

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique

Université MENTOURI de CONSTANTINE

Faculté des Sciences de L'ingénieur
Département d'Electrotechnique



N^o d'ordre :
Série :

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister
en Electrotechnique

Option : Commande et modélisation des machines électriques.

Par

Noureddine BESSOUS

Contribution Au Diagnostic Des Machines
Asynchrones

Soutenu le : ..././.....

Devant le jury composé de :

<i>Président :</i>	Hocine BENALLA	Prof. à l'Université de Constantine
<i>Rapporteur :</i>	Abdelmalek KHEZZAR	M.C. à l'Université de Constantine
<i>Examineurs :</i>	Mohamed El-Hadi LATRECHE	Prof. à l'Université de Constantine
	Mohamed BOUCHERMA	M.C. à l'Université de Constantine

*Je dédie ce mémoire à ma mère,
à mon père pour leur amour et leur soutien,
sans oublier mes frères et soeurs.*

REMERCIEMENTS

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire d'Électrotechnique Mentouri de Constantine.

J'exprime mes vifs remerciements à monsieur KHÉZZAR Abdelmalek, maître de conférences à l'Université Mentouri de Constantine, pour son aide, ses conseils précieux, et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier très profondément à Monsieur BENALLA Houcine, Professeur à l'Université Mentouri de Constantine, pour sa participation au jury de ce présent mémoire en tant que président.

Mes remerciements vont aussi à l'endroit de Messieurs LATRECHÉ Mohamed El-Hadi, Professeur à l'Université Mentouri de Constantine, et BOUCHERMA Mohamed, maître de conférences à l'Université Mentouri de Constantine, pour avoir accepté de juger ce travail, en tant que membres de Jury.

Je voudrais aussi souligner l'importance de l'environnement dans lequel j'ai eu plaisir à travailler et remercier les thésards du laboratoire, BABAA Fatima, HADJAMI Marouane, BOUSSEKSOU Radouane, GHOGGAL Adel et OUMAAMAR Kamel. Nos discussions m'ont aidé à structurer ma vision du diagnostic.

Sans oublier tous mes copains de la promotion 2005/2006, et toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

- Résumé -

Devant l'utilisation croissante de la machine asynchrone dans divers domaines, la nécessité de mener les études en vue de la protection, la maintenance et de la détection des défauts de cette dernière, s'impose.

Notre étude porte sur la présentation de certaines recherches effectuées dans cette optique. Nous exposons également un nouveau modèle (technique) pour le calcul des inductances. Il est clair pour notre part que les résultats obtenus contribueront efficacement à l'étude du diagnostic de la machine. Nous avons également, mis l'accent sur le défaut d'excentricité statique du rotor, et sur le calcul des inductances de ce défaut. A partir de la simulation numérique, nous avons étudié les fréquences qui apparaissent en cas de défaut et du déséquilibre d'alimentation.

Mots clés :

- Machine asynchrone.
- Diagnostic.
- Fonction d'enroulement modifiée (MWF).
- Excentricité statique.
- Harmoniques d'espaces.
- Analyse spectrale.

- Abstract –

The main objective of this work is the development of a detailed analytical model for fault detection and diagnosis of induction machines.

The proposed model is based on the mutual inductances calculations. The ability of the proposed method to detect static eccentricity under both balanced and unbalanced supply voltages has been also studied.

Key words:

- Induction machine.
- Diagnosis.
- Modified winding function.
- Static eccentricity.
- Space harmonics.
- Spectral analysis.

