de saillance…….……..... 46
II.4.1.4. Couple en fonction du rapport de saillance…….……..... 46
II.5.2. Modélisation de la MSynR par la méthode des éléments finis (FEM)…..….. 47
II.5.2.1. Equations de maxwell…….…….. 47
II.5.2.2. Equations de passage entre deux milieux……. 48
II.5.2.3. Conditions aux limites…….…….. 49
II.5.2.3.1. Condition de Dirichlet homogène…… 49
II.5.2.3.2. Condition de Neumann homogène……..……..... 49
II.5.2.3.3. Condition de symétrie ou condition de périodicité ou anti-périodicité…… 49
II.5.2.4. Equation au potentiel vecteur……... 49
II.5.2.5. Méthode de résolution…….…….. 51
II.5.2.5.1. Discrétisation…….……..... 51

II.5.2.5.2. Approximation…… 52
II.5.2.5.3. Formulation intégrale des EDP…… 52
II.5.2.5.4. Couplage des équations de circuit…… 54
II.5.2.6. Prise en compte du mouvement du rotor…….. 56
II.5.2.6.1. Remaillage…… 56
II.5.2.6.2. Ligne de glissement…… 56
II.5.2.6.3. Bande de roulement…… 57
II.5.2.7. L'outil de calcul Ansoft Maxwell…… 58
Conclusion …… 59

Chapitre III : Identification des paramètres de la MSynR
Introduction…… 60
III.1. Paramètres dimensionnels da la Machine…… 60
III.2. Définition du maillage…… 62
III.3. Couplage du modèle éléments finis avec circuit électrique…… 64
III.4. Influence des variables de la machine sur le couple et les pertes magnétiques..... 64
III.4.1. Etats magnétiques de la machine…… 65
III.4.2. Influence de l'entrefer (e)…… 66
III.4.2.1. Influence sur le couple…… 66
III.4.2.2. Influence sur les pertes magnétiques…… 66
III.4.3. Influence de l'angle d'ouverture rotorique (βr)…… 67
III.4.3.1. Influence sur le couple…… 68
III.4.3.2. Influence sur les pertes magnétiques…… 68
III.4.4. Influence de la largeur de la dent statorique (Lds)…… 69
III.4.4.1. Influence sur le couple…… 69
III.4.4.2. Influence sur les pertes magnétiques…… 70
III.4.5. Influence de la hauteur de la dent statorique (Hds)…… 71
III.4.5.1. Influence sur le couple…… 70
III.4.5.2. Influence sur les pertes magnétiques…… 71
III.5. Etude Expérimentale…… 72
III.5.1. Bancs d'essais…… 72
III.5.2. Mesure des résistances…… 72
III.5.3. Mesure de l'inductance synchrone de la MSynR…… 73
III.5.4. Mesure du couple de la MSynR …… 76
III.5.5. Pertes Joules de la MSynR …… 78
III.5.6. Mesure des pertes mécaniques de la MSynR …… 78
III.5.7. Mesure des pertes magnétiques…… 89
III.5.8. Résultats numériques…… 89
Conclusion…… 80

Chapitre IV : Etude et analyses des défauts dans la MSynR
Introduction…… 82
IV.1. Fonctionnement sain de la MSynR…… 82

IV.2. Fonctionnement de la MSynR en présence des défauts……..……... 86
IV.2.1. Défaut statorique de court-circuit inter-spires…….…...…… 86
IV.2.1.1. Court-circuit inter-spire 25%……..……...…….. 87
IV.2.1.2. Court-circuit inter-spire 50%……...……...…….. 89
IV.2.1.3. Court-circuit inter-spire 75%……...……..….. 91
IV.2.2. Défaut de court-circuit entre deux phases……... 93
IV.2.3. Défaut de court-circuit phase terre…….. 94
IV.2.4. Défaut d'ouverture d'une phase…….. 96
IV.2.5. Défauts rotorique……...…. 96
IV.2.5.1. Défaut d'excentricité statique (SE)……..... 96
IV.2.5.2. Défaut d'excentricité dynamique (DE)……..... 99
IV.2.5.3. Défaut excentricité mixte (ME)…… 101
Conclusion……..…… 105

Conclusion générale et perspectives…..... 108

Annexes

Références

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Types de maintenance et évènements associés……	8
Figure I.2	Répartition des défaillances selon les études……...	10
Figure I.3	Représentation des différents défauts statoriques……	12
Figure I.4	Quelques défauts statoriques……...	14
Figure I.5	Différentes composant d'un roulement à bille…….	15
Figure I.6	Défauts des roulements à billes……...	16
Figure I.7	Géométrie d'un roulement……...	17
Figure I.8	Excentricité statique, dynamique et mixte……...	18
Figure I.9	Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine électrique…….	19
Figure I.10	Mesures vibratoires sur le moteur asynchrone……	23
Figure I.11	Classification des méthodes de diagnostic sans modèle……..	25
Figure II.1	Historique du développement de la MSynR…….	30
Figure II.2	Deux objets dans un champ magnétique B……..	32
Figure II.3	Famille de bobinages……...	34
Figure II.4	Les différents types du rotor d'une MSynR……	36
Figure II.5	Rotor de la MSynR sujet d'étude……	37
Figure II.6	Schéma équivalant dans le repère de Park……...	45
Figure II.7	Position du courant statorique dans le repère d-q……	45
Figure II.8	Variation de l'inductance dans une MSynR……..……..	46
Figure II.9	Conditions de passage entre deux milieux différents……..	48
Figure II.10	Eléments finis……..	52
Figure II.11	Déformation du maillage à l'interface Rotor/Stator……	56
Figure II.12	Ligne de glissement…….	57
Figure II.13	Description du mouvement sur la bande de roulement……...	57
Figure III.1	Caractéristique B(H) et P(B) du circuit magnétique de la machine M330.35A……	61
Figure III.2	Maillage de la machine……	63
Figure III.3	Condition aux limites appliquées à l'extérieur du domaine (Dirichlet) (βr : Angle d'ouverture rotorique)……	63
Figure III.4	Schéma synoptique du Couplage Ansoft Maxwell Simplorer……	64
Figure III.5	L'état magnétique de la MSynR étudiée…….	66
Figure III.6	Couple en fonction de l'entrefer (e)……	67
Figure III.7	Pertes magnétiques en fonction de l'entrefer (e)…….….	67
Figure III.8	Couple en fonction de l'angle d'ouverture rotorique βr……..	68
Figure III.9	Pertes magnétiques en fonction de l'angle d'ouverture rotorique βr...	69
Figure III.10	Couple en fonction de la largeur de la dent statorique Lds…….	69
Figure III.11	Pertes magnétiques en fonction de la largeur de la dent statorique Lds	70

Figure III.12	Couple en fonction de la hauteur de la dent statorique Hds……	71
Figure III.13	Pertes magnétiques en fonction de la hauteur de la dent statorique Hds	71
Figure III.14	Schéma du montage pour la méthode de l'échelon de tension…….	73
Figure III.15	Photographies du banc d'essai N°1……....	74
Figure III.16	Courant et tension aux bornes d'un enroulement (Mesure)…….	75
Figure III.17	Courant et tension aux bornes d'un enroulement (FEM)……	75
Figure III.18	Evolution de l'inductance synchrone de la machine (FEM et Mesure)	76
Figure III.19	Photographies du banc d'essai N°2…….	77
Figure III.20	L'allure de couple de la MSynR (Mesure)……..	78
Figure IV.1	Modèle dynamique 2D du MSynR sous Simplorer…….	84
Figure IV.2	Le courant dans les bobines _ Fonctionnement sain……...	85
Figure IV.3	L'induction et les lignes du champ _ Fonctionnement sain……	85
Figure IV.4	Couple électromagnétique _ Fonctionnement sain…….	85
Figure IV.5	Spectre harmonique du couple _ Fonctionnement sain……..	86
Figure IV.6	Inductance synchrone de la MSynR _ Fonctionnement sain……..	86
Figure IV.7	Couple électromagnétique – Ctct inter-spires 25%.....	88
Figure IV.8	Spectre harmonique du couple électromagnétique – Ctct Inter-spires 25%.....	88
Figure IV.9	Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 25%.....	89
Figure IV.10	Couple électromagnétique _ Ctct inter spires 50%.....	90
Figure IV.11	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct inter-spires 50%.....	90
Figure IV.12	Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 50%.....	91
Figure IV.13	Couple électromagnétique _ Ctct inter spires 75%.....	92
Figure IV.14	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct inter-spires 75%.....	92
Figure IV.15	Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 75%.....	93
Figure IV.16	Couple électromagnétique _ Ctct Entre phase (AB)……..	94
Figure IV.17	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct Entre phase(AB)……	94
Figure IV.18	Couple électromagnétique _ Ctct phase terre...…….……	95
Figure IV.19	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct phase-terre..	95
Figure IV.20	Couple électromagnétique _ Ouverture d'une phase……..	96
Figure IV.21	Repères de la MSynR _ Excentricité statique (SE)…….	97
Figure IV.22	Couple électromagnétique _ Excentricité statique (SE)……..	98
Figure IV.23	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité statique (SE)……	98
Figure IV.24	Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité statique (SE)…..	98
Figure IV.25	Repères de la MSynR _ Excentricité dynamique (DE)……...	99
Figure IV.26	Couple électromagnétique _ Excentricité dynamique (DE)……	100
Figure IV.27	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité dynamique (DE)……	100
Figure IV.28	Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité dynamique (DE)..	100

Figure IV.29	Repères de la MSynR _ Excentricité mixte (ME)……..	102
Figure IV.30	Couple électromagnétique _ Excentricité mixte (ME)……	102
Figure IV.31	Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité Mixte (ME)……..	103
Figure IV.32	Couple électromagnétique _ Statique (SE) – Dynamique (DE) – Mixte (ME)……..	103
Figure IV.33	Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité mixte (ME)…….	103
Figure IV.34	Amplitudes de couple pour la fréquence fondamentale……..	104

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Classification des défauts selon leurs origines…….. 11

Tableau II.1: Comparaison des types de géométrie de rotor la MSynR……..…….... 36

Tableau III.1: Principales dimensions de la MSynR…….. 62
Tableau III.2: Propriétés du matériau magnétique de la MSynR…….……...… 62
Tableau III.3: Paramètres fixés de la MSynR……..…… 64
Tableau III.4: Inductances caractéristiques Ld et Lq……..…. 76
Tableau III.5: Résultats numériques de mesure et de FEM…….…... 80

Tableau IV.1: Amplitudes des harmoniques (Ctct entre deux phases)……..…. 94
Tableau IV.2: Tableau récapitulatif des résultats obtenus en fonctionnement sain et défectueux de la MSynR……...…….….. 105

LISTE DES ABREVIATIONS

$\vec{E}$: Champ électrique (V/m)

$\vec{H}$: Champ magnétique (A/m)

$\vec{D}$: Induction électrique (coulomb/m^2)

$\vec{B}$: Induction magnétique (T)

B_r : Induction rémanente

μ : Perméabilité Magnétique (H/m)

μ_r : Perméabilité relative

ε : Permittivité électrique (F/m)

σ : Conductivité électrique (S/m)

ρ : Résistivité électrique (Ω/m)

f : Fréquence (Hz)

J : Densité de courant de conduction (A/m^2)

A : Potentiel vecteur magnétique (Web/m)

V : Potentiel scalaire électrique (V)

Da : Diamètre de l'axe de rotor (mm)

Dr : Diamètre de rotor (mm)

D_{sext} : Diamètre externe du stator (mm)

D_{sint} : Diamètre interne du stator (mm)

H_{ds} : Hauteur de la dent statorique (mm)

L_d : Inductance synchrone longitudinale (mm)

L_{ds} : Largeur de la dent statorique (mm)

L_m : Longueur de la machine (mm)

L_q : Inductance synchrone transversale (mH)

β_r : Angle d'ouverture rotorique (°)

Z : Nombre de dent statorique

ASBC : Les amplitudes de composantes à bandes latérales / Amplitude of Side Band Components

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

BLDC: Machine à courant continu sans balais / Brushless DC machine

DC : Courant continu / Direct curent

DE : Dynamic eccentricity / excentricité dynamique

DSP : Densité Spectrale de Puissance

GR : Rayon de giration / Gyration Radius

IA : Intelligence artificielle

IMF : Intrinsic Mode Functions

MAR : Modèle Autorégressif

MCC : Machine à courant continu

ME : Mixte eccentricity / Excentricité Mixte

MEF : Méthode des Éléments Finis / Finit Element Method (FEM)

MHR : Méthodes à Haute Résolution

MRV : Machine à réluctance variable

MSynR : Machine synchro-réluctante

RDF : Reconnaissance de forme

SE : Static eccentricity / Excentricité statique (ES)

SH : Harmoniques spéciaux / Special Harmonics (SH)

SPLS : Spectre de puissance sonore / Sound Power Level Spectrum

SSBC : Composantes à bandes latérales spéciales / Special Side Band Components

STFT : Transformée de Fourier à courte terme / Short-time Fourier transformer

SynRM : Synchronous reluctance machine

TDE : Time Delay Embedding

TPO : Transformée en Paquets d'Ondelettes

WDV : Wigner Ville Distribution

Introduction générale

Introduction générale

Les machines synchrones à réluctance variable ont récemment gagné de l'intérêt qui ne cesse de croitre à la fois pour l'industrie ainsi que pour le milieu universitaire en raison de leurs excellentes caractéristiques, telles que le rotor simple et robuste, simple structure, capacité de surcharge élevée, rendement élevé et faible coût dû à l'absence du bobinage au niveau du rotor. Notons que la machine synchrone à réluctance variable MSynR a reçu beaucoup d'attention pour de nombreuses applications dans l'industrie, avec une densité de puissance de 20 à 40% supérieure à celle d'un moteur asynchrone [1], En fait, la MSynR est présente dans de nombreuses applications telles que les installations de pompage de ventilations et récemment dans les véhicule électriques (Tesla Modèle 3).

Cependant, les exigences de sécurité, de fiabilité et de disponibilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères ces dernières années, pour cela l'analyse et la détection des défauts dans les machines électriques est indispensable. Cependant, en raison des opérations intermittentes, de vieillissement, de l'environnement et de défauts de fabrication, plusieurs types de défauts sont inévitables dans ces machines. Lorsque la chaine de production où système d'entrainement est arrêté et que la machine tombe en panne à cause d'un défaut le résultat et catastrophique pour les humains et le procédé. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Les coûts d'arrêt de production sont nettement supérieurs aux couts de réparation et de remise en état d'où l'intérêt de faire un bon diagnostic et une bonne surveillance pour détecter les anomalies de fonctionnement de la machine d'une façon précoce, ceci permettra de répondre de plus en plus rapidement aux enjeux de ces défauts et d'assurer, par la suite, la continuité de fonctionnement et la sureté des personnes. Les systèmes d'entrainements et les chaines de productions doivent être équipés par des systèmes de diagnostic fiables permettant de détecter n'importe quel défaut ou changement dans l'état de fonctionnement avant la défaillance totale [2].

Durant les dernières décennies le diagnostic des machines électriques a connu un engouement considérable de la part de la communauté scientifique. Ces travaux de recherche peuvent êtres scindés en 3 grandes approches, l'approche modèle, l'approche signal et l'approche système. [3-4-5-6].

L'approche modèle consiste à la modélisation analytique de la machine étudiée. Le travail présenté par [7] est focalisé sur l'exploration des informations concernant le diagnostic de défaillances des machines électriques par l'utilisation d'un modèle graphique Bayésien, à travers le modèle développé il est possible de faire la prévision de la défaillance de la machine.

L'approche système consiste à l'extraction et à la classification ou l'interprétation des résultats. Une automatisation de la procédure de diagnostic depuis l'acquisition des informations jusqu'à la prise de décision a été développée et présentée dans [8].

Quant à L'approche signal consiste à la détection d'indicateurs ou signatures de défauts. En effet cette opération est réalisée par l'extraction et la quantification des grandeurs électriques ou mécaniques mesurables d'indices fiables liées aux défauts. Plusieurs travaux de recherche ont été menés par la recherche des indicateurs externes (Tension, courant, Vitesse, couple….), et d'indicateurs internes (Champ magnétique…) [6].

Dans [3-6] une comparaison des différences comportementales de certaines grandeurs liées au fonctionnement de la machine entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaitre des résidus signatures des défauts.

Une étude comparative entre le spectre de courant d'alimentation et celui du signal fourni par un capteur de vibration montre que l'exploitation des courants statoriques est très intéressante pour le diagnostic des défauts dans les travaux de [3-4-5-6]. Par ailleurs la détection et la localisation de défauts dans les entrainements électriques en particulier ceux à base de machine asynchrone ont été traitées dans [9]. Une autre étude rapportée dans [10] propose l'implantation d'une méthode d'analyse spectrale classique fondée sur l'exploitation des transformées de Fourrier, appliquées à l'analyse vibratoire d'un moteur électrique de forte puissance.

La détection de défauts de roulements dans l'entrainement électromécaniques par analyse spectrales des courants d'alimentation des moteurs électriques, dans lesquelles l'analyse de certaines signatures fréquentielles des courants statoriques a permis la détection des ondulations de couple de charge induites par la dégradation des roulements [11].

Une analyse spectrale de la signature du courant statorique du moteur asynchrone à cage d'écureuil en vue de la détection d'un défaut du rotor, cassure de barres, en tenant compte des harmoniques d'espaces a été proposée par [12].

Dans [13] les auteurs explorent une étude fréquentielle du champ magnétique proche émis par le bus barre d'un onduleur alimentant une machine asynchrone dans la gamme d'une dizaine de kW, il est démontré dans ce travail que l'analyse des signaux captés sont exploitables pour des applications de type diagnostic.

Les défauts d'excentricités (statique, mixte ou dynamique) sont détectables par la surveillance des vibrations ou par l'analyse des grandeurs électriques de la machine (courant, tension, couple, flux) selon les travaux menés par [14-15-16-17].

Dans l'étude [18] les auteurs ont employé la FFT des tensions et des courants instantanés du moteur pour obtenir un paramètre appelé l'impédance d'ordre négatif qui est directement liée à l'asymétrie du stator.

Cependant, la plupart de ces études ont été consacrées au diagnostic de la machine asynchrone et plus au moins la machine synchrone à aimant permanant (MSAP). C'est pourquoi nous proposons d'appliquer les méthodes éprouvées par la machine asynchrone et synchrone pour une autre structure de machine, type machine synchrone à réluctance variable (MSynR).

Au long de cette thèse, nous allons développer un modèle d'une machine synchrone à réluctance variable suffisamment précis et nous allons adopter l'approche signal permettant ainsi de décrire un phénomène anormal de fonctionnement. L'étape suivante consiste naturellement à prédire l'impact de ce phénomène sur le comportement global de la machine et particulièrement sur les grandeurs mesurables telles que le couple électromagnétique et l'inductance synchrone de la machine. L'approche choisie va nous permettre d'une part de déduire les signatures pertinentes pour la détection des défauts et d'une autre part une bonne connaissance de ces défauts pour une surveillance efficace de la machine.

Alors suite à ces considérations, ce travail s'inscrit dans le cadre de la thématique de recherche sur la surveillance et le diagnostic des défauts dans les machines électriques afin d'apporter une contribution à l'étude, l'analyse et la détection des défauts de la machine synchrone à réluctance variable, en utilisant la méthode des éléments finis (FEM) à la fois simple et accessible.

Trois types de méthode de modélisation sont utilisées dans les études des systèmes électromagnétiques en l'occurrence les méthodes analytiques, les méthodes réseaux de réluctance et les méthodes numériques à élément finis. Dans notre étude on a choisi la méthode des éléments finis (FEM) vu les incontestables avantages qu'elle présente par rapport aux deux autres méthodes. Le principe de sa mise en œuvre va être détaillé par la suite.

En effet, la méthode des éléments finis (FEM) est la méthode la plus répandue et la plus adéquate pour le l'analyse de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques ; elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telle que la loi B(H) dans les matériaux magnétiques [19-20].

Grâce à l'exploitation de la méthode des éléments finis, la modélisation des machines électriques a connu un développement considérable ces dernières années. En effet, un nombre important de laboratoires et de chercheurs se sont penchés sur différents aspects pour aboutir actuellement à des outils de calculs permettant de tenir compte de plusieurs phénomènes physiques jusque-là négligés ou approchés par des modèles externes. La méthode d'éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne beaucoup d'informations précises sur le comportement des machines électriques, en fonctionnement sain et en présence des défauts [21]. L'utilisation de cette méthode pour la modélisation des défauts dans les machines électriques est explorée par de nombre important de chercheurs [21-22-23-24-25].

La modélisation et la simulation de la machine ainsi que des défauts étudiés sont des phases primordiales en matière d'analyse et de diagnostic. En effet, elles permettent à la fois de maitriser et de comprendre le comportement de la machine dans les deux régimes de fonctionnement sain et/ou défaillant.

Parmi les défauts les plus courants qui peuvent surgir dans les machines électriques, nous nous focalisons dans notre travail sur les défauts statoriques et les défauts rotoriques. Alors ces défauts une fois survenus, peuvent affecter considérablement les performances

globales de la machine, ce qui conduit, malheureusement, le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine, en conséquence, un coût de réparation non négligeable.

Le contexte du travail réalisé durant les années de ce projet de thèse est présenté et structuré en quatre chapitres essentiels. Le premier chapitre étant la partie introductive de ce projet de thèse dans laquelle nous avons présenté les résultats de la recherche bibliographique que nous avons mené. Cette partie est consacré à l'état de l'art de diagnostic des défauts dans les machines électriques allant de principales définitions de base du diagnostic aux différentes méthode utilisées dans le diagnostic des défauts des machines électriques en passant par une présentation sommaire des défaillances qui peuvent surgir durant le fonctionnement des dispositifs électriques et les techniques les plus fréquemment employées dans la surveillance des défauts dans les machines.

En effet, plusieurs méthodes de diagnostic de défauts dans les systèmes électriques existent et ils peuvent êtres divisées en deux grandes familles. La première englobe les méthodes à base de modèle analytique ou de référence, qui repose sur le suivi des grandeurs et des paramètres de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de ces méthodes réside dans l'intégration d'une connaissance à priori du système et donc un filtrage de l'information.

Quant à la deuxième famille, elle réunit les méthodes sans modèle de référence, qui sont basées sur l'extraction d'informations par un traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables peuvent être des courants, des couples, des tensions, de la vitesse, des vibrations, de la température, etc... Notons que, dans plusieurs travaux de recherches ont montrés, ces signaux peuvent fournir des informations significatives sur les défauts.

Le second chapitre étant consacré pour la partie structures et modélisation de la MSynR en vue de diagnostic en utilisant la méthode des éléments finis, dans ce contexte nous avons étalé le principe de fonctionnement de la machine synchrone à réluctance variable puis nous avons présenté la constitution et les différents types du rotor qui caractérise ce type de machine. Ensuite nous présenterons le modèle développé en éléments finis de la machine synchrone à réluctance variable en vue d'étudier son comportement dans les régimes normal et défaillant de fonctionnement. A l'issue du ce second chapitre, une structure de la machine synchro réluctante est retenue et servira de base pour la suite de l'étude.

Le troisième chapitre sera dédié principalement à l'identification des paramètres de la machine synchrone à réluctance variable d'une machine existante au laboratoire. Dans un premier temps, l'étude sera focalisée sur l'influence des variables géométriques de la machine sur le couple et les pertes magnétiques de la machine. Les paramètres testés sont particulièrement l'entrefer, l'angle d'ouverture rotorique, la largeur et la hauteur de la dent statorique. Nous clôturant ce chapitre par une étude expérimentale dans laquelle nous avons mesuré la résistance statorique, l'inductance synchrone de la machine, le couple, les pertes mécaniques et les pertes magnétiques de la machine. Les résultats expérimentaux obtenus sont comparés avec ceux obtenus par la modélisation de la machine par la méthode éléments finis (FEM).

Le dernier chapitre porte sur le diagnostic et l'analyse des défauts dans une MSynR. L'étude porte sur l'analyse des défauts fréquemment rencontrés dans les machines tournantes, en l'occurrence les défauts statoriques et rotoriques. Les défauts statoriques étudiés sont le court-circuit inter-spires, le court-circuit entre deux phases, le court-circuit entre phase et terre, l'ouverture d'une phase. Les défauts rotoriques analysés sont l'excentricité statique, l'excentricité dynamique et l'excentricité mixte. Les caractéristiques de la machines sont relevées (couple électromagnétique et l'inductance synchrone) dans les deux régimes de fonctionnement sain et défaillant, ces caractéristiques sont comparées afin de tirer le maximum d'informations qui permettent de détecter et classer le défaut survenu sur la machine.

Nous terminons ce manuscrit par une conclusion générale qui portera l'essentiel du travail effectué et les résultats obtenus, ainsi que les perspectives envisagées pour d'éventuelle suite de ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art de diagnostic et des défauts des machines électriques.

Chapitre I

Etat de l'art de diagnostic et des défauts des machines électriques

Introduction

Plusieurs travaux de modélisations des différents phénomènes engendrant des pannes ont été menés afin de comprendre l'origine et les conséquences des défauts dans les dispositifs électromagnétiques notamment dans les machines tournantes. L'intérêt est alors, une fois l'origine de ces défauts est établie, de pouvoir les détecter, de minimiser leur impact et à terme de les prévoir ou de les éviter. Pour des applications industrielles, ces travaux sont d'une importance considérable vue les répercussions financières faisant suite à l'arrêt d'un ou de plusieurs dispositifs provoqués par des pannes.

Le diagnostic des défauts des machines électriques influence considérablement la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels. Le diagnostic et la prévision de pannes ont suscité un intérêt considérable et intense, dans le domaine de recherche et dans de nombreux travaux ces dernières années.

Dans ce premier chapitre nous allons tout d'abord introduire les principales définitions ainsi que des notions de base utilisées dans le domaine du diagnostic des défauts dans les machines électriques. Ensuite nous allons revoir en détail les différents défauts récurrents qui peuvent surgir dans les dispositifs électriques et surtout dans les machines électriques tournantes, tels que les défauts statoriques, les défauts rotoriques et les défaillances mécaniques. Par la suite nous allons mettre en revue quelques techniques de surveillance des défauts dans les machines électriques, entre autre la localisation et la détection par l'analyse des signaux et l'analyse vibratoire. Vers la fin de ce chapitre une synthèse des principales méthodes de diagnostic sera exposée.

I.1. Définitions et notions de base

a. **Une anomalie :** est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique.
b. **Une défaillance :** est une anomalie de fonctionnement au sein d'un système physique. Elle est définie par la norme AFNOR NF X 60 010 [26] comme étant l'altération ou la cession de l'aptitude d'un bien à accomplir la fonction requise. Nous distinguons deux formes de défaillances. La première étant partielle qui est l'altération de l'aptitude d'un bien à accomplir la fonction requise. Quant à la deuxième est complète elle correspond à la cessation de l'aptitude d'un bien à accomplir la fonction requise.
c. **Une panne :** est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise, et elle résulte toujours d'une défaillance.

d. **Un défaut :** Le défaut se manifeste dans une machine, à cause d'un incident, erreurs humaines, vices de fabrication ou autre, quand elle n'accomplit pas les performances de ses fonctions requises. Dans la plupart des cas, le défaut peut être prédit à travers une bonne planification de maintenance. Le défaut est une anomalie de comportement au sein du système. Ce concept est important dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des processus industriels.
   Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme étant un défaut. Il est donc clair qu'une défaillance conduit à un défaut. Mais un défaut n'induit pas nécessairement une défaillance. En effet, le dispositif peut conserver son aptitude à accomplir sa tâche principale si les défauts n'ont pas d'impacts sur cette tâche. L'art du diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à un état de défaillance qui engendre une panne [27].
e. **Une perturbation :** consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, représenté par un modèle de référence.
f. **Un résidu :** est un signal conçu comme un indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales, sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence.
g. **Un symptôme :** est un caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.

I.1.1. Maintenance

La maintenance constitue l'ensemble de toutes les actions techniques, administratives et de management durant le cycle de vie d'un bien, destinées à le maintenir ou à le rétablir dans un état qui lui permet d'accomplir la fonction requise, définit par la norme AFNOR NF X 60 010 [26]. L'entretien peut être vu comme une condition nécessaire mais insuffisante de la maintenance. On peut synthétiser les objectifs de la maintenance comme suit [28]:

- Améliorer la sécurité du travail ;
- Augmenter son taux de disponibilité ;
- Fiabiliser l'outil de production ;
- Réduire le nombre d'arrêts sur casse ;
- Dépanner rapidement les équipements.

I.1.2. Types de maintenances

Selon la présence de défaillance les experts ont défini deux grandes classes de maintenance:

La maintenance préventive (en absence de défaillance) et la maintenance corrective (en présence de défaillance) comme il est illustré sur la figure I.1.

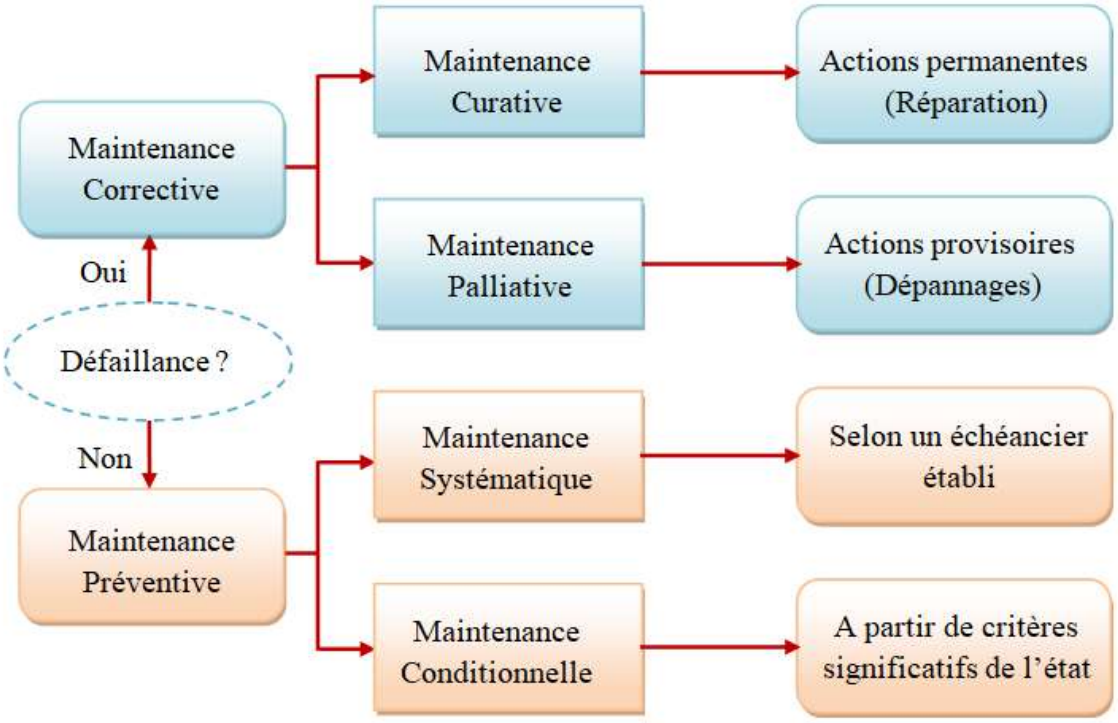


Figure I.1 : *Types de maintenances et évènements associés* [29]

I.1.2.1. Maintenance préventive

Cette maintenance est destinée à réduire la probabilité de défaillance ou la dégradation du fonctionnement d'un bien [26]. C'est une maintenance exécutée à des intervalles prédéterminés ou selon des critères prescrits et elle vise la prédiction de la date à laquelle une action de maintenance doit s'effectuer en se référant à un modèle de dégradation théorique des composants de la machine. La maintenance prévisionnelle part des informations recueillies à partir de la surveillance de l'état du matériel et de la conduite d'analyses périodiques dans le but de déterminer l'évolution de la dégradation du matériel et la période d'intervention.

Les opérations essentielles de la maintenance préventive sont : les contrôles les inspections, les visites et la révision. La maintenance préventive peut être systématique, conditionnelle ou prévisionnelle.

I.1.2.1.1. Maintenance préventive systématique

Selon la norme AFNOR la maintenance préventive systématique est exécutée à des intervalles de temps préétablis ou selon un nombre défini d'unités d'usage mais sans contrôle préalable de l'état du bien [26].

I.1.2.1.2. Maintenance préventive conditionnelle

C'est une maintenance préventive basée sur une surveillance du fonctionnement du bien et/ou des paramètres significatifs de ce fonctionnement intégrant les actions qui en

découlent [26]. Cette maintenance est essentiellement opérée par des visites, des inspections, des révisions et des contrôles.

I.1.2.2. Maintenance Corrective

Cette maintenance est exécutée après une détection d'une panne et qui est destinée à remettre un bien dans un état dans lequel il peut accomplir une fonction requise, définie par la norme AFNOR [26]. Etant donné que cette maintenance est curative, l'intervention se fait après l'apparition de la défaillance. La réparation et le dépannage sont considérés comme étant des opérations essentielles dans la maintenance corrective.

I.2. Défaillances des dispositifs électriques

De multiples études statistiques ont été menées, pour déterminer la répartition des pannes dans les machines électriques industrielles de moyenne puissance [30] (de 50kW à 200kW) ou de forte puissance [31-32-33] (de 100kW à 8MW).

Les défauts au niveau du stator et les défauts au niveau des roulements semblent être les plus fréquents. Néanmoins, ces chiffres varient nettement en fonction des secteurs d'activité et d'applications et de gamme de puissance. Encore, ces résultats concernent en grande majorité les machines asynchrones.

L'utilisation des MSAP encore plus la MSynR dans l'industrie étant relativement récente, il est difficile de conclure précisément sur la répartition des pannes pour ce type de machine, avec notamment l'absence de données sur l'occurrence des défauts concernant ces machines. Néanmoins, la proportion des défauts au niveau du stator peut être considérée comme non négligeable pour ces types de machines étant donnés la constitution identiques du stator. Les résultats de ces études statistiques sont montrés sur la figure I.2.

- **Les causes des défauts**

Les causes des défauts sont nombreuses et multiples. Elles peuvent être divisées en trois groupes:

- Les erreurs humaines et les vices de fabrication: mauvais dimensionnement de la machine, défauts de fabrication, protections inadaptées, défectuosité des composants, [34-35-36].

- Les amplificateurs de défauts : alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, surcharge fréquente, vibrations mécaniques, mauvais graissage, environnement humide, vieillissement.

- Les initiateurs de défauts ou générateurs de pannes: survoltage d'alimentation surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, etc.

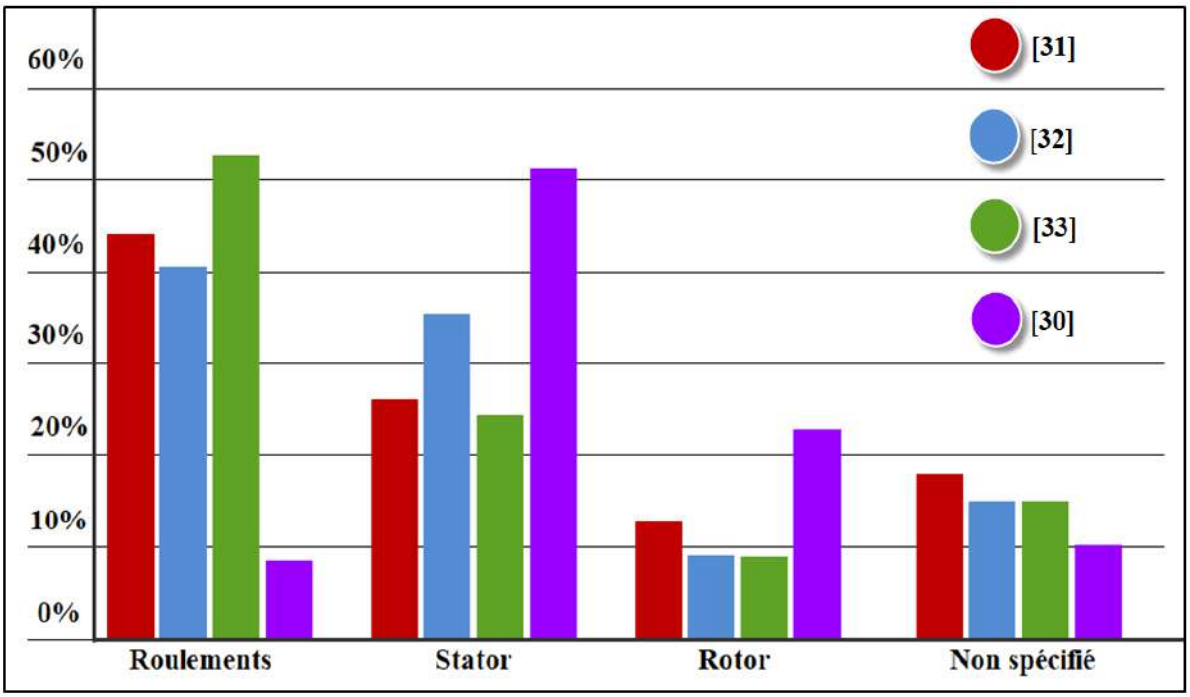


Figure I.2 : *Répartition des défaillances selon les études.*

Selon la recherche bibliographique que nous avons menée dans notre travail, les défauts dans les dispositifs électriques peuvent être répertoriés en deux grandes parties, la première partie caractérise les capteurs et la deuxième elle concerne les défauts dans les machines électriques.

I.2.1. Défauts dans les machines électriques

Les systèmes d'entrainement et les machines électriques sont soumis à de nombreux types de défauts. Selon les causes ces derniers peuvent être classés en deux grandes familles : les défauts à causes externes et les défauts à causes internes [37-38].

Les défauts internes sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques, bobinages du stator et du rotor, entrefer mécanique, cage rotoriques,…). Quant aux défauts externes, ils sont provoqués par les tensions d'alimentation, les charges mécaniques ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine. Tableau I.1.

Tableau I.1 : Classification des défauts selon leurs origines.

Défaillances des machines électriques		
Interne	***Electrique***	- Rupture des barres - Défaillance au niveau de l'isolation - Défaillance au niveau du circuit magnétique
	Mécanique	- Défaut de roulement - Contact entre le stator et le rotor - Excentricité statique, dynamique ou mixte - Mouvement des enroulements et des tôles
Externe	***Electrique***	- Sources de tension déséquilibrée - Fluctuation de la tension - Réseau bruité
	Mécanique	- Défaut de montage - Surcharge de la machine - Une charge oscillante
	Environnementale	- Température (élévation) - Humidité (endroits humide) - Manque de propreté (poussière)

I.2.1.1.Défauts électriques

I.2.1.1.1 Défauts de capteurs

Dans un système électrique les capteurs donnent des informations capitales quant à son suivi et à son contrôle. D'une manière générale, les capteurs de courant et de position sont obligatoires pour assurer le contrôle d'une machine et leur perte empêche tout fonctionnement. L'absence des informations délivrées par ces capteurs entraîne la perte immédiate du contrôle de la machine et, suivant les cas de figure, la dégradation des enroulements.

Le capteur de position du rotor donne la position mécanique ou électrique du rotor par rapport au stator de la machine; la perte soudaine de cette information peut provoquer l'apparition de courants non maîtrisés et de très fortes intensités. Cependant le capteur de position est parfois remplaçable par l'utilisation de commandes dites "sans capteur" [39]. L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu à deux paramètres, permet de détecter des défauts impliquant l'ensemble de ces capteurs, exposés dans les travaux de [40].

L'origine des défauts de capteurs est multiple et peut provenir de vieillissement des soudures et des contacts, d'erreurs humaines comme de défauts de fabrications, ainsi que les perturbations électromagnétiques qui peuvent également mener à un problème de capteurs.

I.2.1.1.2.Défaillance due au réseau d'alimentation

Les installations et les réseaux électriques sont exposés aux incidents de nature aléatoire, dont les plus fréquents sont les coupures de phase le court-circuit entre les phases, et le déséquilibre des tensions d'alimentation.

Les conséquences de ces anomalies sur la continuité du service et le fonctionnement des équipements dépendent de la nature du défaut. Ce dernier est provoqué dans les réseaux

aériens soit par des contraintes de nature climatique (pluie, foudre …), d'environnement (branches d'arbres,…) et de l'interconnexion des différents réseaux. Il en résulte que les installations électriques peuvent subir un nombre difficilement prévisible des perturbations de tension dont l'influence se caractérise par, soit une chute de tension transitoire, soit une coupure brève, soit une coupure de longue durée dans les cas les plus graves.

I.2.1.1.3. Défauts statoriques

Les défauts au niveau des circuits électriques statoriques peuvent avoir des origines diverses. Ces défauts peuvent être un court-circuit inters-spire, un court-circuit entre phase, un court-circuit entre phase et neutre, un court-circuit phase et carcasse métallique de la machine et un défaut d'ouverture d'une phase (Figure I.3).

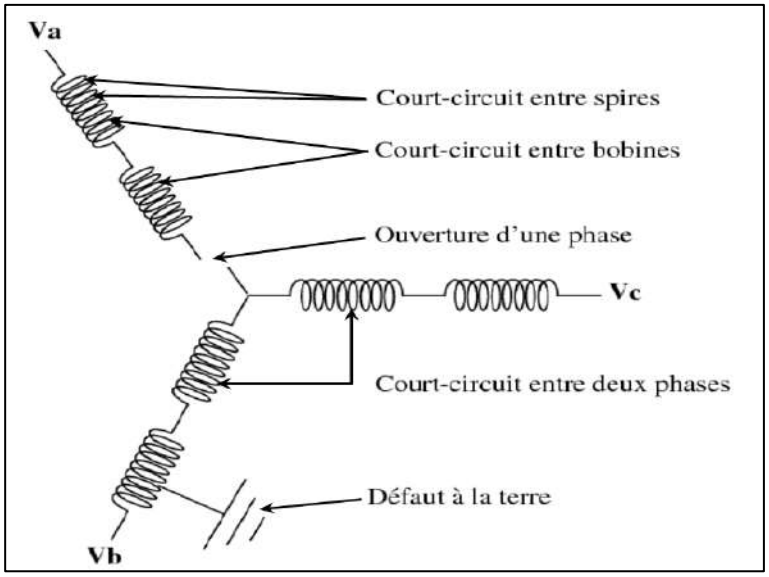


Figure I.3 *: Représentation des différents défauts statoriques.*

a. Court-circuit inter-spires

Ces défauts peuvent être causés par une dégradation de l'isolant du bobinage des spires statoriques, ils apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques.

Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Un court-circuit inter-spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Il entraine une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, il amplifie les courants dans le circuit rotoriques et modifie le facteur de puissance. Ces défauts engendrent une augmentation de la température au niveau du bobinage de ce fait, une dégradation rapide des isolants, ainsi, pouvant provoquer, un défaut d'un autre court-circuit entre spire.

b. Court-circuit entre phases

Un court-circuit entre phase peut arriver en tout point du bobinage. L'apparition de ce type de défaut induirait des courants très élevés qui conduiraient à la disjonction par les

protections et/ou la fusion des conducteurs d'alimentation. En autre, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Dans les moteurs à induction, le court-circuit entre phase engendre un déséquilibre total ou partiel dans les courants statoriques et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparait. L'apparition d'un tel défaut conduit souvent à une augmentation des courants dans les barres ainsi que dans les anneaux. La détection de ce type de défaut peut donc reposer sur la détection du déséquilibre des courants de phases.

c. Les décharges partielles

La présence de ce type de défauts conduit à l'apparition de court-circuit entre phase ou entre phase et masse. Ces défauts sont dus aux décharges dans les isolants entre conducteurs et la masse de la machine, ou bien entre les conducteurs eux-mêmes qui s'amplifient avec l'usure des isolants.

Aux défauts précédents s'ajoutent d'autres défauts qui peuvent surgir dans le stator des machines électriques, à savoir un court-circuit entre bobines, une bobine à la terre et une ouverture d'une phase.

La figure I.4 illustre quelques défauts de court-circuit au niveau du stator, (a) Court-circuit entre spires de la même phase, (b) Bobine court-circuitée, (c) Court-circuit entre l'enroulement et le noyau du stator à l'extrémité de l'encoche du stator, (d) Court-circuit entre l'enroulement et le noyau du stator au milieu du l'encoche du stator, (e) Court-circuit au niveau des fils, (f) Court-circuit entre phases.

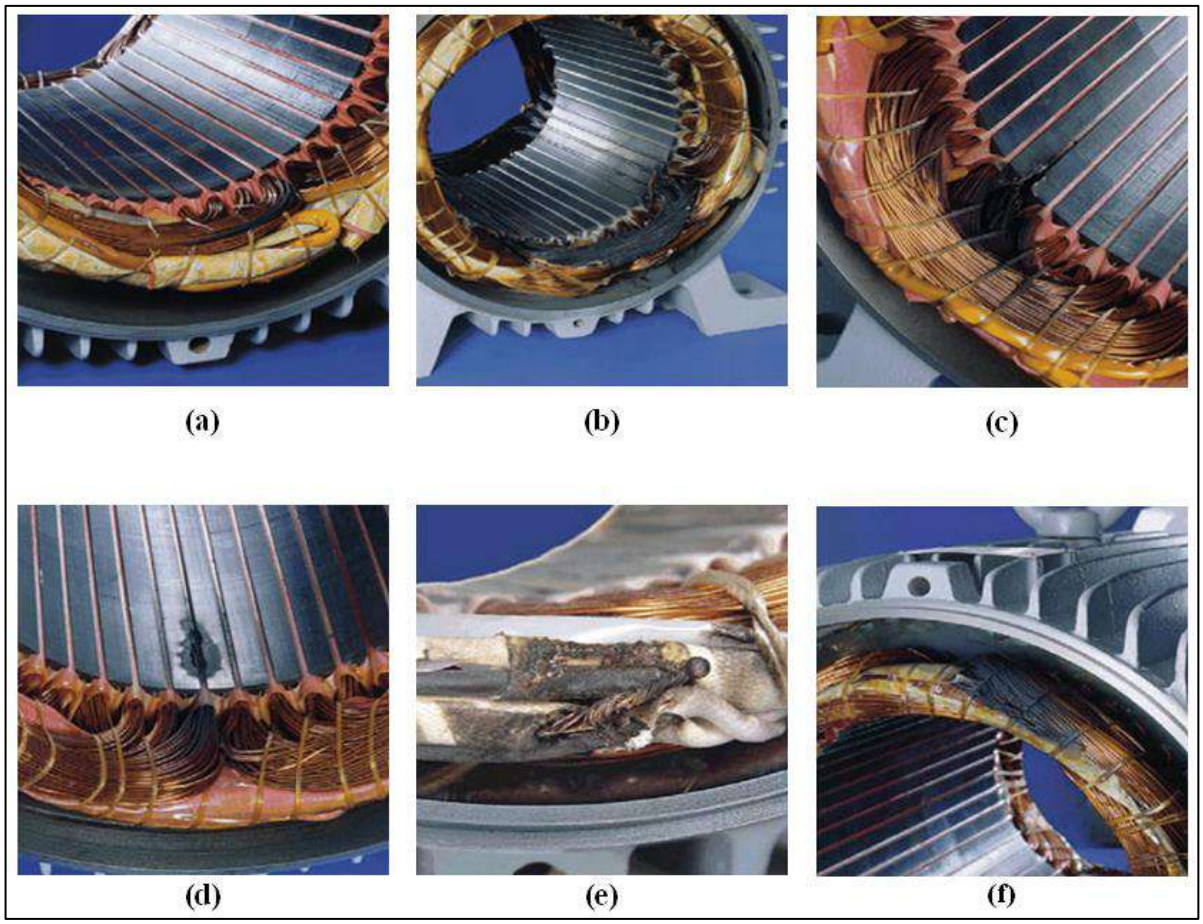


Figure I.4 : *Quelques défauts statoriques.*

I.2.1.1.4. Défauts rotoriques

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

- Electromagnétique ;
- Thermique (surcharge,…) ;
- Résiduel (déformation,…) ;
- Dynamique (arbre de transmission,…) ;
- Mécanique (roulement, excentricité statique et dynamique…) ;
- Environnemental (agression,…).

I.2.1.1.5. Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc.

Parmi les problèmes les plus courants de la machine à courant continu est la démagnétisation des aimants de la machine, qui sont montés où intégrées au rotor, qui ont un cout relativement élevé qui représente environ 80% du cout réel de la machine [41].