- ملخص -

لقد أضحت الآلة اللامتزامنة الاستعمال الوافر في العديد من المجالات، لذلك فإنّ وضع دراسة خاصة من أجل حمايتها، صيانتها وكذا اكتشاف أعطابها أصبح من أهم الأبحاث . إنّ دراستنا هذه تصف مجموعة من الأبحاث في هذا الصّدد، كما تعرض نموذج أو تقنية جديدة لحساب الذاتيات، والنتائج المتحصل عليها تساهم بشكل كبير في دراسة تشخيص الأعطاب في هذه الآلة، كما ركّزنا على العطب اللاتمركزي السكوني في الجزء الدوّار، كما قمنا بحساب الذاتيات في حالة هذا العطب، وعبر المحاكاة الرقمية درسنا التواترات التي تظهر في هذه الحالة الأخيرة وكذا في حالة وجود اللاتوازن في التغذية الكهربائية.

الكلمات الجوهرية:

- الآلة اللامتزامنة.
- التشخيص.
- دالة اللف المعدلة.
- اللاتمركز السكوني.
- توافقيات الفراغ.
- التحليل الطيفي.

SOMMAIRE

Liste des symboles utilisés

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE – I - INTRODUCTION AUX DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION 4

I.2 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 4

I.2.1 Stator 5

I.2.2 Rotor à cage 6

**I.3 PRESENTATION DES DIFFERENTS DEFAUTS (CAUSES,
CONSEQUENCES ET STATISTIQUES)** 7

A- Définitions et concepts 7

B- Les causes des défauts 8

1) Rotor 9

2) Roulements à billes 9

3) Stator 9

C- Conséquences des défauts 10

D- Etude statistique 11

I.3.1 Aperçu sur les méthodes de diagnostic 12

I.3.2 Détection des défauts par traitement du signal 13

I.3.3 Diagnostic à base de modèle qualitatif 14

I.3.4 Diagnostic par analyse des courants 15

I.3.5 Méthodes de classification 15

I.3.6 Diagnostic par analyse de la température : La Thermographie 16

I.3.7 Analyse des flux 17

I.3.8 Diagnostic par les analyses chimiques 18

I.3.9 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park	18
I.3.10 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle	18
I.3.11 Le diagnostic par identification paramétrique	18
I.3.12 Autres approches	20
I.4 LES DEFAILLANCES DE LA MACHINE ASYNCHRONNE	20
I.4.1 Défauts statoriques	21
I.4.1.1 Les courts-circuits	21
I.4.2 Défauts rotoriques	24
I.4.2.1 Défauts de barres	24
I.4.2.2 Ruptures d'anneaux	26
I.4.2.3 Dissymétrie du rotor (excentricité)	27
I.4.2.4 Défauts de roulement à billes	29
I.5 CONCLUSION	30
CHAPITRE –II- MODELISATION DE LA MAS DEDIE AU DIAGNOSTIC DES DEFAUTS	
II.1 INTRODUCTION	32
II.2 INTRODUCTION A LA SIMULATION A PARTIR D'UN MODELE MULTITENROULEMENT APPLIQUE À LA MACHINE ASYNCHRONNE	32
II.2.1 Le modèle multi-enroulements	32
II.2.2 Modélisation du stator	33
II.2.3 Modélisation du rotor	34
II.2.4 Equation mécanique	39
II.3 CALCUL DES INDUCTANCES	40
II.3.1 Calcul sans prise en compte des harmoniques d'espace	40

a/- Les inductances statoriques	40
b/- Les inductances rotoriques	42
c/- Les inductances mutuelles stator-rotor	44
II.3.2 Calcul avec prise en compte des harmoniques d'espace (notion de la fonction d'enroulement)	45
II.3.2.1 Développement de la fonction d'enroulement	45
II.3.2.2 Calcul des inductances pour les deux enroulements A et B	49
II.3.3 Développement des différentes inductances de la machine asynchrone	52
II.3.3.1 Inductances statoriques	52
a /- Inductance de magnétisation statorique	56
b/- Inductances mutuelles entre phases statorique	57
II.3.3.2 Inductances rotoriques	57
a/- Inductance de magnétisation d'une maille j rotorique	61
b/- Inductance mutuelles entre mailles du rotor	61
b.1/-Entre mailles adjacentes	61
b.2/-Entre mailles non adjacentes	62
II.3.3.3 Inductances mutuelles entre une phase 'q ' et une maille k	62
II.4 SIMULATION AVEC LA PRISE EN COMPTE DES HARMONIQUES D'ESPACE	66
II.5 CONCLSION	69
 CHAPITRE –III- CALCUL DES INDUCTANCES D'UN DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE	
III.1 INTRODUCTION	71
III.2 CALCUL DES INDUCTANCES AVEC ROTOR EXCENTRIQUE	71
III.2.1 La notion de la fonction d'enroulement modifiée	74
III.2.2 Inductances statoriques	75

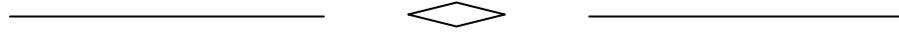
III.2.3 L'inductance de magnétisation rotorique	75
III.2.4 L'inductance mutuelle rotorique	76
III.2.5 L'inductance mutuelle stator-rotor	77
III.3 SIMULATION	81
III.4 CONCLUSION	84
CHAPITRE –IV- DEVELOPPEMENT ANALYTIQUE DES HARMONIQUES DU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE	
IV.1 INTRODUCTION	86
IV.2 DETERMINATION DES DIFFERENTS HARMONIQUES LIES AU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE	86
✓ <u>Analyse du terme A_l</u>	89
IV.3 DETERMINATION DES DIFFERENTS HARMONIQUES LIES AU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE EN PRESENCE D'UN DESEQUILIBRE D'ALIMENTATION	92
IV.4 SIMULATION ET DISCUSSION	95
IV.5 CONCLUSION	99
CONCLUSION GENERALE	101
ANNEXE A	103
BIBLIOGRAPHIE	105

LISTE DES SYMBOLES

Les indices 's' et 'r' réfèrent respectivement aux grandeurs statoriques et rotoriques.

a, b, c	Trois phases du stator.
B	Induction magnétique.
F_{ab}	Force magnétomotrice du circuit magnétique –ab–.
f_s	Fréquence d'alimentation.
Ψ_{ab}	Flux créée par " a " dans " b ".
s	Glissement.
h	Rang d'un harmonique.
H	Champ magnétique.
I_i	Courants.
J	Moments d'inertie.
K_{bh}	Coefficient de bobinage.
K_{dh}	Coefficient de distribution.
K_{rh}	Coefficient de raccourcissement.
L	Longueur de fer.
L_a	Inductance de fuite d'une portion d'anneau de court circuit du rotor.
L_b	Inductance de fuite d'un barreau du rotor.
L_{jk}	Inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques.
L_{mq}	Inductance de magnétisation d'une phase statorique.
L_{rk}	Inductance de magnétisation d'une maille rotorique.
L_{sf}	Inductance de fuite d'une phase statorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
L_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une maille rotorique.
μ_0	Perméabilité du vide.
n_b	Nombre de barres rotoriques.
N_c	Nombre de conducteur par encoche du stator.
N_e	Nombre d'encoches par pôle et par phase.

N_s	Nombre d'encoches statoriques.
N_t	Nombre de spires en série par phase.
ω_r	Vitesse de rotation du rotor.
P	Nombre de paire de pôle.
Q	Pas de l'enroulement en nombre de dents.
r	Rayon moyen au niveau de l'entrefer.
R_b	Résistance d'un barreau du rotor.
R_e	résistance d'une portion d'anneau
R_s	Résistance d'une phase statorique.
τ	Pas polaire.
T_e, C_e	Couple électromagnétique.
θ_r	Position mécanique du rotor.
T_r, C_r	Couple résistant.
U, u	tensions entre phases
V, v	Tensions par phase.
ω_s	Pulsation statorique.
g	Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer.
g_0	Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique.
P	Permeance de l'entrefer.
φ	Ouverture angulaire.
n	Fonction de distribution.
N	Fonction d'enroulement.
δ_s	Degré d'excentricité statique.
f_r	Fréquence rotorique.
f_{sh}	Fréquence des harmoniques d'encoches rotoriques.
PSH	Principals slots harmonics (Harmoniques d'encoches principales).



INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles, elle représente jusqu'à 80% des machines utilisées dans les domaines, on la rencontre dans les endroits les plus divers de l'éolienne à des applications militaires, dans la propulsion électrique des véhicules, de tramway et de train de grande vitesse, voire même de bateaux de croisières.

Cette large utilisation des moteurs à induction est due aux différents avantages qu'il offre, comme sa qualité de robustesse, la quasi-absence d'entretien, l'avantage d'être alimentée directement par le réseau triphasé, son prix d'achat est moins élevée à puissance donnée par rapport à la machine à courant continu et la machine synchrone, aussi grâce au progrès de l'électronique, elle est utilisée dans les applications nécessitent une vitesse variable, en faisant appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel.

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme tout autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un engouement prononcé depuis le début des années 70 [CAR93], [RIT94], [TOL95]. En effet, la recherche dans ce domaine n'a fait que prendre de l'importance dans le monde entier. Les principaux défauts qui surviennent sur la machine asynchrone sont : court circuit au stator, rupture de barres ou d'anneau au rotor, excentricité mécanique du rotor. Pour chacun de ces défauts, un "recalcul" des inductances et de la configuration des circuits est effectué. L'outil de simulation est alors interconnectable avec le simulateur de la source et le simulateur de la charge.

Ses perturbations (les pannes) dues à plusieurs contraintes de différentes natures (thermique, électrique, mécanique et d'environnement), conduisent à un défaillant. L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties du moteur ; ces contraintes entraînent à plus ou moins long terme à des arrêts non programmés conduisant à des pertes de productions et à des réparations coûteuses. La protection classique des machines électriques ne peut pas éviter l'apparition de ces défauts et leurs conséquences sur ces dernières, puisque l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade du défaut, c-à-d dans le cas critique de son évolution de même la protection programmée ou classique des machines électriques ne peut pas détecter ces défauts dans la plus part des cas, vu que certains types de défaut échappent aux techniques classiques utilisées dans ce genre de maintenance, surtout dans le cas des vérifications des différentes parties de la machine lorsqu'elle est à l'arrêt (maintenance off line). La détection des défauts à leur premier stade (maintenance prédictive) est devenue une nécessité majeure afin d'éviter la défaillance totale des machines électriques, l'évaluation en continu des performances de

ces dernière permet de prévoir les premiers signes de dysfonctionnements et d'effectuer une maintenance « à la demande » que d'effectuer une maintenance systématique (méthode traditionnelle), cela évite de faire des changements de pièces qui dans 90% des cas ce fait, de manière prématurée, cela permet aussi de prévoir une intervention lors d'un arrêt de production programmé, ou si le cas nécessite lors d'un arrêt d'urgence toujours moins pénalisant qu'un arrêt forcé, de plus les réparations avant incident sont plus faciles à exécuter et moins coûteuses (en temps d'intervention et en matériels, donc en argent), il est aussi important de savoir qu'un défaut non traité peut entraîner des dégradations encore plus importantes. Néanmoins, dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation des défauts, bien qu'elle soit nécessaire, n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. Il est, en effet, indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité et de garantir au mieux les performances du système. Ceci étant possible en associant au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts [], [], [].

Depuis longtemps déjà les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées, la rupture des barres dans les moteurs a fait l'objet de nombreux travaux. D'autres recherches ont suivi dans la même voie, ou ont été initiés dans le diagnostic des autres défauts de la machine (désalignement entre la machine et la charge, les courts circuits statoriques, usure des paliers,...). Les défauts ont souvent été étudiés dans le cadre d'applications industrielles à vitesse constante et par analyse spectrale des courants de ligne, généralement fondée sur l'analyse de Fourier. L'excentricité est aussi une des principales causes de défaillance des entraînements électriques. L'apparition de l'excentricité crée vibrations, ces dernières qu'elles engendrent peuvent être gênantes à plus d'un titre [GRA00]:

- elles sont à l'origine d'une partie du bruit rayonné par cette machine et sont donc indésirables pour les utilisateurs situés à leur proximité,
- elles peuvent être transmises aux structures avoisinantes et accélérer leur détérioration ou leur vieillissement,
- elles peuvent également endommager les machines tournantes elles-mêmes.