Le flux rotorique de la machine est constant dans le fonctionnement normal. Cependant de multiples causes peuvent influencer ce flux [42-36] telles que :

Elévation de la température : l'induction magnétique des aimants permanents est influencée par l'élévation importante de la température, qui donc réduit celle-ci.

La réaction de l'induit : le champ créer par le courant statorique s'oppose à celui produit par les aimants rotorique, lorsque ce champ dépasse une certaine limite à cause d'un défaut au niveau du circuit magnétique, il peut engendrer le déplacement de leur point de fonctionnement hors de la zone limite de réversibilité [43].

Les fissures des aimants : lors de la fabrication des aimants permanents, des fissures peuvent se produire et qui peuvent conduire à leur désintégration donc leur détérioration.

I.2.1.1.6. Défaillances du convertisseur

La plus grande application de l'onduleur de tension qui alimente les machines électriques est dans le domaine des variateurs de vitesse. Toutefois, comme cela est courant avec la plupart des variateurs de vitesse des machines électriques, la fiabilité de ce type de système souffre surtout de la défaillance des dispositifs semi-conducteurs de l'onduleur. Dans la plupart des cas, la défaillance se traduirait par l'arrêt du système d'entraînement.

Sur un onduleur triphasé à trois bras, un court-circuit sur un interrupteur empêche tout fonctionnement. Ce court-circuit rend inutilisable un des bras car si le deuxième interrupteur de ce même bras est commandé, la source serait alors court-circuitée.

I.2.1.2. Défaillances mécaniques

I.2.1.2.1. Défauts de roulement

Un roulement est un élément mécanique qui s'interpose entre deux parties d'une machine dont l'une est tournante et l'autre est fixe. Le roulement a été utilisé depuis longtemps, mais sous une forme simpliste. Le premier à avoir établi un dessin pour le roulement à billes est Léonard DEVINCI (XVème siècle) qui fut ainsi considéré comme l'inventeur du roulement moderne. Aujourd'hui, les roulements prennent des formes plus développées et plus variées et leur utilisation au sein des machines tournantes devient une nécessité absolue. Ceci explique bien l'intérêt actuel qu'on leur accorde [44].

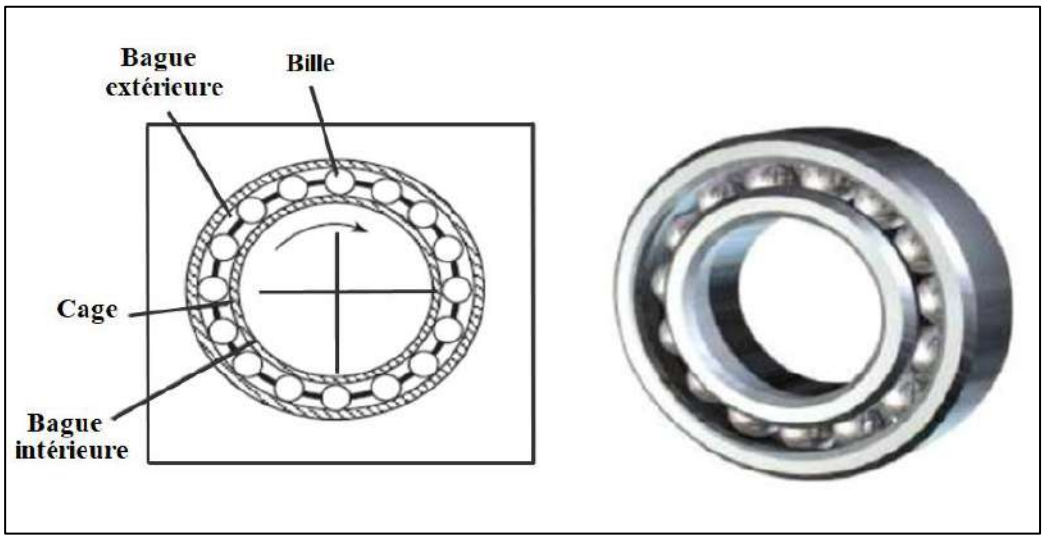


Figure I.5 : *Différentes composant d'un roulement à bille. [44]*

Un roulement est composé des bagues interne et externe, d'une cage et de billes (Figure I.5). Des vibrations sont produites quand les conditions de roulement ne sont pas parfaites, et qui peuvent être induites par des dommages extérieurs ou des forces agissant sur les roulements (déséquilibre, désalignement, etc.). Les dommages surfaciques sont dus à la fatigue en présence des efforts élevés aux points de contact. Plus spécifiquement, les vibrations sont produites par les impacts qui se produisent quand la surface d'une composante heurte une autre surface. Comme le roulement tourne, les impulsions résultantes se produisent périodiquement. Les fréquences de ces impulsions sont uniquement déterminées par l'emplacement où le défaut se produit (Figure I.6), soit sur la bague interne, sur la bague externe, ou sur les éléments de billes. La géométrie du roulement est aussi un paramètre très important (Figure I.7) [44].

Les défauts des roulements à billes est la raison principales des défaillances des machines qui ont de nombreuses causes telles que la contamination du lubrifiant, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation de courant de fuite induits par les onduleurs [45-46].

Les défauts de roulements entrainent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore ainsi que l'apparition de vibrations. Il a été montré également que les défauts de roulements induisent des variations dans le couple de charge des machines électriques.

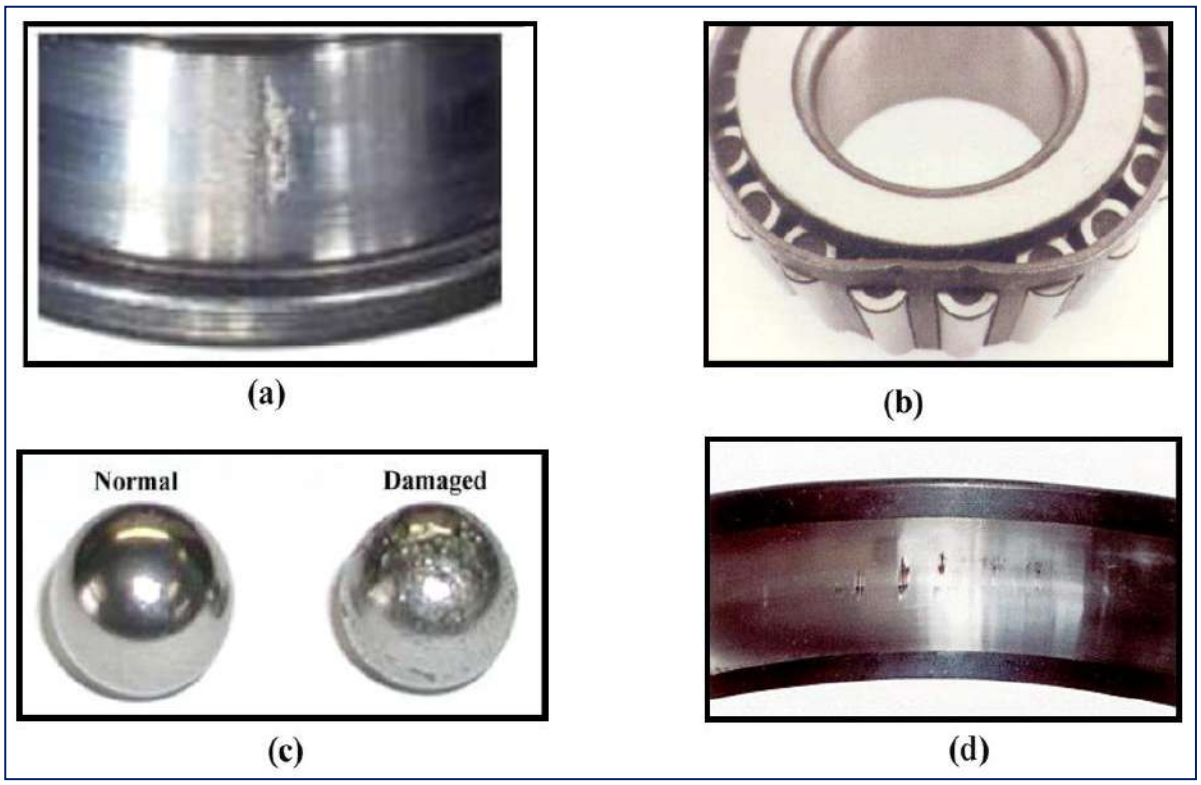


Figure I.6 : *Défauts des roulements à billes [44].*
(a) sur la bague interne; (b) sur la cage; (c) sur une bille et (d) sur la bague externe

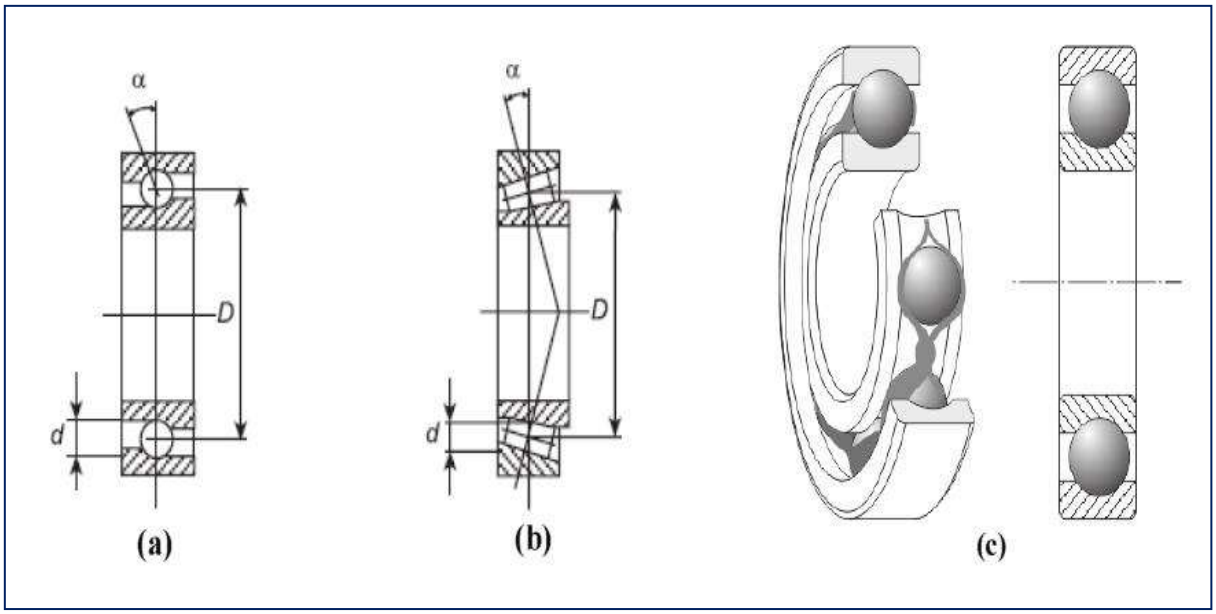


Figure I.7 : *Géométrie d'un roulement [44].*
(a) Une vue de coupe d'un roulement à billes ; (b) Une vue de coupe d'un roulement à billes coniques c) Une vue de coupe d'un roulement à une seule rangée de billes.
(D : diamètre moyen au centre de la bille ; d : diamètre de la bille; α: angle de contact).

I.2.1.2.2. Excentricité statique, dynamique et mixte

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique, dynamique ou mixte) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage). Trois cas d'excentricité sont généralement distingués (Figure I.8) :

- L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage mais tourne toujours autour de son axe.
- L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
- L'excentricité mixte, associant les deux cas précédemment cités.

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut 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 [36].

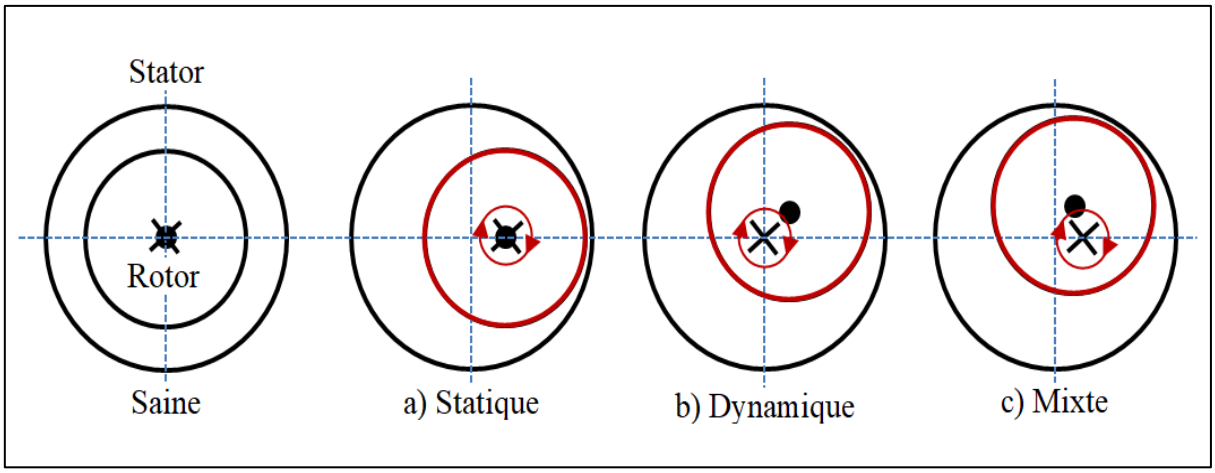


Figure I.8 : *Excentricité statique, dynamique et mixte.*

I.3. Etat de l'art de la détection des défauts des machines électriques

L'état de santé et le diagnostic des défauts des machines électriques ont fait l'objet d'une quantité considérable de travaux de recherche, et ceci depuis les années 70. Les machines de type asynchrone on fait principalement l'objet d'une grande partie de ces recherches [47-48-49], il en est un peu moins pour les machines synchrone à aimant permanant [50-51].

I.3.1. Signaux de défauts et grandeurs mesurable

Les signaux et les grandeurs mesurables sur la machine à surveiller contiennent des symptômes spécifiques caractérisant sa dégradation [36-52].

Dans la littérature en trouve plusieurs grandeurs mesurables, les plus fréquemment employées sont les suivantes :

- Les courants statoriques ;
- Les courants dans le repère de Park (classique et étendu) [53] ;
- Les tensions d'alimentation [54] ;
- La tension du point neutre ;
- Le flux magnétique dans l'entrefer [55] ;
- Le flux de dispersion ;
- Le couple électromagnétique [56] ;
- La puissance électromagnétique,
- La vitesse de rotation [57] ;
- Les vibrations mécaniques (déplacement, vitesse et accélération vibratoires) [58] ;
- Les émissions acoustiques [59] ;
- Les grandeurs thermiques et chimiques ;

La figure I.9 représente quelques mesures des grandeurs citées ci- dessus.

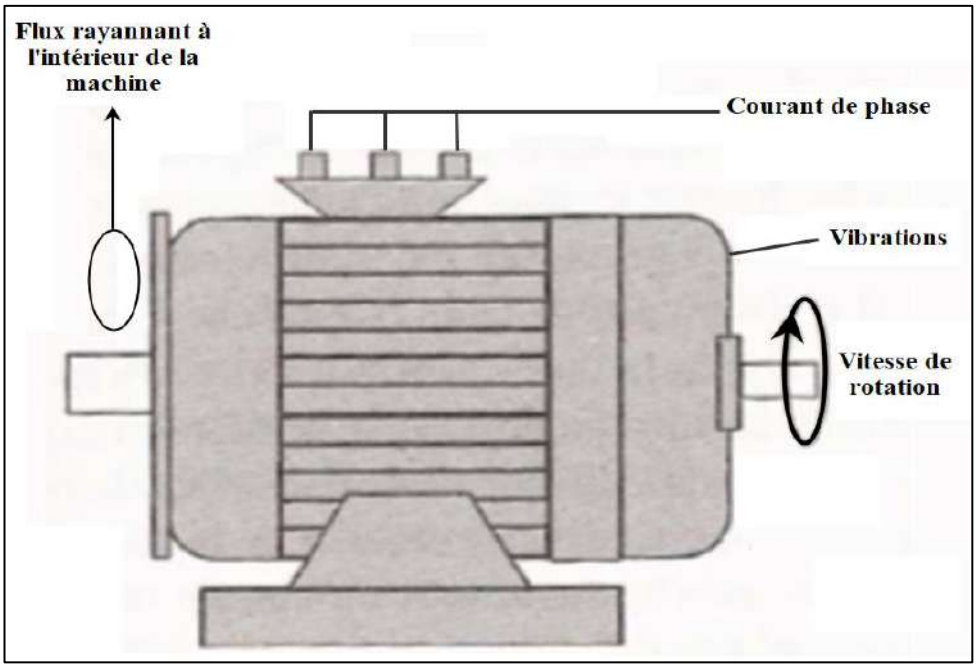


Figure I.9 : *Représentation de quelques grandeurs mesurables sur une machine électrique [60].*

I.3.2. Détection et localisation des défauts par analyse de signaux

Nous allons présenter dans cette partie quelques types de détection de défaillances possibles de machines électriques par l'analyse des signaux en l'occurrence le défaut de court-circuit inter-spires, le défaut d'excentricité et le défaut de démagnétisation rotoriques.

I.3.2.1. Détection de court-circuit

Dans la littérature on trouve de nombreuses techniques pour la détection des défauts de court-circuit inter-spires dans une phase statorique, en analysant : les tensions et les courants de phases, le flux magnétique, le couple électromagnétique et d'autres types de signaux.

La mesure des spectres fréquentiels de flux magnétiques principal dans l'entrefer et de fuite par des capteurs de type bobiné et à effet Hall a permis une extraction des indicateurs de défaut, présentés dans les travaux de [61]. Les pertinences de ces indicateurs ont été comparées et testées par des mesures expérimentales pour le cas d'une machine asynchrone. Par ailleurs, la mesure du contenu fréquentiel du flux magnétique de dispersion par des capteurs de flux bobinés, a été exploitée dans [62] pour le diagnostic de défauts électriques. En autre, des fréquences supplémentaires dans le spectre du flux magnétique extérieur caractérisent le défaut de court-circuit inter-spires. Trois types de machines ont été considéré dans cette étude: asynchrone à double alimentation, asynchrone à cage, synchrone à rotor bobiné.

Une étude sur les effets du défaut du court-circuit a été réalisée sur les signaux vibratoires pour une MSAP. Un défaut de court-circuit introduit des harmoniques d'espace de faibles ordres dans la force radiale de Maxwell et réduit les amplitudes du signal vibratoire [63].

Dans un moteur DC sans balais alimenté par un onduleur de tension, la somme des tensions de phases et du couple électromagnétique ont permis de caractériser le défaut d'un court-circuit proposé dans les travaux de [54]. En basses fréquences la transformée d'ondelettes continues à être appliquée pour extraire le contenu de couple et extraire le contenu de la somme de tension en basses et hautes fréquences. En plus pour les machines asynchrone et synchrone à aimants permanents, un défaut de court-circuit conduit à l'apparition des ondulations de couple d'une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation rapporté dans les travaux de [36] . Tandis que les travaux menés par [64] sur un moteur synchrone à aimants surfaciques ou insérés, en se basant sur des résultats de simulation, les auteurs ont montré que l'effet d'un défaut de court-circuit inter-spires est négligeable sur la forme d'onde de la vitesse de rotation.

On trouve dans la référence [65] qu'en cas d'un défaut de court-circuit, l'amplitude du courant statorique triphasé dans la branche court-circuitée de la phase défaillante augmente ce qui engendre la composante fréquentielle d'ordre 3 dans son spectre. Les travaux présentés dans [66] sur une MSAP les auteurs ont proposés un indicateur du court-circuit inter-spires dans une phase statorique par l'extraction des courants des deux phases pour des cas sain et avec un défaut des diagrammes de Fresnel. Dans une autre étude effectuée par [67] le défaut de court-circuit dans une MSAP a été simulé par la méthode à éléments finis. Le $9^{ème}$ harmonique de la WVD (Wigner Ville Distribution) appliquée aux fonctions IMF (Intrinsic Mode Functions) d'ordre 1 et 2 du courant statorique, a permis d'identifier et de localiser le défaut. Les auteurs [53], ont montrés que le courant de court-circuit, introduit des composantes fréquentielles supplémentaires dans les spectres de phase et d'amplitude de la transformée de Park du courant statorique.

I.3.2.2. Détection de démagnétisation

Le diagnostic de défaut de démagnétisation a fait l'objet de nombreux travaux de recherche, différents types de signaux mesurables sur les machines électriques ont été analysés. Dans les travaux de [65] un défaut de démagnétisation a été introduit dans une MSAP en réduisant l'induction rémanente dans certaines zones de l'aimant permanent, ce défaut a été identifié par une mesure électromagnétique (force électromotrice). En outre, [66] a proposé la somme des énergies des harmoniques du courant statorique comme étant un indicateur de la démagnétisation partielle ou complète.

De nombreux travaux ont fait l'objet d'étude des effets de la démagnétisation sur le bruit acoustique et les signaux vibratoires. Selon [59], dans un moteur DC à aimant permanant, la démagnétisation partielle génère un mode vibratoire d'ordre 2 dans le spectre de puissance sonore (ou en anglais Sound Power Level Spectrum (SPLS)). En outre, d'après [63]**,** dans le cas d'une démagnétisation apparaissent dans la pression surfacique de Maxwell, des harmoniques temporels et spatiaux de faibles ordres, ce qui produit dans le spectre d'accélération vibratoire des basses fréquences supplémentaires.

Par ailleurs, la mesure et l'analyse de la densité du flux magnétique de l'entrefer a été présentée comme un outil de diagnostic du défaut de démagnétisation dans la référence [55]. Ce qui a été confirmé par les travaux proposés par [59] dans lesquelles l'auteur a montré

qu'un défaut de démagnétisation engendre dans le spectre de l'induction magnétique dans l'entrefer un harmonique d'ordre 2.

Dans la référence [56]**,** le défaut de démagnétisation partielle dans une MSAP à aimants surfaciques, augmente les ondulations du couple électromagnétique et augmente les ASBC (Amplitude of Side Band Componants/ Les amplitudes de composantes à bandes latérales) à des fréquences particulières dans le spectre du couple. Dans ces mêmes travaux, la méthode de GR (Gyration radius) a été appliquée aux séries temporelles du couple, calculées par l'approche (TDE) Time Delay Embedding pour la détection de ce défaut. Le deuxième critère a montré une meilleure robustesse vis-à-vis de la variation de charge que le critère fréquentiel.

I.3.2.3. Détection d'excentricité rotorique

L'excentricité rotorique peut être identifiée par plusieurs types de paramètres, électromagnétiques, mécaniques ou acoustiques [50].

Dans la référence [68], l'analyse des signaux vibratoires et des composantes fréquentielles supplémentaires dans les spectres du flux magnétique de l'entrefer ont permis de détecter les défauts d'excentricité statique et dynamique dans une MSAP.

L'application d'une méthode basée sur le calcul du «Rayon de Giration », ou bien Gyration radius (GR) au signal de couple électromagnétique et de la vitesse de rotation a été employée pour la détection d'un défaut d'excentricité statique dans les moteurs asynchrones, rapporté par [69]. En outre, selon [57], le défaut d'excentricité rotorique produit que des harmoniques spéciaux ou Special Harmonics (SH) dans la Densité Spectrale de Puissance (DSP) de la vitesse de rotation du moteur ainsi que des composantes à bandes latérales spéciales ou Special Side Band Components (SSBC) dans le spectre du couple.

L'analyse du courant de phase et la plus utilisé dans les systèmes de surveillance. Pour la détection du défaut d'excentricité [70] a procédé à l'extraction, du spectre du courant, des amplitudes de composantes à bandes latérales (Amplitude of Side Band Components / Les amplitudes de composantes à bandes latérales (ASBC)) à des fréquences bien définies. Pour détecter le cas d'excentricité statique dans les moteurs asynchrones [69] a appliqué la distribution en paquets d'ondelettes au courant statorique. Une augmentation des énergies des nœuds de la TPO (Transformée en Paquets d'Ondelettes) à des fréquences spécifiques a permis de localiser le défaut. Dans la référence [71] un nouvel indicateur a été proposé pour la détection des excentricités statique et dynamique, il correspond à la combinaison linéaire des coefficients de la transformée discrète d'ondelette et du Modèle Autorégressif (MAR), extrait du courant statorique. En fin, le niveau du bruit acoustique dû à la force radiale de Maxwell peut caractériser le défaut d'excentricité rotoriques. Une étude des effets de son cas statique sur ce bruit a été proposée par [72]. Et selon [59], le spectre du bruit acoustique d'origine magnétique est caractérisé par des modes vibratoires supplémentaires dans le cas d'un défaut d'excentricité.

I.3.3. Détection et localisation des défauts par analyse vibratoire

Aujourd'hui, les machines électriques occupent une place importante dans de nombreuses applications industrielles. Néanmoins, dues à ses phénomènes mécaniques et

électromagnétiques internes, la plupart de ces machines produisent un faible niveau de vibrations, même pour un fonctionnement normal. Par conséquent, le comportement vibratoire de la machine se traduit directement, d'une manière plus ou moins importante, par une signature en cas de présence d'un défaut dans la machine. Cette particularité a permis à l'analyse vibratoire d'avoir une place très importante parmi les outils de surveillance existants actuellement [73-74-75-76].

Selon [62] les premières grandeurs mesurées et utilisées dans les approches de diagnostic à base de signal sont les vibrations. Actuellement la surveillance par analyse vibratoire connait un essor considérable et s'implante de plus en plus dans une large gamme de secteurs industriels [77-78].

Ce progrès dans la maitrise de cette approche est la conséquence de la volonté des industriels de mettre en œuvre des techniques non-invasives de détection de défauts des machines électriques. D'après la littérature la réalisation de la surveillance vibratoire est principalement basée sur deux technologies [79]:

- ***Mesures de l'accélération subie par les parties fixes de la machine***

Selon un calendrier pré établi, cette technique de surveillance peut être mise en œuvre aussi bien en temps réel qu'en périodique. Cette technique est effectuée en utilisant un accéléromètre relié à un collecteur de données qui sert à recueillir les vibrations subies par le carter de la machine (Figure. I.10).

- ***Mesures directes de déplacements des parties tournantes***

La mise en œuvre de cette technologie est lourde et elle est presque toujours réalisée en temps réel. Cette technique est réalisée à l'aide de capteurs à courant de Foucault mesurant en permanence les déplacements de l'arbre de la machine.

Selon les travaux rapportés dans [80-81-82], les méthodes de diagnostic par une analyse vibratoire peuvent être réalisées par :

- Une approche automatique qui repose sur une phase d'extraction et de choix d'indicateurs de défauts à partir des signaux vibratoires et une méthode de classification telle que les classificateurs statistiques ou les réseaux de neurones.

- Un suivi périodique de l'évolution d'un indicateur ou bien d'un ensemble d'indicateurs vibratoire(s) sélectionné(s) jusqu'au dépassement d'un seuil d'alarme,

L'inconvénient majeur de la surveillance basée sur l'analyse vibratoire est le cout élevé du capteur de vibrations. Cela limite en général l'utilisation de cette technique dans les applications où le prix est un critère primordial.

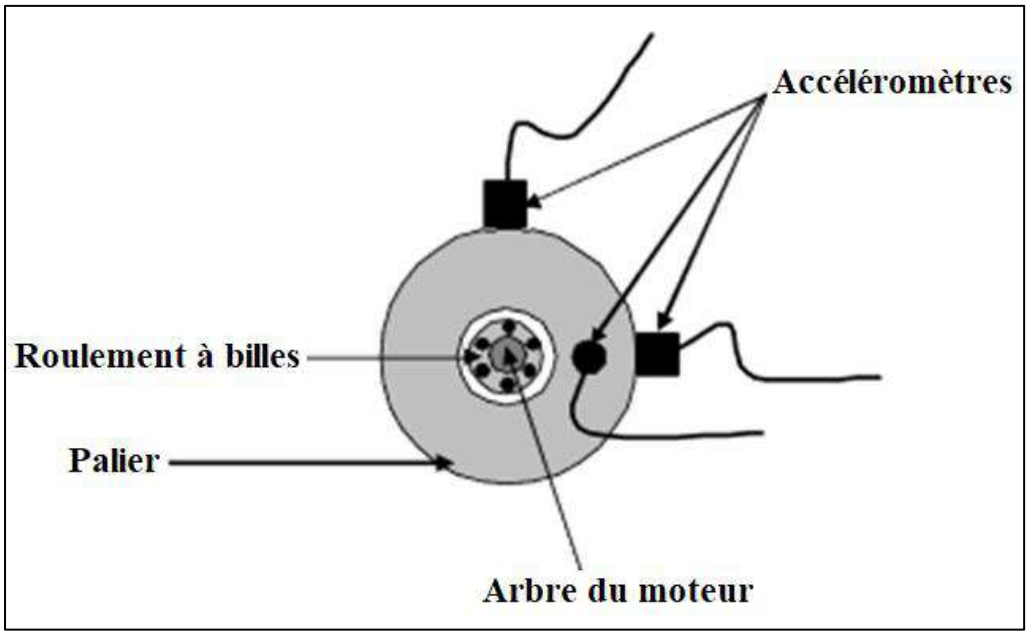


Figure I.10 : *Mesures vibratoires sur le moteur asynchrone.* [80]

I.4. Synthèse des méthodes de diagnostic des machines électriques

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses toutefois et selon la littérature on peut les classer suivant deux axes:

- *Méthodes de diagnostic à base de modèle.*
- *Méthodes de diagnostic sans modèle*

I.4.1. Diagnostic par les méthodes à base de modèle

Le diagnostic de défaillances des machines électriques par des méthodes à base de modèle requiert un *modèle* du système à surveiller, et s'il n'y en pas, on élabore un qui doit être fiable et suffisamment précis. Le modèle du système à surveiller peut varier selon les objectifs. Il doit être représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou de plusieurs défaillances. Habituellement un modèle est une description mathématique (*formelle*) du système à surveiller. Plusieurs modèles du même système peuvent être envisagés, ils peuvent être à temps discret ou continu, descriptibles au moyen d'équations différentielles. Aussi, un modèle peut être plus ou moins approximatif, comme il peut être très difficile à obtenir [83-84-85]. Ces méthodes de diagnostic reposent sur la comparaison des informations que fournit le modèle et des mesures réelles sur le système à surveiller. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système nous renseigne sur son état de fonctionnement. Si l'écart est nul alors le fonctionnement est de type normal, est si l'écart est non nul alors le fonctionnement du système correspond au type défaillant. Les méthodes à base de modèle peuvent être classées en deux grandes catégories, les *méthodes de redondance analytiques* qui utilisent les techniques d'estimation d'état et les *techniques d'estimation paramétriques* qui ont pour but l'estimation des paramètres du modèle. Les approches de diagnostic à base de modèles les plus rencontrés dans la littérature sont celles basées soit sur

une estimation des paramètres du système, soit sur une estimation d'état du système par espace de parité ou par observateurs.

1.4.1.1. Diagnostic par estimation paramétrique

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, consiste à déterminer les valeurs numériques des paramètres structuraux d'un modèle de connaissance qui gouverne le comportement dynamique du système. La première étape est donc, l'élaboration d'un modèle mathématique de complexité raisonnable pour caractériser la machine en fonctionnement sain et dégradé. Donc cette approche suppose l'existence d'un modèle mathématique décrivant le comportement interne du système. Elle consiste à estimer les paramètres structuraux ou physiques contenus dans ce modèle à partir des mesures d'entrée et de sorties réelles du système. Pour détecter et identifier l'apparition d'une défaillance, on effectue une comparaison entre ses valeurs estimées et les valeurs de référence de l'état normal [36-87-89]. Le type de défaut que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle. En effet, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour que l'on puisse les détecter et les localiser. Le modèle de Park est souvent utilisé en diagnostic pour l'estimation paramétrique [90].

1.4.1.2. Diagnostic à base d'équation de parité

Une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaire peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système et les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tache de diagnostic.

Cette méthode se repose sur la vérification de la cohérence existante entre les relations mathématiques du système surveillé et les mesures issues des capteurs et des actionneurs [86]. Le principe de la méthode consiste à réaliser une redondance analytique entre les entrées et les sorties du système, indépendamment de ses états et de ses grandeurs inconnues [67]. Le résidu est, de même, défini comme l'écart entre la mesure et sa valeur calculée par le modèle. Du point de vue détection, un résidu nul déclare un système sans défaut alors qu'une valeur non nulle alerte la présence d'un défaut. Une étude plus détaillée sur ces approches peut être trouvée dans les références [86] et [88].

1.4.1.3. Diagnostic par estimation d'état

L'approche de diagnostic par estimation d'état à base d'observateurs consiste à estimer les états et les sorties du système à partir des grandeurs accessibles à la mesure, c'est-à-dire les entrées et les sorties [86]. Le vecteur de résidu est construit en calculant l'écart entre la sortie estimée et la sortie réelle du système [36-87]. Lorsqu'un élément du vecteur résidu dépasse la valeur de son seuil de détection, cela signifie la présence d'une anomalie ce qui permet de la détecter et par la suite de la localiser.

I.4.2. Diagnostic par les méthodes sans modèle

Les méthodes sans modèles de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine par apprentissage. Le module de reconnaissance utilise les observateurs issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet.

Ces informations, appelées indicateurs de défauts, sont analysées par des techniques de traitement du signal (analyse temporelle, analyse fréquentielle, analyse temps-fréquence, analyse temps échelle), des méthodes statistiques (test statistique, analyse en composantes principales (ACP), reconnaissances de Formes(RDF), Support Vector Machines (SVM)) ou par des méthodes non statistiques à base de connaissance qui regroupe toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle [91], tels que le diagnostic par systèmes expert, diagnostic par logique floue, diagnostic par logique neuro floue et le diagnostic par réseaux de neurones. Les méthodes les plus rencontrées dans la littérature sont regroupées dans la figure I.11.

L'avantage des méthodes sans modèle c'est que la connaissance du système étudié repose essentiellement sur un retour, ce qui est le mieux adapté pour la plus part des applications industrielles complexes où la conception d'un modèle précis est très difficile.

Afin de mieux situer notre travail, il est très important de voir quelles sont les différentes méthodes de diagnostic sans modèle actuellement utilisées pour détecter la présence d'un défaut au sein d'un système électromagnétique. Depuis un certain nombre d'années plusieurs chercheurs travaillent à travers le monde sur ce sujet, beaucoup de travaux ont été proposé et ont vu le jour. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes sans modèle les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques et/ou mécaniques en précisant leurs points faibles et leurs points forts.

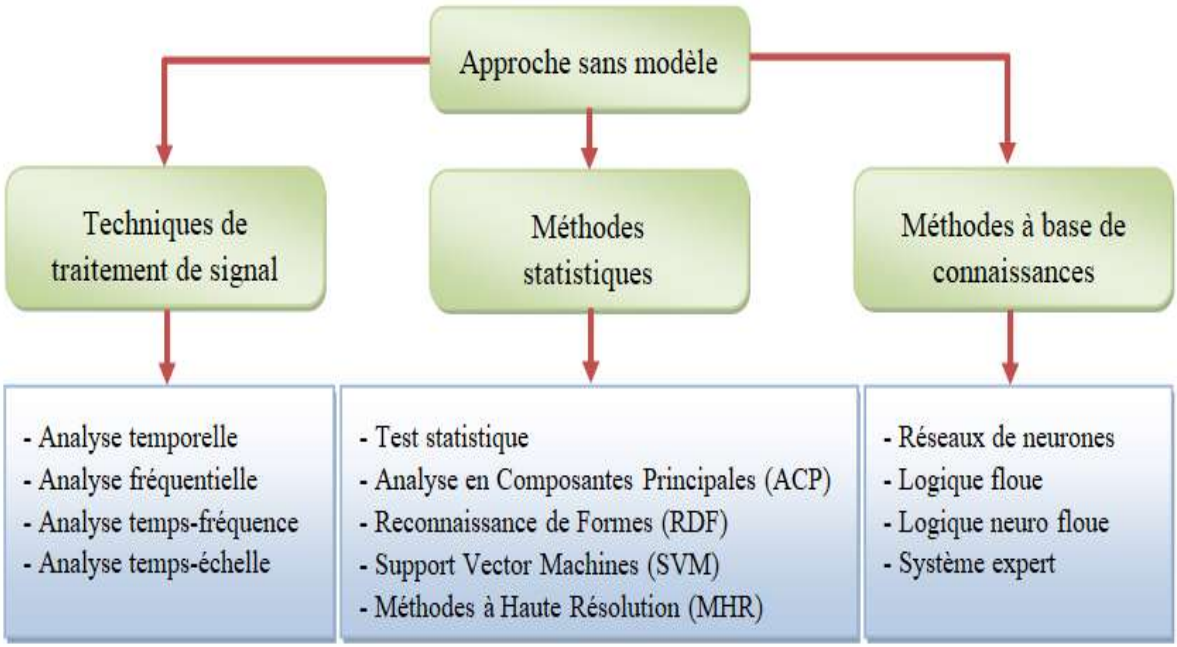


Figure I.11 : *Classification des méthodes de diagnostic sans modèle. [91]*

I.4.2.1. Diagnostic des défauts par analyse temporelle

Dans cette catégorie de méthodes l'analyse est appliquée directement sur la variation temporelle des grandeurs mesurables issues des capteurs. Dans ces méthodes, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour analyser un signal dans le domaine temporel. L'extraction des indicateurs directement du signal discret dans le domaine temps ou espace, permet d'avoir une information sur le signal par le moyen d'une valeur unique.

I.4.2.2. Diagnostic des défauts par analyse fréquentielle

Les méthodes les plus utilisées dans l'analyse fréquentielle sont l'analyse spectrale et l'analyse cepstrale.

- ***Diagnostic des défauts par analyse spectrale***

La surveillance par analyse spectrale d'une machine électrique consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans le moteur. Les grandeurs choisies sont soient les grandeurs électriques, soit les grandeurs mécaniques. Cette méthode permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant, de tension, de couple etc... Cependant, elle nécessite une analyse par un expert en surveillance des moteurs électriques.

L'analyse spectrale est utilisée depuis plusieurs années pour la détection des défaillances particulièrement dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (défauts de court-circuit, dégradations des roulements, rupture de barres,....) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées aux défauts présents dans la machine.

- ***Diagnostic des défauts par analyse cepstrale***

Le mot "cepstre" a été initialement proposé par Bogert en 1963. Le cepstre est une anagramme du mot spectre. La raison de ce choix est que nous obtenons le cepstre en effectuant une analyse spectrale supplémentaire sur le spectre fréquentiel du signal observé. En d'autres termes, le cepstre est défini comme étant la puissance spectrale du logarithme du spectre de la puissance. L'intérêt du cepstre est de pouvoir détecter une périodicité dans le spectre de fréquence d'un signal et de la transformer en un pic unique sur l'échelle des fréquences. Les principales limites de cette technique viennent de la complexité du calcul du cepstre et de son inefficacité pour les défauts d'origines non périodiques [92].

I.4.2.3. Diagnostic des défauts par analyse Temps-Fréquence

L'une des limitations d'analyse en domaine fréquentiel est son incapacité de traiter les signaux non-stationnaires, qui sont couramment produits à la présence des défauts dans la machine. Par conséquence l'analyse temps-fréquence qui représente l'énergie de la forme d'onde du signal en deux fonctions dimensionnelles, temps et fréquence a été développée pour les formes d'ondes des signaux non-stationnaires. Cette technique a permis de mieux révéler la présence des défauts et par suite avoir un système de diagnostic précis. On peut citer

comme distribution temps fréquence, la transformée de Fourier à courte terme (STFT: Short-time Fourier transformer) où Spectrogramme, la distribution de Wigner-Ville ainsi que la distribution de Choi-Williams.

I.4.2.4. Diagnostic des défauts par analyse Temps-Echelle

Une autre méthode des techniques de traitement de signal la plus couramment utilisée actuellement est l'analyse temps échelle dont la Transformée en Ondelettes Continue (TOC), la Transformée d'Ondelette Discrète (TOD) et la transformée en paquet d'ondelettes (TPO) sont les plus utilisées. La transformation Ondelette (Wavelet) différente des techniques précédentes, c'est une représentation en temps-échelle du signal, elle est appliquée avec succès dans le domaine du diagnostic des défauts dans les machines tournantes et surtout en ce qui concerne les défauts de roulements [93].

I.4.2.5. Diagnostic des défauts par reconnaissance de formes

La reconnaissance de forme (RDF), branche de l'Intelligence Artificielle, s'intéresse au problème d'identification de situations 'significatives' d'un système dans un environnement complexe ou noyé dans le bruit [94]. Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, cette approche, quoique plus rarement utilisée, a été mise en œuvre avec succès. Pour anticiper l'apparition d'un disfonctionnement, soit pour les éviter, soit pour en limiter les conséquences, quelques études ont utilisées l'association de la RDF et la théorie des ensembles flous. Il est parfois important de détecter l'évolution du système à diagnostiquer, notamment pour détecter la transition entre les modes de fonctionnement normal et anormal [95].

I.4.2.6. Diagnostic des défauts par les Méthodes à Haute Résolution (MHR)

L'expression Méthodes à Haute Résolution (MHR) fait référence à un ensemble de techniques dont les performances sont asymptotiquement illimitées. Plus précisément, une méthode MHR est une méthode qui permet de mesurer des directions, des positions ou des fréquences avec une erreur qui n'est limitée, idéalement, que par la durée d'observation. Ces méthodes ont surtout été développées dans le cadre de traitement d'antenne et d'analyse spectrale, afin de résoudre les problèmes de localisation de sources, de détection et d'estimation des composantes fréquentielles d'un signal [96]. Les principaux obstacles à l'utilisation plus large des MHR sont essentiellement liés au choix des paramètres libres (en particulier l'ordre du modèle) et à la dégradation des performances de ce type de méthodes en présence de signaux complexes.

I.4.2.7. Techniques d'intelligence artificielle (IA)

Récemment, on remarque une croissance d'application de ces nouvelles techniques dans le domaine du diagnostic des défauts des machines électriques avec une amélioration des performances par rapport aux techniques traditionnellement utilisées. Cependant en pratique il est difficile d'appliquer ces techniques à cause du manque des procédures efficaces (optimales) pour obtenir des informations et des données claires et précises qui sont exigées pour la formulation du modèle. On trouve souvent deux techniques d'IA pour le diagnostic des machines électriques: les réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Networks

ANNs), et les systèmes experts (Expert Systems ESs). D'autres méthodes d'IA sont utilisées y'compris les systèmes à logique floue, les réseaux neurones-floue et algorithmes évolutionnaires [93]. Une synthèse de ces méthodes a été citée dans les références [95] et [97].

Conclusion

En premier lieu dans ce chapitre nous avons présenté les notions de base et quelques définitions relatives au diagnostic des défauts dans les machines électriques. Dans un second lieu, nous avons donné un aperçu des différents défauts dans les machines électriques, les défauts électriques et les défauts mécaniques et leur classification.

Nous nous somme intéressé, dans la partie suivante, au principe de la détection des défauts à base de signal. Dans cette partie nous avons fait un tour d'horizon sur les travaux effectués par de nombreux chercheurs.

La fin de ce chapitre est une synthèse des méthodes de diagnostic des machines électriques les plus fréquemment utilisées.

Chapitre II

Structures et modélisation de la machine synchrone à réluctance variable (MSynR) en vue de diagnostic.

Chapitre II

Structures et modélisation de la machine synchrone à réluctance variable (MSynR) en vue de diagnostic

Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, dans un premier lieu, un bref historique sur la machine à réluctance variable (MRV). Ensuite la constitution de cette machine et les différentes structures et types des rotors utilisées pour les machines synchro-réluctante seront discutées. Nous passerons en revue le principe de fonctionnement et la modélisation analytique en donnant les équations classiques de cette machine ainsi que l'influence et l'importance du rapport de saillance sur le couple et dans le fonctionnement de la machine.

Par la suite, les différentes méthodes exploitées dans la modélisation des machines électriques en générale et la machine à réluctance variable, seront étalées, telles que la modélisation analytique et la modélisation numérique par la méthode des éléments finis, cette dernière sera détaillée car elle constitue la méthode adoptée pour notre projet d'étude. Une brève présentation de l'outil de calcul éléments finis *Ansoft Maxwell* utilisé dans notre étude sera exposée.

II.1 Historique

Historiquement, la machine à réluctance variable (MRV) est l'une des premières machines construites par l'homme. En effet le principe de réluctance fut mis en évidence par Tesla en 1887, par un montage qui ressemblait à une machine à réluctance variable à double saillance.

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920. En effet un article publié en 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur 6/4. La machine synchrone à réluctance variable (MSynR) telle qu'elle est connue aujourd'hui, fut proposée en 1923 par Kostko [98]. Le principe de fonctionnement de ces machines est basé sur le principe de production de couple purement réluctant.

Deux types de machines se distinguent selon le positionnement des saillances. Le premier étant la machine à double saillance statorique et rotorique qualifiées de MRVDS et alimentées par des créneaux de courant ou des courants. Quant au deuxième c'est celui de la

machine à saillances rotorique qualifiées de machine synchro-réluctante (MSynR) avec un stator à bobinage réparti identique à une machine synchrone ou une machine asynchrone [99].

Structurellement, la machine synchrone à réluctance variable (MSynR) est une machine synchrone à pôle saillant sans excitation. Le rotor de cette machine a des perméances différentes sur les deux axes horizontal et transversal. Le stator de la machine est identique aux machines à courant alternatif, le rotor comprend un circuit magnétique sans enroulement d'excitation.

Les machines à réluctance variable sont caractérisées par un rapport de saillance Ld/Lq, inductance selon l'axe directe de la machine sur l'inductance suivant l'axe quadrature de la machine. Ce rapport est typiquement de 3 en régime non saturé et 2.5 en régime saturé [100]. Le rapport de saillance de ce type de machine est relativement faible. Afin d'améliorer les performances de la machine, plusieurs types de configurations de rotor ont été proposées, tel que des rotors avec des barrières de flux (Figure II.1) [101-102-103-104-105].

Récemment, la MSynR a eu un regain d'intérêt très important pour de nombreuses applications dans l'industrie en raison de la simplicité de sa structure, de son haut rendement, de son faible coût de fabrication, ainsi une grande robustesse en termes de fonctionnement [106-107-108-109]. Le fait que le rotor puisse tourner à très haute vitesse et supporter une température très élevée semble intéressant (comparé à une machine à aimants permanents ou à une machine à rotor bobiné).