Il est donc intéressant de développer des méthodes visant à réduire le niveau vibratoire de ces machines, ainsi que celui de leur environnement direct.

Le défaut de non uniformité de l'entrefer (rotor excentrique) apparaît sous forme de trois types suivants [THO99], [GOJ00], [NAN03] :

- Excentricité statique.

- Excentricité dynamique.
- Excentricité mélangée ou mixte.

Les différents types de défaut d'excentricité c'est l'objet qui concerne ce mémoire, Pour ce faire quatre chapitres sont agencés de la manière suivante :

Dans un premier chapitre, nous rappelons le contexte de notre étude : la machine asynchrone à rotor à cage, et afin de synthétiser cette problématique très générale et pour rendre compte de l'étude menée, nous présenterons d'abord, à travers une analyse bibliographique, l'état de la recherche dans ce domaine.

Un deuxième chapitre sera consacré à la formulation mathématique du nouveau modèle de la machine asynchrone triphasée à cage avec la modélisation des inductances entre enroulements de la machine tenant compte de tous les harmoniques d'espaces. Le modèle résultant sera apte à prendre en compte les non uniformités de l'entrefer rencontrées dans les cas d'excentricité du rotor, pour cela, on définira la fonction d'enroulement modifiée. On exposera les calculs des inductances dans l'état où la machine saine. A la fin de ce chapitre, on présentera les résultats de simulation du modèle proposé.

Dans un troisième chapitre, on présentera les calculs des inductances avec un défaut d'excentricité.

Le quatrième chapitre, concerne la simulation de la machine sous une panne d'excentricité statique, et après, une analyse des fréquences de ce défaut et une étude de celles-ci avec un déséquilibre.



CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation, est la suivante : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test ». [LAL04].

En général, lorsqu'on parle de diagnostic des défauts, on se réfère à la procédure de détection et d'isolation de ces derniers, que l'on retrouve souvent sous le nom: FDI (Fault Detection and Isolation). Le rôle d'une telle procédure est de fournir une information sur l'apparition d'un défaut et sa provenance le plus rapidement possible. Les méthodes de détection et de localisation des défauts ont connu un essor considérable depuis le début des années 70. En effet, de nombreux chercheurs ont investi dans ce domaine proposant alors diverses approches et techniques répondant à la diversité des applications.

Ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, nous effectuons une introduction à l'état de l'art du diagnostic des défauts dans les systèmes physiques. L'intérêt portera essentiellement sur le problème de détection et d'isolation des défauts. Il est question, dans un premier temps, de mettre en relief les différents concepts et notions rencontrés dans la littérature du diagnostic des défauts car un bon diagnostic nécessite une bonne compréhension de ces notions. Le principe de base du diagnostic sera alors présenté ainsi que les différentes méthodes proposées dans ce domaine.

I.2 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieure ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil le sujet du mémoire.

Toutefois, nous admettons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la Figure (I-1).

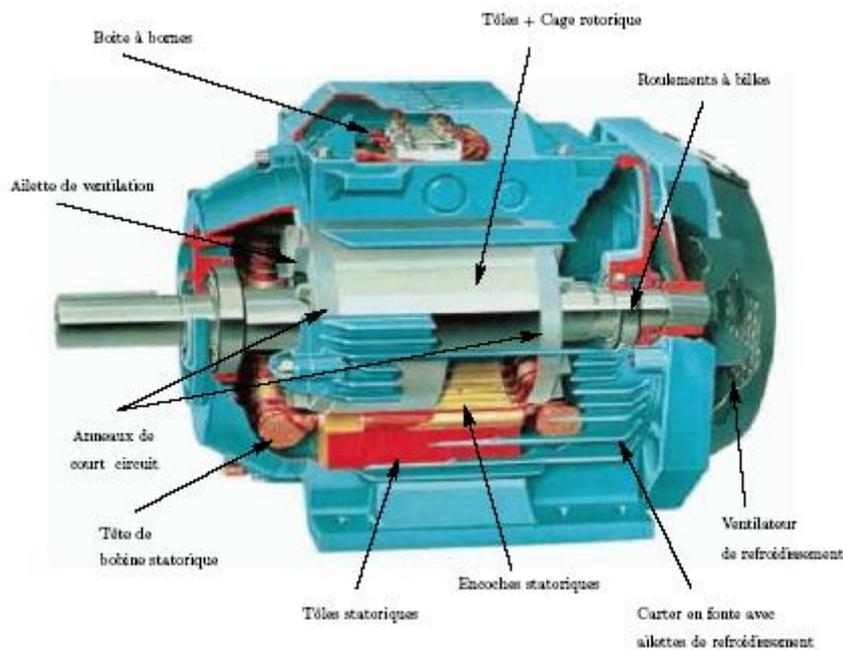


Figure I.1. *Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [DID04].*

I.2.1 Stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

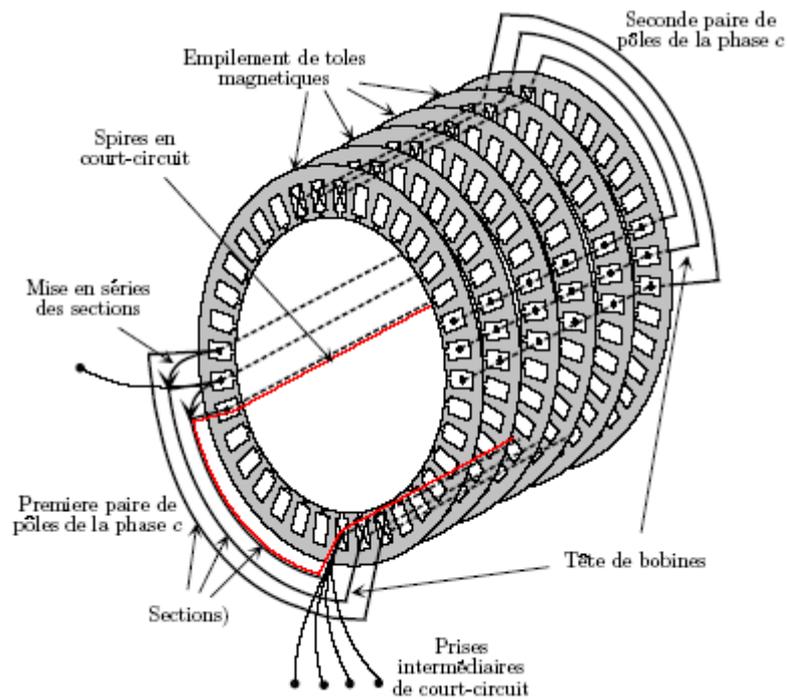


Figure 1.2. *Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine à 4 pôles). [SCH99].*