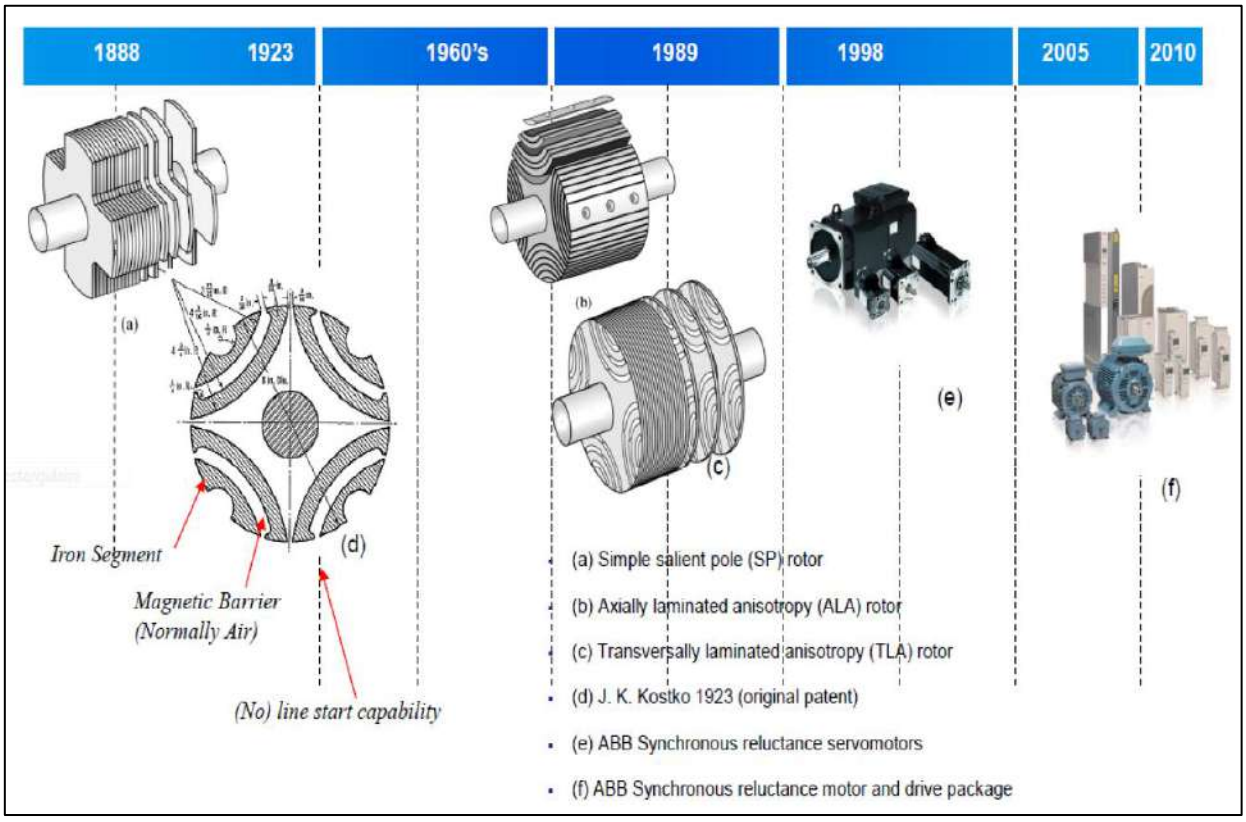


Figure II.1 : *Historique du développement de la MSynR. [110]*

La MSynR est utilisée dans des applications de traction [111]. Dans de nombreux appareils ménagers, la MSynR et la MSynR assisté par des aimants permanents sont largement utilisés comme il a été rapporté par [112]. En raison des nouveaux ensembles de variateurs de vitesse disponibles dans le commerce, la MSynR commence à être largement utilisée dans l'industrie. Elle est considérée comme un candidat potentiel pouvant remplacer les moteurs de traction des véhicules électriques et hybrides électriques [113-114]. Il y a quelques tentatives pour étudier la capacité de la MSynR dans des applications ferroviaires électriques [115].

La MSynR est utilisée dans une large plage de vitesses, des vitesses faibles, moyennes [116] et élevées [117]. De nombreuses recherches et études ont été menées sur la MSynR couvrant différents axes: performance [118], modélisation [119-120], contrôle [121], application électroménager [122], application de traction [123], opportunités industrielles [124] et analyse thermique [125-126].

Plusieurs contributions ont principalement fait l'objet de cette machine. L'amélioration de la capacité de couple et du facteur de puissance [120], dans [127] une analyse thermique d'une MSynR a été étudiée. La conception des rotors sans aimants aux terres rares est étudiée par [128].

Comparé au moteur à induction (IM), la MSynR présente un plus grand couple par ampère, une perte de rotor plus petite, un contrôle plus facile, un meilleur prix et d'excellentes performances. Il présente également un prix inférieur à celui du moteur synchrone à aimant permanent (PMSM). De plus, il présente un contrôle vectoriel et une configuration topologique plus facile de l'onduleur par rapport au moteur à réluctance commutée (SRM) [129]. Cette machine peut remplacer les machines à aimant permanent (PM) et les machines à induction (IM) [130].

La structure du rotor est simple et constituée uniquement de fines tôles féromagnétiques. La procédure de fabrication est moins coûteuse par rapport aux machines (PM) et (IM). De plus, l'absence des enroulements au rotor et de rotor à cage élimine la perte de cuivre du rotor, améliorant ainsi le rendement par rapport à (IM) [131].

Les autres avantages du SynRM sont la réponse dynamique rapide, la tolérance aux pannes, la capacité de fonctionner à une vitesse plus élevée par rapport aux machines PM, faibles pertes en joules (utilisées pour des vitesses qui correspond à la haute fréquence), la robustesse et la tolérance des températures élevées du rotor ce qui en fait un choix approprié pour de nombreuses applications telles que la traction et les véhicules électriques (VE) [132].

II.2. Principe de Fonctionnement de la machine à réluctance variable

Le principe de fonctionnement de la machine à réluctance variable repose sur deux concepts principaux en l'occurrence l'effet de réluctance et l'utilisation d'une Force Magnéto Motrice (FMM) sinusoïdale tournante produite par les bobines du stator de la machine.

La Figure II.2 illustre le principe de réluctance. Deux objets magnétiques sont soumis à un champ magnétique imposé B. L'objet (a) est isotrope par conséquent il possède des réluctances identiques sur les axes d et q donc aucun couple n'est créé. Cependant l'objet (b) est anisotrope, les réluctances sur les axes d et q sont donc différentes, un angle δ existe entre l'axe d de l'objet (b) et le champ B imposé ; un couple τ est donc généré sur l'objet (b), qui fait tourner l'objet de telle sorte que l'axe d s'aligne avec le champ magnétique B [133].

Dans le cas de la machine MSynR c'est ce principe de variation de la réluctance qui va créer un couple. Le champ magnétique créé par les bobines du stator essaye d'aligner le rotor de la machine et comme le stator possède une FMM tournante, le rotor tournera aussi en générant ainsi le mouvement.

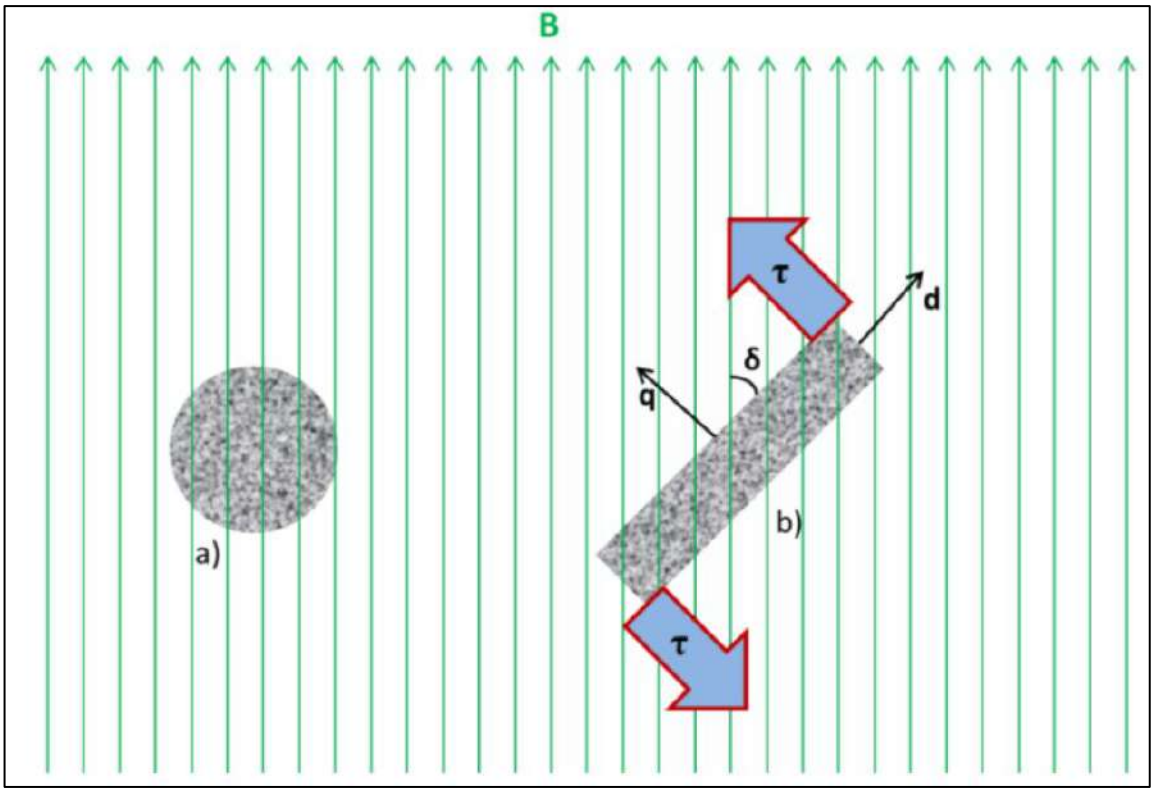


Figure II.2 : *Deux objets dans un champ magnétique B a) géométrie isotrope b) géométrie anisotrope. [133].*

II.3. Constitution de la MSynR

II.3.1. Stator

La MSynR possède un stator similaire à celui de la machine à induction et de la machine synchrone classique. Il est constitué d'un empilement de tôles encochées, muni d'un enroulement triphasé représenté par trois axes déphasés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique avec p paires de pôles. Le but de cet enroulement est de créer un champ magnétique tournant, lorsqu'il est alimenté par un système triphasé équilibré de courant ou de tension. Chaque encoche est remplie, en fonction de son facteur de remplissage, par le bobinage des conducteurs isolés les uns des autres et isolés aussi du circuit magnétique statorique. Ces conducteurs sont enroulés d'une encoche à l'autre selon le type de bobinage adapté, en formant des têtes de bobines de part et d'autres du stator [99].

Ce système de bobinage est distribué d'une façon à créer une force magnéto motrice (FMM) tournante qui soit la plus sinusoïdale possible. Comme le rotor a une anisotropie géométrique, il apparaît une variation de réluctance qui fait que le rotor suit continuellement le champ tournant (FMM) en régime permanent.

Le circuit magnétique du stator est réalisé par un assemblage de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. L'utilisation des tôles minces permet de minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [134].

Selon la méthode de réalisation du bobinage, on peut en identifier deux grandes familles : le bobinage distribué (Figure.II.3(a)) et le bobinage concentré (Figure.II.3(b)) [135].

D'une part, le bobinage concentrique est une ancienne technique de bobinage qui consiste à entourer chaque dent par un enroulement et puis relier les enroulements de la même phase en série ou en parallèle. Cette structure de bobinage présente beaucoup d'avantages, par rapport à la structure de bobinage distribué, qui résident dans : la réduction des têtes de bobines et donc du volume de cuivre utilisé, sa facilité de réalisation et son efficacité plus élevée pour le même couple moyen. Ce type de bobinage est très adapté dans les applications à grande puissance, avec un nombre de phases ou de pôles importants.

D'une autre part, le bobinage distribué, encore appelé réparti, est la technique la plus utilisée dans l'industrie. Son avantage majeur est qu'elle permet une répartition quasi-sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer. Par conséquent, elle augmente la capacité du bobinage à récupérer le flux rotorique et donc de réduire les pertes magnétiques. Par

ailleurs, le bobinage distribué est bien adapté dans les applications à grande vitesse, où un nombre de paires de pôles réduit est bien nécessaire. L'inconvénient principal de cette structure de bobinage est le volume de cuivre important perdu, notamment dans les têtes de bobines, lors de sa mise en place.

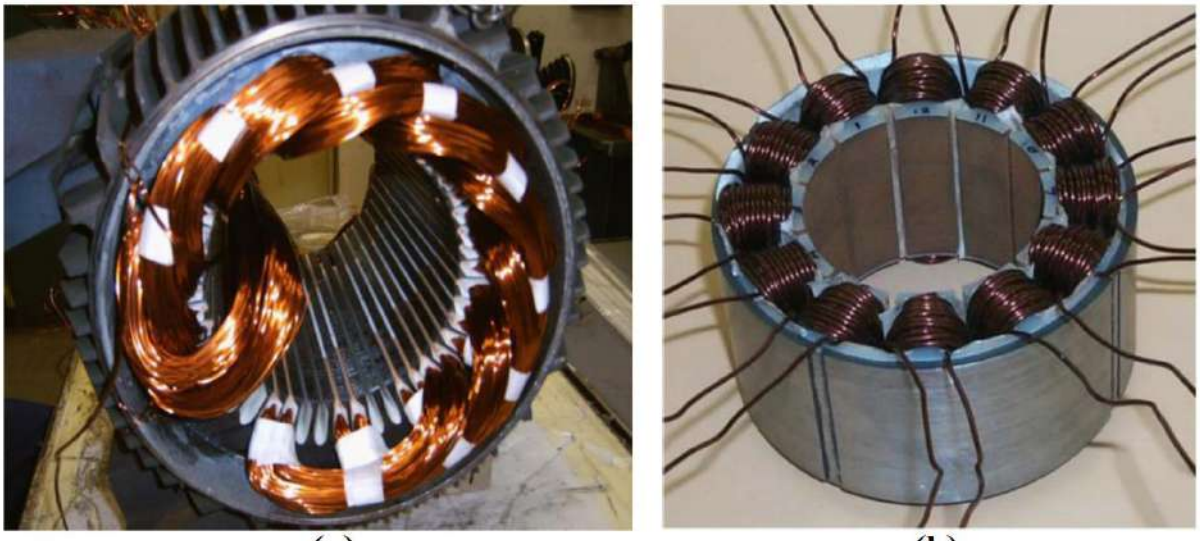


Figure II.3 : *Famille de bobinages, (a) Bobinage distribué (b) Bobinage concentré*

II.3.2. Les différents types du rotor d'une MSynR

Nous présenterons dans ces paragraphes quelques types de structures des rotors de la machine trouvées dans la littérature. Actuellement on distingue plusieurs structures de rotor de la MSynR principalement: rotor massif, rotor à barrières de flux, rotor axialement laminée et rotor à assistance par aimants.

II.3.2.1. Rotor Massif

Cette structure est la plus simple à fabriquer, c'est le point de départ de modèles de rotor, ce dernier est sous forme d'un bloc de matériau ferromagnétique sur lequel des coupes ont été faites pour créer des saillances ou sous forme d'un empilement de tôles ferromagnétiques (Figure II.4(a)). Etant donné qu'elle est constituée d'un bloc de matériau ferromagnétique massif cette structure est très robuste et la meilleure d'un point de vue de tenue mécanique.

II.3.2.2. Rotor avec barrières de flux

Dans cette structure le rotor est constitué d'un assemblage de segments ferromagnétiques et non magnétiques, (Figure II.4(b)). Les segments non magnétiques constituent les barrières de flux qui permettent d'augmenter le rapport de saillance [136-137]. On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments. Les barrières de flux peuvent être constituées d'air « Trous dans l'air » ou d'acier non magnétique. Dans ce

dernier une technique d'assemblage robuste « soudage par explosion » est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner à haute vitesse.

II.3.2.3. Rotor axialement laminé

Un autre dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques, qui lui donnent un comportement d'un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réluctante à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la figure II.4(c).

Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la tenue mécanique relativement faible qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses, inférieures à 5000 tr/min, et faibles puissance, inférieures à 2kW, mais elle possède des performances plus élevées par rapport aux deux premières.

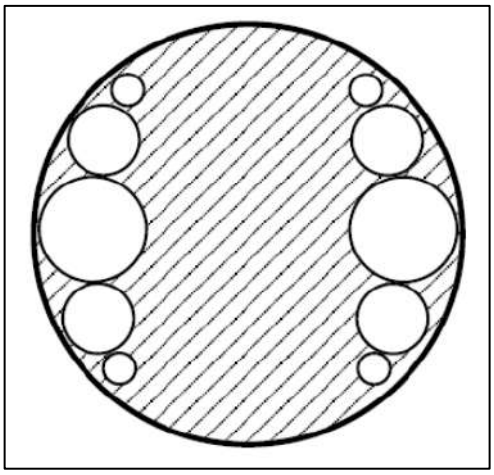
II.3.2.4. Rotor assisté par aimant

En utilisant des aimants permanents logés dans les barrières de flux on peut réduire considérablement le flux de l'axe q. Le flux ainsi crée par les aimants va s'opposer au flux en quadrature. Cette technique permet une amélioration des performances en termes de couple, le facteur de puissance et de rendement. Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité et le sens de rotation. L'utilisation des aimants augmente le cout de la machine bien entendu.

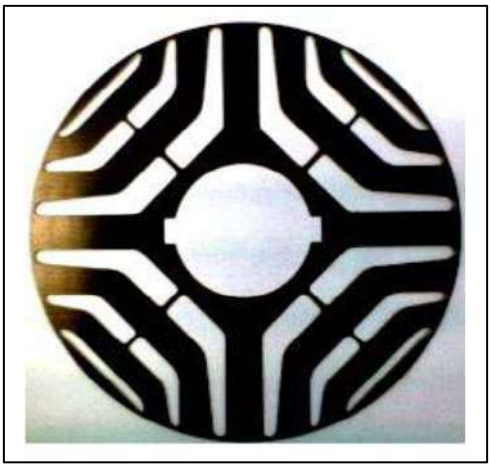
II.3.2.5. Rotor avec supraconducteurs

Le supraconducteur est utilisé en tant qu'isolant magnétique ou bien il est utilisé pour caréner un rotor massif ou à la place des barrières de flux. Contrairement à l'assistance par aimants, l'utilisation de supraconducteurs permet de conserver la réversibilité de la machine par rapport au sens de rotation. Mais elle a deux inconvénients majeurs : le coût du matériau supraconducteur et la complexité de la mise en œuvre de la structure.

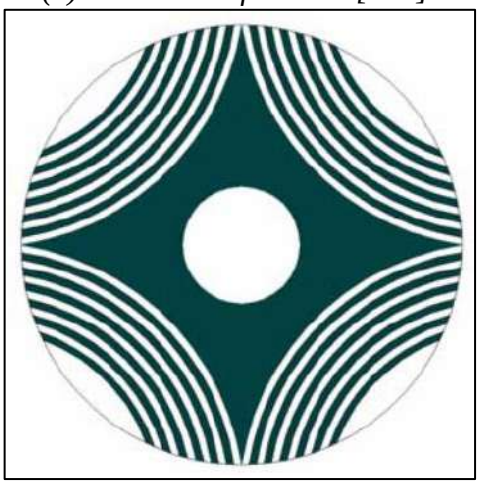
Les caractéristiques des différents rotors en matière de complexité de fabrication, tenue mécanique, de performances, prix peuvent être résumées dans le tableau II.1.



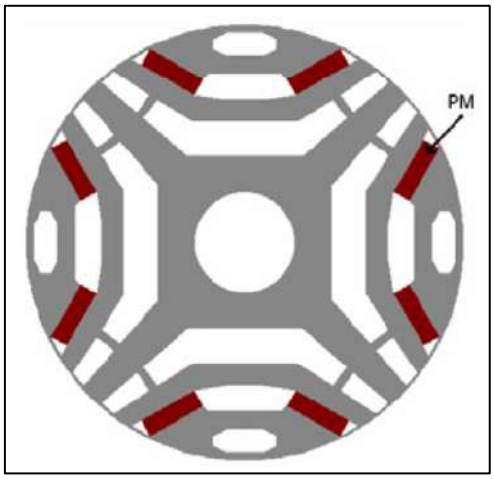
(a) Rotor massif à trous [138].



(b) Rotor à barrières de flux [89].



(c) Rotor axialement laminé [139].



(d) Rotor à assistance par aimants [139].

Figure II.4 : *Les différents types du rotor d'une MSynR.*

Tableau II.1: *Comparaison des types de géométrie de rotor de la MSynR [140].*

Type	Tenue mécanique	Complexité de fabrication	Performance	Prix
Rotor Massif	Très bon	Très bon	Mauvais	Très bon
Rotor à barrières de flux axialement laminé	Mauvais	Mauvais	Très bon	Très bon
Rotor à barrières de flux transversalement laminé	Bon	Très bon	Bon	Très bon
Rotor à assistance par aimants	Bon	Bon	Très bon	Cher
Rotor à assistance de supraconducteur	Bon	Mauvais	Très bon	Cher

La machine étudiée dans notre travail de recherche présente une géométrie à rotor massif illustrée sur la figure II.5. La fabrication de ces types de machines reste relativement simple comparativement aux autres types présentant des rotors plus difficile à réaliser, d'où

leurs prix qui est le moins cher sur le marché. Pour la suite, nous nous intéresserons particulièrement à cette structure qui est la structure du rotor de la machine synchro-réluctante objet d'étude dans notre projet de thèse.



Figure II.5 : *Rotor de la MSynR sujet d'étude*.

II.4. Choix d'une méthode de modélisation

Selon la littérature trois types de méthode de modélisation sont utilisées dans les études des systèmes électromagnétiques en l'occurrence les méthodes analytiques, les méthodes réseaux de réluctance et les méthodes numériques. Selon notre étude bibliographique nous allons développer dans ce paragraphe les principaux avantages et inconvénients de chacune d'entre elles. Nous allons faire une présentation comparative de ces trois méthodes, qui va nous permettre par la suite de justifier et de consolider notre choix pour la méthode des éléments finis dont nous détaillerons un peu plus le principe de mise en œuvre.

II.4.1. Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques trouvent leurs intérêts dans leurs intégrations faciles dans les démarches d'optimisation. Dans ce cas de figure, toutes les dérivées des paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée peuvent être réalisées de façon symbolique.

Les méthodes analytiques sont très utilisées dans le pré-dimensionnement des systèmes électromagnétiques, il permet facilement de faire des optimisations. Mais vu que ces méthodes négligent certains comportements physiques des systèmes électromagnétiques les résultats obtenus sont toujours approchés.

Notons que le principe de ces méthodes consiste à traduire le plus fidèlement possible le fonctionnement d'un système électromagnétique par une succession d'équations

paramétrées. La solution finale de ces méthodes et purement analytiques, toute en représentant tous les phénomènes.

Les avantages de tels modèles peuvent être résumés dans ce qui suit:

- Prise en compte de l'interdépendance des phénomènes magnétiques, thermiques, mécaniques.
- Par des considérations globales sur les flux, les couples, ils permettent d'obtenir une approche globale très correcte des performances de la machine. Bien qu'ils ne puissent pas prévoir les phénomènes locaux, ils donnent, en effet, des résultats globaux qui peuvent être de l'ordre de quelques pour-cent par l'emploi si nécessaire de coefficients empiriques identifiés par des essais expérimentaux. Néanmoins cette particularité constitue un inconvénient relativement aux modèles numériques.

- Une fois le modèle analytique établi, les performances de la machine sont obtenues très rapidement. Il est dès lors facile d'explorer de nombreuses solutions conceptuelles par simple variation d'un paramètre géométrique ou des conditions de fonctionnement.

Les principaux inconvénients à ce type de modélisation sont les suivants :

- La complexité des phénomènes au sein même de la machine impose l'utilisation de nombreuses hypothèses simplificatrices tant au niveau de la géométrie que des propriétés physiques des matériaux et rend relativement longue la mise en œuvre de ce type de modèle.
- Ils sont adaptés aux calculs de performances moyennes, mais peu aux calculs de phénomènes locaux ; ainsi, ils ne permettent pas (ou difficilement) de modéliser des phénomènes microscopiques (par exemple une saturation magnétique locale dans l'isthme d'une dent ou le couple de détente).

- Le principal désavantage est que le modèle est basé sur la résolution des équations de Maxwell dans les régions linéaires, donc, il ne prend pas en compte l'effet de saturation magnétique. [141][142][143][144][145].

II.4.2. Modèle éléments finis

Ces modèles résolvent directement les équations physiques de base du système à dimensionner en utilisant des algorithmes mathématiques numériques. A partir d'une géométrie de moteur, de la caractérisation des matériaux qui le composent, par une discrétisation en petites régions (maillage) et en utilisant les conditions aux limites du problème, les logiciels sont capables de prédire les performances de la machine et en particulier d'offrir des cartes de champ détaillées. Ils intègrent des modules magnétostatique et magnétodynamique et traitent des géométries bidimensionnelles ou tridimensionnelles même complexes par la méthode de résolution des éléments ou des différences finis.

Ces modèles présentent entre autres les avantages suivants :

- Ils calculent de manière très précise les performances du moteur (grandeurs électromagnétiques, thermiques…) et ce d'autant plus que le maillage de la structure est fin,

- Ils donnent des résultats particulièrement appréciables au niveau des grandeurs locales (saturation, échauffement, courants induits…),

- Ils se présentent sous la forme de logiciels génériques. Le travail de l'utilisateur se limite souvent à la définition de la géométrie de la machine et des propriétés physiques de ses constituants sur lesquels il ne pose qu'un nombre très restreint d'hypothèses. En d'autres termes, les programmes permettant le calcul des performances apparaissent comme des « boites noires » dont la seule connaissance des relations d'entrée-sortie est requise pour une utilisation correcte, rendant ainsi leur emploi relativement facile et naturel. Le temps de mise en œuvre du modèle est plutôt « court », terme à relativiser en fonction de la complexité de la géométrie de la machine étudiée.

Néanmoins ils présentent un certain nombre d'inconvénients :

- Ils sont lents à cause de la lourdeur des calculs mis en œuvre et ce d'autant plus que le maillage est fin et les phénomènes sont non linéaires,

- Ils ne permettent pas un couplage facile des différents phénomènes physiques (magnétiques, thermiques, électriques…) ; il ne s'agit pas nécessairement d'une limite théorique, mais dans tous les cas, les couplages ont tendance à allonger encore plus les temps de calcul.

Ces logiciels, dans leur grande majorité servent à décrire, à analyser, à simuler numériquement les multiples représentations des moteurs à concevoir. Leur objectif principal est d'évaluer les solutions proposées par le concepteur. Le modèle éléments finis permet une optimisation par plan d'expériences mais par contre, il est limité en nombre de paramètres à optimiser vu la lourdeur du modèle (fonction du maillage utilisé) et le fait que le modèle n'est pas dérivable (Il n'est pas possible d'obtenir un Jacobien à la sortie du modèle éléments finis).

Comme les résolutions des modèles numérique peuvent être assez longues (les modèles très complexes peuvent prendre des semaines pour être résolus), appliquer un algorithme stochastique directement pour l'optimisation du modèle n'est pas envisageable. Une solution pour réduire ce temps d'optimisation est le plan d'expérience. Ce dernier consiste à déterminer lors d'une première analyse, les paramètres les plus influents dans le système [146], permettant ainsi de réduire le nombre de paramètres à optimiser. Cette évaluation de sensibilité des paramètres sert à créer une surface de réponse analytique qui est extrapolée à partir d'un nombre réduit de calculs du modèle. Finalement cette surface est exploitée avec un algorithme d'optimisation, indépendamment du modèle éléments finis, ce qui la rend très rapide. Plusieurs applications de cette méthode peuvent être trouvées dans la bibliographie [147-148-149]. Il existe plusieurs logiciels qui exploitent la méthode de plan d'expérience numériques, nous pouvons par exemple citer l'outil GOT [150-151], développé au sein du G2Elab. Il existe encore d'autres logiciels commerciaux [152-153-154]. Les logiciels sont capables de gérer des modèles éléments finis et de les optimiser directement ou par la méthode de plan d'expérience. Dans le cadre de notre projet de thèse toutes les simulations se feront avec le logiciel Ansoft Maxwell.

II.4.3. Modèle réseaux de réluctances

Finalement, il existe les modèles à réseau de reluctances (qualifiés de semi-analytiques). Ce type de modélisation propose de représenter le fonctionnement de l'actionneur par des réluctances (ou tubes de flux) interconnectées. Les lois de Kirchoff sont ensuite utilisées pour résoudre le système en particulier pour évaluer les flux dans chacun des éléments réluctants [123-155-156]. La résolution du système se fait de façon numérique alors que l'expression des réluctances sera analytique et paramétrée au maximum.

Cette méthode est basée sur le découpage de la structure de la machine en un certain nombre d'éléments constituants ce que l'on appelle des tubes de flux ou tubes d'induction.

Ces modèles présentent les avantages suivants :

- Ils peuvent être précis si le découpage de la structure est fin et donc si le nombre de réluctances est élevé. Cela peut être assimilé à la finesse du maillage des modèles numériques. Cette précision se fera néanmoins au détriment du temps de calcul.

- Ils peuvent prendre en compte la non linéarité des matériaux et s'appliquent aussi bien aux structures 2D que 3D [157].

- Ils peuvent modéliser les échanges dans l'entrefer. En particulier ils peuvent prendre en compte le mouvement du rotor par rapport au stator.

- Le réseau de reluctance permet une optimisation avec un très grand nombre d'entrées, cela est possible grâce à la possibilité du calcul analytique du Jacobien du modèle, c'est à dire que le modèle est complétement dérivable.

Par contre la mise en œuvre de ces modèles nécessite, comme les modèles analytiques, une très bonne connaissance des phénomènes inhérents à la machine. En cas de doute, il est souvent préférable d'utiliser préalablement des méthodes numériques pour appréhender correctement la trajectoire des flux. La principale difficulté de ce type de modélisation réside évidemment dans l'identification des différents tubes d'induction. La construction du modèle dépend donc de l'expertise du concepteur du modèle.

Compte tenu du fait que nous souhaitons avoir un modèle rapide, pouvant être couplé avec un logiciel de type circuit, nous avons retenu la méthode des éléments finis.

II.5. Modélisation de la MSynR

Comme il a été présenté précédemment il existe trois types de modélisations adéquates, *la méthode des réseaux de perméances***,** *la méthode analytique et la méthode des éléments finis*. La modélisation permet de s'affranchir des difficultés liées au diagnostic de machines électriques, c'est-à-dire des modèles de fonctionnement sains mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence.

II.5.1. Modélisation analytique de la MSynR

Dans ce qui suit les hypothèses de calculs suivantes sont posées:

- On considère une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- On néglige les phénomènes de saturation.
- On néglige les pertes dans le fer.
- On néglige l'effet de la température sur la valeur des résistances.
- Le flux est proportionnel au courant.
- La perméabilité du fer est très grande.
- Le flux traversant l'entrefer est radial.
- L'effet des encoches est négligé.

II.5.1.1. Equations électriques dans le référentiel a-b-c

Le stator de la machine est celui d'une machine asynchrone triphasé à une paire de pole, avec trois bobines identiques alimentées par un système de courants triphasés équilibrés et symétriques. Dans ce paragraphe nous abordons l'analyse en régime permanent de la machine synchro-réluctante à rotor massif.

Aux bornes de la machine les courant statorique sont liés aux tensions par le système d'équation suivant : [158-159]:

$$[v_{abc}] = R_S.[i_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} \qquad \text{II.1}$$

Avec:

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = v.\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \qquad \text{II.2}$$

Les courants qui alimentent la machine ont une forme sinusoïdale mais ils sont déphasés d'un angle φ .

$$[i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = i.\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \varphi - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \qquad \text{II.3}$$

De même pour le flux nous avons

$$[\psi_{abc}] = [L].[i_{abc}] \qquad \text{II.4}$$

Où [L] est la matrice inductance.

$$[\psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

Avec l'hypothèse de premier harmonique d'espace (n=1) les termes de la matrice inductances s'écrivent :

$$\begin{aligned}
L_a &= L_0 + L_1 Cos(2\theta) && \text{Inductance propre de la phase } a \\
L_b &= L_0 + L_1 Cos(2(\theta - 2\pi/3)) && \text{Inductance propre de la phase } b \\
L_c &= L_0 + L_1 Cos(2(\theta - 4\pi/3)) && \text{Inductance propre de la phase } c \\
M_{ab} &= M_{ba} = M_0 + M_1 Cos(2(\theta - 4\pi/3)) && \text{Mutuelle entre la phase a et } b \\
M_{ac} &= M_{ca} = M_0 + M_1 Cos(2(\theta - 2\pi/3)) && \text{Mutuelle entre la phase a et } c \\
M_{bc} &= M_{cb} = M_0 + M_1 Cos(2\theta) && \text{Mutuelle entre la phase b et } c
\end{aligned} \quad \text{II.6}$$

Où :

$$\begin{aligned}
L_0 &= 1/2.(L_{\max} + L_{\min}) \\
L_1 &= 1/2.(L_{\max} - L_{\min}) \\
M_0 &= -L_0/2 \\
M_1 &= L_1
\end{aligned} \quad \text{II.7}$$

Les termes L_0, L_1, et M_1 dépendant de la forme géométrique de la machine et de la nature des matériaux, ils sont des termes positifs constants non nuls.

Les bobinages de la machine sont identiques, alors on suppose que les résistances des trois enroulements sont identiques. La matrice [L] dépend de la position du rotor de ce fait, il sera très difficile de développer l'équation du couple. Pour ce faire nous utilisons la transformation du Park.

II.5.1.2. Equation de la machine dans le repère d-q

La transformation de Park nous permet de ramener les grandeurs statoriques à un repère lié au rotor, ce qui nous donne un modèle équivalent de la machine à paramètres constants. Alors pour le système triphasé des tensions $[v_{abc}]$, des courants $[i_{abc}]$ et des flux $[\psi_{abc}]$, correspond le système biphasé $[v_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\psi_{dq0}]$, obtenu par la transformation de Park. La matrice de Park normé est :

$$[P]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} Cos(\theta) & Cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & Cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ Sin(\theta) & Sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & Sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Alors on aura :

$$\begin{aligned} v_{dq0} &= [P][v_{abc}] \\ i_{dq0} &= [P][i_{abc}] \\ \psi_{dq0} &= [P][\psi_{abc}] \end{aligned} \quad \text{II.9}$$

On remplace dans l'équation (II.1) on aura :

$$v_{dq0}[P]^{-1} = R_s.[i_{dq0}][P]^{-1} + \frac{d\left[[\psi_{dq0}][P]^{-1}\right]}{dt} \quad \text{II.10}$$

Multiplions les deux termes par la matrice de Park, nous obtenons :

$$v_{dq0} = R_s.[i_{dq0}] + [P]\frac{d\left[[\psi_{dq0}][P]^{-1}\right]}{dt} \quad \text{II.11}$$

Finalement après le développement de l'équation II.11 nous obtenons le système d'équations suivant [143]:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s.i_d + \frac{d[\psi_d]}{dt} - \omega.\psi_q \\ v_q &= R_s.i_q + \frac{d[\psi_q]}{dt} + \omega.\psi_d \\ v_0 &= R_s.i_0 \end{aligned} \qquad \text{II.12}$$

Où :

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d.i_d \\ \psi_q &= L_q.i_q \\ \psi_0 &= 0 \end{aligned} \qquad \text{II.13}$$

Les inductances dans ce repère sont exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{3}{2}(L_0 + L_1) = \frac{3}{2}L_{\max} \\ L_q &= \frac{3}{2}(L_0 - L_1) = \frac{3}{2}L_{\min} \end{aligned} \qquad \text{II.14}$$

Puisque toutes les équations sont indépendantes du temps et vu que nous avons négligé la saturation, nous pourrons alors écrire :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s.i_d + \frac{d[\psi_d]}{dt} - \omega.L_q.i_q \\ v_q &= R_s.i_q + \frac{d[\psi_q]}{dt} + \omega.L_d.i_d \\ v_0 &= R_s.i_0 \end{aligned} \qquad \text{II.15}$$

Cette transformation nous permis de convertir le système triphasé en un système diphasé. Dans le repère d-q, on obtient un modèle relativement simple où la machine est représenté par deux circuits électriques couplés, l'un suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q, illustré sur la figure II.6.

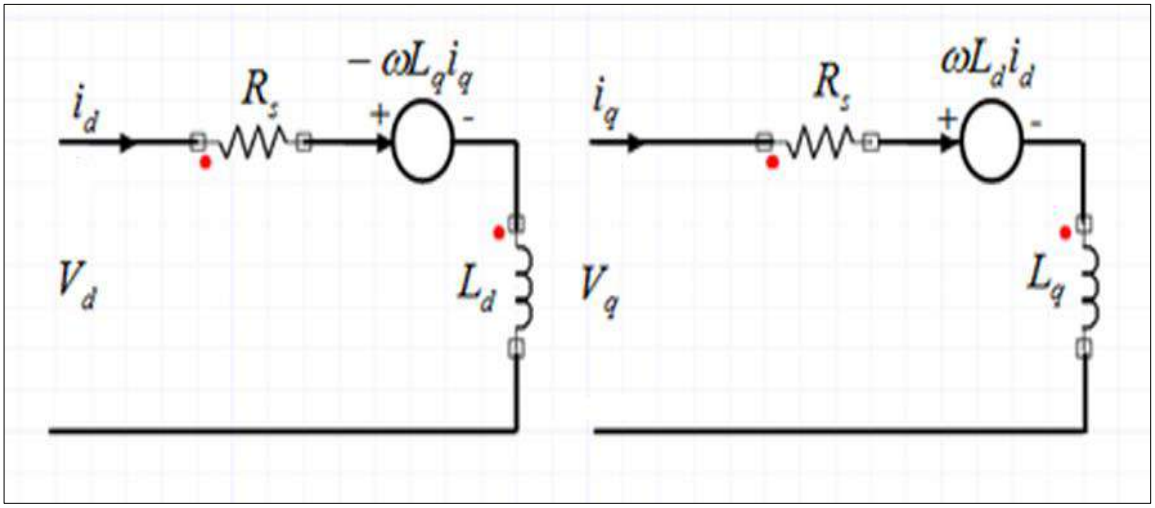


Figure II.6 : *Schéma équivalant dans le repère de Park*

Dans les références [142-158-160] et [161] on peut trouver l'équation de couple électromagnétique classique à laquelle obéit la MSynR :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p.\left(L_d - L_q\right).i_d.i_q \qquad \text{II.16}$$

Pour une alimentation en courants sinusoïdaux triphasés, Ce couple peut être exprimé en fonction de l'angle φ repérant la position du vecteur courant statorique i_s par rapport à l'axe d représenté sur la figure II.7.

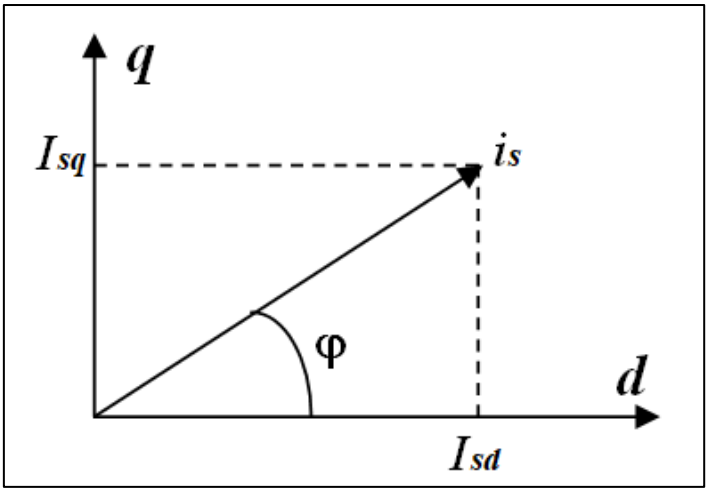


Figure II.7 : *Position du courant statorique dans le repère d-q.*

$$C_{em} = \frac{3}{2} p.(L_d - L_q) i_s^2 .\sin(2\varphi) \qquad \text{II.17}$$

On voit bien dans la relation (II.17) que pour une valeur donnée du courant statorique, le couple est maximale lorsque $\varphi = \frac{\pi}{4}$, ce qui correspond à imposer $i_{sd} = i_{sq}$.

II.5.1.3. Rapport de saillance

Le rapport de saillance est définit comme étant le rapport entre l'inductance suivant l'axe direct (d) et celle de l'axe transversal (q) (L_d/L_q). L'allure de la variation de l'inductance synchrone d'une MSynR est donnée par la figure II.8.

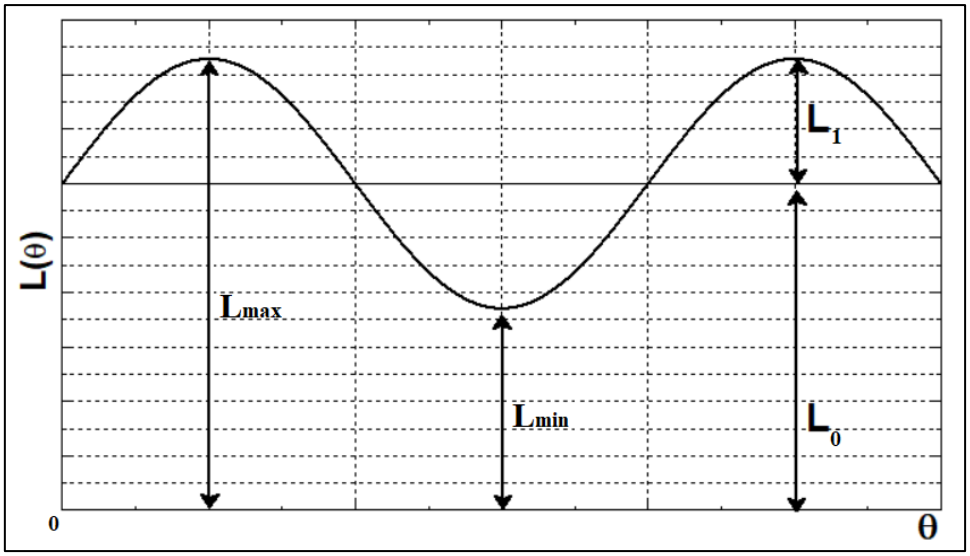


Figure II.8 : Variation de l'inductance dans une MSynR

II.5.1.4. Couple en fonction du rapport de saillance

Pour un couple maximum et en mettant L_q en facteur l'équation (II.16) devienne :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p.L_q.((L_d / L_q) - 1) I^2 \qquad \text{II.18}$$

La production de couple vient donc directement de la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature, autrement dit de la saillance du rotor; le couple électromagnétique dépend du rapport Ld/Lq, donc en essayant toujours d'avoir une valeur suffisante de Ld.

Au vue des équations (II.18), nous pouvons noter l'importance des paramètres L_d et L_q. Il faut donc tendre vers, la plus grande différence (L_d -L_q) c'est-à-dire la plus grande saillance magnétique, et vers le plus grand rapport de saillance (L_d / L_q) afin d'avoir le couple moyen le plus important. Ceci conduit à rechercher le rotor présentant le plus grand L_d et le plus petit L_q possible. Aux saturations près, toutes les topologies des rotors des MSynR peuvent présenter une valeur L_d de même ordre de grandeur. Les différences portes alors sur les valeurs de L_q.

Les machines à réluctance variables ont été abandonnées par le passé pour différentes raisons parmi lesquelles nous pouvons citer la difficulté de commande de la machine, le faible facteur de puissance mais également la faible densité de puissance de ce type de machine. Plusieurs études ont été menées afin d'améliorer les faiblesses de ce type de moteur [162-163]. La plupart de ces études portent justement sur le rapport de saillance du moteur. De nouvelles structures de rotor ont ainsi été créées avec un rapport de saillance augmenté. Ces études ont abouti à un intérêt croissant pour la MSynR, notamment en [164] où l'étude menée s'est conclue par une première gamme commerciale de produit pour la société ABB.

II.5.2. Modélisation de la MSynR par la méthode des éléments finis (FEM)

Ces modèles résolvent directement les équations physiques de base du système à dimensionner en utilisant des algorithmes mathématiques numériques. A partir d'une géométrie de moteur, de la caractérisation des matériaux qui le composent, par une discrétisation en petites régions (maillage) et en utilisant les conditions aux limites du problème, les logiciels sont capables de prédire les performances de la machine et en particulier d'offrir des cartes de champ détaillées. Ils intègrent des modules magnétostatique et magnétodynamique et traitent des géométries bidimensionnelles ou tridimensionnelles même complexe par la méthode de résolution des éléments ou des différences finis [147].

La MEF en électromagnétisme s'appuie sur les équations du maxwell, en leurs ajoutant les équations du comportement du milieu et les équations de passages entre deux milieux aux propriétés différentes ainsi que de définir les conditions aux limites et aux interfaces entre deux régions différentes. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet de connaitre l'état magnétique de la structure complète et d'effectuer des calculs de flux, de couple, de pertes, d'inductance et d'autres grandeurs physiques.

II.5.2.1.Equations de maxwell

La modélisation des systèmes électromagnétiques revient à résoudre les équations du maxwell. Ce sont quatre équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques caractérisés par le champ magnétique $\vec{H}$ et l'induction magnétiques $\vec{B}$ aux phénomènes électriques caractérisés par le champ électrique $\vec{E}$ et l'induction électrique $\vec{D}$. Ces quatre équations sont :

- La loi d'ampère $\vec{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ II.19

- La loi de Faraday $\vec{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ II.20

- La loi de Gauss (conservation de charge électrique) $div\vec{D} = \rho$ II.21

- Conservation de flux magnétique $div\vec{B} = 0$ II.22

Pour prendre en compte les caractéristiques des matériaux en ajoute les équations du comportement du milieu qui sont données comme suit

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad \text{II.23}$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} \quad \text{II.24}$$

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad \text{II.25}$$

*Où : **μ** et **ε** sont respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité électrique, **B**$_r$ représente l'induction rémanente, **J** étant la densité de courant de conduction, et **σ** est la conductivité électrique (S/m).*

II.5.2.2.Equations de passage entre deux milieux

Aux équations de Maxwell, s'ajoutent les équations de passage entre deux milieux aux propriétés différentes. Considérons deux matériaux différents notés 1 et 2, en un repère $(\vec{\tau},\vec{n})$ situé sur la frontière les séparant comme représenté la figure II.9**.**

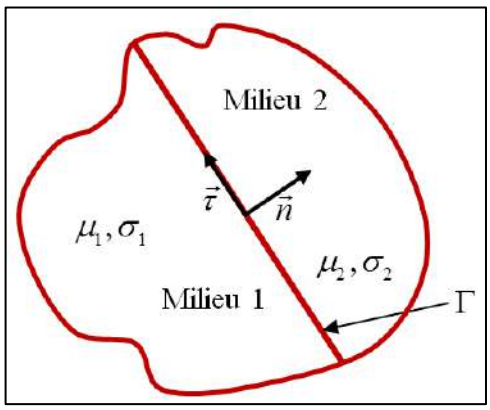


Figure II.9 : *Conditions de passage entre deux milieux différents.*

Dans l'hypothèse d'absence de courant surfacique et de la densité de charge électrique, les champs de vecteur doivent vérifier les conditions suivantes :

$$(\sigma_1\vec{E}_1 - \sigma_2\vec{E}_2).\vec{n} = 0 \quad \text{II.26}$$

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2).\vec{n} = 0 \quad \text{II.27}$$

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = 0 \quad \text{II.28}$$

Ces équations montrent la continuité des composantes normales de l'induction magnétique *Bn* et de la densité de courant, ainsi que la continuité de la composante tangentielle du champ magnétique H_t.

II.5.2.3.Conditions aux limites

Après avoir défini la géométrie, les caractéristiques électromagnétiques des matériaux utilisés et les sources actives et leurs valeurs, il est impératif de définir les conditions aux limites aux interfaces entre deux régions différentes, caractérisant les domaines étudiés. Elles sont nécessaires pour la prise en compte des symétries du système. On distingue trois types de conditions.

II.5.2.3.1. Condition de Dirichlet homogène : Cette condition impose que la valeur du potentiel vecteur A soit égale à zéro sur le contour spécifié, $A|_\Gamma = 0 \quad (B_n = 0)$. Le trajet de flux est tangent au contour sur lequel est imposée cette condition, cela revient à considérer que le matériau au-delà de cette frontière possède une perméabilité relative nulle.

II.5.2.3.2. Condition de Neumann homogène : Cette condition impose que la dérivée normale du potentiel vecteur A est égale à zéro $\left.\frac{\partial A}{\partial \eta}\right|_\Gamma = 0$. Le trajet de flux est perpendiculaire au contour, on peut imposer cette condition si il y'a une symétrie miroir géométrique et électrique.

II.5.2.3.3. Condition de symétrie ou condition de périodicité ou anti-périodicité : Selon la parité de la partie étudiée, cette condition tire profit de la nature répétitive du champ magnétique au sein de la machine et permet de lier les valeurs aux nœuds de *A*, situés de part et d'autres de ces deux frontières, $A|_{\Gamma 1} = \pm A|_{\Gamma 2}$.