1.2.2 Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

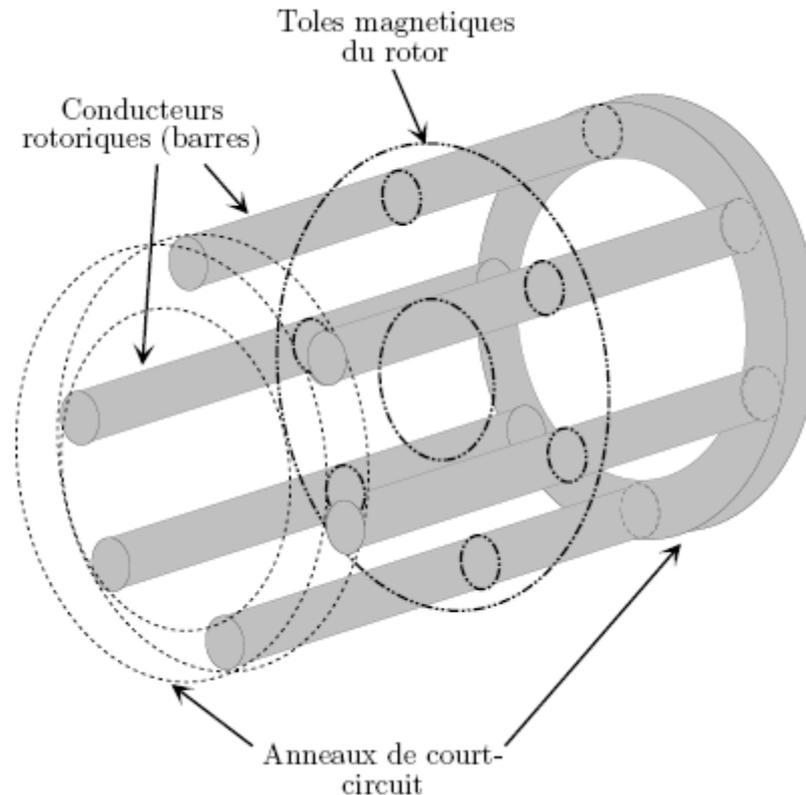


Figure I.3. vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit [SCH99].

I.3 PRESENTATION DES DIFFERENTS DEFAUTS (CAUSES, CONSEQUENCES ET STATISTIQUES)

A- Définitions et concepts [OUC04]

- **Une anomalie** est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique.
- **Une défaillance** est une anomalie de fonctionnement au sein d'un système physique.
- **Une panne** est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.
- **Un 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 donc de panne.

➤ **Une perturbation** consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, bon ou mal, représenté par un modèle de référence.

➤ **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.

➤ **Un symptôme** est un caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.

B- Les causes des défauts

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes [BON88] :

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

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

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

L'étude précédente permet de classer les défauts suivant leur localisation :

1) Rotor

- Rupture de barreaux (Cassures partielles ou totales des barres).
- Cassure de l'anneau de court-circuit de la cage (Cassures partielles ou totales des anneaux).

- Excentricité statique ou dynamique.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).

2) Roulements à billes

- Trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.
- Ondulation de leur surface de roulement.
- Attaque des billes.
- Corrosion due à l'eau.
- Défaut de graissage, problème du à la température.
- Décollement, effritement de surface, provoquée par une surcharge.

3) Stator

- Court-circuit entre spires, court-circuit entre bobines de la même phase.
- Ouvertures de phases, court-circuit phase-phase ou phase-terre.
- Coupure d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- Défaut de l'isolation de masse.

On peut illustrer des certains défauts par le schéma (I-4).

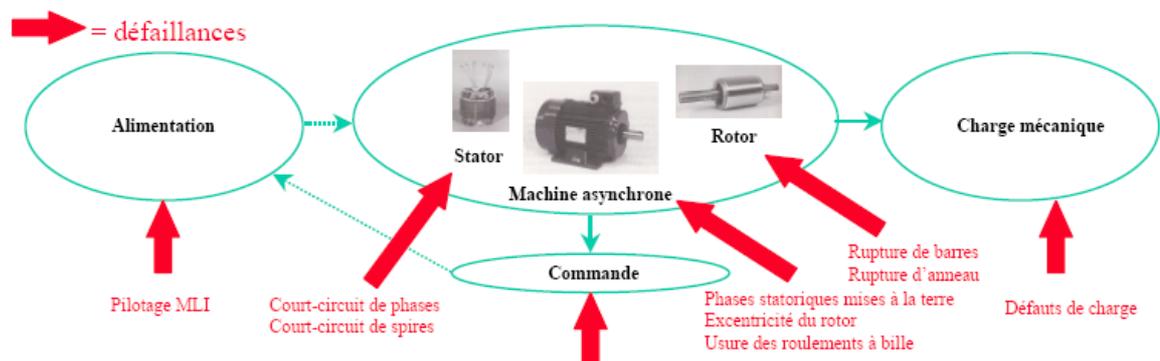


Figure I.4. Schéma illustratif des certains défauts associés à la machine.