II.5.2.4. Equation au potentiel vecteur

La distribution du champ magnétique dans les machines électriques est un problème tridimensionnel. Toutefois, la symétrie cylindrique de la machine permet de considérer que, sur une grande longueur de la machine, le champ magnétique est situé dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe. Cette hypothèse sera considérée durant toute la suite de projet de thèse. Dans notre travail on a choisi la formulation classique en potentiel vecteur A et en potentiel scalaire V. L'équation (II.22) implique que l'induction dérive d'un potentiel vecteur $\vec{A}$ ce qui nous donne la relation suivante :

$$\vec{B} = r\vec{o}t(\vec{A}) \qquad \text{II.29}$$

En formulation 2D le vecteur potentiel $\vec{A}$ ne possède qu'une seule composante selon l'axe z, et ne dépendent que des coordonnées x et y du plan ainsi que du temps t. Ainsi les différents champs $\vec{A}, \vec{B}$ et $\vec{H}$ s'écrivent dans le repère cartésien (O, Ox, Oy, Oz) comme suit :

$$\vec{A}\begin{pmatrix} A_x = 0 \\ A_y = 0 \\ A_z = A(x,y,t) \end{pmatrix} \qquad \vec{B}\begin{pmatrix} B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ B_z = 0 \end{pmatrix} \qquad \vec{H}\begin{pmatrix} H_x = \frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial y} \\ H_y = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ H_z = 0 \end{pmatrix} \qquad \text{II.30}$$

En magnétodynamique, les phénomènes ne sont pas stationnaires. L'inducteur est parcouru par un courant variable en fonction du temps, qui induit dans les matériaux des courants dont il faut tenir compte. En combinant (II.20) et (II.29) on obtient :

$$r\vec{o}t(\vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t}(r\vec{o}t(\vec{A})) \qquad \text{II.31}$$

Ces deux champs sont donc égaux à un gradient prés :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - g\vec{r}ad(V) \qquad \text{II.32}$$

Où *V* est définit comme étant le potentiel scalaire électrique. En remplaçant dans l'équation (II.19), et en négligeant les courants du déplacement devant le courant de conduction on arrive à :

$$r\vec{o}t\vec{H} = \sigma(-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - g\vec{r}ad(V)) + \vec{J}_0 \qquad \text{II.33}$$

Ce qui conduit après simplification, à l'équation fondamentale du problème électromagnétique en formulation magnétodynamique suivante :

$$\vec{rot}(\frac{1}{\mu}\vec{rot}(\vec{A})) = \sigma(-\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} - \vec{grad}(V)) + \vec{J}_0 \qquad \text{II.34}$$

Ce problème complexe est généralement simplifié si la densité de charge est nulle, et on adopte la jauge de coulomb pour découpler les équations, on obtient :

$$\vec{rot}(\frac{1}{\mu}\vec{rot}(\vec{A})) = \sigma(-\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}) + \vec{J}_0 \qquad \text{II.35}$$

Finalement l'équation fondamentale de problème électromagnétique en formulation magnéto dynamique à résoudre est donnée par l'équation (II.36).

$$-div(\frac{1}{\mu}\vec{grad}(\vec{A})) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_0 \qquad \text{II.36}$$

II.5.2.5. Méthode de résolution

La résolution analytique des équations de maxwell permet d'obtenir une solution mathématique exacte du problème, néanmoins elle reste limitée à des configurations simples. Cependant, la complexité des configurations de notre système fait qu'une solution analytique est souvent soit impossible à obtenir, soit très complexe et très couteuse en ressource de calcul. Une alternative est alors de mettre en œuvre des méthodes numériques tels que ;

- La méthode des différences finies.
- La méthode des éléments finis, qui est la méthode implanté dans le solveur du logiciel Ansoft Maxwell qui est notre outil de calcul.

L'étude par éléments finis consiste à utiliser une approximation simple de l'inconnu recherché pour transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équation algébriques. Le principe de la résolution de l'équation (II.36), par la méthode des éléments finis est le suivant :

II.5.2.5.1. Discrétisation

La discrétisation consiste à découper le domaine (Ω) en éléments (triangles ou quadrilatères, rectilignes ou curvilignes), (Figure II.10(a)), *r*eliés entre eux par un nombre fini de points où les potentiels nodaux A_k sont les inconnues du problème. Les éléments de maillage ne peuvent avoir en commun qu'un sommet ou une arrête, un maillage interdit est donné sur la figure II.11(b).

Le domaine d'étude est discrétisé en éléments géométriques simple. Dans notre travail nous utilisons des éléments triangulaires (2D). L'hypothèse fondamentale de la méthode des

éléments finis consiste en ce que l'inconnue recherchée dans un élément géométrique (e) est approximée par une fonction simple de valeurs de l'inconnue aux nœuds le constituant. En effet les valeurs de l'inconnue sont déterminées aux nœuds du maillage, i.e. aux sommets des éléments et l'inconnue *A* est alors décrite dans chaque élément (e) par une combinaison linéaire des coordonnées de l'espace.

$$A^e = a^e + b^e x + c^e y \qquad \text{II.37}$$

Alors l'inconnue est exprimée comme suit :

$$A^e = \sum_{i=1}^{3} (\alpha_i^e . A_i^e) \qquad \text{II.38}$$

Où : A_i^e *: valeurs de A au sommet de l'élément,* α_i^e *: fonctions d'interpolation.*

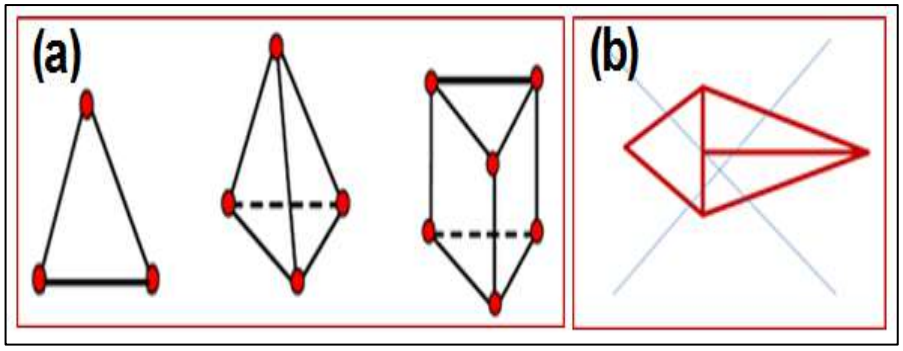


Figure II.10 : *Eléments finis. (a) triangle en 2D, tétraèdre et prisme en 3D,(b) maillage incorrect.*

II.5.2.5.2. Approximation

Par interpolation polynomiale de l'inconnue sur chaque élément, $A^e \approx \sum N_k . A_k$ *où les* $N_k(x_k,y_k)$ représentent les fonctions de formes ;

II.5.2.5.3. Formulation intégrale des EDP

Qui consiste à écrire sous forme intégrale les équations aux dérivées partielles (EDP) en utilisant une des deux formulations suivantes.

- ***Variationnelle***

Méthode Variationnelle de *Ritz* qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représentent généralement pour les problèmes de champ l'énergie emmagasiné dans les éléments du système où du domaine étudié, donnée par :

$$F = \int_{\Omega} \left(\int_0^B \vec{H} d\vec{B} - \int_0^A \vec{J} d\vec{A} \right) d\Omega \qquad \text{II.39}$$

- ***Résidus pondérés (type Galerkine)***

Qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue. La formulation résidus pondérés permet de résoudre un système d'équations aux dérivées partielles en approximant la solution exacte par une solution approchée. En remplaçant la solution exacte par la solution approchée, nous commettons une erreur appelée résidu R_i donné par :

$$R_i = L_i(A) - f_i \qquad \text{II.40}$$

Pour résoudre numériquement ce problème, il faut l'écrire sous une forme intégrale on utilisant la méthode de *Galerkine*. En effet reprenons l'équation (II.36), à résoudre :

$$-div\left(\frac{1}{\mu} gr\vec{a}d(\vec{A})\right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_0$$

Où A l'inconnue à rechercher.

En multipliant cette équation par les fonctions d'approximation N_i, et en appliquant l'intégrale sur le plan d'étude Ω il vient :

$$-\iint N_i div\left(\frac{1}{\mu} gr\vec{a}d(\vec{A})\right).d\Omega + \iint N_i \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}.d\Omega = \iint N_i \vec{J}_0.d\Omega \qquad \text{II.41}$$

Or, on sait que pour tout vecteur V :

$$N_i.div(\vec{V}) = div(N_i.\vec{V}) - gr\vec{a}d(N_i).\vec{V} \qquad \text{II.42}$$

On obtient donc :

$$\iint \frac{1}{\mu} grad(N_i).grad(\vec{A}).d\Omega + \iint N_i \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}.d\Omega = \iint div(N_i.\frac{1}{\mu} grad(\vec{A}).d\Omega + \iint N_i \vec{J}_0.d\Omega \qquad \text{II.43}$$

En remplaçant *A* de l'équation (II.37) dans l'équation (II.43), on aboutit à un système d'équations linéaires que l'on peut mettre sous la forme matricielle suivante [165]:

$$[K].[A] + [M].\frac{d}{dt}[A] = [F] \qquad \text{II.44}$$

Où : $[A]$*: vecteur des inconnues recherchées aux nœuds du maillage,* $[K]$*: Représente la matrice de raideur, qui dépend des propriétés magnétiques des matériaux,* $[M]$ *:est la matrice de conduction (Diffusion),* $[F]$ *vecteur des sources du champ (courants, tensions, aimants).*

II.5.2.5.4. Couplage des équations de circuit

Les conducteurs dans une machines sont interconnectés pour former des enroulements, et les terminaux de ces derniers sont connectés à des circuits externes. Dans ce cas des équations de couplage et de circuit sont requises pour compléter la définition du problème de champ. Un modèle où les équations de champ et de circuit sont résolues simultanément pour évaluer le comportement d'une machine sont nommés modèle avec couplage circuit-champ. Donc on effectue un couplage entre les équations magnétiques et électriques.

Pour l'équation électrique, l'application de la loi de Faraday conduit au système matriciel suivant [166]:

$$[v(t)] = [R][i(t)] + \frac{d}{dt}[\phi(t)] \qquad \text{II.45}$$

Où : v, i et ϕ *représentent respectivement des tensions, des courants et des flux. La matrice* $[R]$ *représente la résistance statorique.*

Le couplage des équations magnétiques et électriques est obtenu en exprimant la densité du courant *J(t)* en fonction du courant *i(t)* et le flux à partir du potentiel vecteur *A*.

Outre l'intensité du courant, la densité *J* est exprimée à partir du nombre de conducteurs par encoche n_{cenc} et de la surface des encoches S_{enc} [167] par:

$$J(t) = \frac{n_{cenc}.i(t)}{S_{enc}} \qquad \text{II.46}$$

Le flux, quant à lui, peut être exprimé [168-169-170] par:

$$\phi_a = n_{cenc}.p.L_u.(\langle A_1 \rangle - \langle A_2 \rangle) \qquad \text{II.47}$$

Où $\langle A_1 \rangle$ et $\langle A_2 \rangle$ représentent les valeurs du potentiel vecteur sur les éléments correspondant aux encoches d'entrée et de sortie de la phase considérée. Dans ce cas on peut écrire:

$$[F_j] = [D][i] \qquad \text{II.48}$$

$$[\phi] = [G][A] \qquad \text{II.49}$$

Où $[D]$ et $[G]$ sont des matrices dont les termes dépendent des coordonnées des nœuds, du nombre de conducteurs par encoches et de la surface d'encoches. Ces deux matrices sont liées par la relation **[171]** suivante:

$$[D] = \frac{1}{pL_u}[G]^T \qquad \text{II.50}$$

L'association des expressions (II.45), (II.46), (II.49) et (II.50) conduit à un système d'équations différentielles, permettant la modélisation de l'ensemble du système (structure électromagnétique et circuit électrique) [171]. On obtient alors le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} [K] & -[D] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & [T] \\ [G] & [0] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [A] \\ [i(t)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [v(t)] \end{bmatrix} \qquad \text{II.51}$$

- ***Résolution***

Qui consiste à résoudre le système d'équation algébrique écrit sous forme matricielle, après prise en compte des conditions aux limités.

II.5.2.6. Prise en compte du mouvement du rotor

La prise en compte du mouvement du rotor est un aspect essentiel dans la modélisation dynamique des machines électriques, si le maillage du rotor et du stator est homogène, une distorsion du maillage de l'entrefer apparait, (Figure II.11) [172] Si cette distorsion est importante, des problèmes de convergences sont à notés.

Pour remédier à ce problème, il existe deux approches pour la simulation : la méthode de l'entrefer maillé et la méthode de l'entrefer non maillé. Dans la méthode de l'entrefer non maillé, on retrouve la méthode de remaillage, alors que dans la méthode de l'entrefer maillé, on retrouve deux principales techniques : la technique de la bande de roulement et la technique de la ligne de glissement.

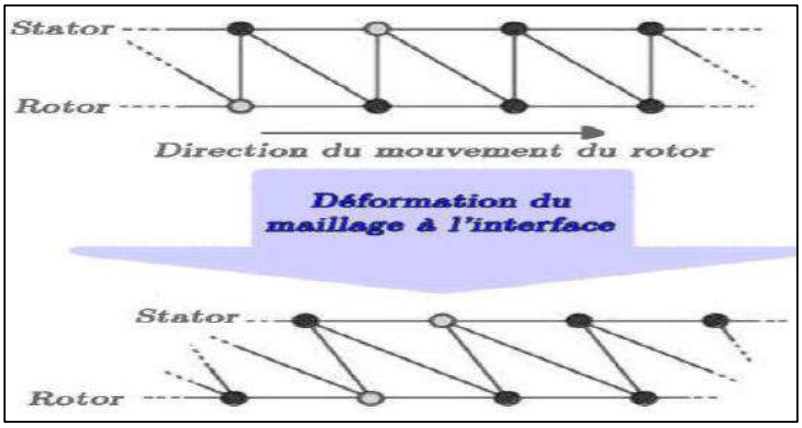


Figure II.11 : *Déformation du maillage à l'interface Rotor/Stator*

II.5.2.6.1. Remaillage

Cette méthode apparait comme étant la proche la plus naturelle, qui consiste à redessiner le rotor dans chacune des positions considérées par rapport au stator et de mailler l'ensemble autant de fois que nécessaire. Mais dès que la géométrie se complique, cette méthode devienne très couteuse en temps de calcul.

II.5.2.6.2. Ligne de glissement

Cette technique consiste à coupler dans l'entrefer les maillages de rotor et de stator par l'intermédiaire d'un contour fermé en s'appuyant sur un cercle, qui est une ligne de glissement en 2D, ou surface de glissement en 3D. Le maillage de ce contour doit être régulier (Figure II.12). Le mouvement est réalisé en déplaçant le rotor d'un pas correspondant au pas de maillage. En résultat, la géométrie de la machine n'est maillé qu'une seule fois. Cette technique est peu couteuse en temps de calcul mais elle présente l'inconvénient de donner lieu

à un déplacement discret du rotor, ainsi ce procédé ne permet pas de présenter toutes les positions du rotor [172].

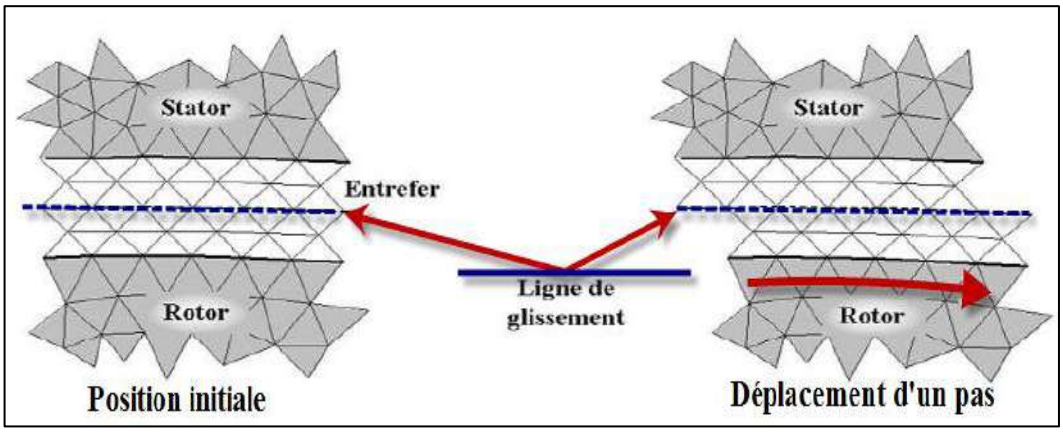


Figure II.12 : *Ligne de glissement.*

II.5.2.6.3 Bande de roulement

Cette solution améliore la technique précédente en définissant une bande dans l'entrefer, sur laquelle s'appuie le maillage du stator d'un côté, et le maillage du rotor de l'autre côté. Lorsque le rotor se déplace d'un faible angle, les triangles de cette bande sont déformés, et lorsque le déplacement du rotor est plus important, les indices des nœuds de cette bande sont décalés (Figure II.13). Cette solution permet d'atteindre toutes les positions du rotor sans être obligé de remailler à chaque fois. C'est cette méthode que nous avons utilisé dans notre modélisation sous Ansoft maxwell, en raison principalement de la simplicité et le fait qu'elle s'adapte parfaitement à des frontières de formes circulaires [173-174].

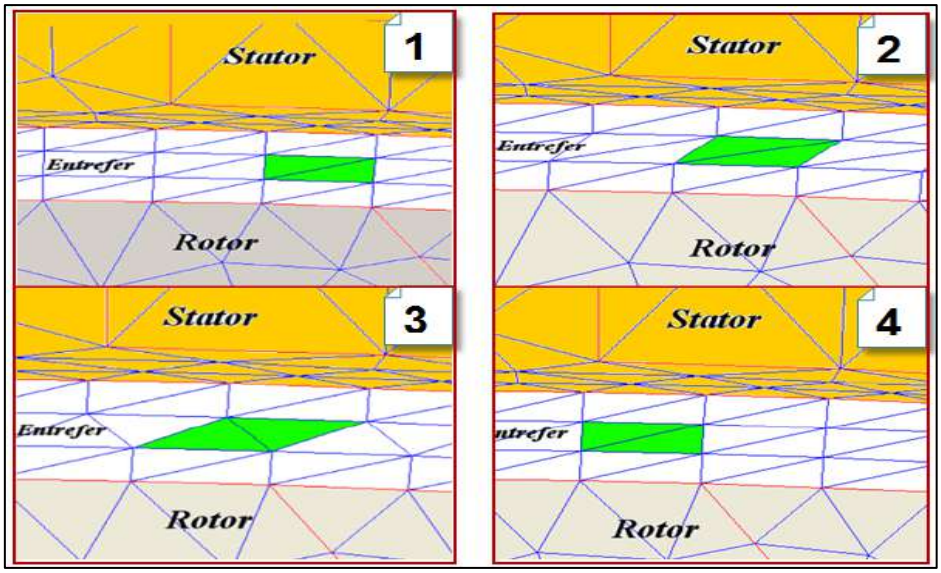


Figure II.13 : *Description du mouvement sur la bande de roulement.[175]*

II.5.2.7. L'outil de calcul Ansoft Maxwell

C'est un outil qui fait partie des logiciels qui présentent une interface conviviale «User Frendly Package» et assez simple qui intègre à la fois un ensemble de conception 2D et 3D dans une interface utilisateur commune. Après la fin de simulation le logiciel Ansoft maxwell génère une feuille de calcul comportant les résultats d'analyse comme la forme du courant, les courbes du couple, de pertes, d'aimantation pour différentes positions, etc.

Pour réaliser une étude en élément finis par ce logiciel, nous devons suivre les étapes suivantes :

- ✓ Définition du type d'analyse (Magnétostatique 2D ou 3D, Courant induit, Magnétodynamique, Electrostatique, conduction en courant alternatif, conduction en courant continu).
- ✓ Entrée des valeurs numériques des paramètres (caractéristiques physiques des matériaux et paramètres géométriques).
- ✓ Création de la géométrie du model, et assignation des différents types de matériaux.
- ✓ Association des matériaux et des surfaces/volumes correspondants.
- ✓ Création du maillage.
- ✓ Entrée des conditions aux limites et excitations (sources de courant, de tensions).
- ✓ Résolution.

De plus cet outil est doté de moyens qui permettent d'effectuer le couplage circuit externe avec *ANSYS, SIMPLORER ou MAXWELL* Circuit Editor en magnétodynamique.

L'exploitation des résultats fournis par *Ansoft Maxwell*, nous permet de calculer le couple, les pertes, les inductances etc…

On calcule l'inductance propre de la phase (a) pour différentes valeurs de la position du rotor par l'expression suivante :

$$L_a(\theta) = \frac{1}{i_a^2} \iiint_v AJdv \qquad \text{II.52}$$

Le couple électromagnétique est calculé sur un cercle de rayon (R) situé au milieu de l'entrefer de la machine en utilisant le tenseur des contraintes de Maxwell.

$$C_{em}(\theta) = \frac{R^2 L}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_n(\theta) B_t(\theta) d\theta \qquad \text{II.53}$$

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les résultats de l'étude bibliographique sur les machines synchrone à réluctance et ses différentes géométries.

Après avoir examiné les bases théoriques du fonctionnement de la machine à réluctance variable, nous avons présenté une recherche bibliographique sur les méthodes de modélisation utilisées pour les machines électriques. La méthode des éléments finis (FEM) pour l'élaboration du modèle de notre machine a été choisie pour son compromis entre vitesse de calcul et précision désirée.

Ensuite nous avons rappelé en détail, les différentes bases théoriques de la modélisation électromagnétique par la méthode des éléments finis (FEM), qui est implanté dans le logiciel *Ansoft Maxwell* utilisé dans notre travail, et ceci en vue d'étudier son comportement dans le régime normal et anormal de fonctionnement. En fin de cette partie nous avons fait une présentation globale de l'outil de calcul utilisé dans notre étude en élément finis.

Cette partie nous a permis d'exposer la démarche globale de la résolution du problème électromagnétique par la FEM, qui sera exploité pour l'étude de notre machine dans le prochain chapitre.

Chapitre III

Identification des paramètres de la machine synchrone à réluctance variable (MSynR).

Chapitre III

Identification des paramètres de la machine synchrone à réluctance variable (MSynR)

Introduction

Nous aborderons dans ce troisième chapitre l'identification des paramètres de la machine synchrone à réluctance variable (MSynR) objet d'étude dans notre projet de thèse en tenant compte de la non linéarité de son circuit magnétique, en utilisant un outil de calcul éléments finis, qui sera validé par des essais expérimentaux.

Par rapport au contexte de notre travail, nous allons nous intéresser particulièrement au modèle de la machine en formulation magnétodynamique avec un couplage de circuit électrique externe. Ce modèle riche et flexible nous permet de disposer d'une expérimentation virtuelle permettant d'analyser le fonctionnement de la machine modélisée.

Comme toute démarche de modélisation par éléments finis des systèmes électrotechnique, on introduira, dans un premier temps, les paramètres dimensionnels et physiques de la MSynR, dans le logiciel Ansoft Maxwell, puis en second temps on définira le maillage nécessaire pour les différentes parties de la machine. Enfin en couplera le modèle élément finis de la machine étudiée avec un circuit électrique externe sous Simplorer.

Une étude de l'influence de plusieurs paramètres géométriques de la machine sur ses comportements mécanique et énergétique est menée. Les paramètres testés sont l'entrefer (e), l'ouverture angulaire de rotor (βr), la largeur (L_{ds}) et la hauteur (H_{ds}) de la dent statorique, pour deux courants d'excitation statoriques 8.1A et 32.4A. Les résultats obtenus seront analysés est discutés. Afin de valider les résultats obtenus par le calcul éléments finis, une validation expérimentale a été effectuée sur deux bancs d'essais réalisés au niveau du laboratoire des systèmes électromagnétiques de l'UER Electrotechnique.

III.1. Paramètres dimensionnels da la Machine

Le cahier de charges de la machine ciblée est présenté dans le tableau.III.1.

La géométrie et les dimensions de la machine étudiée sont modélisées par la méthode des éléments finis présenté au chapitre précèdent. La modélisation des machines électriques, utilisent largement la méthode des éléments finis (FEM). Plusieurs travaux ont été menés dans ce sens, on peut citer entre autre [176-177-178-179] pour les machines à réluctance variable, [180-181-182] pour le cas des machines asynchrones et [183-184-185-186-187-188-189] pour le cas des machines synchrones à aimants permanents.

La machine est créée en utilisant le logiciel ANSYS Maxwell (2D) qui est basé sur la méthode des éléments finis (FEM). Tandis que le circuit électrique est développé dans le

logiciel ANSYS Simplorer. Un tel couplage est très utile pour une conception précise et permet une analyse plus réaliste. Cette méthode d'analyse donne des résultats plus précis que les autres modèles.

La machine synchrone à réluctance variable sera par la suite dans le prochain chapitre analysée séparément en conditions saines et défectueuses et les effets du défaut sur les performances de la machine seront étudié, qui fera l'objectif de la prochaine partie, et cela en 'analysant le fonctionnement de la machine en présence de différents défauts qui peuvent surgir pendant le fonctionnement.

Le Maxwell est l'un des logiciels ANSYS Corporation bien connu pour la modélisation par la méthode des éléments finis. Les modèles générés dans Maxwell peuvent également être liés à Simplorer pour une co-simulation. Il peut également effectuer lui-même une analyse permettant d'observer les paramètres et les performances de la machine étudiée.

Le logiciel Maxwell offre plusieurs choix pour créer la géométrie et effectuer des calculs détaillés par éléments finis des modèles de machine. Les modèles de la machine peuvent être créés directement à l'aide des propres utilitaires de géométrie de Maxwell.

L'analyse par la méthode des éléments finis (FEM) est effectuée en non linéaire. Les parties ferromagnétiques sont représentées par la caractéristique B(H) et P(B) du matériau M330.35A utilisé. Les courbes d'aimantation et des pertes du matériau choisis pour les circuits magnétiques du stator et de rotor pour la fréquence de 50Hz sont représentées sur la figure III.1, les propriétés du matériau utilisé sont données dans le tableau III.2.

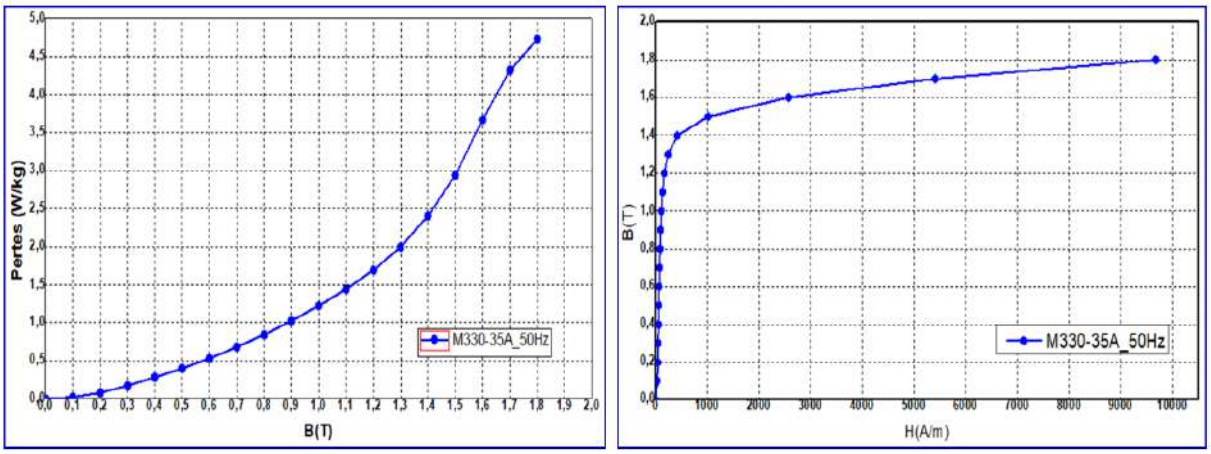


Figure III.1: *Caractéristique B(H) et P(B) du circuit magnétique de la machine M330.35A.*

Tableau III.1: *Principales dimensions de la MSynR.*

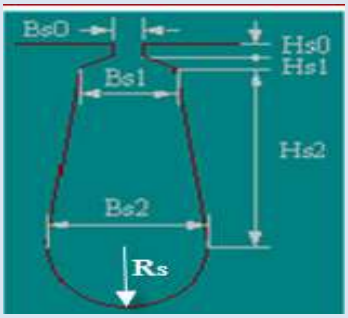
Paramètres	Désignation	Value
Nombre de dent statorique	Z	24
Nombre de pair de pôle	P	1
Diamètre externe du stator	D_{sext}	160mm
Diamètre interne du stator	D_{sint}	92.7 mm
Largeur de la dent statorique	L_{ds}	8.62mm
Hauteur de la dent statorique	H_{ds}	16.85 mm
Longueur de la machine	L_m	100mm
Largeur de l'entrefer	e	0.5mm
Angle d'ouverture rotorique	βr	66°
Diamètre de rotor	D_r	91.7 mm
Diameter de l'axe	D_a	25 mm
Puissance	P	4KW
Courant nominal	In	8.1A
Fréquence	f	50Hz
Encoche du stator		Hs0 =1mm Hs1 =1mm Hs2 =10mm Bs0 =3.5mm Bs1 =6.5mm Bs2 =10mm Rs =1mm

Tableau III.2: *Propriétés du matériau magnétique de la MSynR.*

Propriété	Valeur
Conductivité ρ	230950 s/m
Densité σ	7650 Kg/m2
Perméabilité relative μr	880

III.2. Définition du maillage

La méthode des éléments finis repose sur une discrétisation du domaine d'analyse selon un maillage. On a choisi un maillage triangulaire. Nous avons donc resserré ce maillage près des endroits d'intérêt. Plus le maillage est resserré aux endroits d'intérêt, plus la solution que l'on obtient par la méthode des éléments finis (FEM) sera précise et proche de la vraie solution de l'équation aux dérivés partielles.

Sur la figure III.2 nous pouvons observer un maillage beaucoup plus resserré à l'entrefer par rapport au maillage du rotor et du stator. Sur la figure III.3 en représente la condition aux limites type *Dirichlet* appliquée à la machine.

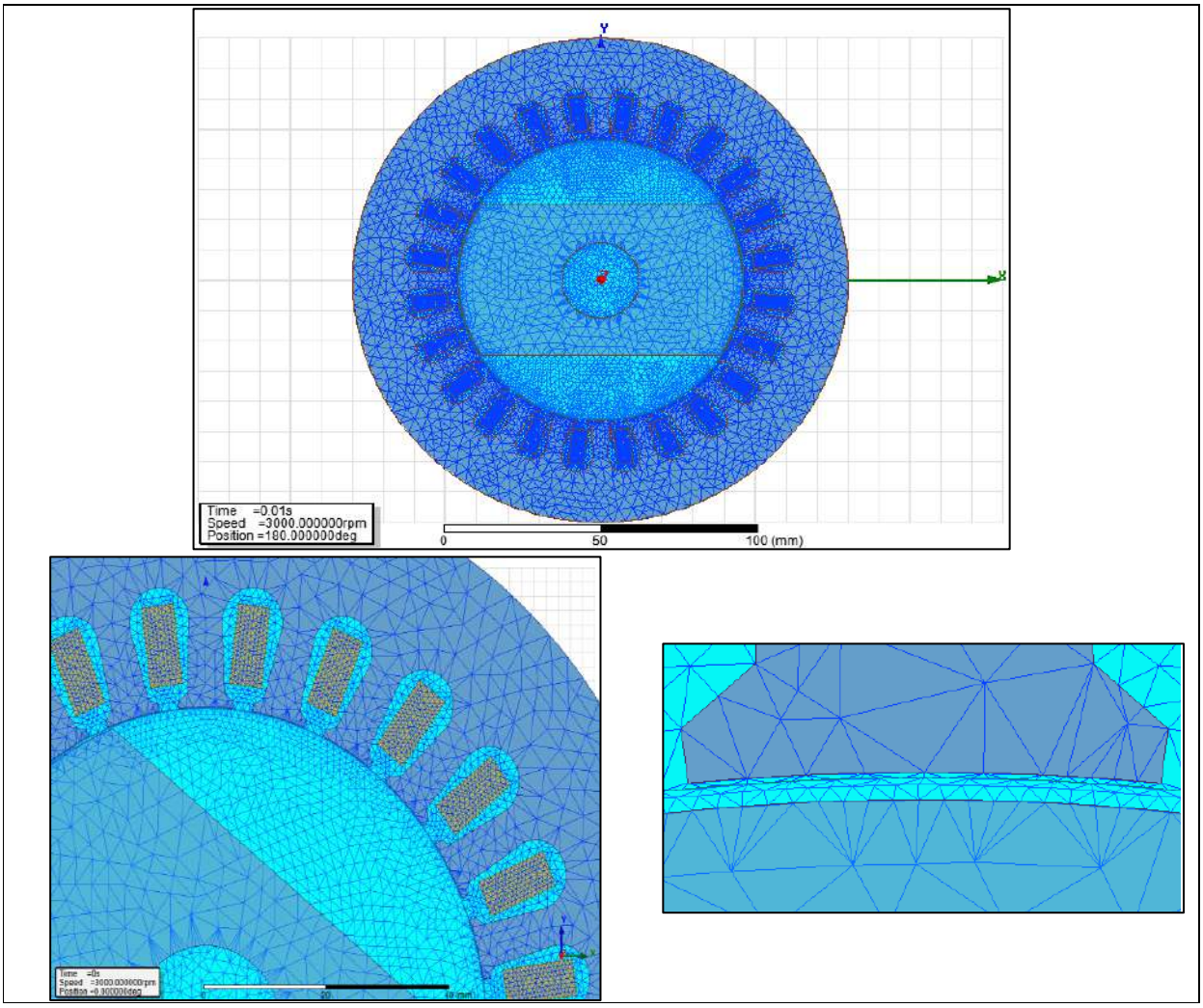


Figure III.2: *Maillage de la machine.*

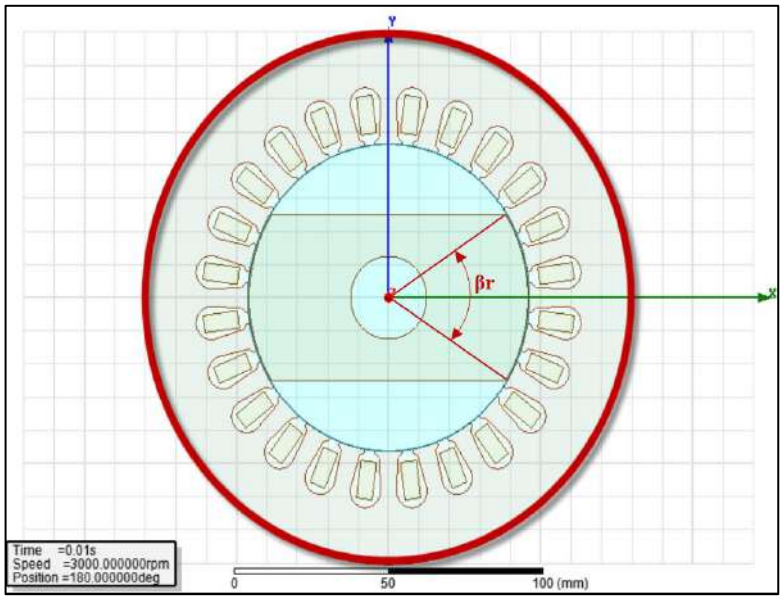


Figure III.3: *Condition aux limites appliquées à l'extérieur du domaine (Dirichlet).*
(βr : Angle d'ouverture rotorique)

III.3. Couplage du modèle éléments finis avec circuit électrique

Le couplage entre le modèle éléments finis et le circuit électrique de la machine, illustré sur la figure III.4, est réalisé sous l'environnement du logiciel de calcul numérique *Ansoft Maxwell* avec le simulateur des circuits électriques du logiciel *Simplorer*.

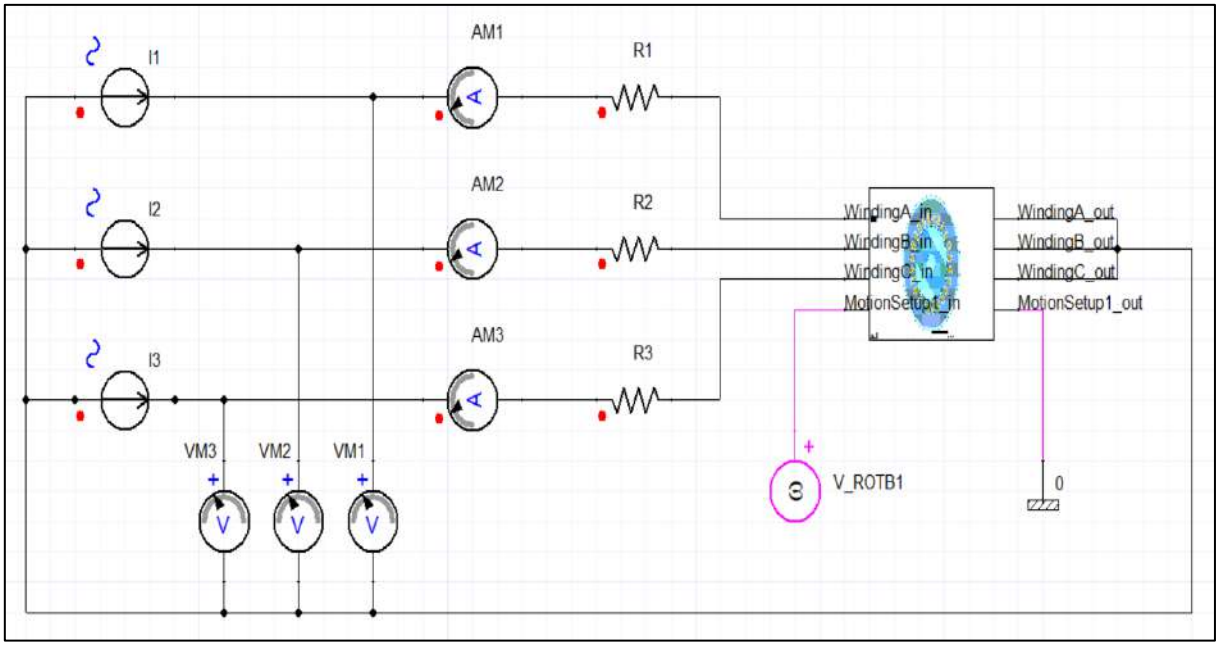


Figure III.4: *Schéma synoptique du Couplage Ansoft Maxwell Simplorer*.

III.4. Influence des variables de la machine sur le couple et les pertes magnétiques

Dans cette partie nous allons étudier l'influence des paramètres de la machine sur le couple est les pertes magnétique. Les paramètres choisit sont l'épaisseur de l'entrefer (**e**), l'angle d'ouverture du rotor (***βr)***, la largeur ($\mathbf{L_{ds}}$) et la hauteur ($\mathbf{H_{ds}}$) de la dent statorique. Cette étude se fera en considérant la fréquence de f=50Hz, et ceci pour deux valeurs du courant d'excitations statoriques 8.1A et 32.4A. Le premier il s'agit du courant nominal de la machine tandis que le deuxième correspond à quatre fois le courant nominal.

Nous fixons la longueur de la machine, le rayon externe et interne du stator, aux valeurs indiquées dans le tableau III.3.

Tableau III.3: *Paramètres fixés de la MSynR.*

Paramètres	**Valeurs**	**Unité**
Longueur de la machine ***Lm***	100	[mm]
Rayon externe du stator ***Dsext***	160	[mm]
Rayon interne du stator ***Dsint***	92.7	[mm]

Ce procédé ne tient pas évidemment en compte de l'interaction entre les variables simultanément, néanmoins, il permet d'identifier les variables les plus influentes ainsi que les tendances globales du couple et des pertes magnétiques.

III.4.1. Etats magnétiques de la machine

Il est souvent utile de commencer l'analyse par la représentation de l'état magnétique de la machine étudiée. L'examen des cartes de champ est un bon moyen de vérifier si les résultats sont raisonnables. La figure III.5 représente l'état magnétique de la MSynR étudiée.

Sur cette figure nous remarquons bien la présence de deux pôles magnétiques. La distribution des lignes du champ est symétrique à l'axe direct de la machine. La répartition de l'induction dans le circuit magnétique n'est pas régulière, en fait l'induction est maximal dans les dents faces au rotor. Les lignes de champ suivant l'axe q est presque inexistantes et les fuites inter-polaires sont presque nulles.

On constate sur la même figure que l'induction magnétique B est concentrée au niveau de la culasse et des dents statoriques. Ça est dû à la perméabilité qui est grande dans cette région, cette induction magnétique est moins grande voire nulle dans les encoches statoriques et dans l'arbre de la machine en raison de sa faible perméabilité (milieux non magnétique).

L'induction magnétique est plus concentrée au niveau des surfaces réduites par exemple au niveau des dents statoriques et elle est moins concentrée dans les grandes surfaces par exemple dans la culasse vue la fonction (l'induction est égale au flux divisé par la surface).

On remarque sur la figure III.5 que les lignes de flux cernent essentiellement les pôles de la machine et elles passent par l'entrefer pour arriver jusqu'au rotor, la majorité de ces lignes passent par le circuit magnétique car il présente une perméabilité très élevée contrairement à celle des encoches (celle de l'air). On constate aussi qu'il n'y a pas de lignes de flux au niveau des encoches statoriques.

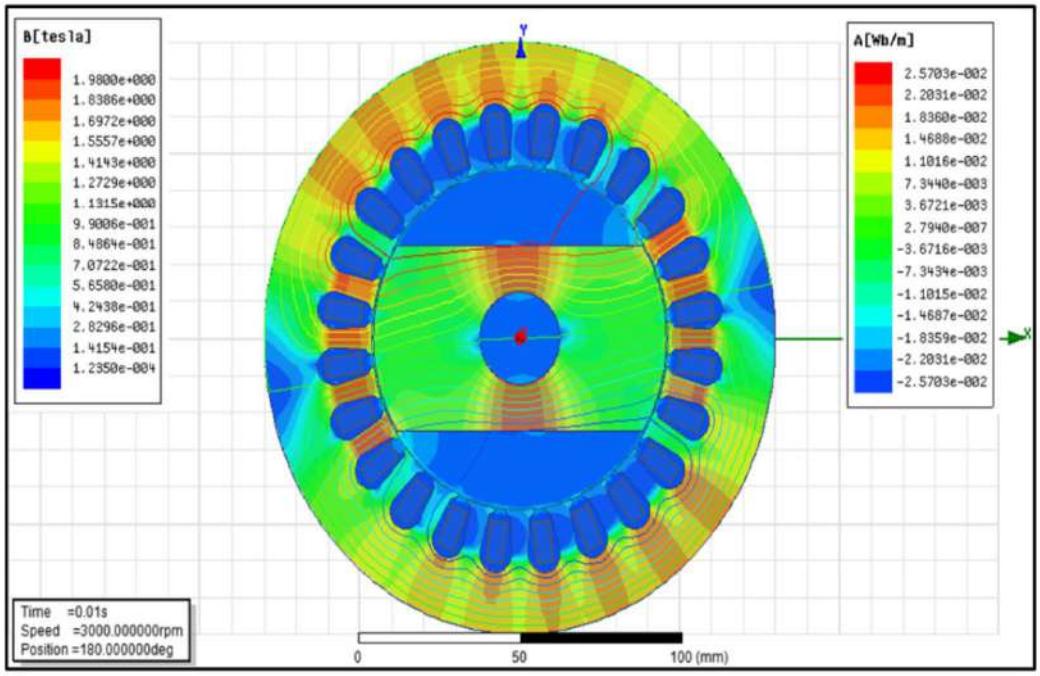


Figure III.5: *L'état magnétique de la MSynR étudiée.*

III.4.2. Influence de l'entrefer (e)

Dans cette partie on fait varier l'entrefer de la machine de e=0.05mm à 3.65mm, avec un pas de 0.46mm, Les résultats obtenus pour cette configuration, sont représentés sur la figure III.6 et la figure III.7.

III.4.2.1. Influence sur le couple

Sur la figure III.6 représentant la variation du couple en fonction de l'entrefer on constate que le couple est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer, ceci est dû à l'augmentation de la réluctance avec l'augmentation de l'épaisseur de l'entrefer qui conduit à la diminution de l'inductance suivant la direction de l'axe (d). Sur cette figure on voit clairement que le couple est proportionnel au courant d'alimentation.

III.4.2.2. Influence sur les pertes magnétiques

La courbe correspondant à la variation des pertes magnétique en fonction de l'entrefer de la machine est illustrée sur la figure III.7. D'après cette illustration on constate que les pertes fer diminuent avec l'augmentation de l'entrefer de la machine, cela peut être expliqué par la diminution de l'induction dans la machine. En autre on constate que les pertes magnétiques augmentent avec l'augmentation du courant d'excitation.

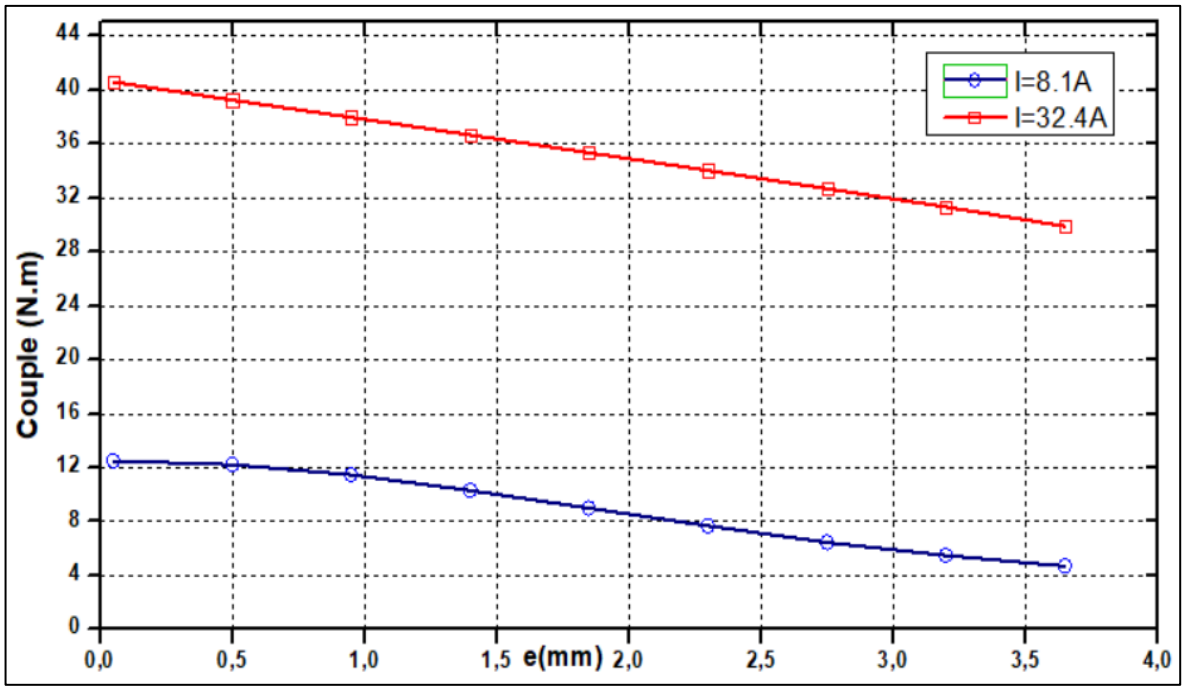


Figure III.6: *Couple en fonction de l'entrefer* ***(e)***.

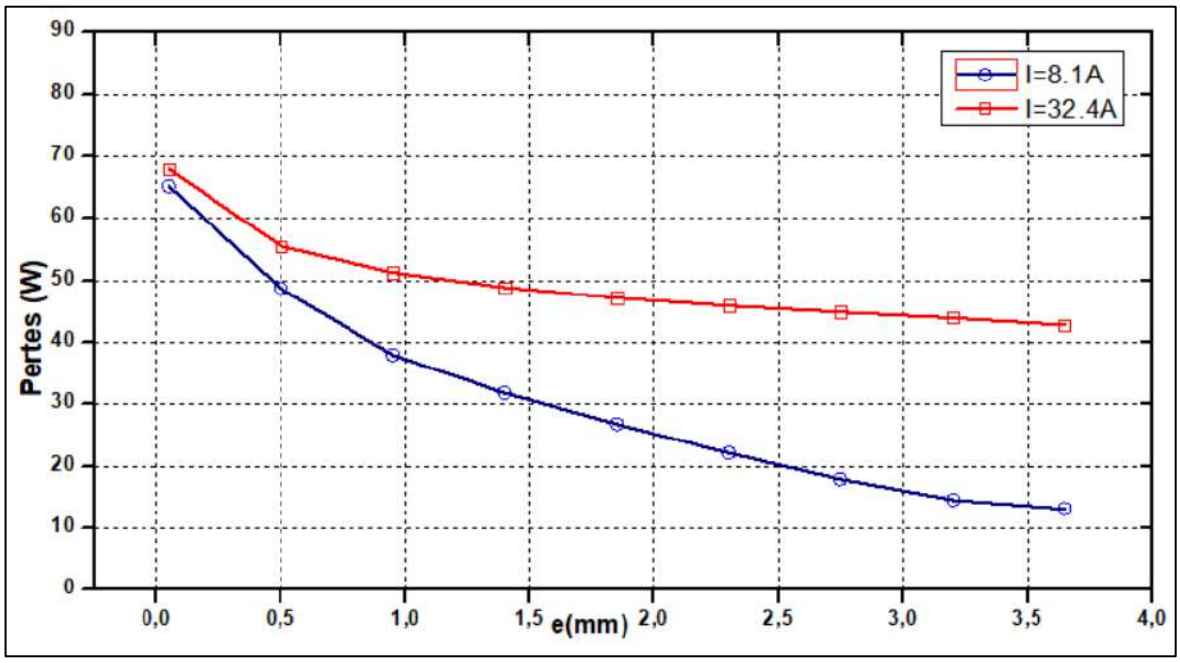


Figure III.7: *Pertes magnétiques en fonction de l'entrefer* ***(e)***.

III.4.3. Influence de l'angle d'ouverture rotorique (βr)

La forme du rotor est l'un des paramètres les plus importants des machines à réluctance variables, influant les pertes magnétiques et le couple de la machine. Dans ce qui suit nous étudions l'évolution du couple et des pertes magnétiques en fonction de l'angle d'ouverture rotorique pour deux valeurs du courant d'excitations statoriques 8.1A, 32.4A. On fait varier l'ouverture angulaire du rotor de 25° à 160°, ce qui correspond à la variation de la largeur du rotor. Les résultats obtenus sont représentés sur les figures ci-après.

III.4.3.1. Influence sur le couple

En effet, comme illustré sur la figure III.8, le maximum du couple se déplace vers un angle approximativement de 66° pour les deux courants d'excitation. Ce déplacement est causé par la saturation de la machine. A partir de 66°, le couple diminue, cette démunissions du couple est dû à la faible différence de la réluctance suivant les deux axes (d,q). Dans ce cas le rotor est estimé trop large. Rappelons que certains auteurs ont obtenus un couple maximale pour un angle βr voisin 70° dans la référence [175] et pour un angle βr voisin 60° dans les références [190-191].

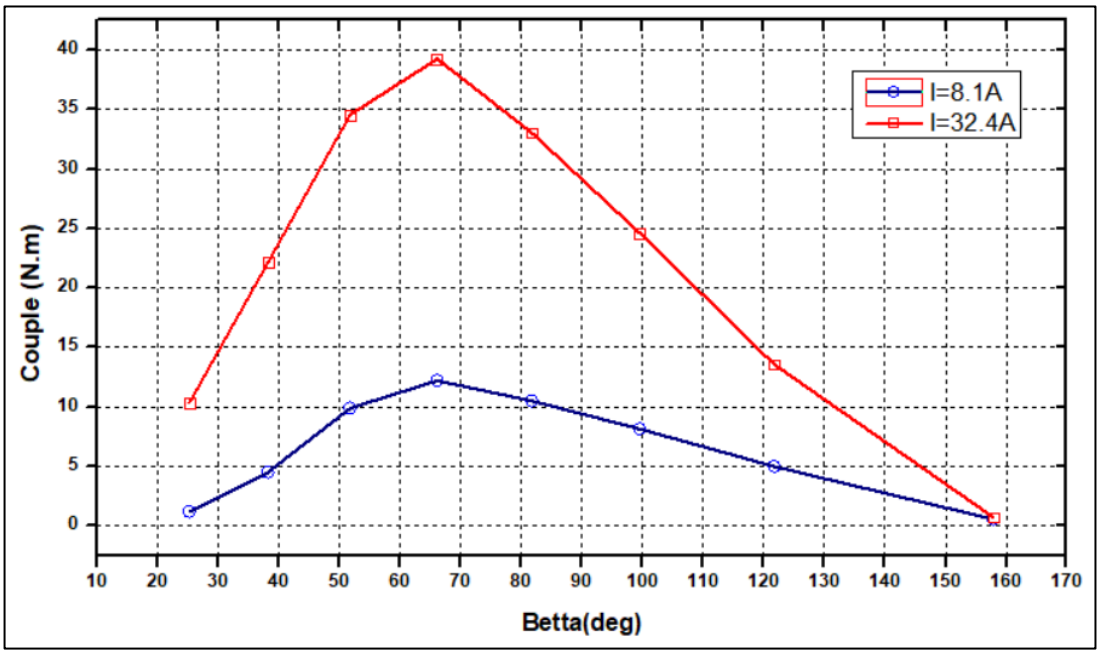


Figure III.8: *Couple en fonction de l'angle d'ouverture rotorique* ***βr.***

III.4.3.2. Influence sur les pertes magnétiques

L'influence de l'angle d'ouverture de rotor sur les pertes fer de la machine est illustrée sur la figure III.9. A première vue on constate qu'à partir de l'angle de 66° qui correspond au maximum du couple les pertes magnétiques tendent vers une certaine limite et qui restent approximativement constantes.

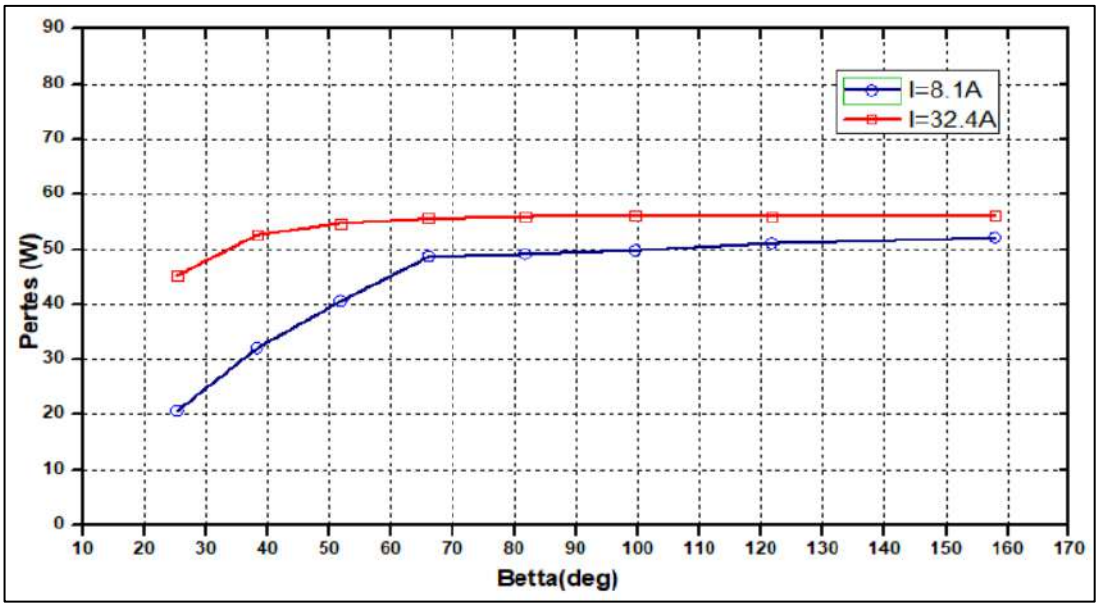


Figure III.9: *Pertes magnétiques en fonction de l'angle d'ouverture rotorique* ***βr.***

III.4.4. Influence de la largeur de la dent statorique (Lds)

Dans cette partie nous étudions l'évolution du couple et des pertes magnétique en fonction de la largeur de la dent statorique (**L_{ds}**), pour les deux courants d'excitation. Pour cela nous allons faire varier la largeur de la dent statorique de L_{ds}=7.63 mm à L_{ds}=11.13 mm correspondant presque à la limite physique de la dent de la machine.

III.4.4.1. Influence sur le couple

L'influence de la largeur de la dent statorique sur le couple de la machine est illustrée sur la figure III.10.

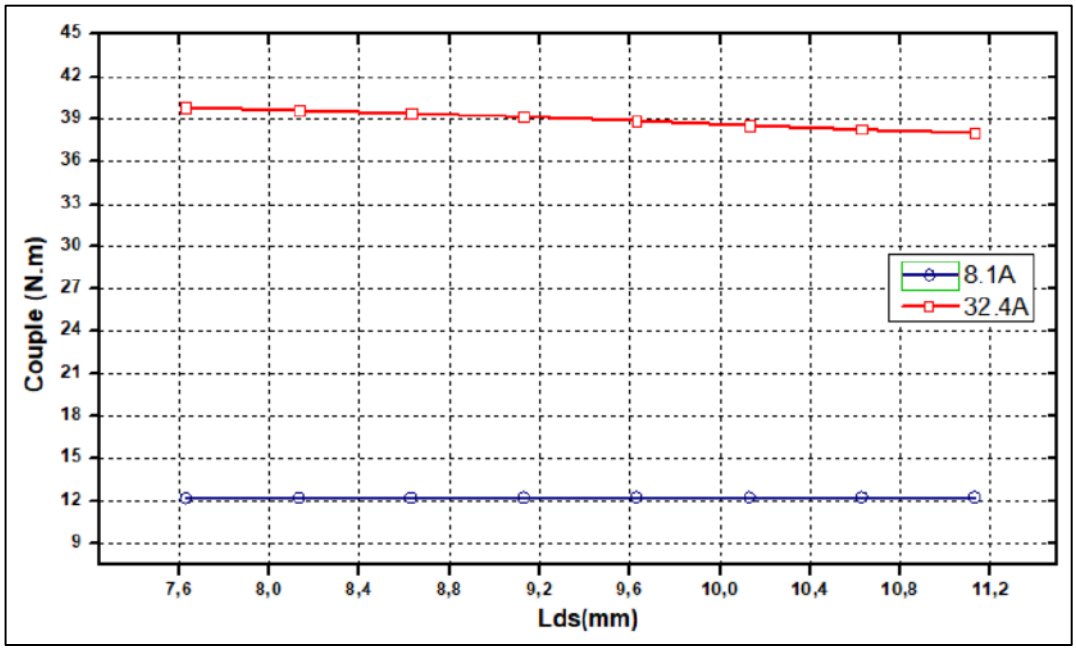


Figure III.10: *Couple en fonction de la largeur de la dent statorique L_{ds}.*

III.4.4.2. Influence sur les pertes magnétiques

L'influence de la largeur de la dent statorique sur les pertes magnétique de la machine est illustrée sur la figure III.11.

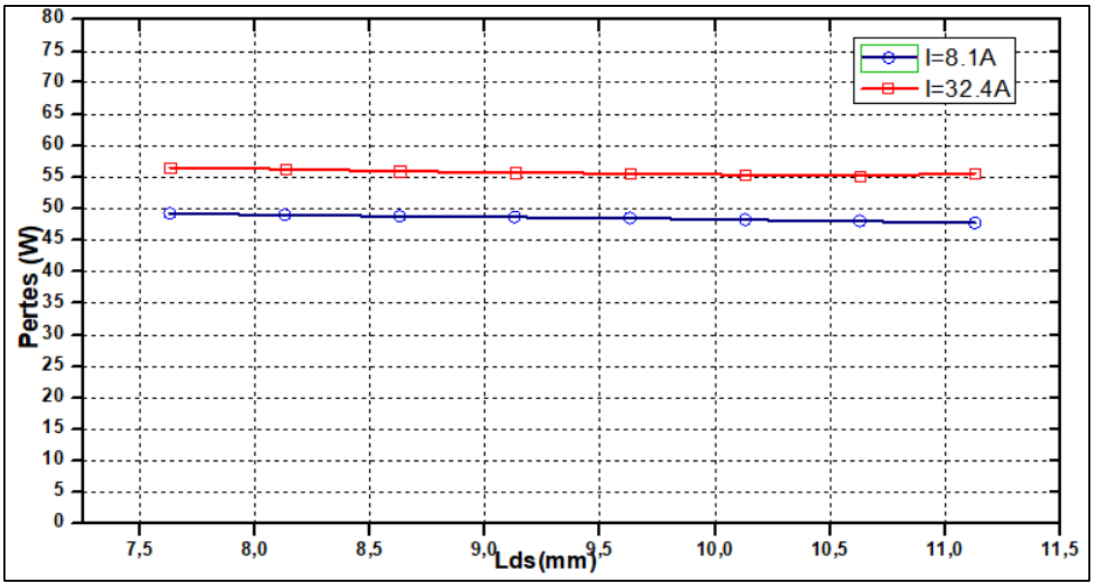


Figure III.11: *Pertes magnétiques en fonction de la largeur de la dent statorique L_{ds}.*

Les figures représentant la variation du couple en fonction de la largeur de la dent statorique ainsi que celles correspondant à la variation des pertes magnétiques démontrent que la largeur de la dent statorique n'influence pas fortement le couple et les pertes magnétiques de la MSynR cela pourra être expliqué par le fait que ces dents faisant face au pôle rotorique ne sont pas saturées. Ces figures nous montrent également que le couple et les pertes fer de la machine restent presque constants tout en augmentant la largeur de la dent statorique. Cependant on remarque toujours que le couple et les pertes magnétiques sont proportionnels au courant d'excitation.

III.4.5. Influence de la hauteur de la dent statorique (Hds)

On enchaîne notre travail par l'étude de l'influence de la hauteur de la dent statorique (H_{ds}) sur les pertes magnétiques et le couple de la machine, pour les deux courants d'excitation 8.1A et 32.4A.

III.4.5.1. Influence sur le couple

Les illustrations du couple en fonction de la hauteur de la dent statorique de la figure III.12 démontrent clairement que le couple diminue tout en augmentant la hauteur de la dent statorique, cela pourra être expliqué par la saturation de la couronne statorique et l'augmentation de la réluctance de circuit magnétique.

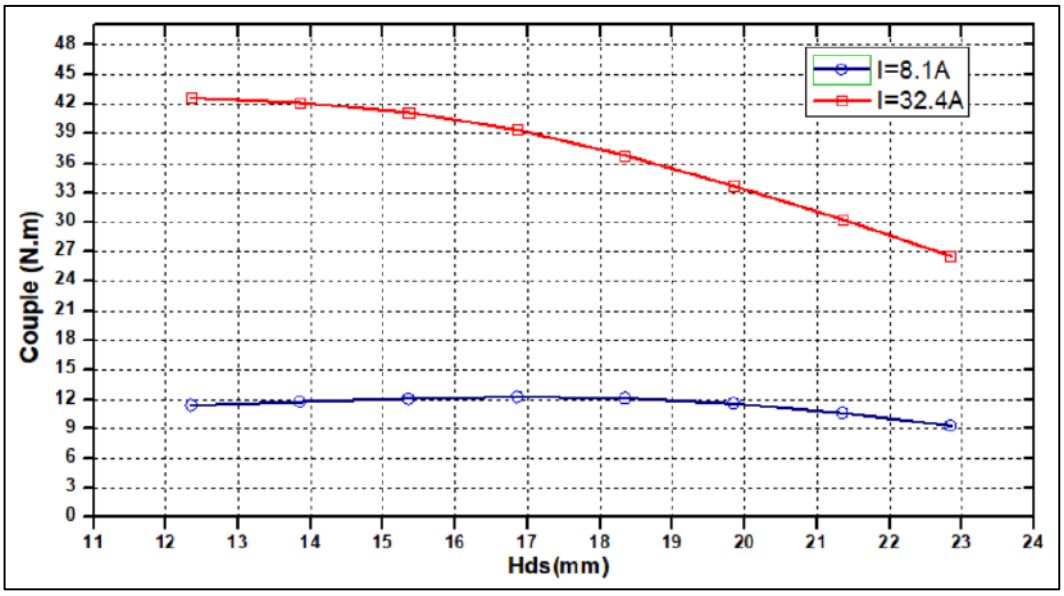


Figure III.12: *Couple en fonction de la hauteur de la dent statorique H_{ds}.*

III.4.5.2. Influence sur les pertes magnétiques

La figure III.13 illustre l'évolution des pertes magnétiques de la machine en fonction de la hauteur de la dent statorique, sur cette figure on voit que pour un courant de 8.1A les pertes croissent légèrement vers un maximum puis elles diminuent avec l'augmentation de la hauteur de la dent. Tandis que pour le courant de 32.4A les pertes sont inversement proportionnelles à l'augmentation de la hauteur de la dent statorique.

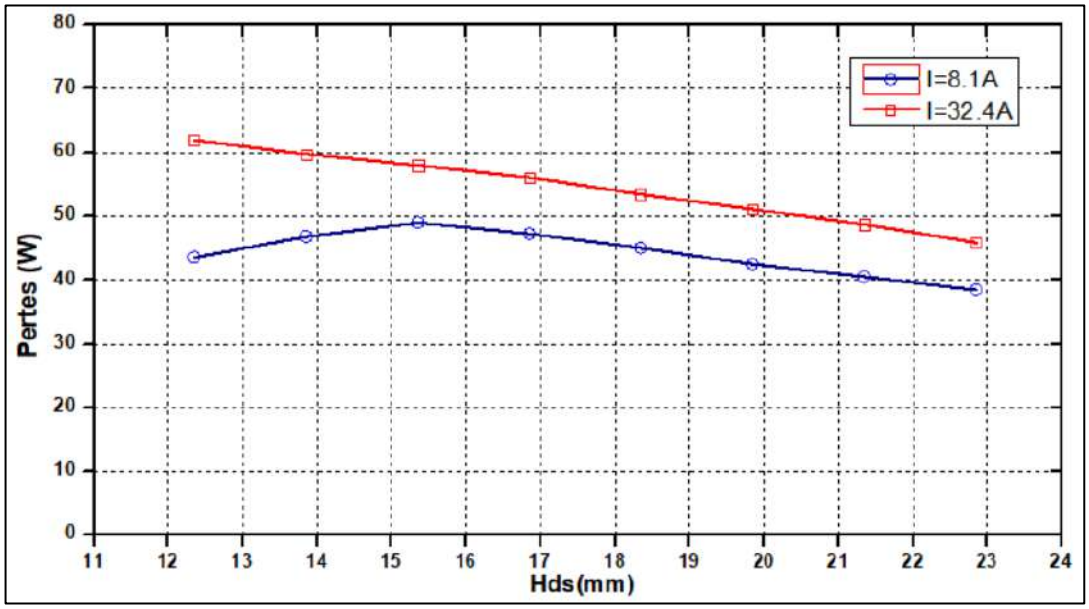


Figure III.13: *Pertes magnétiques en fonction de la hauteur de la dent statorique H_{ds}.*

Pour récapituler tout ce qu'on a vu précédemment, dans cette étude non linéaire en élément finis nous avons constaté que :

- Le couple est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer.

- Les pertes magnétiques diminuent avec l'augmentation de l'entrefer de la machine.
- Le maximum du couple pour la machine se déplace vers un angle βr= 66°.
- A partir d'un angle βr=66° qui correspond au maximum du couple les pertes magnétiques tendent vers une certaine limite et qui restent approximativement constantes.
- La largeur de la dent statorique n'influe pas fortement sur le couple et les pertes magnétiques de la machine.
- Le couple et les pertes magnétiques diminuent tout en augmentant la hauteur de la dent statorique.
- Le couple et les pertes magnétiques sont proportionnels aux courants d'excitation statorique.

III.5. Etude Expérimentale

L'étude expérimentale va nous permettre d'identifier les paramètres de la machine et de valider les résultats du modèle développé de l'étude en élément finis. Nous débutons cette partie par la présentation des bancs d'essais réalisés à cette effet, ensuite nous exposons une étude expérimentale afin d'identifier la résistance et l'inductance synchrone de la machine objet de projet de thèse, ainsi que les pertes mécaniques et les pertes fer et l'allure de couple de la machine. Parallèlement, nous comparons les résultats expérimentaux avec des résultats de l'analyse par la méthode des éléments finis.

III.5.1. Bancs d'essais

Afin de mener à bien notre étude expérimentale, deux bancs de mesure ont été réalisés au niveau de laboratoire d'électromagnétisme de l'UER d'électrotechnique de l'EMP.

Le banc d'essai n°1 regroupe une machine synchrone à réluctance variable (MSynR), d'une puissance de 4000W, une machine à courant continu (MCC) d'une puissance de 1500W, un Oscilloscope numérique à mémoire, une pince ampère-métrique, un module de mesure (courant, tension, puissance) et une source d'alimentation continue.

Le banc d'essai n°2 regroupe la machine synchrone à réluctance variable (MSynR), un frein électromagnétique, une unité de commande de frein munie de capteurs de tension et de courant, un Oscilloscope numérique à mémoire et un module de mesure (courant, tension, puissance).

Nous présenterons dans les prochains paragraphes, les essais réalisés sur la MSynR en vue d'identifier ses caractéristiques et de valider le model de calcul en éléments finis.

III.5.2. Mesure des résistances

Comme la résistance dépend de la résistivité de matériau des conducteurs, elle-même fonction de la température, il est nécessaire de prendre en compte l'élévation de la température en procédant à la mesure de la résistance d'une phase statorique à chaud. Cette

méthode consiste simplement, à alimenter, avec une tension continue, une phase du stator et on mesure le courant circulant dans cette phase. Le courant est réglé à sa valeur nominale. Dans ce cas la résistance statorique sera:

$$R_S = \frac{V_{S1}}{I_{S1}} \qquad \text{(III.1)}$$

III.5.3. Mesure de l'inductance synchrone de la MSynR

La mesure des inductances est faite par la méthode de l'échelon de tension. Cet essai consiste à appliquer un échelon de tension continue de faible amplitude aux bornes des enroulements statoriques, et à relever l'évolution du courant. Nous avons choisi comme source de tension une alimentation de secours qui possède une batterie de 12V, car elle délivre un courant sans harmoniques ce qui n'est pas le cas d'une source de tension d'alimentation. On effectue des mesures du courant et de tension pour différentes positions du rotor, selon le montage de la figure III.14.

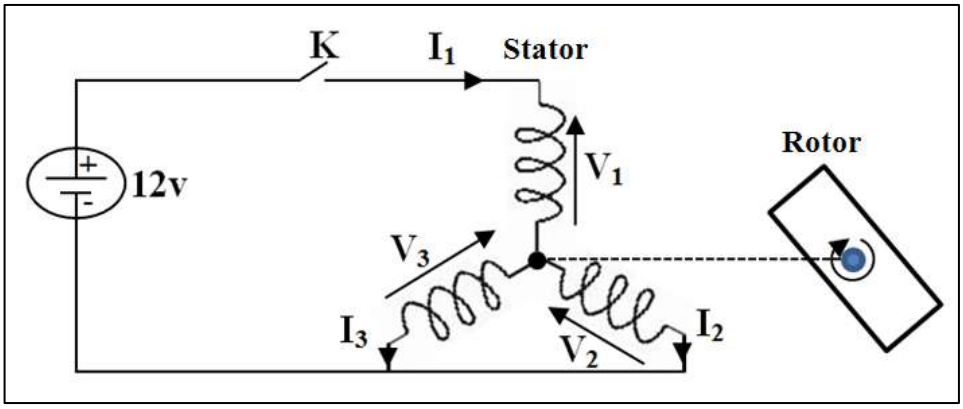


Figure III.14: *Schéma du montage pour la méthode de l'échelon de tension*.

- ***Mode opératoire***

On ferme l'interrupteur K de la figure III.14, ce qui impose une valeur du courant d'alimentation I1=+I, I2=I/2, I3=I/2. Ensuite on fait tourner le rotor de la MSynR par le moteur MCC à une vitesse de 200 Tr/min. Par une pince ampère-métrique et un oscilloscope à mémoire on enregistre le courant I1 et la tension V1 aux bornes d'une phase correspondante. Finalement, l'inductance peut être calculée par la formule suivante [175]**.**

$$L_1 = \frac{\int_0^\infty V_1 dt - R_S \int_0^\infty I_1 dt}{I_{1\infty}} \qquad \text{(III.2)}$$

∞: Correspond en régime permanent.

Le banc expérimental réalisé pour la mesure de l'inductance est représenté sur les photographies ci-après :

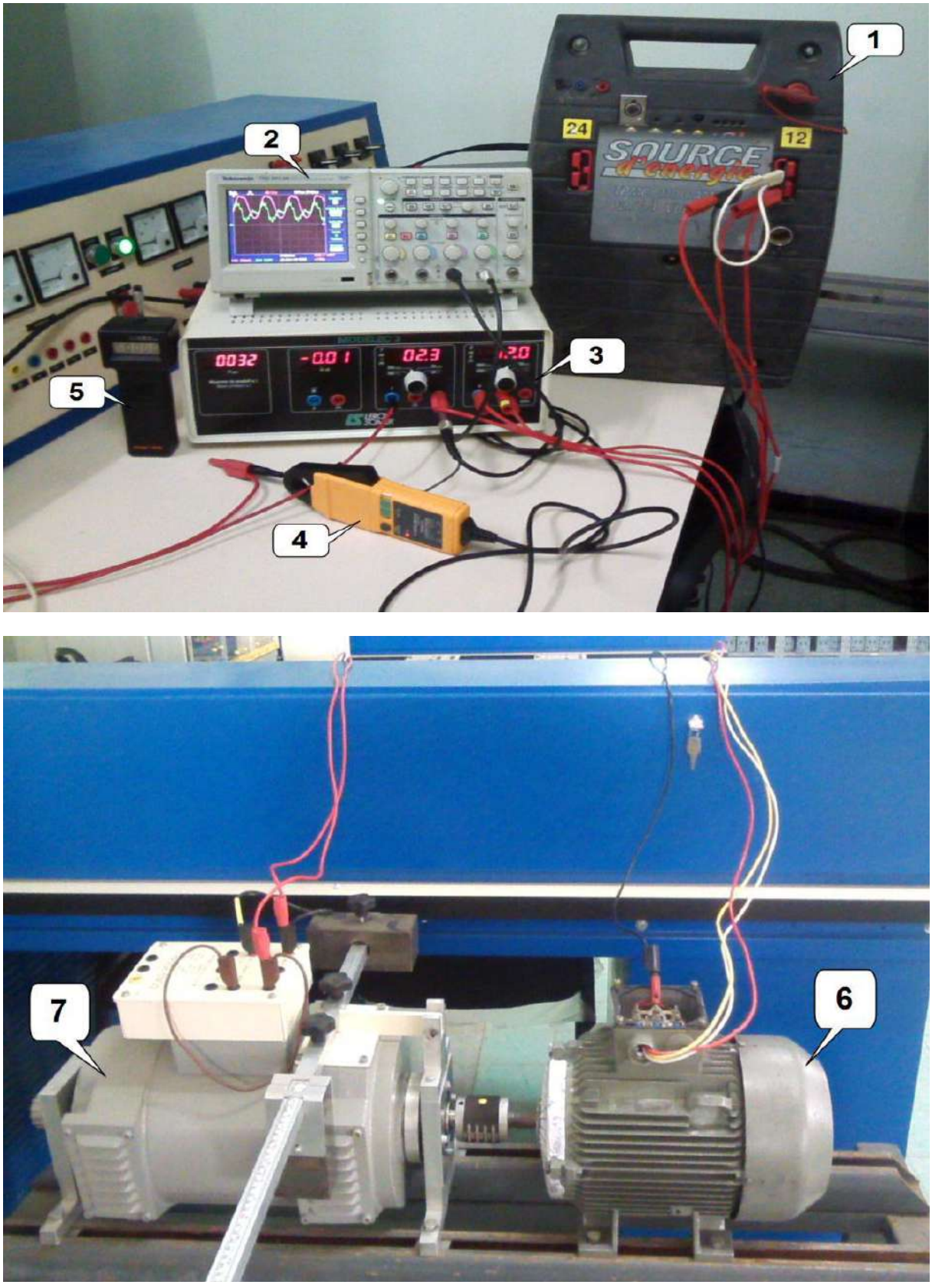


Figure III.15: *Photographies du banc d'essai N°1.*

Sur les photographies de la figure 15 on peut identifier les éléments suivants: **1**.Une source d'alimentation continue, **2**.Un Oscilloscope à mémoire, **3**.Un Module de mesure, **4**.Une Pince ampère-métrique, **5**.Un Tachymètre, **6**.Une MSynR, **7**.Une Machine à courant continu.

De la même manière on a réalisé un banc virtuelle du banc expérimentale et on a relevé le courant I1, la tension V1 ainsi que l'inductance synchrone d'une phase de la machine en utilisant la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel *Ansoft Maxwell* avec un couplage circuit externe sous *Ansoft Simplorer* par une alimentation en courant continu des enroulements de la machine. Les résultats obtenus de la mesure expérimentale et de la MEF sont représentés sur les figures ci-dessous (Figure III.16, Figure III.17). La courbe verte représente la tension simple d'une phase, et la courbe mauve représente le courant dans la phase correspondante.

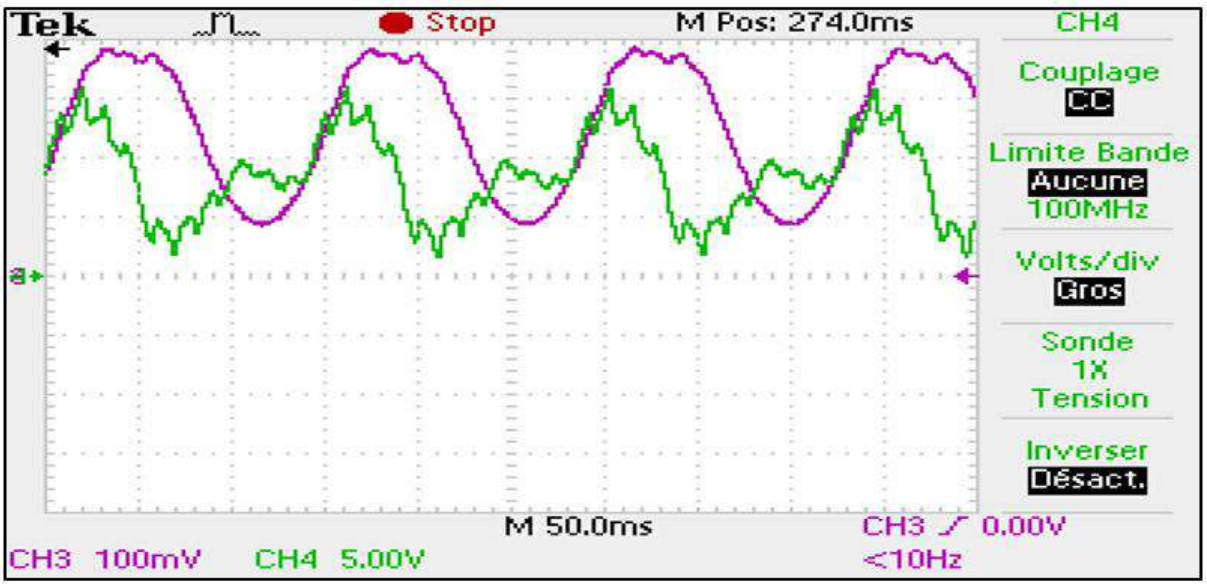


Figure III.16: *Courant et tension aux bornes d'un enroulement (Mesure).*

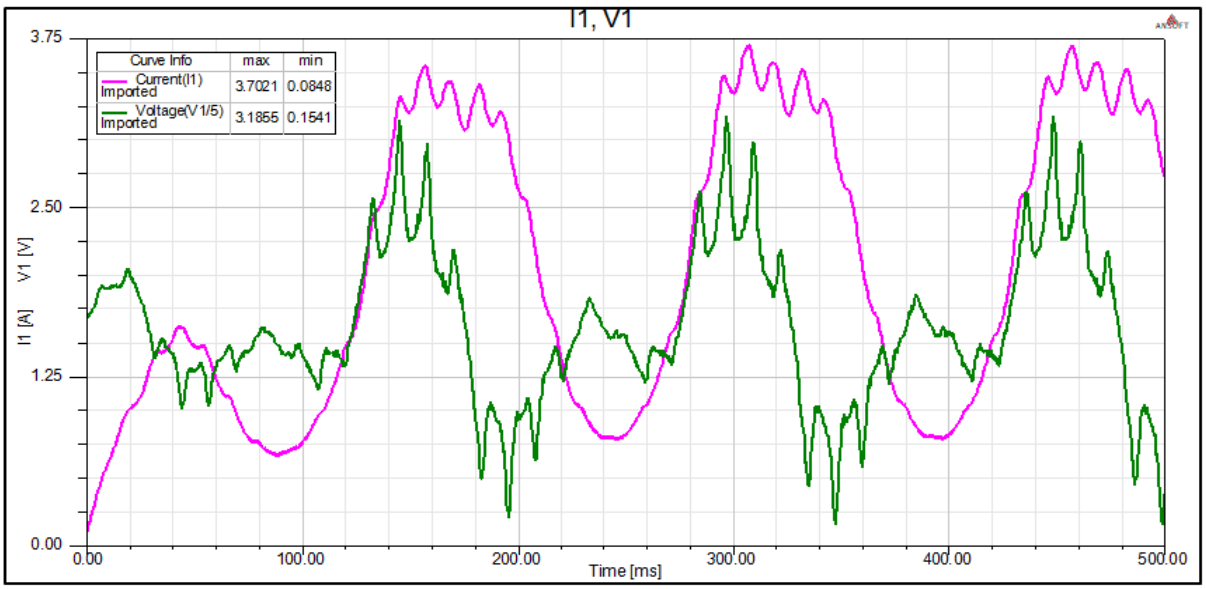


Figure III.17: *Courant et tension aux bornes d'un enroulement (FEM).*

Finalement l'inductance synchrone de la machine obtenue par la méthode des éléments finis et celle obtenue par la mesure expérimentale peuvent être représentées sur la figure III.18.

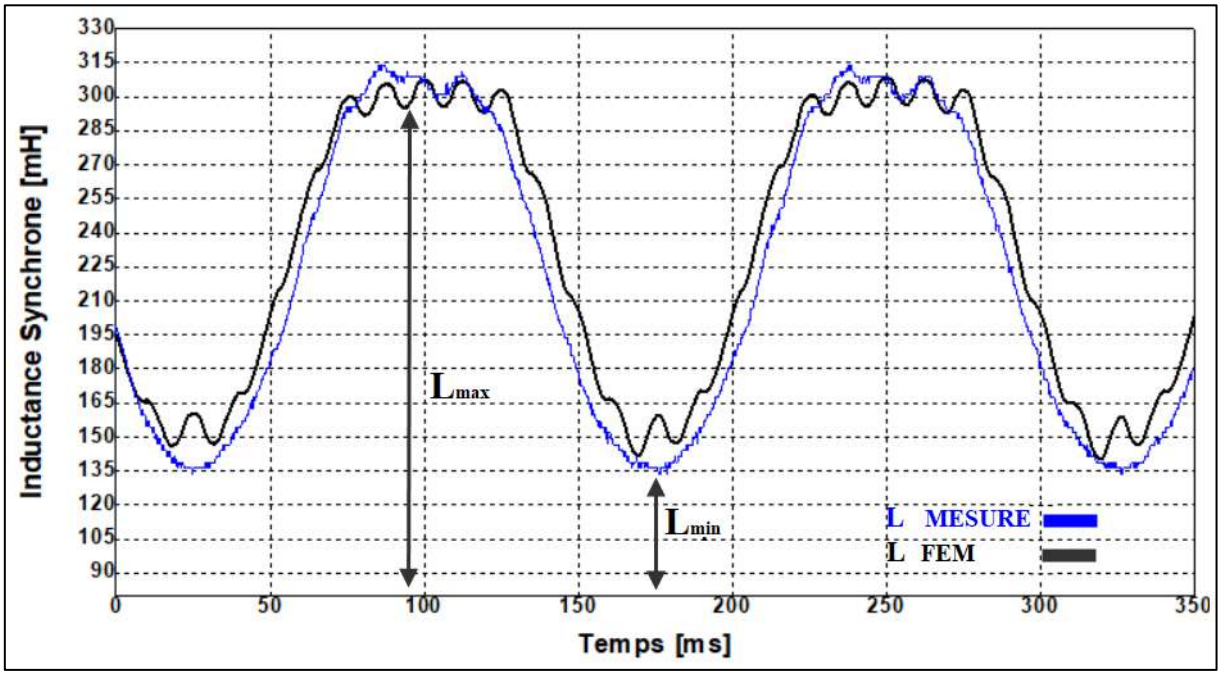


Figure III.18: *Evolution de l'inductance synchrone de la machine (FEM et Mesure)*.

Sur la figure III.18 on constate que les amplitudes des inductances, issues des essais de mesure et du modèle numérique par la méthode FEM, sont légèrement différentes avec une sous-estimation du modèle numérique, nous pensons que cette légère différence est due aux erreurs de mesures. Dans cette figure nous distinguons les niveaux de l'inductance aux niveaux des dents et des encoches, les valeurs élevées correspondent aux dents et les faibles valeurs à celles des encoches, il ressort aussi de cette courbe, le caractère périodiques du l'inductance sur le tour de la machine ce qui est évidemment prévisible; cela est due donc à la saillance du rotor. Finalement les deux courbes de l'évolution de l'inductance mesurée, comparé à celle obtenue du modèle développé par élément finis se coïncident, et l'on peut relever les valeurs des inductances caractéristiques en conjonction et en opposition de la machine synchrone à réluctance variable (tableau III.4).

Tableau III.4: *Inductances caractéristiques L_d et L_q.*

	FEM	Mesure
Ld(mH)	462.33	472.50
Lq(mH)	204.81	210.22

III.5.4. Mesure du couple de la MSynR

Dans cette partie nous exposons une étude expérimental afin d'identifier le couple de la machine. Les essais sont effectués sur une MSynR, réalisée au niveau du laboratoire systèmes électromagnétiques.

Le banc d'essai qu'on a réalisé est représenté sur la figure III.19.

Sur les photographies on peut identifier les éléments suivants : **1**.Unité de commande de frein, **2**.Module de mesure, **3**.Oscilloscope à mémoire, **4**.Table d'alimentation, **5**.Machine synchrone à réluctance variable, **6**.Frein électromagnétique.

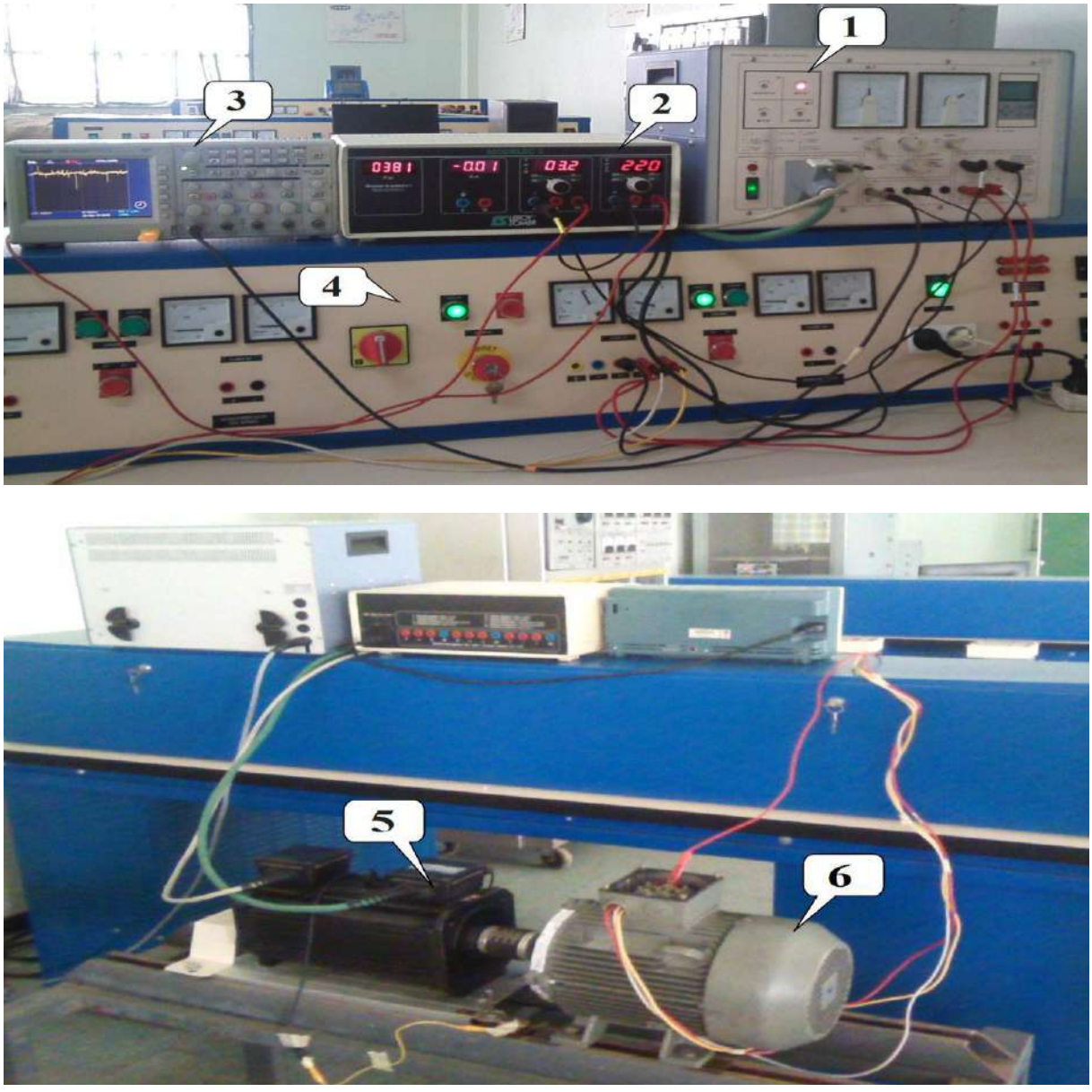


Figure III.19: *Photographies du banc d'essai N°2.*

- ***Déroulement des essais***

On alimente la MSynR avec la tension nominale entre phase de 220v, et en utilisant le frein électromagnétique on lui applique un couple résistant de 3.2N.m. Dans ce cas la machine absorbe un courant de 3.2A. Le couple utile développé par la MSynR est représenté sur la Figure III.20.

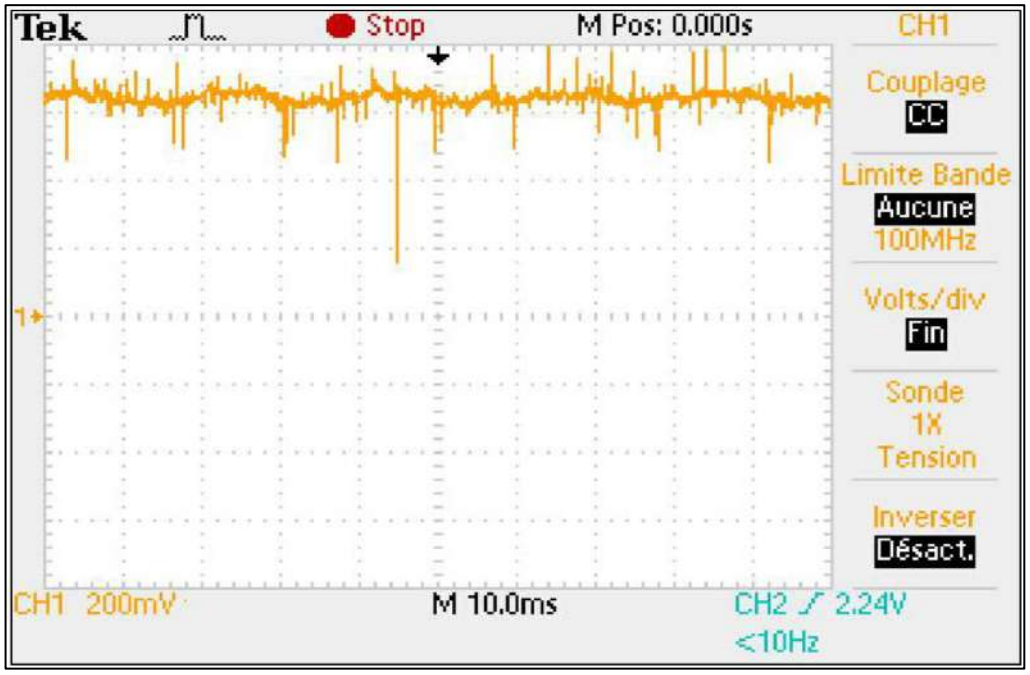


Figure III.20: *L'allure du couple de la MSynR (Mesure).*

III.5.5 Pertes joules de la MSynR

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant électrique, continu ou alternatif, il sera chauffé et dégage une certaine quantité de chaleur. C'est l'effet joule, cette puissance perdue par échauffement est appelée pertes joules. Elle peut être calculée par l'expression suivante :

$$P_{joul(SynRM)} = 3.R_S I_{eff}^2 \qquad \text{(III.3)}$$

Où : Rs est la résistance d'une phase statorique

III.5.6. Mesure des pertes mécaniques de la MSynR

On détermine les pertes mécaniques de la MSynR en réalisant deux essais en utilisant la MCC du banc d'essai N°1. Le premier essai consiste à entrainer la MSynR avec la MCC, le deuxième consiste à faire fonctionner la MCC seule. La puissance consommée par la MCC est mesurée à l'aide du wattmètre numérique de module de mesure.

- ***Déroulements des essais***

Dans le premier essai les deux machines sont accouplées, et la MCC fonctionne en moteur tournant à sa vitesse nominale, et la MSynR en génératrice à vide. La puissance consommée par la MCC est alors exprimées Pa1(MCC). Dans le deuxième essai les deux machines sont désaccouplées, la MCC seule, dans ce cas la machine à courant continu fonctionne en moteur à vide à sa vitesse nominale. Le moteur absorbe une puissance Pa2(MCC).

Il est alors possible, de déduire les pertes mécaniques de la MSynR de la formule suivante:

$$P_{mec(SynRM)} = P_{a1(MCC)} - P_{a2(MCC)} \quad \text{(III.4)}$$

***Avec**: Pa1(MCC): Puissance totale absorbée par la MCC dans l'essai 1, Pa2(MCC): Puissance totale absorbée par la MCC dans l'essai 2.*

III.5.7. Mesure des pertes magnétiques

Les pertes magnétiques de la machine peuvent être calculées en utilisant l'expression suivante :

$$P_{a(SynRM)} = P_{u(SynRM)} + P_{joul(SynRM)} + P_{mec(SynRM)} + P_{mag(SynRM)} \quad \text{(III.5)}$$

Avec: Pa(SynRM) : Puissance totale absorbée, Pmag(SynRM) : Pertes magnétiques, Pjoul(SynRM) : Pertes joules. Pmec(SynRM) : Pertes mécaniques, Pu(SynRM) Puissance utile.

A partir de l'essai de mesure du couple on relève la puissance absorbée *Pa(SynRM)* de la MSynR ainsi que la puissance utile *Pu(SynRM)*.On détermine alors les pertes magnétiques de l'expression suivante :

$$P_{mag(SynRM)} = P_{a(SynRM)} - (P_{joul(SynRM)} + P_{mec(MSRV)} + P_{u(SynRM)}) \quad \text{(III.6)}$$

Pour le même courant (3.2A) absorbée par la MSynR dans l'essai de mesure de couple à vide on a réalisé un banc expérimental virtuel par la méthode des éléments finis, ce qui nous a permis de relever le couple ainsi que les pertes magnétiques correspondante.

III.5.8. Résultats numériques

Les résultats obtenus par les différents essais pratiques et d'étude en non linéaire du modèle développé par la méthode des éléments finis (FEM) effectués sont regroupés dans le tableau III.5 suivant.

Tableau III.5: *Résultats numériques de mesure et de FEM*

Paramètres	Valeurs Numériques		
Résistance statorique	Rs	3.20 Ω	
Inductance	L_d (FEM)	462.33 mH	Différence 2.15%
	L_d (Mesure)	472.50 mH	
	L_q (FEM)	204.81 mH	Différence 2.64%%
	L_q (Mesure)	210.22 mH	
Puissance absorbée	Pa(SynRM) (Mesure)	1143 W	
Puissance utile	Pu(SynRM (Mesure)	1005.30 W	
Couple utile	Ce(SynRM) (FEM)	3.31 N.m	Différence 3.43%
	Cu(SynRM) (Mesure)	3.20 N.m	
Pertes joules	Ieff (Mesure)	3.20 A	
	Pj(SynRM) (Mesure)	98.30 W	
Pertes mécaniques	Pa1(MCC) (Mesure)	205 W	
	Pa2(MCC) (Mesure)	192 W	
	Pm(SynRM) (Mesure)	13 W	
Pertes magnétiques	Pmag(SynRM) (FEM)	28.70	Différence 8.75%
	Pmag(SynRM) (Mesure)	26.39	

A partir de ce tableau nous constatons que les résultats obtenus par l'analyse en éléments finis (FEM) et ceux obtenus par des essais pratiques sur la MSynR représentés dans le tableau III.5 sont concordants dans l'ensemble ce qui nous permet de considérer que les résultats de l'étude en éléments finis (FEM), et que le modèle développé de la machine sont valides.

Ce modèle validé va être l'objet d'une étude en présences de plusieurs défauts pour la suite de ce travail.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une identification des paramètres de la MSynR en vue de disposer d'une plateforme d'expérimentation virtuelle et réelle de fonctionnement de cette dernière.

Après l'introduction des paramètres dimensionnels et physiques du modèle éléments finis de la machine sous le logiciel *Ansoft Maxwell* et le couplage du modèle éléments finis avec un circuit électrique externe sous *Simplorer*, nous avons représenté les états magnétiques de la machine. Ensuite nous avons identifié et étudié l'influence de plusieurs paramètres géométriques de la machine sur le couple et les pertes magnétiques, pour deux alimentations de courant statorique.

Les résultats obtenus du modèle développé en élément finis ont été validés expérimentalement sur deux bancs d'essais réalisés pour cet effet. Ceci nous permettra d'utiliser le modèle pour une étude comportementale de la machine en présence de défaut de court-circuit au stator et de défaut d'excentricité au rotor, ce qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre IV

Etude et analyse des défauts dans la machine synchrone à réluctance variable (MSynR).

Chapitre IV
Etude et analyse des défauts dans la machine synchrone à réluctance variable (MSynR)

Introduction

La fiabilité est un facteur important pour toute machine utilisée dans l'industrie afin d'assurer une continuité et une sécurité optimales des outils de production. Lorsqu'un défaut survient dans une machine électrique, cela affectera l'ensemble du système et entraînera des pertes économiques considérables. Les performances du système sont affectées pendant une durée indéterminée jusqu'à ce que le composant défectueux soit remplacé. Par conséquent, la surveillance du système et l'identification des défauts à un stade précoce sont essentielles. Pour éviter ces problèmes, les lignes de production doivent être équipées de systèmes de diagnostic fiables pour détecter tout défaut ou changement de condition de fonctionnement avant la panne totale. Par conséquent, il est très avantageux de développer des systèmes de diagnostic pour la détection précoce des défauts pouvant survenir dans les machines électriques [192-193-194]. La prévention de futures événements de défaillance et l'assurance de la sécurité, de la fiabilité et de la maintenabilité des machines sont l'objectif principal de l'identification des défauts des machines électriques.

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, à l'étude et à l'analyse des défauts les plus fréquemment rencontrés dans les machines électriques, en l'occurrence le court-circuit inter-spires d'un même enroulement, court-circuit entre phase, court-circuit entre phase et terre, ouverture d'une phase, excentricité statique (ES), excentricité dynamique (ED) et l'excentricité mixte (EM). Tout en comparant ces défauts de fonctionnement au comportement sain de la machine. Cette étude permet d'évaluer l'impact de chaque défaut sur fonctionnement de la machine. Grâce à cette approche, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence. Pour cet effet une étude du couple électromagnétique et une analyse de la l'inductance synchrone de la machine seront effectuées et ceci pour chaque type du défaut injecté.

IV.1. Fonctionnement sain de la MSynR

Dans les étapes de conception, les paramètres requis pour une analyse FEM sont spécifiés, le mouvement du rotor; les excitations appropriées des enroulements du stator, les matériaux affectés pour le stator, le rotor, les enroulements de stator et les conditions aux limites. Une fois ces paramètres sont déterminés un maillage est généré et on peut lancer l'analyse. Le modèle dynamique de la machine en 2D sous le logiciel Simplorer est représenté sur la figure IV.1.

Le calcul numérique par éléments finis est effectué avec un pas de calcul de 0.0001s pendant un temps de calcul de 40ms pour le couple électromagnétique et 60ms pour le calcul

de l'inductance synchrone de la machine. Le PC utilisé possède un processeur Intel Xeon W-2133 d'une vitesse d'horloge de 3.9GHz.

La machine conçue est analysée pour deux conditions: une pour un fonctionnement sain et une autre avec présence de divers défauts dans la machine.

Dans le fonctionnement sain de la machine, on considère que toutes les bobines des phases sont saines, et que le rotor ne présente aucune excentricité. La source d'alimentation est une source de courant triphasée connectée en série avec l'enroulement de la phase statorique correspondante. Les courants de la phase sont fixes à leurs valeurs nominales (8.1A) figure IV.2.

Le fonctionnement normal de la machine est étudié avec les interrupteurs S1 normalement fermés, et S2 et S3 normalement ouverts (Figure IV.1).

L'analyse basée sur le modèle FEM de la MSynR est lancée sous le logiciel Simplorer. Ensuite nous allons collecter les résultats du couple, ses ondulations et de l'inductance synchrone de la machine. Ces grandeurs seront utilisées comme références pour le cas de fonctionnement de la machine en présence d'un défaut.

- *Etats magnétique de la MSynR (fonctionnement sain)*

La figure IV.3 montre la distribution des lignes de flux magnétique de la machine en cas sain. Dans ce cas, on constate la présence de deux pôles magnétiques et la répartition des lignes de champ est symétrique par rapport à l'axe direct de la machine, l'induction présente une valeur maximale dans les dents en faces du rotor. Les lignes de champ suivant l'axe q sont presque inexistantes et les fuites inter-polaires sont quasi nulles.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (fonctionnement sain)*

La figure IV.4 illustre l'allure du couple de la machine en fonctionnement sain, la valeur moyenne du couple dans ce cas est de 12.19Nm. En effet dans ce cas de fonctionnement toutes les bobines de la machine sont opérationnelles et contribuent à la génération du couple. La valeur des ondulations du couple sont 27.79%. Il est à noter que l'ondulation du couple est normale, elle est due à la saillance du rotor qui est une caractéristique majeure des machines à réluctance variable. Ces ondulations peuvent être réduites au moyen de plusieurs méthodes [195].

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (fonctionnement sain)*

Le logiciel d'analyse FEM proposée dans ce travail fournit des outils pratiques pour l'analyse du spectre harmonique dans les deux logiciel ANSYS utilisés, Maxwell ou/et Simplorer. Une analyse FFT a été effectuée pour ce cas de fonctionnement normal de la machine figure IV.5. Sur cette figure, on constate l'apparition de quelques harmoniques qui contribuent à la forme ondulée du couple qui caractérise ce genre de machine. Le fondamentale du couple de la machine est d'une amplitude de 12.18Nm, tandis que la

fréquence de l'harmonique le plus significatif est de l'ordre de f=1200Hz, son amplitude est de 4.31Nm.

- *Inductance synchrone de la MSynR (fonctionnement sain)*

L'allure de l'inductance synchrone de la machine étudiée est représentée sur la figure IV.6. Sur cette figure, on peut noter les valeurs maximale et minimale de l'inductance. A partir de ces dernières on peut obtenir, comme il a été mentionné au chapitre III, la valeur de l'inductance diagonale L_d = 462.33mH et en quadrature L_q=204.81mH de la machine. La valeur moyenne de l'inductance synchrone d'une phase de la machine correspondant au fonctionnement sain est L_m= 230.97mH.

Comme il a été rapporté dans le chapitre précèdent, sur cette figure nous distinguons les sauts de l'inductance aux niveaux des dents et des encoches. En effet, les valeurs élevées correspondent aux dents statorique tandis que les valeurs faibles sont celles relevées au niveau des encoches.

Il ressort aussi de cette illustration, le caractère périodiques du l'inductance sur le tour de la machine ce qui est évidemment prévisible; cela est due donc à la saillance du rotor.

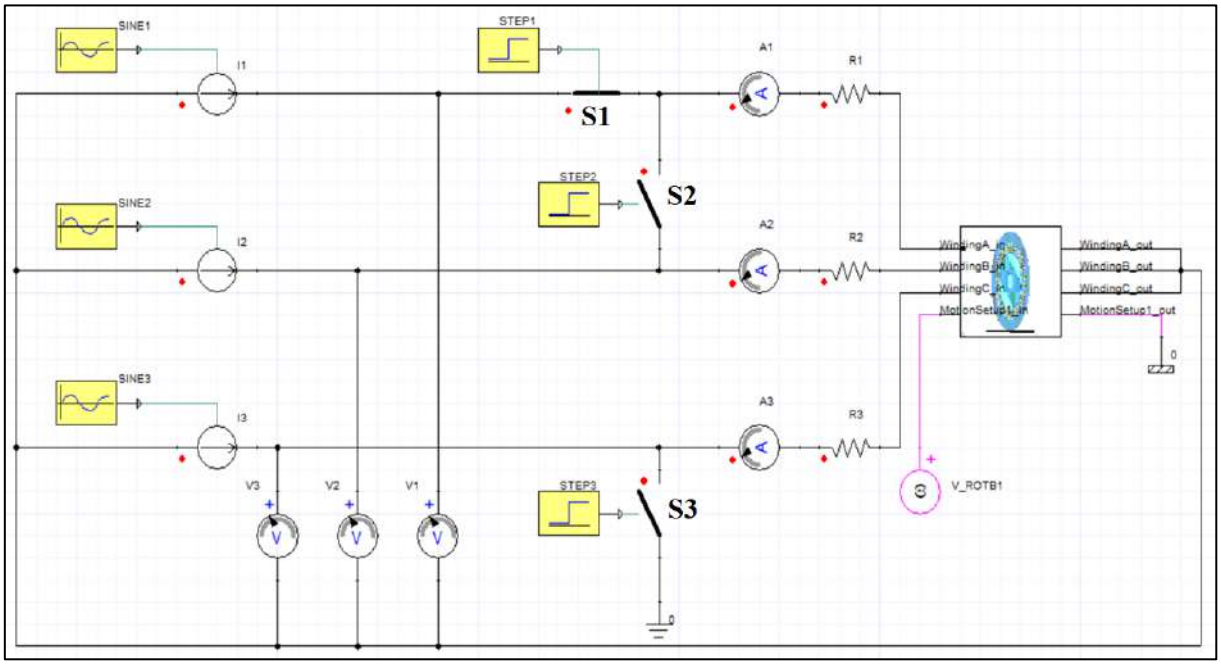


Figure IV.1 : *Modèle dynamique 2D du MSynR sous Simplorer*

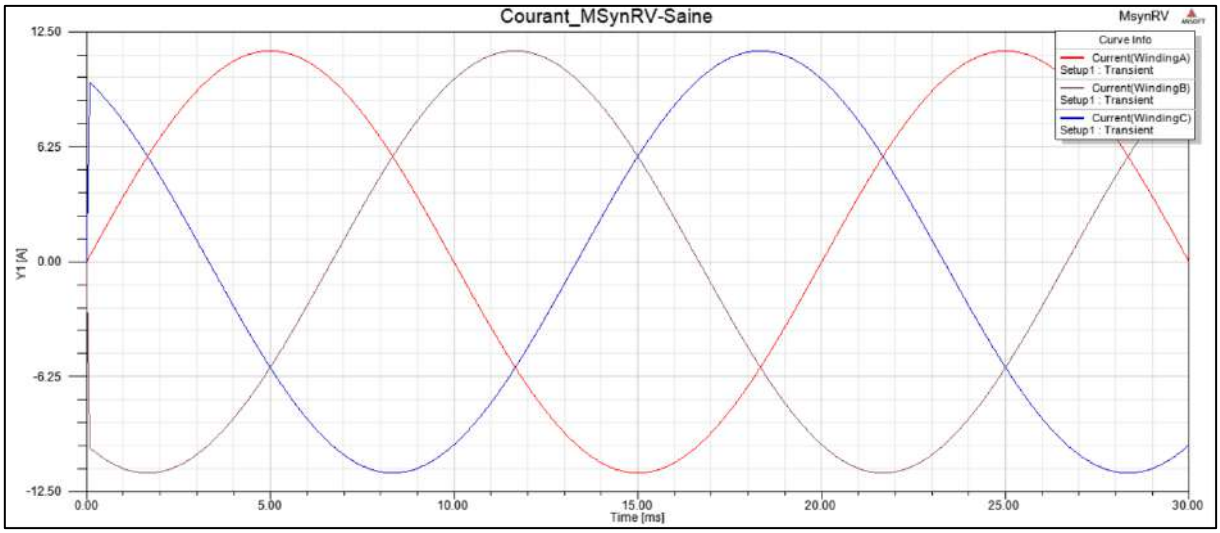


Figure IV.2 : *Le courant dans les bobines _ Fonctionnement sain*

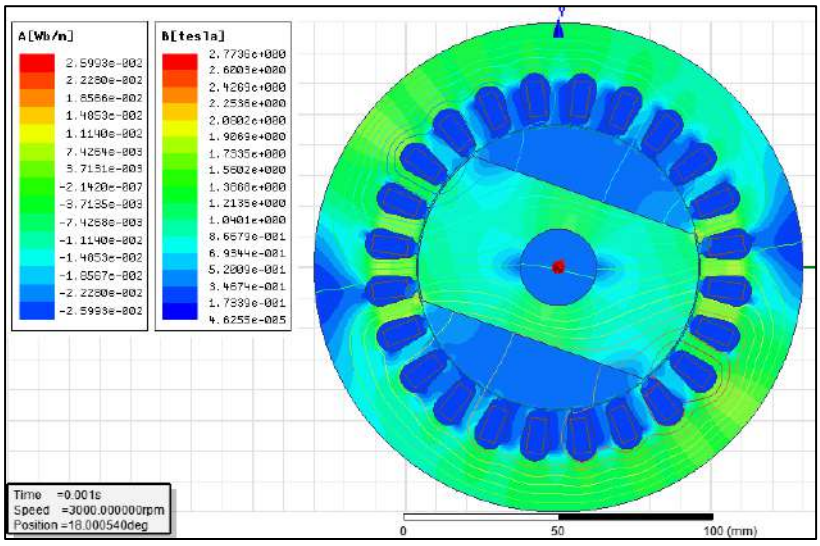


Figure IV.3 : *L'induction et les lignes du champ _ Fonctionnement sain*

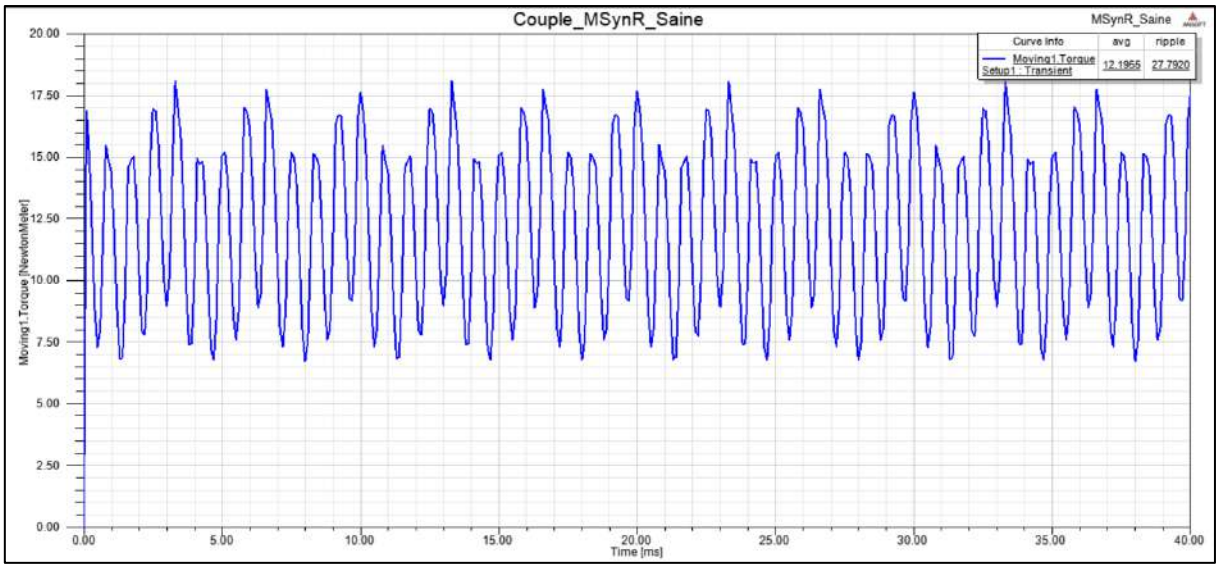


Figure IV.4 : *Couple électromagnétique _ Fonctionnement sain*

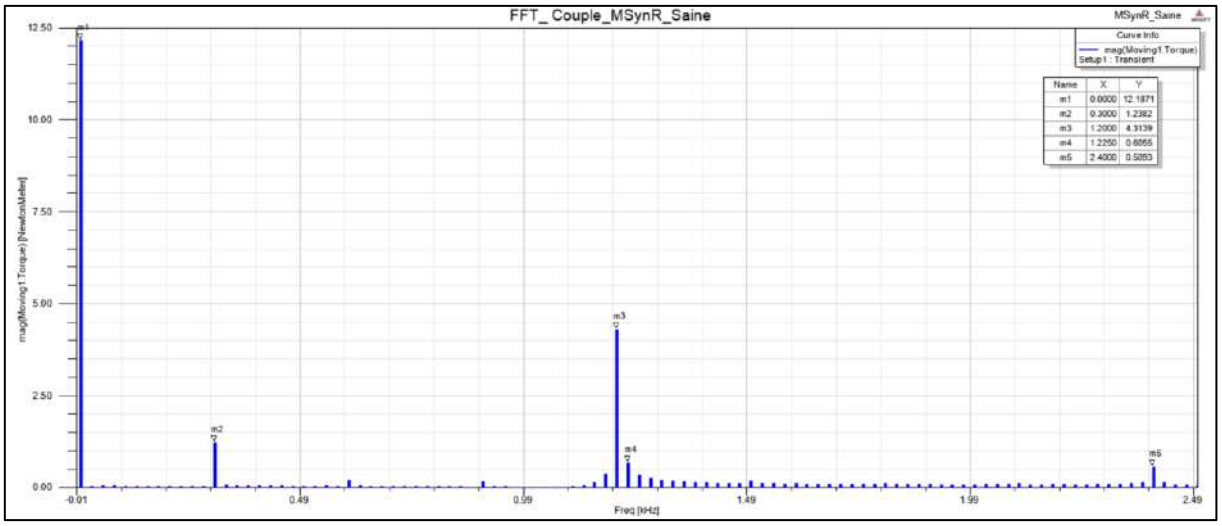


Figure IV.5 : *Spectre harmonique du couple _ Fonctionnement sain*

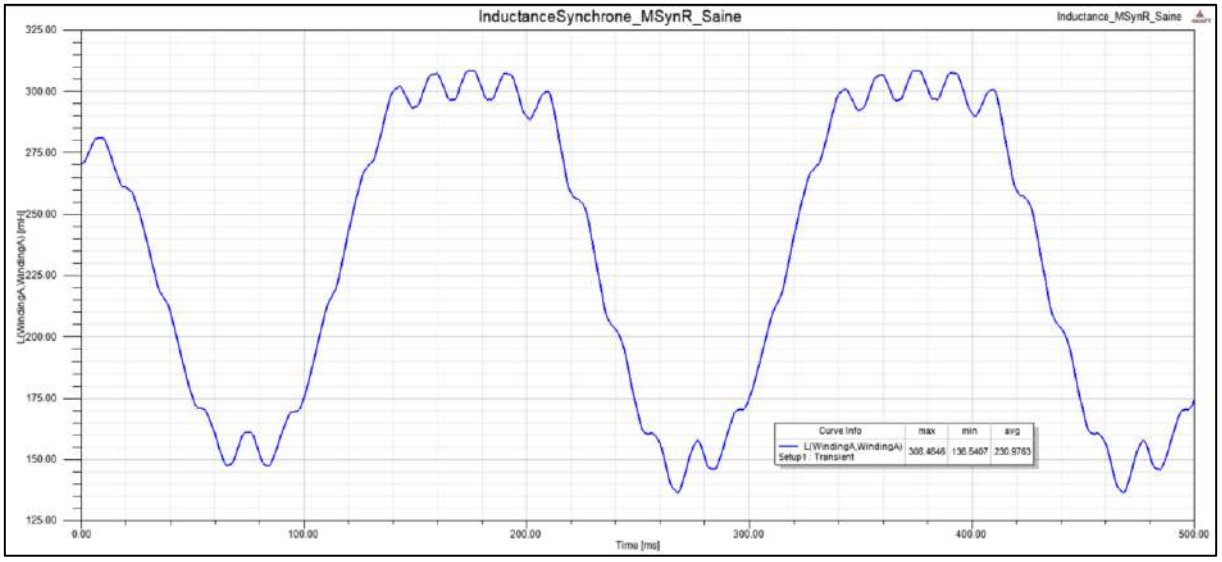


Figure IV.6 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Fonctionnement sain*

IV.2. Fonctionnement de la MSynR en présence des défauts

IV.2.1. Défaut statorique de court-circuit inter-spires

Le défaut électrique inter-spires des bobines au stator est l'un des défauts les plus fréquents dans les machines électriques. Ce type de défaut dénote les défaillances d'isolement entre deux enroulements dans la même phase du stator. Le défaut inter-spire du stator provoque de fortes vibrations qui peuvent conduire à une défaillance total de la machine d'où les réparations coûteuses de celle-ci. Dans cette partie, nous nous intéressons aux études des effets du court-circuit inter-spire de l'enroulement d'excitation du stator. Un court-circuit inter spires est à l'origine du déséquilibre des enroulements statoriques induisant un champ inverse en plus du champ direct principal. Ces nouvelles composantes induisent des harmoniques dans les courants statoriques [192-193-194-196]**.** Un court-circuit inter-spires peut entrainer une asymétrie statorique, se traduisant par une inégalité des résistances et/ou des inductances des enroulements statoriques. Le court-circuit isole un certain nombre de tours, tout en

formant une maille indépendante couplée magnétiquement avec les autres mailles de tout le circuit.

IV.2.1.1. Court-circuit inter-spire *(25%)*

Dans ce cas on considère la présence d'un court-circuit de 25% entre les tours de la première bobine de la phase A. Le court-circuit inter-spires dans les enroulements statorique est créé par la diminution de nombre des spires dans les bobines d'une phase [197-198]. Le nombre de tours correspondant à un court-circuit de 25% est de 32 spires par encoche supposé en défaillance, tandis que le nombre de spires des autres encoches sont de 57 spires supposé non défaillant.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ctct 25%)*

La figure IV.7 montre l'allure de la forme d'onde du couple électromagnétique en fonction du temps. Lorsque la bobine de cette phase est défaillante, elle contribue toujours à la génération du couple mais avec une valeur inférieure. La valeur moyenne du couple de la machine diminue de 12,19Nm relevée dans le cas sain à 10,66Nm en présence d'un défaut de court-circuit inter-spires de l'ordre de 25%, ce qui représente une diminution de la valeur du couple en fonctionnement normal de l'ordre de 12.55%. Ce défaut de court-circuit inter-spire induit une oscillation du couple estimé à 33,99%, ce qui correspond à une augmentation de plus de 22% par rapport au fonctionnement normal.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (Ctct 25%)*

L'analyse spectrale de la MSynR consiste à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies sont soit électriques, plus particulièrement les courants de ligne, soit mécaniques le couple. Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration. Le but d'une analyse fréquentielle en présence d'un défaut est de caractériser et de déterminer les fréquences liées au défaut et de noter les valeurs les plus pertinentes de ces fréquences.

La figure IV.8 illustre la transformation de Fourier rapide (FFT) de la courbe de couple. Les fréquences principales de la fluctuation des résultats FFT sont 100Hz, 200Hz, 300Hz, 1200Hz, 1225Hz et 2400Hz qui correspond respectivement à des amplitudes des couples parasites de 1.71Nm, 0.88Nm, 1.07Nm, 4.29Nm, 0.65Nm et 0.47Nm respectivement. Il est à noter que la fréquence 1200Hz produit la plus grande amplitude parasite (4.29Nm).

- *Inductance synchrone de la MSynR (Ctct 25%)*

L'apparition d'un court-circuit au niveau d'une phase résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase donc un affaiblissement de la FMM résultante. De ce faite l'inductance synchrone de la phase affectée diminuera, ce qui est remarquable sur la figure IV.9, comparée aux autres inductances des deux autres phases qui sont légèrement affectées. Sur cette figure, on relève les valeurs maximale et minimale de l'inductance de la

phase défectueuse L_{max}=167.14mH et L_{min}=79.22mH respectivement, ces valeurs nous permettent de ressortir la valeur de l'inductance directe L_d =250.71mH et la valeur de l'inductance en quadrature L_q =118.83mH.

D'après ces résultats on constate une diminution de 45.77% de l'inductance directe et de 43.48% de l'inductance en quadrature de la bobine court-circuitée comparativement aux inductances de la machine en fonctionnement normal. En outre, dans ce cas de figure on constate que la valeur moyenne de l'inductance synchrone de la machine a une valeur L_m=125.81mH qui correspond à une diminution de 45.52% par rapport à celle mesurée dans le cas sain.

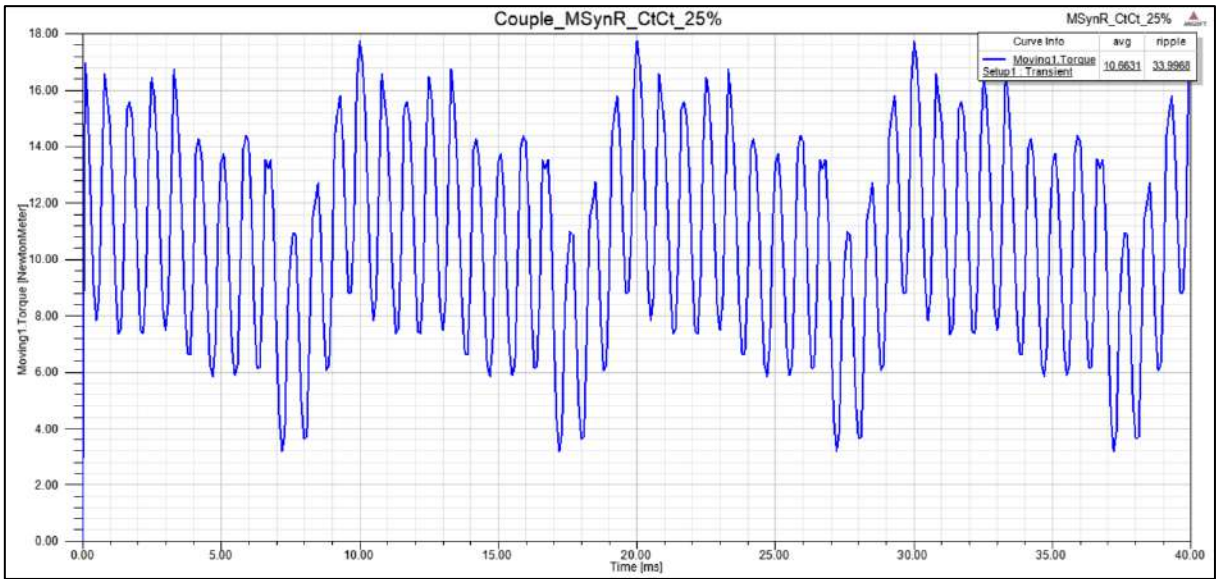


Figure IV.7 : *Couple électromagnétique – Ctct inter-spires 25%*

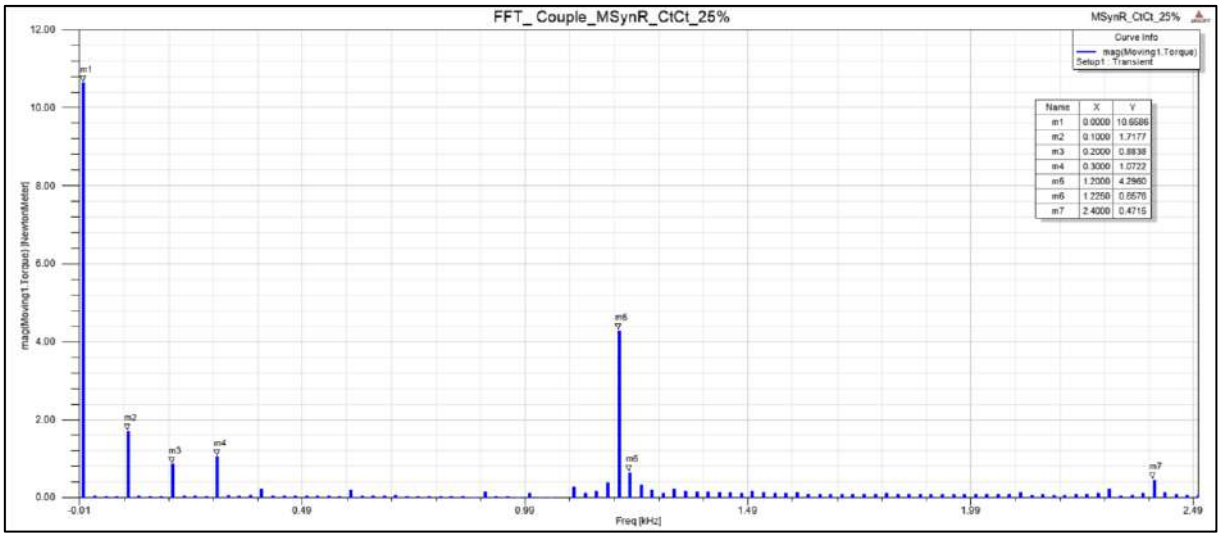


Figure IV.8 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique – Ctct Inter-spires 25%*

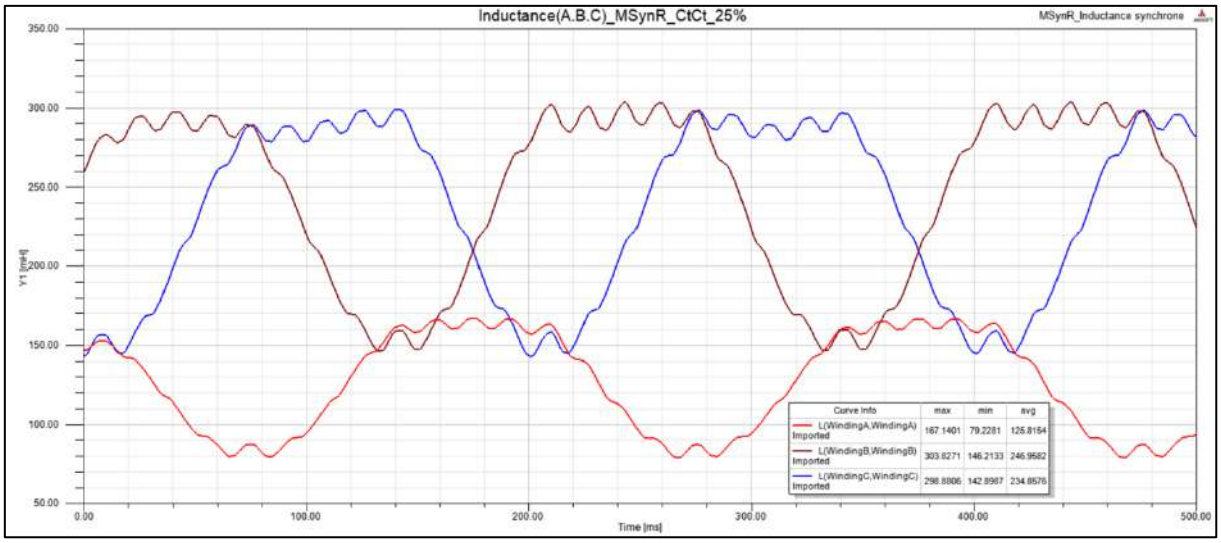


Figure IV.9 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 25%*

IV.2.1.2. Court-circuit inter-spire *(50%)*

Dans ce cas de figure le nombre de spires court-circuités de l'enroulement A de la phase statorique est augmenté jusqu'à 50%, ce qui correspond à un nombre de spires par encoche de l'enroulement court-circuité de 30 spires.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ctct 50%)*

Ce défaut de court-circuit inter-spires de 50% provoque une diminution significative de la valeur moyenne du couple. Les résultats de la simulation illustrés sur la figure IV.10 révèlent une diminution de 25,84% de la valeur moyenne du couple (9,04Nm) comparativement à la valeur moyenne du couple de la machine en fonctionnement sain (12.19Nm). L'ondulation du couple est environ 45% ce qui correspond à une augmentation de 60.81%.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (Ctct 50%)*

L'analyse spectrale par la transformée de Fourier (FFT) du couple électromagnétique est illustrés par la figure IV.11. Le spectre harmonique du couple devient de plus en plus important comparativement à celui de fonctionnement normal et celui de court-circuit inter-spires 25%. En effet les fréquences parasites les plus significatives sont 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, 1100Hz, 1200Hz, 1225HZ, 1300Hz et 2400 Hz correspondant respectivement aux amplitudes de 2.98Nm, 1.81Nm, 0.87Nm, 0.41Nm, 4.04Nm, 0.60Nm, 0.46 et 0.42Nm.

- *Inductance synchrone de la MSynR (Ctct 50%)*

L'inductance synchrone de la phase en défaut a baissé par rapport au deux autres phases, ceci est clairement illustré sur la figure IV.12. En effet, les valeurs maximale et minimale de l'inductance synchrone sont respectivement 85.51mH et 40.54mH, ce qui correspond à L_d=127.81mH et L_q=60.81mH, notons une diminution de 72.38% de l'inductance directe et de 71.07% de l'inductance en quadrature comparativement aux

inductances de la machine en fonctionnement sans défauts. Toujours en faisant la comparaison des inductances de la machine aux celles de fonctionnement normale, on note que la valeur moyenne de l'inductance à baisser de 72.21% correspondant à une valeur L_m=64.18mH.

Cela est dû à la diminution du nombre des spires constituant cette phase présentant un défaut. On remarque que plus le nombre de spires court-circuitées augmente les valeurs maximale et minimale de l'inductance synchrone de la phase en défaut diminuent.

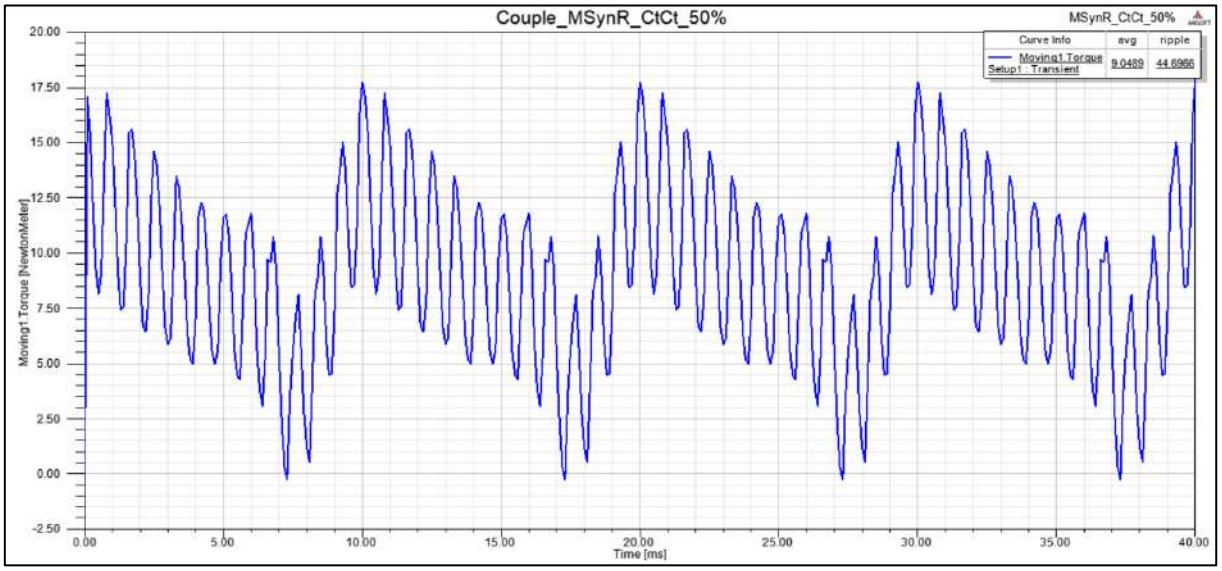


Figure IV.10 : *Couple électromagnétique _ Ctct inter spires 50%*

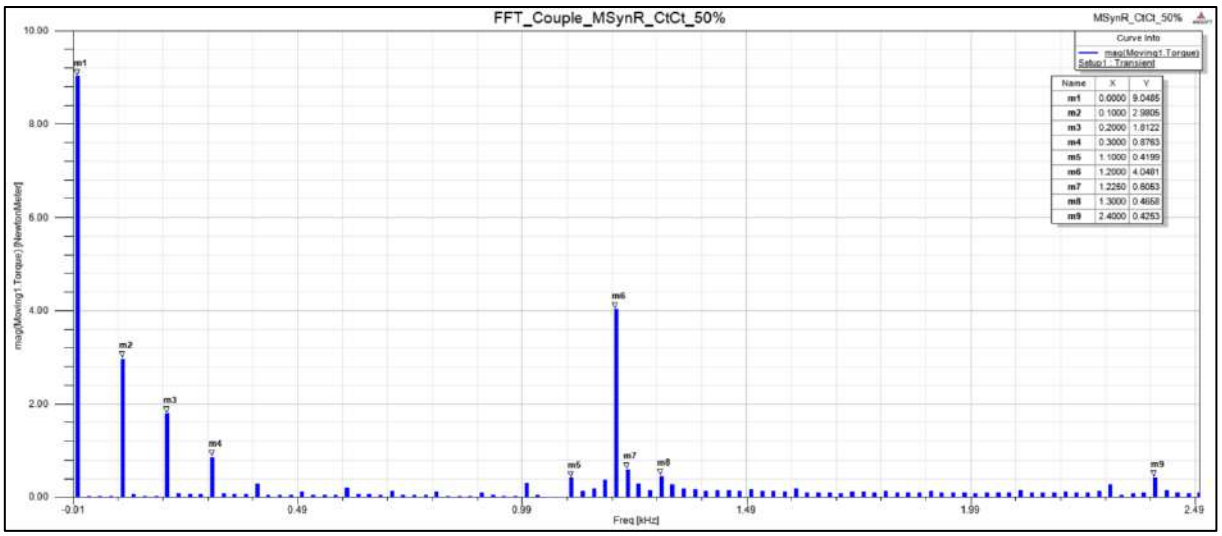


Figure IV.11 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct inter spires 50%*

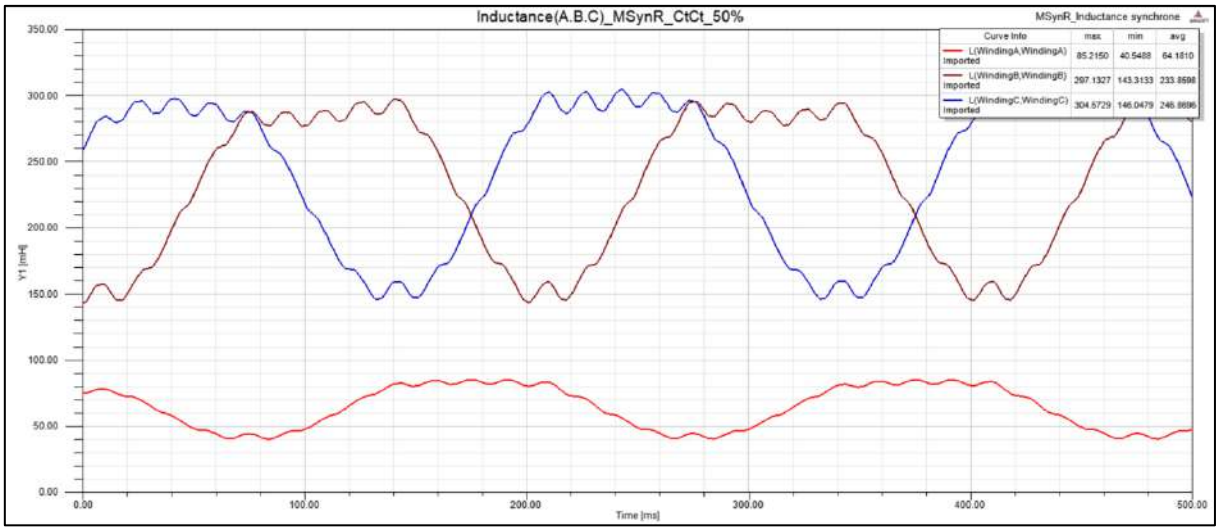


Figure IV.12 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 50%*

IV.2.1.3. Court-circuit inter-spire *(75%)*

Les figures IV.13, IV.14 et IV.15 montrent les résultats de la simulation du modèle la machine développé en présence d'un défaut de court-circuit inter-spires d'une phase de l'enroulement statorique à 75%.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ctct 75%)*

Selon la figure IV.13 ce défaut affecte le couple d'une manière très significative, la valeur moyen du couple est considérablement affectée, passant de 12.19Nm dans le cas de fonctionnement sain à 6,78 Nm, soit une diminution d'environ 44.38%. Simultanément, l'ondulation de ce couple a augmenté à 70.60% c'est-à-dire une augmentation de plus de 155% de celui de fonctionnement normal.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (Ctct 75%)*

Dans ce cas de défaut le spectre de couple est très riche, la figure IV.14 montre qu'il existe une grande différence entre le spectre harmonique dans le cas sain comparé à celui relevé dans le cas de défaut considéré (CtCt75%). Sur cette illustration on voit clairement l'apparition d'autres harmoniques non multiples de la fréquence fondamentale. En effet, d'après cette figure on note les fréquences parasites suivantes 86Hz (2.76Nm), 114Hz (3.00Nm), 143Hz (1.02Nm), 171Hz (0.63Nm), 200Hz (2.82Nm), 229Hz (0.42Nm), 257Hz (0.38Nm), 286Hz (0.60Nm), 314Hz (0.64Nm), 1000Hz (0.48Nm), 1114Hz (0.45Nm), 1200Hz (3.45Nm), 1229Hz (0.53Nm), 1286Hz (0.57Nm), 1314Hz (0.98Nm), 2400Hz (0.38Nm). Les composantes les plus dominante sont les fréquences 86Hz, f=114Hz, f=200Hz et f=1200Hz avec des amplitudes respectives de 2.76Nm, 3Nm, 2.82Nm et 3.45Nm respectivement.

Pour récapituler tout ce qu'on a constaté précédemment sur la conséquence du nombre de spires court-circuitées, on peut affirmer que l'apparition des harmoniques est un indicateur

fiable pour la détection des défauts de court-circuit statoriques et leurs amplitudes indiquent aussi le degré de la sévérité de la défaillance détectée.

- *Inductance synchrone de la MSynR (Ctct 75%)*

La figure IV.15 met en évidence les nouvelles allures de l'inductance synchrone de la MSynR suite à un défaut de court-circuit inter spires (Ctct 75%). On constate aisément sur cette figure que l'inductance correspondant à la phase en défaut a énormément diminuée par rapport aux deux autres phases, on note une valeur minimale de 10.02mH et une valeur maximale de 21.28mH qui correspond respectivement à L_d=31.92mH et L_q=15.03mH, ce qui représente une diminution de 93.09% de l'inductance directe et 92.03% de l'inductance en quadrature comparativement à l'inductance directe et en quadrature de la machine en fonctionnement normal.

L'inductance moyenne de la machine a drastiquement diminuée dans ce cas de défaut, elle est passée à une valeur L_m=16mH. Cela est dû à la diminution du nombre des spires constituant cette phase affectée. Par conséquence on constate que plus le nombre de spires court-circuitées est important plus les valeurs maximale et minimale de l'inductance synchrone de la phase en défaut diminuent.

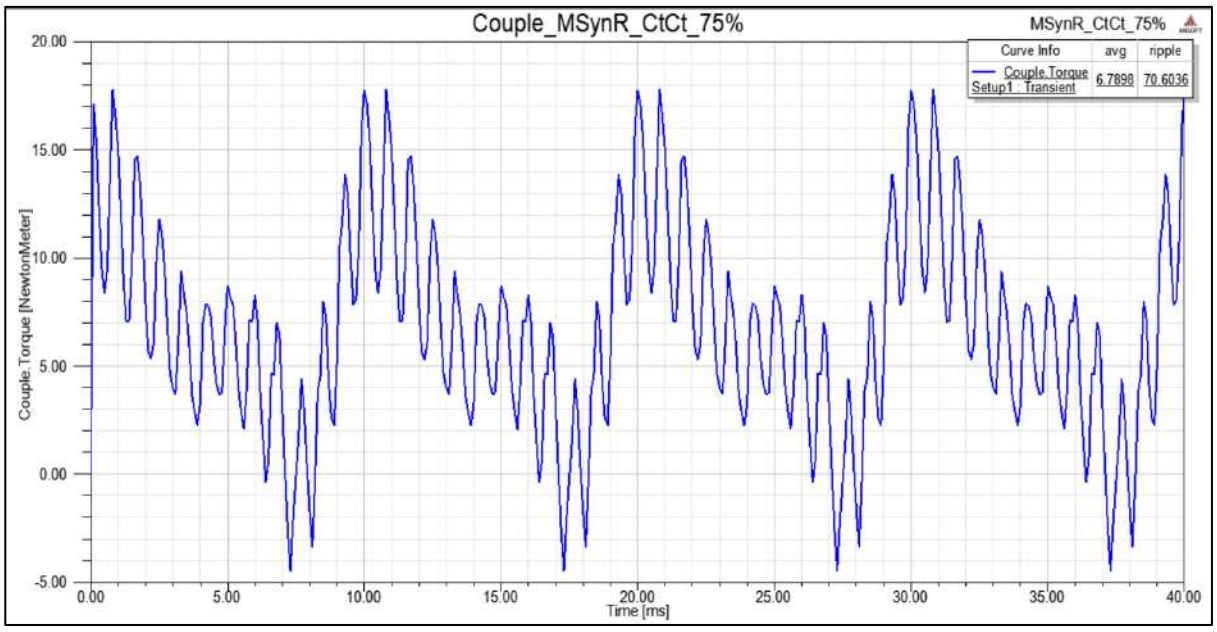


Figure IV.13 : *Couple électromagnétique _ Ctct inter spires 75%*

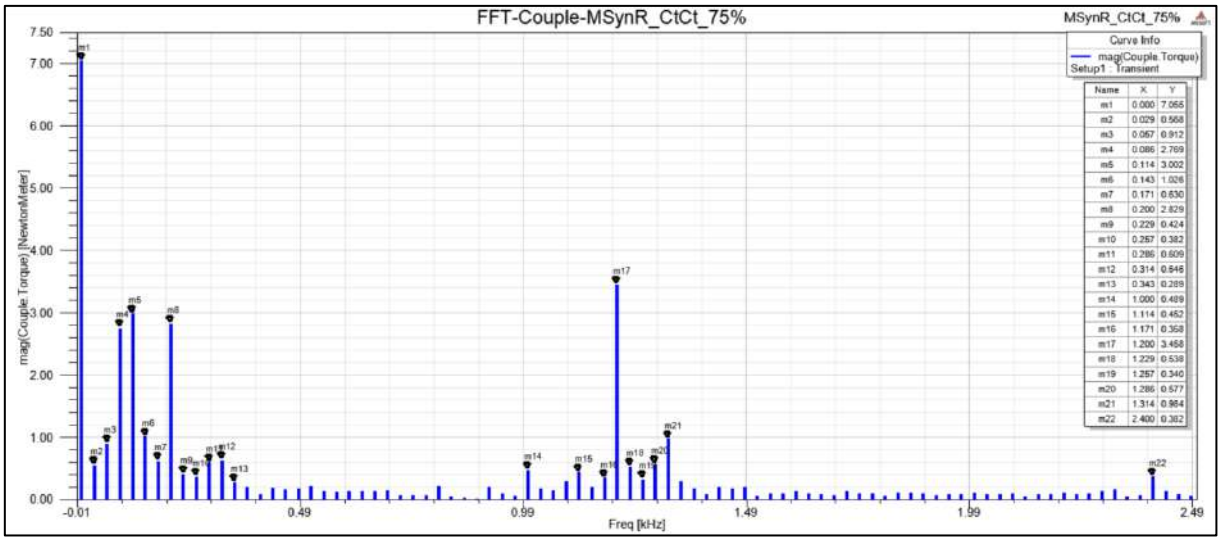


Figure IV.14 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct inter spires 75%*

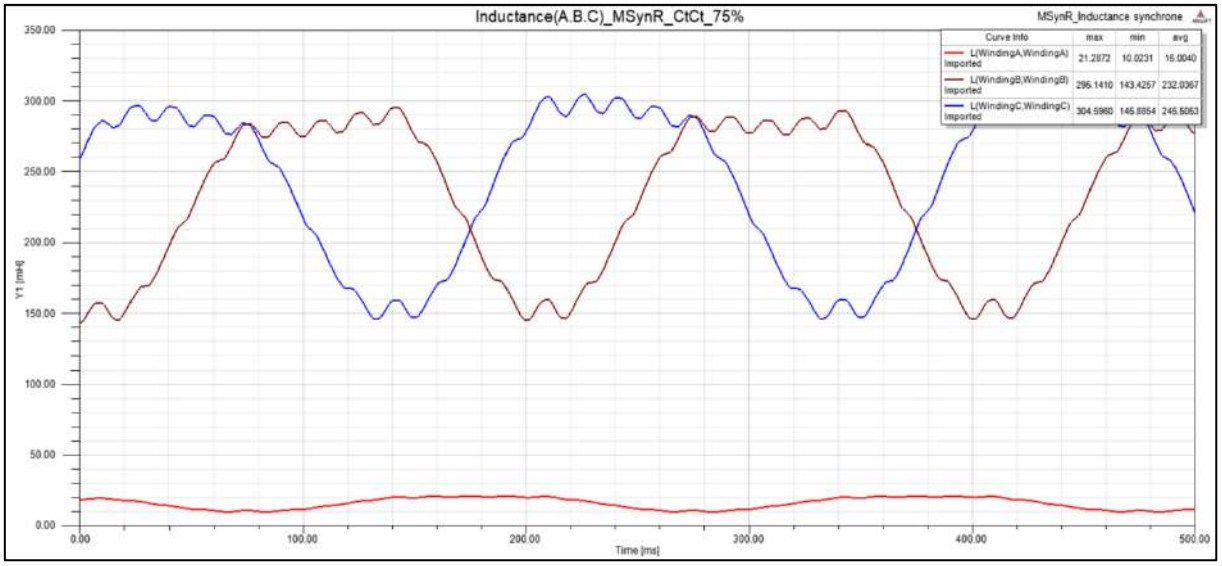


Figure IV.15 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Ctct inter-spires 75%*

IV.2.2. Défaut de court-circuit entre deux phases

La simulation d'un défaut dû à un court-circuit entre deux phases se fait par la fermeture de l'interrupteur S2 de la figure IV.1 normalement ouvert. La MSynR démarre par un fonctionnement sain, puis à l'instant t=20ms on ferme l'interrupteur S2 qui conduira à un court-circuit entre la phase A et la phase B.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ctct entre deux phases)*

L'évolution temporelle du couple dans le cas d'un court-circuit entre deux phases est représentée sur la figure IV.16. Selon cette figure nous constatons qu'à partir du moment de l'apparition de la défaillance de court-circuit entre les deux phases A et B un déséquilibre du couple électromagnétique se produit ce qui déforme l'enveloppe du couple et diminue significativement la valeur moyenne de celui-ci à 2.07Nm, tandis que l'ondulation du couple augmente à une valeur de 280.13% ce qui est énorme et ce qui engendrera certainement des vibrations très importantes dans le moteur.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (Ctct entre deux phases)*

L'interprétation de la figure IV.17 illustrant le spectre harmonique du couple en cas d'un court-circuit entre deux phases est que certains contenus harmoniques ont des amplitudes plus importantes par rapport à celle du fondamental, par exemple l'amplitude de l'harmonique dont la fréquence 100Hz est de 6.69Nm plus grande que celle du fondamentale qui est de 2.10Nm.

Le tableau IV.1 suivant résume les amplitudes des harmoniques contenus dans le signal du couple électromagnétique, pour ce cas de défaut.

Tableau IV.1. Amplitudes des harmoniques (Ctct entre deux phases)

Fréquence Hz	**100**	**200**	**300**	*400*	*500*	*600*	*700*	*800*	*900*	-
Amplitude Nm	**6.69**	**2.89**	**1.81**	*0.81*	*0.41*	*0.25*	*0.24*	*0.48*	*0.38*	-
Fréquence Hz	*1000*	*1100*	**1200**	*1225*	**1300**	*1325*	*1600*	*1700*	*2200*	*2400*
Amplitude Nm	*0.59*	*0.28*	**2.32**	*0.35*	**1.79**	*0.38*	*0.26*	*0.29*	*0.26*	*0.38*

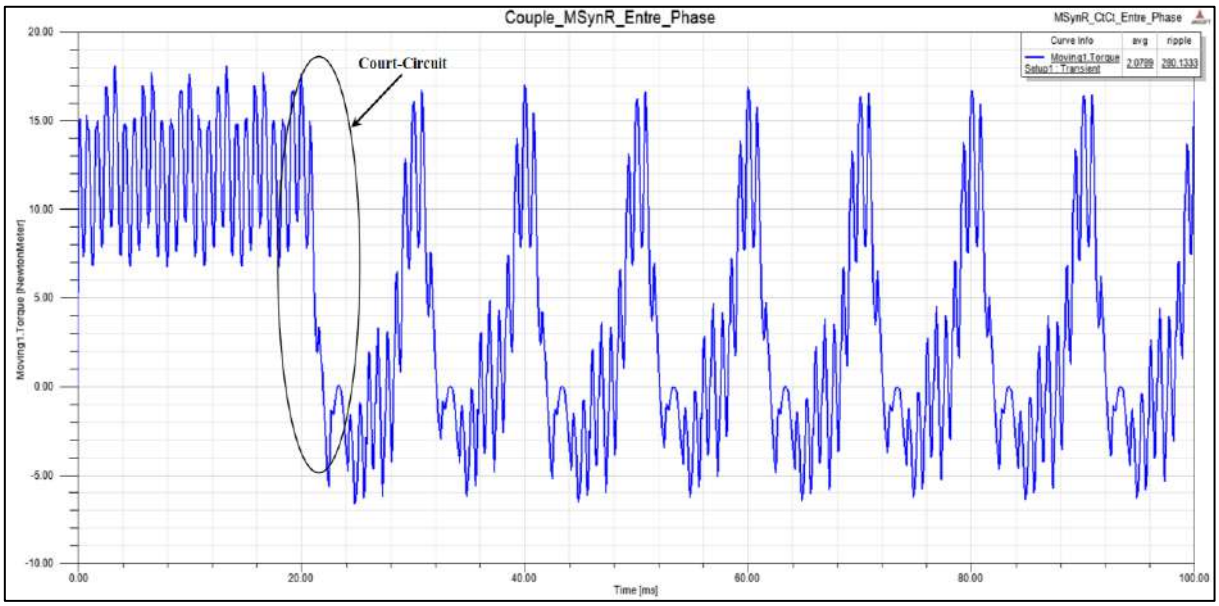


Figure IV.16 : *Couple électromagnétique _ Ctct Entre phase (AB)*

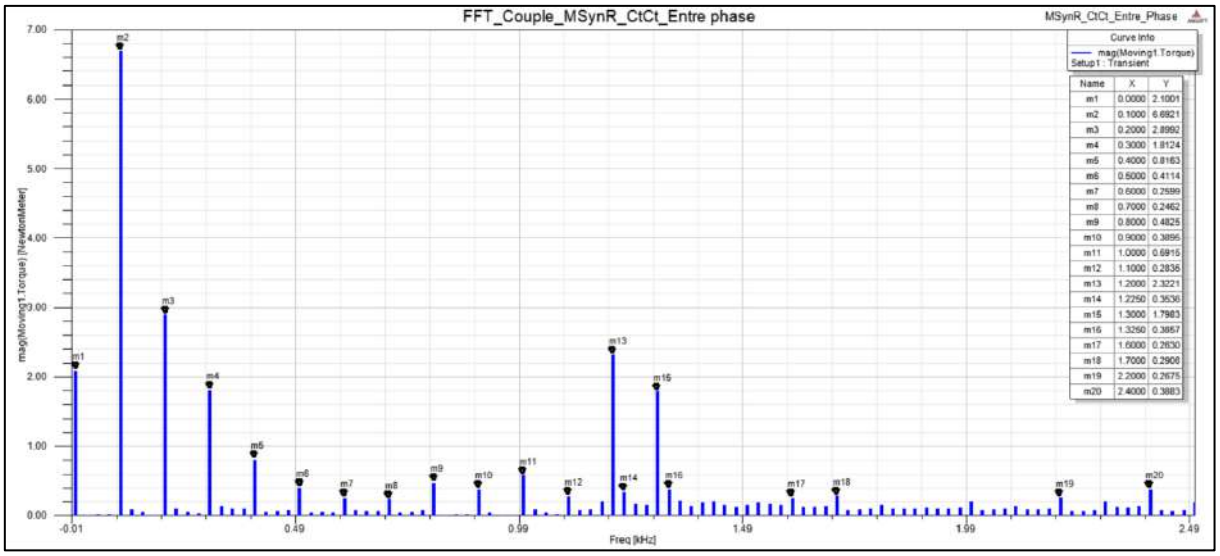


Figure IV.17 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct Entre phase(AB)*

IV.2.3. Défaut de court-circuit phase terre

Le court-circuit entre la phase et la terre est réalisé par la fermeture de l'interrupteur S3 normalement ouvert de la figure IV.1. En effet, la MSynR démarre en fonctionnement sans défaut, puis à l'instant t=20ms nous fermons l'interrupteur S3 ce qui provoquera une mise à la terre de la phase C.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ctct phase terre)*

La figure IV.18 illustre le changement dans la signature de la forme d'onde du couple électromagnétique correspondant à ce défaut par rapport à celle d'une machine en régime sain. L'analyse du couple électromagnétique montre une modification très importante de son allure lorsque le défaut phase terre apparait. En effet, à l'instant t=20ms lors de la fermeture de l'interrupteur S3, on constate une déformation totale du couple, la valeur moyenne de ce dernier est de 0.75Nm ce qui correspond à un probable arrêt de la machine. Tandis que l'ondulation du couple est de 975.88%, ce qui est énorme.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (Ctct phase terre)*

L'analyse spectrale de l'allure de couple correspondant à un court-circuit phase terre est représentée sur la figure IV.19. Sur cette figure on constate que la fréquence fondamentale contribue moins à la génération du couple (1.48Nm) comparativement aux fréquences parasites. Les amplitudes de couple les plus significatives correspondant aux fréquences apparues sont 5.44Nm (100Hz), 3.95Nm (200Hz), 2.58Nm (300Hz) et 2.55Nm (1200Hz).

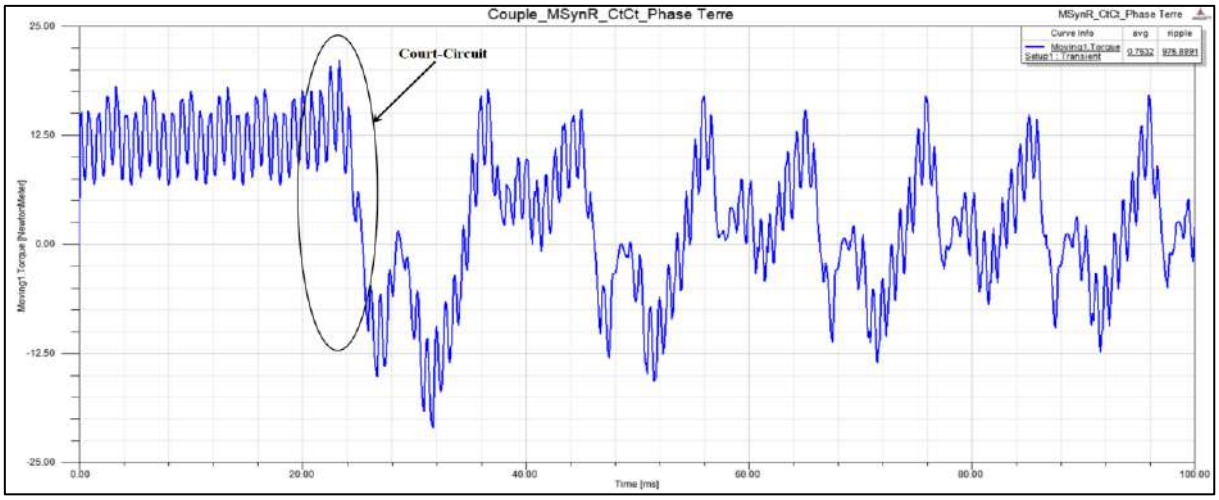


Figure IV.18 : *Couple électromagnétique _ Ctct phase terre*

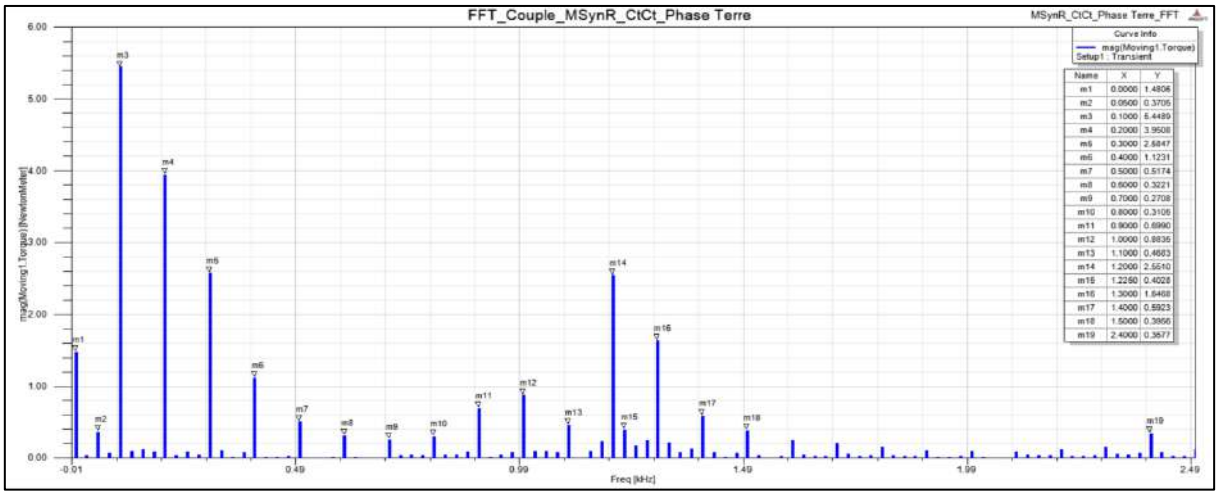


Figure IV.19 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Ctct phase terre*

IV.2.4. Défaut d'ouverture d'une phase

A présent, dans ce paragraphe, nous allons étudier l'impact d'un défaut d'ouverture d'une phase sur le couple électromagnétique de la machine. Ce défaut est simulé par l'ouverture de l'interrupteur S1 de la figure IV.1.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (Ouverture d'une phase)*

La figure IV.20 représente la forme du couple électromagnétique de la MSynR correspondant à l'ouverture d'une phase. Sur cette illustration on constate clairement qu'après l'ouverture de l'interrupteur S1, le couple de la machine tend directement vers zéro ce qui provoque son arrêt total.

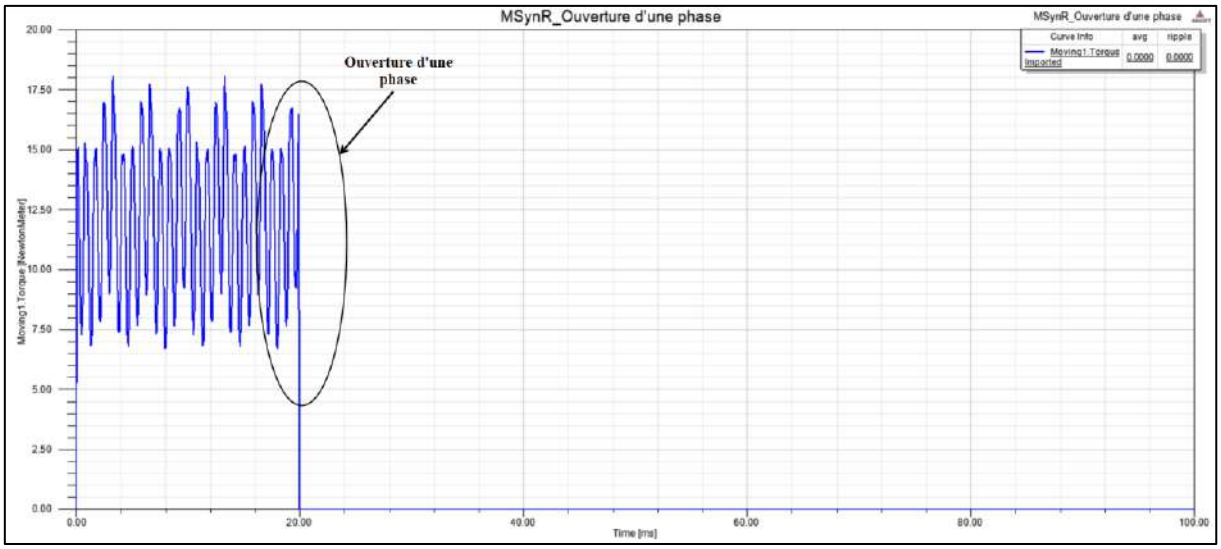


Figure IV.20 : *Couple électromagnétique _ Ouverture d'une phase*

IV.2.5. Défauts rotorique

L'excentricité est un défaut couramment rencontré dans les moteurs électriques. Ce type de défaut peut engendrer un déséquilibre de fonctionnement ou un arrêt total du moteur. L'excentricité produit un entrefer non symétrique (non uniforme) entre le stator et le rotor. Le défaut peut être statique (SE), dynamique (DE) ou bien une combinaison entre les deux, que l'on appelle mixte (ME). Dans le cas d'une excentricité statique (SE), le rotor tourne autour de son axe de symétrie décalé par rapport à celui du stator. Tandis que dans le cas d'une excentricité dynamique (DE), le rotor tourne autour de l'axe de symétrie statorique qui est décalé de l'axe de symétrie rotorique. Finalement, une excentricité mixte (ME), est le cas de la coexistence des deux cas SE et DE.

IV.2.5.1. Défaut d'excentricité statique (SE)

L'étude et l'analyse de fonctionnement de la MSynR par la méthode des éléments finis dans cette partie, a été faite en introduisant un défaut d'excentricité statique (SE) dans la machine, ceci en créant un décalage dans l'axe de rotation du rotor. Le décalage ou bien l'excentricité statique (SE) est représentée sur la figure IV.21, le repère nommé *Global* représente l'axe d'origine de symétrie de la machine et le repère *RelativeCS1* représente le nouveau repère de rotation et de la symétrie du rotor avec un décalage de 0.42mm par rapport à l'axe *Global*. Dans ce cas de figure l'entrefer de la machine varie entre 0.08mm et 0.92mm.Notons que ce décalage est à la limite possible, vu que l'entrefer de la machine est de 0.5mm.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (SE)*

La figure IV.22 représente l'évolution du couple en fonction du temps. La valeur moyenne du couple est de 11.39Nm. Malgré ce défaut la machine continue à fonctionner, mais sur cette illustration on constate que l'excentricité statique (SE) du rotor déforme excessivement l'allure du couple, ce qui engendre des ondulations importantes de celui-ci qui sont égales à 81.48%, ce qui en induit certainement des vibrations mécaniques importantes

dans la machine. Comparativement au fonctionnement sain de la machine, l'ondulation du couple est augmentée de 193.19%, tandis que le couple a diminué de 6.56%.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (SE)*

La figure IV.23 représente le contenu spectral du couple électromagnétique dans le cas d'un défaut d'excentricité statique (SE). Cette figure montre l'apparition de plusieurs harmoniques, avec une contribution significative des harmoniques correspondant aux fréquences 100Hz (10.81Nm), 200Hz (3.20Nm) et 1200Hz (3.63Nm).

- *Inductance synchrone de la MSynR (Excentricité statique)*

Afin de bien analyser l'influence de l'excentricité statique sur l'inductance synchrone de la machine, on représente simultanément, sur la figure IV.24, l'évolution de l'inductance de fonctionnement sain ainsi que celle de défaut de l'excentricité statique.

Sur cette figure on constate une déformation de l'inductance aux niveaux des dents et des encoches du stator, celle-ci est due au fait que l'entrefer de la machine, dans ce cas de défaut, n'est pas homogène ce qui affecte la perméance de la machine. Sur cette figure on note aussi une légère augmentation de la valeur moyenne de l'inductance, ainsi que la valeur de l'inductance directe et quadrature de la machine, on note alors L_d=500.97mH, L_q=206.14mH et L_m=242mH.

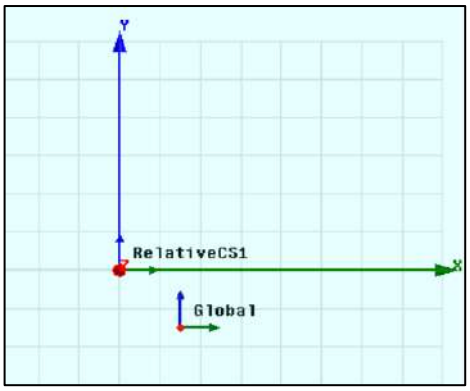


Figure IV.21 : *Repères de la MSynR _ Excentricité statique (SE)*

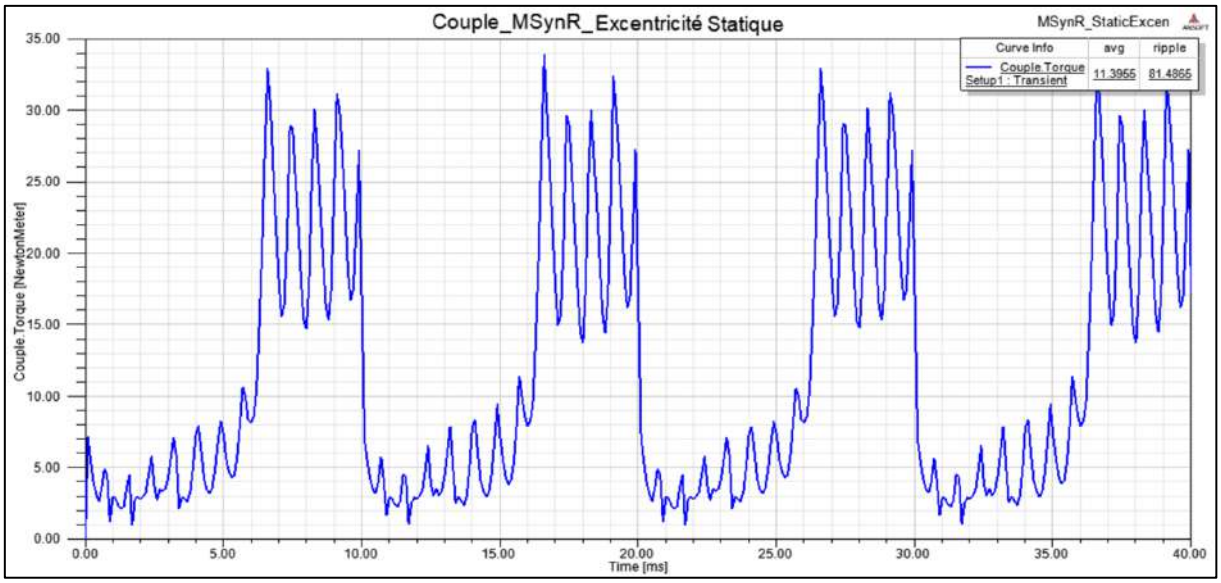


Figure IV.22 : *Couple électromagnétique _ Excentricité statique (SE)*

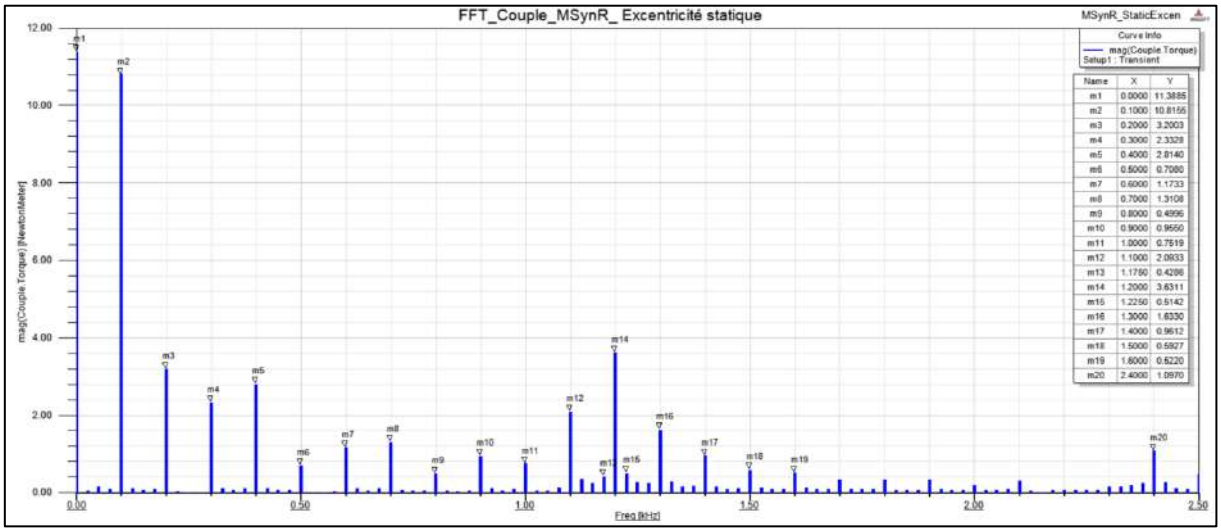


Figure IV.23 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité statique (SE)*

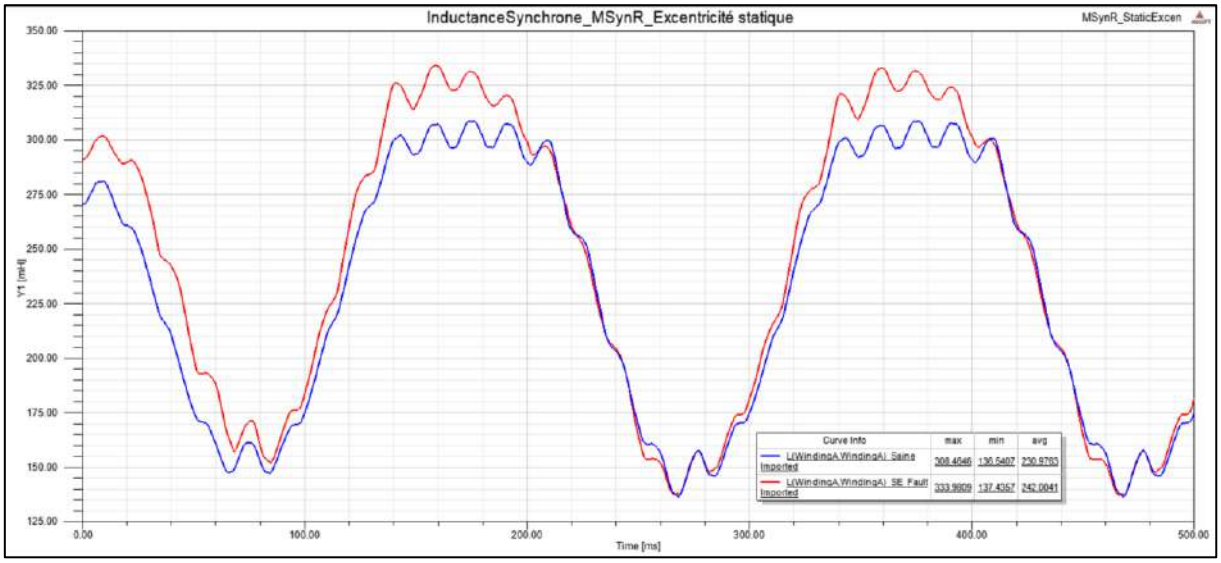


Figure IV.24 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité statique (SE)*

IV.2.5.2. Défaut d'excentricité dynamique (DE)

Dans cette étape nous avons introduit une excentricité dynamique (DE) dans la machine, tel que l'axe de rotation du rotor est le repère *Global* tandis que son axe de symétrie est le repère *RelativeCS1*. Les axes correspondant à l'excentricité dynamique sont représentés sur la figure IV.25. Le décalage de l'axe de symétrie du rotor par rapport à l'axe globale de la machine et de rotation du rotor est de 0.42mm, l'entrefer de la machine dans ce cas varie entre 0.08mm et 0.92mm.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (DE)*

L'allure du couple électromagnétique illustré sur la figure IV.26 présente une valeur moyenne de 10.25Nm, inférieur de 15.91% par rapport à la valeur moyenne du couple en fonctionnement sain de la MSynR. Alors que l'ondulation de ce couple s'est aggravée de 221.66% (89.39%) en comparaison à celui de la MSynR en fonctionnement sans défaut.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (DE)*

On peut noter aisément sur la figure IV.27 les harmoniques caractéristiques du défaut de l'excentricité dynamique (DE), à la fréquence 100Hz, 200Hz, 300Hz, 400Hz et 1200Hz, qui donne naissance à l'apparition des amplitudes parasites de 10.83Nm, 3.21Nm, 2.25Nm, 2.81Nm et 3.22Nm respectivement, ainsi que d'autre amplitudes plus faibles. Il faut noter que ce défaut engendre une augmentation importante dans l'amplitude de l'harmonique correspondant à la fréquence 100Hz qui est supérieure de l'amplitude de la fréquence fondamentale.

- *Inductance synchrone de la MSynR (Excentricité dynamique)*

L'allure de l'inductance synchrone de la machine présentant un défaut de l'excentricité dynamique est illustrée sur la figure IV.28. Sur cette figure on constate toujours une déformation de l'inductance aux niveaux des dents et des encoches de stator, cette déformation est plus accentuée comparativement au fonctionnement sain de la machine. Une légère augmentation de la valeur moyenne de l'inductance et de l'inductance diagonale de la machine. On note alors Ld=497.62mH (+7.63%), Lq=204.49mH (-0.15%) et L_m=240.80mH (+4.25%).

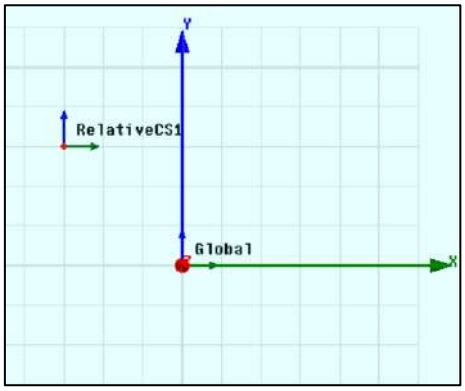


Figure IV.25 : *Repères de la MSynR _ Excentricité dynamique (DE)*

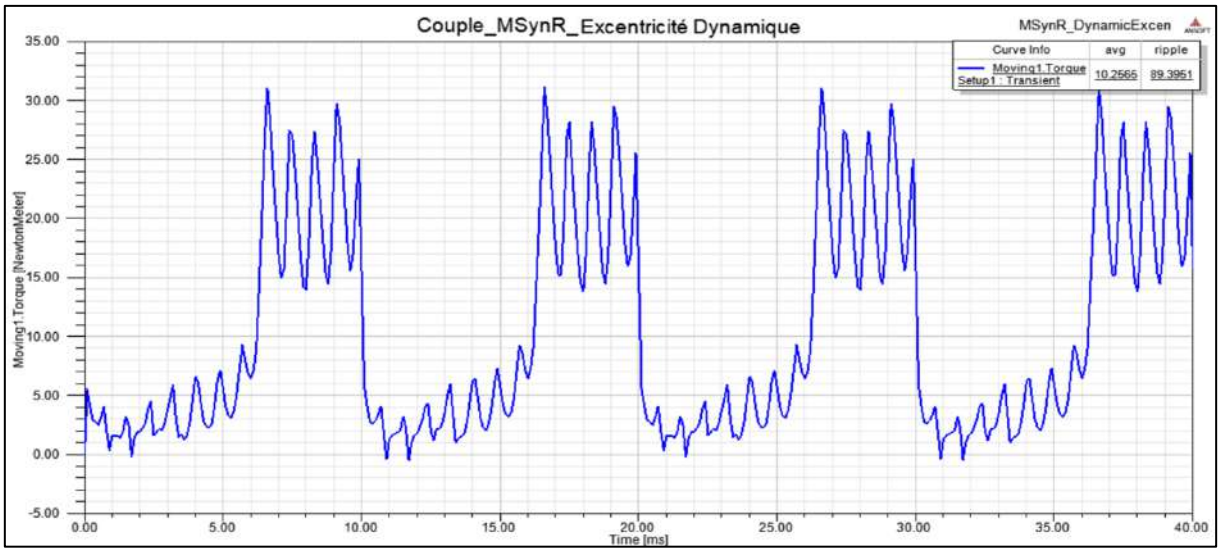


Figure IV.26 : *Couple électromagnétique _ Excentricité dynamique (DE)*

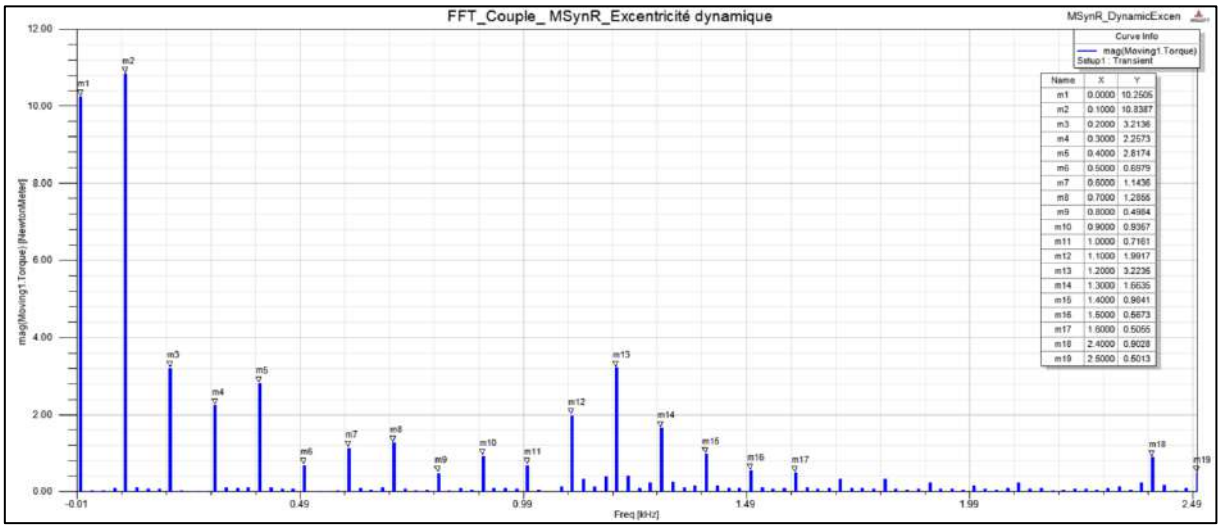


Figure IV.27 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité dynamique (DE)*

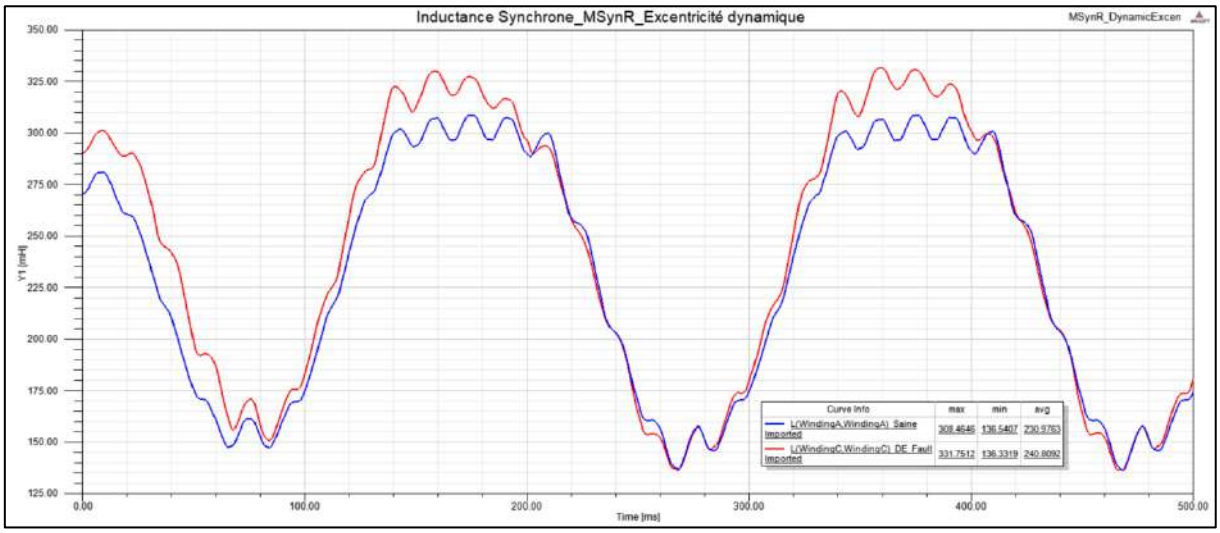


Figure IV.28 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité dynamique*

IV.2.5.3. Défaut excentricité mixte (ME)

Dans cette section on s'intéresse au défaut d'excentricité mixte, qui englobe les deux défauts rotoriques étudiés précédemment. Afin d'analyser ce genre de défaut on a créé trois repère, le premier repère nommé *Global* représente l'axe de symétrie du stator, le deuxième repère est nommé *RelativeCS1* distant de 0.14mm du repère *Global* est l'axe de symétrie de rotor, tandis que le troisième repère nommé *RelativeCS2* distant de 0.17mm du repère *Global* est l'axe de rotation de rotor. Il faut noter dans ce cas que les distances des repères relatifs par rapport au repère global sont choisi de façon à ne pas engendre une interférence entre le stator et le rotor lors de la rotation de ce dernier. La représentation de ces trois repères est illustrée sur la figure IV.29.

- *Couple électromagnétique de la MSynR (ME)*

Pareillement aux deux types d'excentricités précédentes l'évolution temporelle du couple électromagnétique pour ce cas de défaut est représentée sur la figure.IV.30. Cette illustration montre que le couple est extrêmement affecté par la présence du défaut (ME). Cela peut être interprété par une dissymétrie excessive de l'entrefer donc de la perméance de de la MSynR. En analysant cette figure, on constate que le défaut d'excentricité mixte induit des ondulations de la perméance qui est similaire à celui du cas statique et dynamique en provoquant des ondulations plus importante dans le couple qui sont de l'ordre de 88.73% pour ce cas de défaut, qui représente une augmentation de 219.28% par rapport au cas de fonctionnement sain de la MSynR. Tandis que la valeur moyenne du couple est 10.24Nm qui représente une baisse de 15.99% comparativement à celui du fonctionnement sain de la machine.

- *Analyse spectrale du couple de la MSynR (ME)*

La figure IV.31 représente le spectre harmonique du couple en présence d'un défaut mixte (ME), dont on peut constater que les fréquences 100Hz, 200Hz, 300Hz, 400Hz et 1200Hz sont les plus dominantes en amplitudes soit 10.80Nm, 3.22Nm 2.23Nm, 2.79Nm et 3.07Nm respectivement.

Il y'a lieu de noter que pour ce type de défaut, l'harmonique de la fréquence 100Hz, contribue d'une amplitude de 10.80Nm, qui est supérieure à l'amplitude de de la fréquence fondamentale.

Enfin la figureIV.32 regroupe les allures temporelles des couples pour les trois types des défauts d'excentricités (SE, DE, ME). En analysons cette figure, nous remarquons clairement que les trois types de défauts produisent des ondulations importantes sur le couple (81.48%, 89.39%, 88.73%), ce qui influe principalement le fonctionnement de la MSynR. Comme il a été rapporté auparavant ces types de défauts affectent directement l'entrefer de la machine ce qui se traduit par une dissymétrie importante de la perméance de cette dernière, donc de la FMM. Cette dissymétrie de perméance se traduit naturellement par des vibrations mécaniques dans la machine.

- *Inductance synchrone de la MSynR (Excentricité mixte)*

On constate clairement, sur la figure IV.33, représentant simultanément l'inductance synchrone en fonctionnement normal et en présence de défaut de l'excentricité mixte (ME), une déformation de l'allure de l'inductance aux niveaux des dents et des encoches statorique. Cette déformation a engendrée des ondulations importantes du couple électromagnétique de la machine. De la même manière, que les deux défauts d'excentricité (SE, DE) précédents on note une légère augmentation de la valeur moyenne de l'inductance L_m=240.35mH (+4.05%), ainsi qu'une légère augmentation de l'inductance directe Ld=497.20mH (+7.54%), tandis que la valeur de l'inductance en quadrature présente une diminution insignifiante Lq=203.49 (-0.15%).

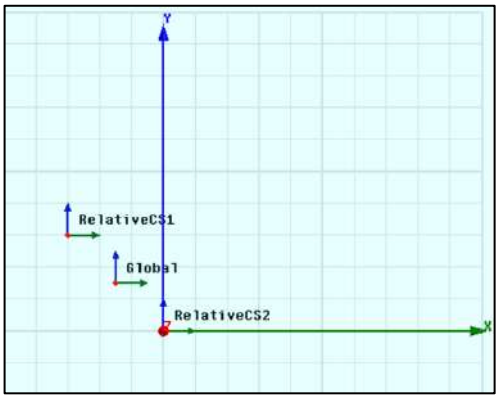


Figure IV.29 : *Repères de la MSynR _ Excentricité mixte (ME)*

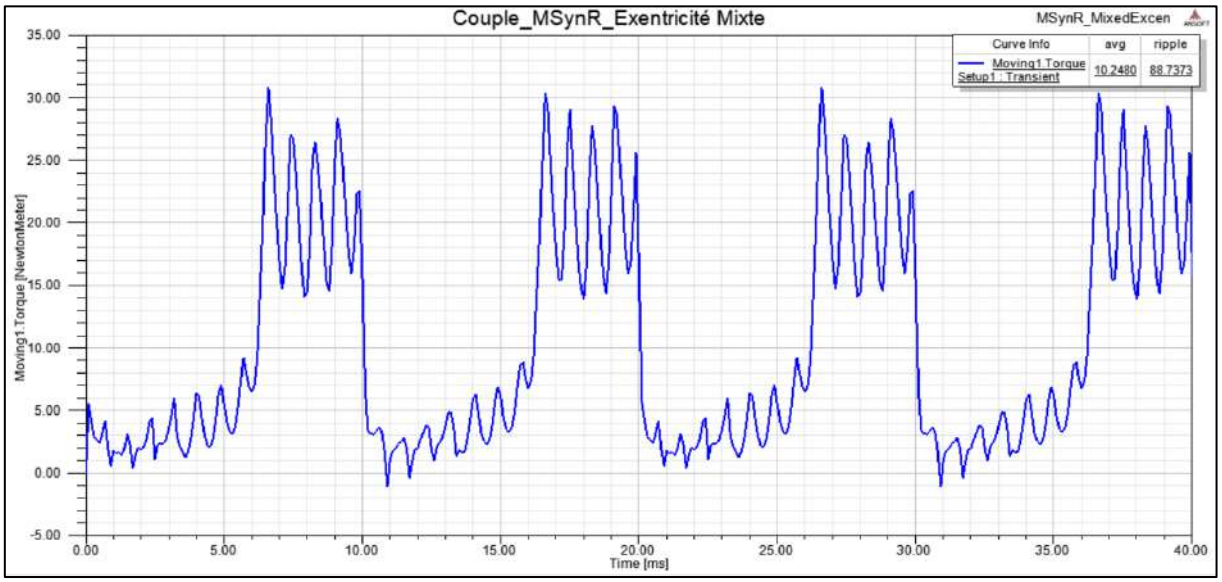


Figure IV.30 : *Couple électromagnétique _ Excentricité mixte (ME)*

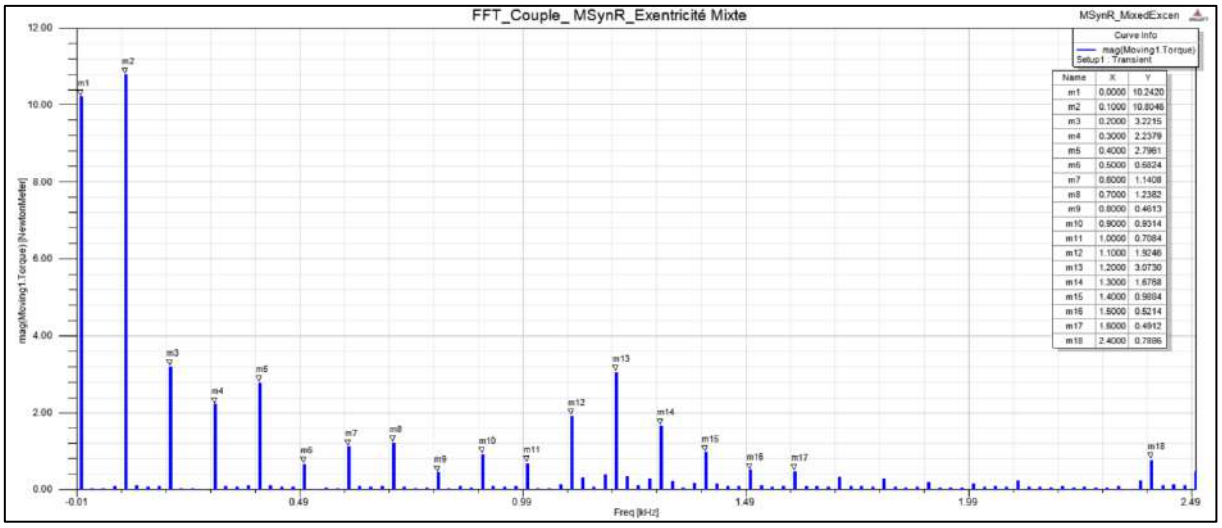


Figure IV.31 : *Spectre harmonique du couple électromagnétique _ Excentricité Mixte (ME)*

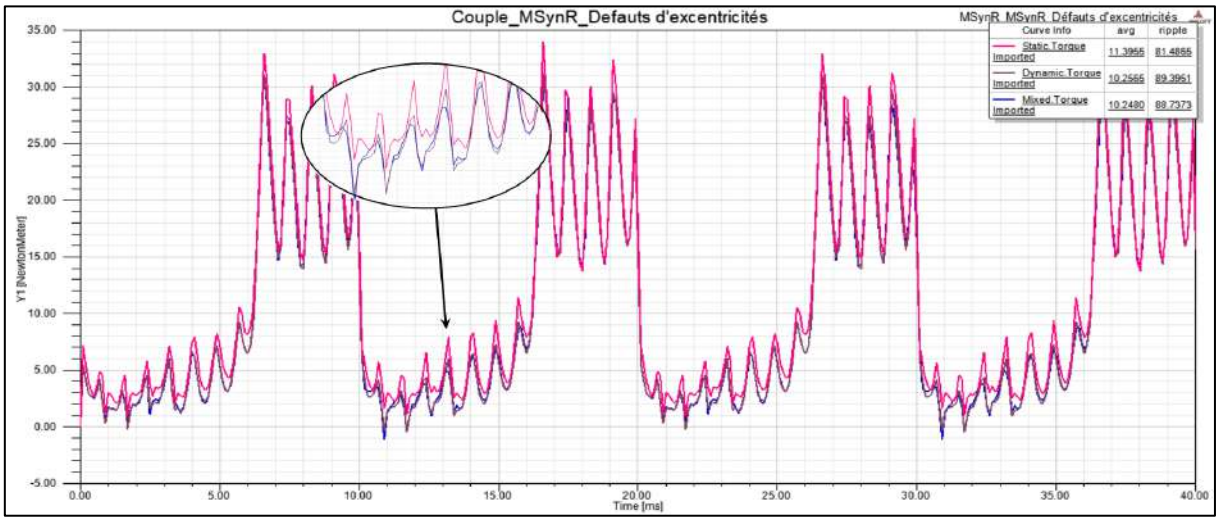


Figure IV.32 : *Couple électromagnétique _ Statique (SE) – Dynamique (DE) – Mixte (ME)*

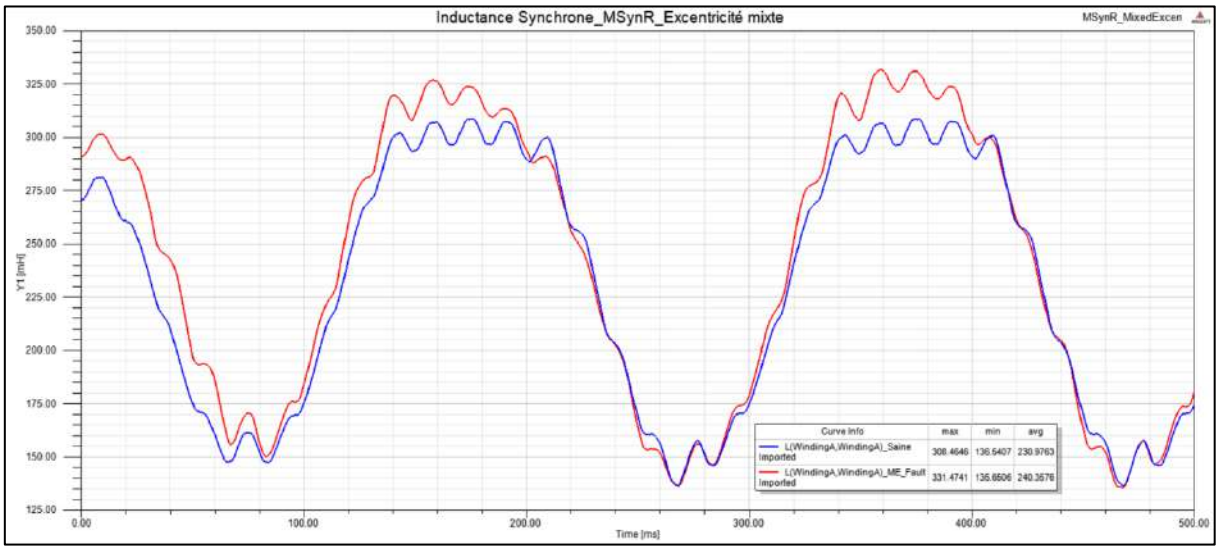


Figure IV.33 : *Inductance synchrone de la MSynR _ Excentricité mixte*

En fin, pour récapituler les résultats de l'étude que nous avons menée pour le cas d'une défaillance rotorique, concernant les trois types de défauts d'excentricités (SE, DE, ME), on constate que malgré la présence de ces défauts, la machine continue à développer des couples avec des valeurs moyennes admissibles. Cependant, les ondulations du couple engendrées par ces types de défaut sont très importantes et inadmissibles, ce qui altère certainement et sérieusement le bon fonctionnement de la machine.

Afin de cerner d'une manière succincte les résultats des études menées dans ce chapitre, nous avons effectuée d'autres analyses de court-circuit inter-spires allant de 5% à 95%. Les amplitudes de couple correspondant à la fréquence fondamentale pour les différents défauts sont représentées sur la figure IV.34, dont on peut bien remarquer que les défauts étudiés ont des impacts de plus en plus importants sur l'amplitude du couple selon la gravité de défaut.

Les résultats obtenus pour tous les défauts de fonctionnement étudiés sont comparés au fonctionnement sain de la MSynR dans le tableau IV.2. D'après les résultats représentés dans ce tableau on note clairement que les défauts inter-spires conduit à la diminution du couple électromagnétique qui à leurs tours engendre des ondulations importantes dans ce dernier. En autre on note une diminution des inductances de la bobine en défaut. Quant aux défauts de court-circuit de phase ils provoquent une diminution drastique dans la valeur moyenne du couple électromagnétique et des graves ondulations au niveau du celui-ci.

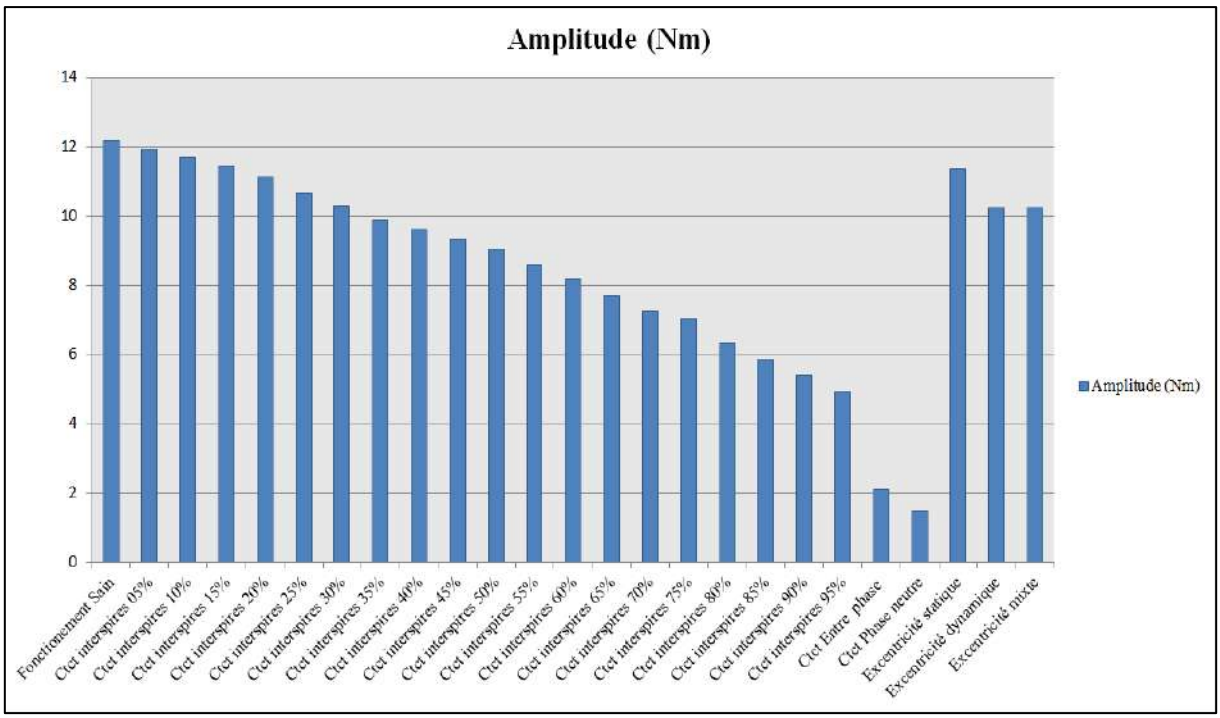


Figure IV.34 : *Amplitudes de couple pour la fréquence fondamentale.*

Tableau IV.2. *Tableau récapitulatif des résultats obtenus en fonctionnement sain et défectueux de la MSynR.*

	Couple (Nm)	Ondulation du couple (%)	Inductance synchrone (mH)		
			L_m	L_d	L_q
Fonctionnement sain	12.19	27.79	230.97	462.33	204.81
Court-circuit inter-spire 25%	10.66 (-12.55%)	33.99 (+22.31%)	125.81 (-45.52%)	250.71 (-45.77%)	118.81 (-43.48%)
Court-circuit inter-spire 50%	9.04 (-25.84%)	44.69 (+60.81%)	64.18 (-72.21%)	127.81 (-72.38%)	60.81 (-71.07%)
Court-circuit inter-spire 75%	6.78 (-44,38%)	70.60 (+155.80%)	16.00 (-93.07%)	31.92 (-93.09%)	15.03 (-92.34%)
Court-circuit entre Phases	2.07 (-83.02%)	280.13 (+908.02%)	-	-	-
Court-circuit Phase terre	0.75 (-93.84%)	975.84 (+3411.62%)	-	-	-
Ouverture d'une phase	0.00	0.00	-	-	-
Excentricité statique	11.39 (-6.56)	81.48 (+193.19%)	242.00 (+4.77%)	500.97 (+8.35%)	206.14 (+0.65%)
Excentricité dynamique	10.25 (-15.91)	89.39 (+221.66%)	240.80 (+4.25%)	497.62 (+7.63%)	204.49 (-0.15%)
Excentricité mixte	10.24 (-15.99)	88.73 (+219.28%)	240.35 (+4.05%)	497.20 (+7.54%)	203.49 (-0.64%)

Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons développé un modèle de co-simulation des défauts d'une machine synchrone à réluctance variable en utilisant une modélisation par éléments finis couplé avec un modèle circuit électrique. La structure de la machine a été développée à l'aide de logiciel ANSYS Maxwell et couplée à un circuit électrique sous Simplorer. En effet, le circuit externe a été implémenté sous Simplorer, qui est lié dynamiquement avec le modèle de machine réalisé sous Ansoft Maxwell, ce qui nous a permis de réaliser une simulation réaliste globale de la machine.

L'induction, les champs magnétiques, l'inductance synchrone, le couple en fonction du temps et le spectre harmonique du couple de la machine en fonctionnement sain ont été présentés. Ensuite, le couple électromagnétique, le spectre harmonique de ce dernier et l'inductance synchrone pour plusieurs types de défauts ont été comparés au fonctionnement sain de la machine. Ceci en réalisant une série d'analyse pour différents scénarios. Une étude spectrale du comportement de la MSynR a été effectuée sur le couple pour la recherche des signatures des défauts.

Alors les résultats de la simulation ont été analysés et discutés pour plusieurs cas, notamment; le fonctionnement sain de la machine et le fonctionnement en présence des défauts de court-circuit inter-spires d'un enroulement de stator et ceci pour des court-circuit de 25%, 50% et 75%, d'un court-circuit entre phase, d'un court-circuit phase terre, d'une ouverture d'une phase, d'une excentricité statique, d'une excentricité dynamique et d'une excentricité mixte. Les résultats de l'analyse harmonique effectuée sur la signature de la forme d'onde de couple ont été présentés pour chaque défaut.

Les inductances synchrones de la machine en présence des défauts de court-circuit inter-spires et des défauts d'excentricité ont été également analysées et comparée par rapport à celles obtenues dans le cas de la machine saine.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse porte sur l'analyse et la reconnaissance des défauts de la machine synchrone à réluctance variable. Le contexte des travaux décrits dans ce projet montre l'intérêt d'avoir une connaissance de l'impact des défauts étudiés sur le fonctionnement et les performances de la machine.

Nous avons débuté ce travail de recherche par une présentation sur l'état de l'art de diagnostic et des défauts dans les machines électriques. Après un rappel sur les principales notions et les définitions de base utilisées dans le domaine de diagnostic des défauts dans les machines électriques, une revus générale sur la répartition des pannes dans ces dernières, leurs origines et leurs classifications ainsi que les méthodes de diagnostic et d'analyse, trouvées dans la littérature, de ces défaillances a été exposée.

Ensuite une présentation et une modélisation de la machine synchro-réluctance objet de notre travail a été donnée. La modélisation numérique a été faite par la méthode des éléments finis, du fait qu'elle est bien adaptée à l'objectif principal de notre recherche en l'occurrence l'analyse et le diagnostic de défauts. En effet cette méthode facilite l'accès aux caractéristiques électro-géométriques de la machine ce qui nous permet d'injecter aisément les défauts dans n'importe quelle partie de la machine modélisée.

Par la suite une validation du modèle numérique développé de la MSynR existante au laboratoire en identifiant ses paramètres. Une expérimentation virtuelle nous a permis d'analyser le fonctionnement de notre machine, et ceci en étudiant l'influence de plusieurs paramètres géométriques de la machine sur le couple et les pertes magnétique. Les paramètres étudiés sont, l'entrefer (e), l'ouverture angulaire de rotor (βr), la largeur (L_{ds}) et la hauteur (H_{ds}) de la dent statorique et ceci pour deux courants d'excitation statoriques. Tous les résultats obtenus ont été analysés et discutés.

Par ailleurs, une réalisation de deux bancs de testes des essais pratique, nous ont permis de calculer, la résistance statorique, les pertes joules, les pertes mécaniques, le couple utile, les pertes magnétiques et l'inductance synchrone de la machine. Les résultats obtenus par les essais expérimentaux sont comparés à ceux obtenus par le modèle numérique développé de la machine, ce qui constitue une validation de notre modèle proposé.

Nous avons terminé ce travail par une étude et une analyse des défauts les plus fréquemment rencontrés dans les machines tournantes. Alors nous avons, en premier lieu, étudié des défauts statorique par la création d'un court-circuit inter-spire d'une bobine correspondant à une gravité de 25%, 50% et 75%. Puis nous avons enchainé notre travail par la simulation d'un défaut de court-circuit entre deux phases, un défaut de court-circuit phase terre et par la suite un défaut d'ouverture d'une phase. En deuxième lieu nous nous sommes intéressés aux défauts rotoriques à savoir les défauts d'excentricité statique, d'excentricité dynamique et d'excentricité mixte.

L'analyse de couple et le spectre fréquentielle pour chaque défaut ainsi que l'inductance synchrone de la machine ont été étudiés. La signature de la machine en présence

du défaut et celle de la machine saine sont comparées afin de déceler toute anomalie liée à la présence du défaut. Les résultats obtenus montrent que l'analyse FFT peut être considérée comme un outil de détection du défaut de court-circuit et ceci par la présence des fréquences parasites, et l'augmentation de nombre des fréquences harmoniques montrent la gravité de défaut. L'inductance synchrone de la machine est un autre indicateur de la sévérité du défaut.

Enfin, les plus important résultats à retenir ont montrés que :

- ✓ Un défaut de court-circuit inter-spire engendre une diminution dans la valeur moyenne du couple et une augmentation importante dans le taux d'ondulation de celui-ci.
- ✓ Les défauts analysés créent plusieurs harmoniques dans le spectre de couple.
- ✓ L'inductance synchrone de la machine est drastiquement affectée dans le cas de défaut de court-circuit inter-spire.
- ✓ L'analyse des signaux captés des inductances peuvent êtres exploités pour des applications de type diagnostic.
- ✓ Les défauts d'excentricités (SE, DE, ME) engendrent des ondulations sévères dans le couple et une légère déformation de l'inductance synchrone de la machine.
- ✓ Les défauts d'excentricités (SE, DE, ME) peuvent être détectés par l'analyse de la grandeur du couple électromagnétique.

Comme perspectives à ce travail, à l'avenir il serait intéressant de le compléter par une mise en œuvre d'un banc d'essai expérimental réel adapté au diagnostic des défauts étudiés.

Une deuxième orientation de recherche est de faire une étude par l'analyse vibratoire de la machine en présence des défauts.

Une autre piste de recherche à exploiter est de faire simuler plusieurs scénarios de plusieurs défauts en même temps, par exemple on peut considérer un défaut d'excentricité statique et un défaut de court-circuit inter-spires.

Une autre orientation de recherche est la simulation d'un défaut évolutif qui apparait dans la machine et dont la gravité évolue en fonction du temps.

Il est également souhaité d'utiliser les techniques d'intelligence artificielle afin de différencier entre différents défauts de la machine.

Enfin l'exploitation de la technique de la transformation ondelette afin de localiser les défauts sera aussi intéressante.

Annexes

PUBLICATIONS INTERNATIONALS

Benessalah Djamel, Hamza Houassine, Nadir Kabeche, Djelloul Moussaoui. "Electromagnetic nonlinear parametric study of the SynRM using FEM method," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science,* Vol. 24, No. 2, November 2021, pp. 637~648 ISSN: 2502-4752.
DOI: http://dx.doi.org/ 10.11591/ijeecs.v24.i2.pp637-648

Benessalah Djamel, Hamza Houassine, Nadir Kabeche, Djelloul Moussaoui. "Improving the performance of a synchronous reluctance machine through the use of composite magnetic materials," *Journal of Electrical and Electronic Systems,* Vol. 7:262, Issue 3, 2018.
DOI: 10.4172/2332-0796.1000262

REFERENCES

[1] www.fr.abb.com, Des moteurs à réluctance variable pour optimiser le bilan énergétique des applications industrielles.

[2] M.Sahraoui., "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones," *Thèse de doctorat, Université de Biskra,* Déc.2010

[3] E.Schaeffer., "Diagnostic des machines asynchrone : modèle et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," *Thèse de doctorat, Ecole centrale de Nantes, France,* Décembre 1999.

[4] T.Boumegoura., "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone," *Ecole doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon,* Mars 2001.

[5] M.R. Zemouri., "Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application de la e-maintenance," *Thèse de doctorat, université de Franche-Comté, France,* 28 Novembre 2003.

[6] G.Didier., "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance," *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France,* 2004.

[7] Ahmed Ramdane, Abdelaziz Lakhal., "Proposition d'une approche Bayésienne pour la prédiction de défaillance des machines asynchrones," *International conférence on Technological Advences in Electrical Enginiring (ICTAEE'16),* 2016.

[8] Lebaroud A., "Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables," *Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Alegria,* 2006.

[9] Abdelghani Chahmi., "Analyse fréquentielle des défaillances d'une machine asynchrone," *JCGE, St-Louis, France,* Juin 2014.

[10] Claude Voscheid, Patrice Nus., "Implantation des transformées de hartley et de fourrier glissante sur le processeur DSP96002 : Application à l'analyse vibratoire d'un moteur électrique de forte puissance," *Académie et société lorraines des sciences, Villers- lès-Nancy, France,* 1993.

[11] Baptiste Trajin et al., "Détection de dégradations et d'usures des roulements à billes d'un entrainement électriques," *22iéme édition des journées internationales et francophones de tribologies, JIFT2010*, 27-36, 2010.

[12] Abdelkader Mellakhi et al., "Analyse spectrale du courant statorique pour détecter les cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage en tenant compte des harmoniques d'espace," *Nature & Technology,* 35, 2010.

[13] Hamed Yahoui, Gérad Rojat, Cyrille Gillot., "Analyse du champ magnétique proche émis par un bus barre laminaire, présentation des mesures du champ magnétique proche et analyse des raies fréquentielles," *Revue internationale de génie électrique* 10(1-2), 9-26, 2007.

[14] G.M. Joksimovic et al., "Dynamic simulation of Dynamic Eccentricity in Induction Machines - Winding Function Approach," *IEEE, Transactions On Energy Conversion*, Vol. 15, No. 2, June 2000.

[15] H. Guldmir., "Detection of air gap eccentricity using line current spectrum of induction motors," *Electric Power Systems Research, 64,* pp. 109-117, 2003.

[16] Hadjami M., Khezzar A., Oumaamar M.E.K., Razik H., Rezzoug A., "Analytical Model of Cage Induction Machine Dedicated to the Study of Axial Non-uniformities," *SDEMPED,* 5-8 Sept 2011, Bologna, Italy, 2011.

[17] Nandi S., Ahmed S., Toliyat H.A., "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* Vol. 16, pp. 253–260, Sept. 2001.

[18] M. G. Melero et al., "An Automated Insulation Failure Detection System for Working Induction motors," *EPE'99 – Lausanne*, 1999.

[19] N. Bianchi.; "Electrical Machine Analysis using Finite Elements," *Taylor & Francis,* 2005.

[20] O.A. Mohammad, N.A. Demerdash., "A 3-D finite element perturbation method for determining satured values of transformer winding inductances including experimental verification," *IEEE Transaction On Magnetics,* vol.21, No.5, 1985.

[21] J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Dorrel., "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol.14, No.3, 1999.

[22] M. Dai, A Keyhani, T.Sebastian., "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method," *IEEE Transaction On Energy Conversion, vol*.20, No.1, 2005.

[23] O.A. Mohammad et al., "Internal Short Circuit Fault Diagnosis for PM Machines Using FE-Based Phase Variable Model and Wavelets Analysis," *IEEE Transaction On Magnetics*, vol.33, No.4, 2007.

[24] W. Jiabin et al., "Design of a miniature permanent magnet generator and energy storage system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume: 52, Issue: 5, page(s): 1383-1390, Oct. 2005.

[25] Vaseghi B., Takorabet N., and Meibody-Tabar F., "Fault Analysis and Parameter Identification of PM Motors by the Finite Element Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 45, Issue 9, 2009.

[26] Association Française de Normalisation (AFNOR), "Norme X 60-010 : Maintenance industrielle," 2002.

[27] A.H. Bonnet and G.C Soutkup, "Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel Cage Induction Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol24, N6, pp1124-1130, November/December, 1988.

[28] D. Augeix, "Analyse vibratoire des machines tournantes,". *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie mécanique*, BM 5- 145, pp. 1-22, 2002.

[29] G. M. R. Razafindrazato, "Méthodes numériques pour la caractérisation vibratoire de structures complexes," *Thèse présentée pour l'obtention du titre de Docteur de l'Université Paris Est Créteil en Sciences de l'Ingénieur*, 2010.

[30] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes," *Cahier des préventions. CP2, Société Allianz*, 1988.

[31] P. O'Donnell, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I," *Industry Applications, IEEE Transactions on,* vol.IA-21, no.4, pp.853, 864, doi:10.1109/TIA.1985.349532, July 1985.

[32] P.F. Albrecht, J.C. Appiarius, R.M. McCoy, E.L. Owen, D.K. Sharma, "Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications – Updated," *Power Engineering Review IEEE* vol.PER-6, no.3, pp.31-32, doi:10.1109/MPER.1986.5528107, March 1986.

[33] O.V. Thorsen, M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry," *Industry Applications, IEEE Transactions on,* vol.35, no.4, pp.810, 818, doi:10.1109/28.777188, Jul/Aug 1999.

[34] S. Belhamdi, "Diagnostic des défauts de la machine asynchrone par différentes techniques de commande,", *Thèse de doctorat, Université de Mohamed Khider, Biskra* ,2014.

[35] Yakoub Saadi, " Stratégie de contrôle et analyse des défauts d'une machine à réluctance variable pour une chaine de traction électrique," *Automatique /Robotique, Thèse de doctorat Université Paris Saclay,* 2019.

[36] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des machines électrique en présences de défaut entre spires Modélisation –Réduction du courant de défaut ", *Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Lorraine, Université de Nancy*, 2009.

[37] Kazzaz S. A. S. A., Singh G. K., "Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques," *ELSEVIER, Electric Power Systems Research,* vol. 65, p. 197-221, 2003.

[38] R. Casimir et al., "Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone a cage en présence de défauts ," *Revue Internationale de Génie Electrique,* vol. 8, n°2, p. 287-330, 2005.

[39] T. Boileau, "Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents-Tolérance au défaut de capteur mécanique-Détection de défauts électriques," *Institut National Polytechnique de Lorraine Thèse de doctorat,* 2010.

[40] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani, "Speed, DC-link Voltage and Current Sensor Fault Detection and Isolation in IPM Synchronous Motor Drives using an Extented Kalman Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1662-1672, May 2010.

[41] R. Ginzarly, G. Hoblos, and N. Moubayed, "Faults in hybrid electric vehicles' permanent magnet machines," *3rd Int. Conf. Technol. Adv. Electr. Electron. Comput. Eng.*, pp. 169–174, 2015.

[42] J. A. Farooq, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," *Université de Technologie de Belfort-Monbéliard*, 2008.

[43] Z. Wu, "Conception optimale d'un entrainement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique," *Université de Franche-Comté*, 2012.

[44] Q. Meng, L. Qu, "Rotating machinery fault diagnosis using Wigner Distribution, Mechanical Systems and Signal Processing," pp 155-166, 1991.

[45] Habetler T. G., Harley R Stack J. R., "Fault classification and fault signature production for rolling element bearings in electric machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, n°3, p. 735-739, May./Jun. 2004.

[46] Habetler T. G., Harley R Stack J. R.,2005, "Experimentally generating faults in rolling element bearings via shaft current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n°1, p. 25-29, Jan./Feb. 2005.

[47] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.

[48] M. E. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, 2000.

[49] D. Basak, A. Tiwari, and S. P. Das, "Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines - A review," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 3061–3066, 2006.

[50] G. R. G. Guemo, "Modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents," *INSA de Lyon*, 2014.

[51] Y. Da, X. Shi, and M. Krishnamurthy, "Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for brushless permanent magnet machines," *in IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, VPPC 2011, pp. 1–7, 2011.

[52] J. A. Farooq, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," *Université de Technologie de Belfort-Monbéliard*, 2008.

[53] M. Khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique," *Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2009.

[54] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, and T. W. Nehl, "Detection of stator short circuits in VSI-Fed brushless DC motors using wavelet transform," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 1–8, 2006.

[55] Yao Da and M. Krishnamurthy, "Novel fault diagnostic technique for permanent Magnet Synchronous Machines using electromagnetic signature analysis," *IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–6, 2010.

[56] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Demagnetization Fault Diagnosis in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 3, pp. 1–1, 2013.

[57] W. S. Abu-Elhaija, J. Faiz, and B. M. Ebrahimi, "Analytical Prediction of Instantaneous Torque and Speed for Induction Motors with Mixed-Eccentricity Fault Using Magnetic-Field Equations," *Electromagnetics*, vol. 30, no. 6, pp. 525–540, 2010

[58] D. Crombez, "Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts : Application sur les boîtes de vitesses automobiles," *Université de Rouen*, 2011.

[59] A. Rezig, M. R. Mekideche, and A. Djerdir, "Impact of eccentricity and demagnetization faults on magnetic noise generation in brushless permanent magnet DC motors," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 356–363, 2011.

[60] H. Razik, "La machine asynchrone à vitesse variable: capteurs, modèles, contrôle et diagnostic," *Hermes Sci*, 2006.

[61] G. Mirzaeva and K. Saad, "AC motor instrumentation and main air gap flux measurement for fault diagnostics," *Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC 2013*, no. October, pp. 1–6, 2013.

[62] R. Romary et al., "Diagnostic des machines électriques par analyse du champ magnétique de dispersion: Nouvelles tendances en conception des machines électriques," *Rev. l'électricité l'électronique REE*, vol. 11, pp. 49–64, 2006.

[63] Z. Yang, X. Shi, and M. Krishnamurthy, "Vibration monitoring of PM synchronous machine with partial demagnetization and inter-turn short circuit faults," *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1–6.2014.

[64] C. Laiet et al., "Analysis of stator winding inter-turn short-circuit fault in interior and surface mounted permanent magnet traction machines," *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo-ITEC*, pp. 1–6, 2014.

[65] A. Djerdir, J. A. Farooq, A. Rezig, and A. Miraoui, "Faults in permanent magnet traction motors: State of the art and modeling approaches," *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–5, 2010.

[66] G. Vinson et al., "Permanent magnets synchronous machines faults detection and identification," *IECON Proc. Ind. Electron. Conf.*, pp. 3925–3930, 2012.

[67] J. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega, and E. Rosero, "Short circuit fault detection in PMSM by means of empirical mode decomposition (EMD) and Wigner Ville distribution (WVD)," *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 98–103, 2008.

[68] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Magnetic field and vibration monitoring in permanent magnet synchronous motors under eccentricity fault," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 6, no. 1, pp. 35–45, 2012.

[69] M. Ahmadi, J. Poshtan, and M. Poshtan, "Static eccentricity fault detection in induction motors using wavelet packet decomposition and Gyration radius," *1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA)*, pp. 1–5, 2013.

[70] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, and M. J. Roshtkhari, "Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4727–4739, 2009.

[71] B. M. Ebrahimi, M. Javan Roshtkhari, J. Faiz, and S. V. Khatami, "Advanced eccentricity fault recognition in permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 2041–2052, 2014.

[72] D. J. Kim, H. J. Kim, J. P. Hong, and C. J. Park, "Estimation of acoustic noise and vibration in an induction machine considering rotor eccentricity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 2–5, 2014.

[73] H.-J. Shin, J.-Y. Choi, H.-I. Park, and S.-M. Jang, "Vibration Analysis and Measurements Through Prediction of Electromagnetic Vibration Sources of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Analytical Magnetic Field Calculations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4219–4219, 2012.

[74] C. Breneur, "Eléments de maintenance préventive de machines tournantes dans le cas de défauts combinés d'engrenages et de roulements," *Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2002.

[75] J. Harmouche, "Détection et diagnostic de défauts naissants en utilisant la divergence de Kullback-Leibler : de la théorie aux applications," *Supélec*, 2014.

[76] I. Sadeghi, H. Ehya, and J. Faiz, "Online Fault Diagnosis of Large Electrical Machines using Vibration Signal-A Review," *Joint International Conference OPTIM-ACEMP, optimization of electrical and electronic equipment, conference on electrical machines and power electronics*, 2017.

[77] C. Pachaud and A. Boulenger, "Aide-mémoire Surveillance des machines par analyse des vibrations,". *DUNOD*, 2009.

[78] M. Tsypkin, "Induction motor condition monitoring: Vibration analysis technique - A practical implementation," *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 406–411, 2011.

[79] D. Augeix, "Analyse vibratoire des machines tournantes," 2013.

[80] Casimir. R, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes". *Thèse de doctorat. Ecole centrale de LYON. France*, Décembre 2003.

[81] A. Oulmane, "Surveillance et diagnostic des défauts des machines tournantes dans le domaine temps-fréquences utilisant les réseaux de neurones et la logique floue," 2014.
[82] A. Boulenger, "Maintenance conditionnelle par analyse des vibrations," 2006.
[83] Bui Viet Phuong, "Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite, application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide," *Thèse de doctorat, l'institut National polytechnique, Université de Grenoble*, 2007.
[84] Saliou Diouf,"Contribution au diagnostic industriel de défauts de roulement et de Balourd par techniques Neuronales Application à la machine asynchrone," *Thèse de doctorat, Université Paris XII Val De Marne –Creteil*, 2007.
[85] Abed. A, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone," *Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy,* 2002.
[86] S. Methnani, "Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux stations d'épurations des eaux usées," *Université de Toulon,* 2012.
[87] M. Khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents: Détection des courts-circuits par suivi paramétrique," *Institut National Polytechnique de Toulouse,* 2009.
[88] P. Lyonnet, M. Thomas, and R. Toscano, "Fiabilité, diagnostic et maintenance prédictive des systèmes". *Paris: Lavoisier SAS,* 2012.
[89] J.-C. Trigeassou, "Diagnostic des machines électriques," *Hermes Sci,* 2011.
[90] Smail Bachir, Jean Claude Trigeassau, Slim Tnani, "Diagnostic des défauts statorique et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse ", *Conférence internationale francophone d'automatique Nantes* 8-10 juil 2002.
[91] O. Meski, "Développement d'un outil à base de connaissances pour l'aide à la décision dans le contexte de l'Industrie 4.0 : Application au diagnostic des machines d'usinage à grande vitesse,", *Thèse de doctorat, université de Nantes,* 2021.
[92] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," *Thèse de Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. France* Octobre 2004.
[93] A. K.S. Jardine, D. Lin, D. Banjevic, "A review on machinery diagnostics and prognostics implementing condition-based maintenance". *ELSEVIER Mechanical Systems and Signal Processing* 20 (2006) 1483–1510, November 2005.
[94] S. Fedela., " Diagnostic des défauts des machines tournantes par reconnaissance des formes," *Thèse de doctorat, Institut d'optique et de mécanique de précision, Université Ferhat ABBAS, Setif.1,* 2021.
[95] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur – machine asynchrone". *Thèse de doctorat. Ecole centrale de LYON. France,* Octobre 2006.
[96] S. Guillaso, "Complémentarité polarimétrie / interférométrie pour la détection et la caractérisation de cibles," *Thèse de doctorat. Université de Rennes 1, France,* Novembre 2003.
[97] Boudinar.A.H, "Etude et développement d'un turbo identificateur à haute résolution application au diagnostic des machines asynchrones à cage d'écureuil". *Thèse de doctorat d'état. Université des Sciences et de la technologie d'Oran. M.B. Algérie.* 2007.

[98] Jorma Haataja, "A comparative performance study of four pole induction motor and synchronous reluctance motor in variable speed drives,". *Thèse de doctorat en technologie, Université technique de Lappeenranta, Finlande,* Juin 2003.
[99] J. Legranger, "Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués," *Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne,* 2009.
[100] D. A. Staton, T. J. E.Miller and S. E.Wood, "Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor," *IEE Proceedings Electric Power Applications,* vol. 140, pp. 249-259, 1993.
[101] T. J. E. Miller, A. Hutton, C. Cossar and D. A. Staton, "Design of a synchronous reluctance motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 27, pp. 741-749, 1991.

[102] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, pp. 359-365, 1994.

[103] M. J. Kamper, F. S.Van der Merwe and S.Williamson, "Direct finite element design optimisation of the cageless reluctance synchronous machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, pp. 547-555, 1996.

[104] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini and S.C. Petrache, "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 758-765, 1998.

[105] J. Malan and M. J. Kamper, "Performance of a hybrid electric vehicle using reluctance synchronous machine technology," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1319-1324, 2001.

[106] R. R. Moghaddam and F. Gyllensten, "Novel High-Performance SynRM Design Method: An Easy Approach for A Complicated Rotor Topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 5058-5065, 2014.

[107] N. Bianchi, M. Degano and E.Fornasiero, "Sensitivity Analysis of Torque Ripple Reduction of Synchronous Reluctance and Interior PM Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 187-195, 2015.

[108] S. Taghavi, "Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications," *Thèse de Doctorat, Université de Concordia, Montreal, Canada*, 2015.

[109] G. Pellegrino, F.Cupertino and C.Gerada, "Automatic Design of Synchronous Reluctance Motors Focusing on Barrier Shape Optimization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 1465-1474, 2015.

[110] Csaba Szabo, "Motor Revolution: Synchronous reluctance motor technology," *ABB Australia*, July 2014.

[111] M. A. H. Rasid et al., "Simple lumped parameter thermal model with practical experimental fitting method for synchronous reluctance machine," *Proc. IEEE 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France*, pp. 1–10, Sept. 2013.

[112] M. Degano et al., "Synchronous reluctance machine analytical model optimization and validation through finite element analysis," *In Proc. ICEM, Lausanne, Switzerland*, pp. 585–5914, Sept. 2016.

[113] L. R. Huang et al., "Analysis of torque production in variable flux reluctance machines," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 32, no. 4, pp. 1297–1308, 2017.

[114] K. Rajashekara, "Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 3–10, 2013.

[115] S. M. de Pancorbo et al., "Comparative study between induction motor and synchronous reluctance motor for electrical railway traction applications," *Proc. 5th IEEE International Electric Drives Production Conference (EDPC), Nuremberg, Germany*, pp. 1–5, Sept. 2015.

[116] G. Bacco, N. Bianchi, and H. Mahmoud, "A nonlinear analytical model for the rapid prediction of the torque of synchronous reluctance machines," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 33, no. 3, pp. 1539–1546, Sept 2018.

[117] M.Di Nardo et al., "Design optimization of a high-speed synchronous reluctance machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 233–243, Jan/Feb 2018.

[118] D. Kien Ngo, M. Hsieh, "Performance analysis of synchronous reluctance motor with limited amount of permanent magnet," *Energies journal*, Sept 2019.

[119] B. Du Peloux et al., "Automatic generation of sizing static models based on reluctance networks for the optimization of electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 715–718, Apr 2006.

[120] M. Amrhein, and P. Krein, "3-D magnetic equivalent circuit framework for modeling electromechanical devices," *IEEE Trans. Energy Convers,* vol. 24, no. 2, pp. 397–405, Jun 2009.

[121] D. M. B. Matos et al, "Modeling and implementation of MTPA control strategy for SynRM variable speed drives," *Int. Rev. Elect. Eng.*, vol. 9, no. 6, pp. 1103–1110, Nov/Dec 2014.

[122] A. Tap, L. Xheladini, "Comprehensive design and analysis of PM-SynRM for washing machine applications," *IET Electric power applications*, vol.12 Iss.9, pp.1311-1319, 2018.
[123] B. Ban et al., "Synchronous Reluctance Machines: Theory, Design And The Potential Use In Traction Applications," *International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE), The High Tatras*, Sept 2019.
[124] C.M. Donaghy Spargo, "Synchronous reluctance motor technology: opportunities, challenges and future direction," *Engineering technology reference*, pp.1-15, 2016.
[125] M. Hippner, and P. Haripersad, "Temperature distribution calculation in axially laminated synchronous reluctance, Electric Power Components and Systems," *5th IEEE Africon Conference in Africa, Cape Town, South Africa*, vol. 2. pp. 679–682, 1999.
[126] M. I. Lamghari-Jamal et al., "A magneto-thermal study of a high-speed synchronous reluctance machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1271–1274, Apr 2006.
[127] A. Adouni, J. Antonio, M. Cardoso, "Thermal Analysis of Synchronous Reluctance Machines – A Review," *Electric Power Components and Systems*, 47:6-7, pp. 471-485, 2019.
[128] G. Holling, "Motors without rare-earth magnets: what is the option?" *Power transmission engineering*, pp.41-43, Oct 2019.
[129] JH. Mun, et al., "Efficiency optimization control of SynRM drives," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2006.
[130] S. Taghavi and P. Pillay, "A Sizing Methodology of the Synchronous Reluctance Motor for Traction Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 2, pp. 329-340, June 2014.
[131] S. Maroufian S, P. Pillay, "Torque characterization of a synchronous reluctance machine using an analytical model," *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 2016.
[132] A. Vagati, A. Canova, M. Chiampi, "Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions*, vol.36, no.4, pp.1094, 1102, Jul/Aug 2000.
[133] R. R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design," *M.S. thesis, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering Electrical Machines and Power electronics, Stockholm*, 2007.
[134] Abdelghani. Chahmi, "Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic," *Energie électrique université des sciences et technologie d'Oran-MB*, 2017.
[135] B. Aslan, "Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse," *Thèse de doctorat. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM*, 2013.
[136] T. Raminasoa, "Optimisation des performances des machines synchro-réluctante par réseaux de perméances," *Thèse de doctorat soutenue à l'INPL*, 2006.
[137] R. Rajabi Moghaddam, "Synchronous Reluctance motor (SynRM)," *Master thesis of KTH Electrical engineering*, 2007.
[138] M. El Hadi Zaim, "High-Speed Solid Rotor Synchronous Reluctance Machine Design and Optimization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 1796-1799, 2009.
[139] P. Niazi, "Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement," *Thèse de doctorat, Texas A&M Université*, 2005.
[140] G. Bueno Mariani, "Machine synchrone à réluctance – Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation," *Thèse de doctorat laboratoire Génie Electrique, Grenoble, Ecole Doctorale Electrotechnique Electronique Automatique et Traitement du Signal (E.E.A.T.S.)*, 2006.
[141] N. Boules, "Two-Dimensional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 20, no. 5, pp. 1267-1277, 1984.
[142] N. Boules, "Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 21, no. 4, pp. 633-643, May/June 1985.
[143] N. Boules, "Design optimization of permanent magnet DC motors," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 786-792 , July/August 1990
[144] H. G. Ittstein, "Analytical calculation of the cogging torques of a two-pole permanent magnet excited DC motor," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 75, pp. 283-292, 1992.

[145] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part II: Armature-Reaction Field," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 1, pp. 136-142, Jan 1993.

[146] G. Taguchi, "System of Experimental Design," *Unipub/Kraus, International Publication,* 1987.

[147] M.C. Costa, S.I. Nabeta, A.B.Dietrich, J.R. Cardoso, Y. Marechal, J.-L. Coulomb, "Optimization of a switched reluctance motor using experimental design method, elements response surface," *IEEE Proceedings-Science, Measurement and Technology,* Volume 151, Issue 6, 4, pp. 411-413, Nov. 2004.

[148] F. Gillon, P. Brochet, "Optimisation of a brushless permanent-magnet motor with the experimental design method," *IEEE Transactions on Magnetics,* Volume 34, Issue 5, Part 1, pp. 3648-3651, Sept. 1998.

[149] S. Brisset, P. Brochet, "Optimization of switched reluctance motors using deterministic methods with static and dynamic finite element simulations," *IEEE Transactions on Magnetics,* Volume 34, Issue 5, Part 1, pp. 2853-2856, Sept. 1998.

[150] S. Guerin, J.L. Coulomb, G. Cau§et, "Study of the inverse problem resolution quality. Application to low-Oeld magnetostatic," *Compel,* Vol. 24, No. 3, pp. 942-951, 2005.

[151] H. Roters, "Electromagnetic devices," *New-York, USA: John Wiley and Sons,* 1941.

[152] http ://www.engineous.com/product_iSIGHT.htm

[153] http ://www.esteco.com

[154] http ://www.lmsintl.com/simulation/virtuallab/optimization

[155] B. du Peloux, "Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de reluctances. création d'un outil métier dédie au redimensionnement par optimisation," *Energie électrique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I,* 2006.

[156] Boumedyen Nedjar, "Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméance en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation," *Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan,* 2011.

[157] Hussein Dogan, "Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants. Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué," *Université de Grenoble,* 2013.

[158] Phuoc Hoa Truong, "Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable : approches par la conception et par la commande," *Université de Haute Alsace-Mulhouse,* 2016.

[159] G. Sturtzer, "Modèle inverse et réduction de l'ondulation de couple pour machines synchrones déduits des courbes iso-couples. Extension de la transformation de Park pour moteurs synchrones à pôles saillants non sinusoïdaux et saturés," *Thèse de Doctorat l'école Normale Supérieure de Cachan,* 2001

[160] Y. Amara, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation, Application au véhicule hybride," *Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique de l'ENS de CACHANS,* Décembre 2001.

[161] I. Bouchareb, "Modélisations et outils d'aide au diagnostic de défauts de machines synchrones et a reluctance variable," *Thèse de doctorat, Université de Constantine,* 2013.

[162] G. Couderchon and J.F, "Some aspects of magnetic properties of Ni-Fe and Co-Fe alloys," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 26(1-3),* 1982.

[163] G. Atkinson, A. Jack, B. Jensen et J. Washington, "Soft magnetic composite in optimized machine design," *UKMAG one-day seminar Cutting Costs by Optimized Machine Design, pages 18-19,* 2009.

[164] High output synchronous reluctance (HO SynRM) aluminum motor range, 90-132. Optimized cost of ownership for pump and fan applications, ABB, 2013. http://www.abb.com/cawp/seitp202/87688c289d52378cc125796e0045f0f5.aspx

[165] J.C Sabonnadière et J.L Coulomb., "Calcul des champs électromagnétiques," *Techniques de l'Ingénieur (D3020),* 2000.

[166] S. TAIBI., "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation des machines à réluctance variable de type vernier," *Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologies de Lille,* Juil 2002.

[167] M.FELIACHI., "La méthode de différence et la méthode des éléments finis pour la résolution des équations de champ électromagnétique, " *Rapport d'étude bibliographique,* 1978.

[168] W. Long., "Contribution à la modélisation de systèmes électromagnétiques à l'aide du couplage des équations des circuits magnétique et électrique, " *Thèse de Doctorat, Paris VI,* Octobre 1990.

[169] Z. Ren., "Contribution à la modélisation des machines électriques par résolution simultanée des équations du champ et des équations du circuit d'alimentation," *Thèse de Doctorat, I.N.P.T, Toulouse,* Décembre 1985.

[170] N. Sadowski., "Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d'alimentation (Logiciel EFCAD)," *Thèse de Doctorat, I.N.P.T, Toulouse,* Jan 1993.

[171] Couaib Labiod., "Contribution à la modélisation dynamique à base d'éléments finis au contrôle et à l'optimisation des machines à réluctance variable, " *Thèse de Docteur en Sciences Physiques, Université Mohamed Khider – Biskra,* 2018.

[172] Y. Ouazir, "Contribution à la modélisation électromagnétique des machines à induction," *Thèse de doctorat, Ecole National Polytechnique,* 2006

[173] Jean-Charles Mercier, "Contribution à l'étude par éléments finis du comportement électromagnétique des machines asynchrones rapides," *Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine I.N.P.L,* Septembre 1993.

[174] E. Chauveau, "Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques: Application à l´étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones," *Thèse de doctorat, Université de Nantes,* Novembre 2001.

[175] My-Ismail Lamghari-Jamal, "Modélisation magnétothermique et optimisation des machines rapides: Application à la machine synchrone à réluctance variable," *Thèse de Doctorat de l'université de NANTES,* 2006.

[176] T. Swata. T, et al., "Study on operation under faults with the single phase SR generator," *IEEE Trans. Industry Application,* Vol.35, No.4, pp.774-781, 1999.

[177] Bouchareb. I, Bentounsi. A, Lebaroud. A, Batoun. B and Rebbah. R, "On Line Diagnosis of Faults on Switched Reluctance Motor Using Coupled Circuit-FEM," *EFEEA'10, International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications, Ghardaïa, Algeria,* 02-04 November 2010.

[178] Bouchareb. I, Bentounsi. A, Lebaroud. A, "Study on Fault Tolerant Power Converter for Switched Reluctance Drive Using Coupled Circuit-FEM," *Sixth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies EVER'10, Monte-Carlo (Monaco),* March 31- April 3, 2011.

[179] Bouchareb. I, Bentounsi. A, Lebaroud. A, "A Comparative Study of synchronous Reluctance and Switched Reluctance Motors for High-Performance Fault-Tolerant Applications", *IJAEM,* Vol. 39, No.1-4, pp. 793-799, 2012.

[180] Watson. J. F, Paterson. N. C and Dorrel. D. G, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion,* Vol.14, No.3, 1999.

[181] Bentounsi. A, Nicolas. A, "Transient and steady-state analysis of induction motors with cage faults," *IMACS, Multi-conference, CESA'98, pp.3511-3514, Tunisia,* April 1-4, 1998.

[182] Bentounsi. A, Nicolas. A, "On line diagnosis of defaults on squirrel cage motors using FEM," *IEEE Transactions on Magnetics,* Vol. 34 , No. 5 , p. 3511-3514, September 1998.

[183] Dai. M, Keyhani. A, Sebastian. T, "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method," *IEEE Transaction On Energy Conversion,* Vol.20, No.1, 2005.

[184] Vaseghi. B, Nahid-Mobarakeh. B, Takorabet. N, Meibody-tabar. F, "Modelling of non-salient PM synchronous Machines under stator winding inter-turn fault conditions: Dynamic model-Fem Model," *IEEE VPPC'07, Texas USA,* 2007.

[185] Mohammad. O.A, Z, Liu. S and Abed. N. Y, "Internal Short Circuit Fault Diagnosis for PM Machines Using FE-Based Phase Variable Model and Wavelets Analysis," *IEEE Transaction*

on Magnetics, Vol.33, No.4, 2007.

[186] Vaseghi. B, Takorabet. N, Nahidmobarakeh. B, Meibody-tabar. F, "Modelling and FEM Validation of PM Synchronous Machines under Stator Winding inter-turn Fault," IEEE *ELECTRIMACS, Quebec Canada*, June 2008.

[187] Vaseghi. B, Takorabet. N, Meibody-Tabar. F, "Modeling of IM with Stator Winding inter-turn Fault Validated by FEM," *IEEE ICEM'2008, Proc. PD3-2, Portugal*, September 2008.

[188] Vaseghi. B, Takorabet. N and Meibody-Tabar. F, "Fault Analysis and Parameter Identification of PM Motors by the Finite Element Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, Issue 9, 2009.

[189] Vaseghi. B, Takorabet. N and Meibody-Tabar. F, «Stator Turn Fault Study and Parameter Extraction of Induction Machines Using FEM», Journal COMPEL, may 2010.

[190] F. Meibody-Tabar, "Etude d'une machine synchrone à réluctance variable pour des applications à grande vitesse," *Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine*, Novembre 1986.

[191] M.E. Zaim, "Non-linear models for the design of solid rotor induction machines," *Transactions on Magnetics*, 35(3), 1310-1313, Mai 1999.

[192] S. Laribi, "Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil," *Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran,* 27 Avril 2016.

[193] M.A. Khodja, A.H.Boudinar, N.Benouzza and A Bendiabdellah, "Stator Current Modeling of an Induction Motor for Rotor Faults Diagnosis," *Conference, IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016.

[194] S. Laribi, G.Champenois, A.Bendiabdella, and S.Meradi, "Bar Faults Diagnosis of An Indirect Vector Control Squirrel Cage Induction Motor," *International Conference Electrical Applications (ICEESA)*, 2013.

[195] Husain. I, "Minimization of Torque Ripples in SRM Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No.1, pp.28-39, 2002.

[196] M. Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 47, N°5 October 2000.

[197] W. Zaabi, Y. Bensalem, H. Trabelsi, "Analysis of Induction Motor with Stator Winding Short-circuit Fault by Finite Element Model," *Laboratory Computer Electronic Smart Engineering System Design (CES), Sfax, Tunisia, University of Gabès, International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET), ISSN: 2356-5608, Vol.3, issue 3,* pp.53-58, 2015.

[198] G. Erana Gouda, N.S. Jyothi, "Analysis and Co-Simulation of BLDC Motor Drive with Fault Detection by FEA Method," *Department of Electrical & Electronics Engineering, Malnad College of Engineering Hassan, Karnataka, 573202 India, International Journal for Scientific Research & Development*, Vol. 5, Issue 06, 2017.