Les plus préoccupants de ces défauts sont :

- 1) Les défauts statoriques.
- 2) Les défauts de roulements.
- 3) Cassures partielles ou bien totales des barres et des portions d'anneaux de court-circuit de la cage rotorique.
- 4) Défauts d'excentricité.

C- Conséquences des défauts

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total [BON92]. On cite parmi les conséquences des défauts:

- a- Fluctuations au niveau du couple et de la vitesse.
- b- Appel supplémentaire de courant.
- c- Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- d- Augmentations des arrêts non programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global.

D- Etude statistique

Dans la littérature, des statistiques ont été émises concernant les défauts qui peuvent affecter la machine. La classification se fait selon des critères précis mais différents pour chaque auteur, comme par exemple le critère des variations dues à l'amélioration des isolants [BAB05].

Pour [MEL99] le partage se fera comme suit : 50% pour les défauts statoriques, 20% comme défauts rotoriques, 20% sont des défauts mécaniques et 10% des défauts autres.

Pour [CAS02], (voir figure I-5) plus de 50% de défauts affecte les roulements, environ 16% comme des défauts localisés au stator, 5% apparaîtront au rotor et 2.5% seront des défauts de l'axe et d'accouplement.

Dans l'article de [RAZ03], on trouve une répartition des défauts que peut rencontrer la machine de la manière suivante:

Les défauts statoriques : 40%, les défauts rotoriques pour presque 20 %, les pannes de types mécaniques pour presque 20 % et autres pour environ 10%.

Les statistiques présentées par [LU04] destinent quand à eux 40 à 50% comme étant des défauts de roulement. 30-40% sont des défauts statoriques et enfin nous aurons 5 à 10% de défauts rotoriques.

De manière plus spécifique, au niveau du stator, on prend à titre d'exemple la répartition donnée par la figure (I-6) [RAI00].

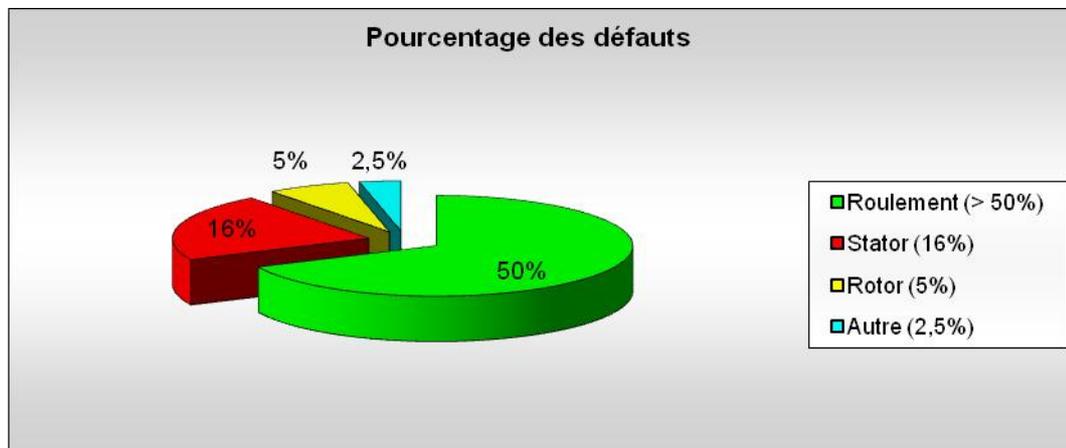


Figure 1.5. Répartition des défauts selon [CAS02].

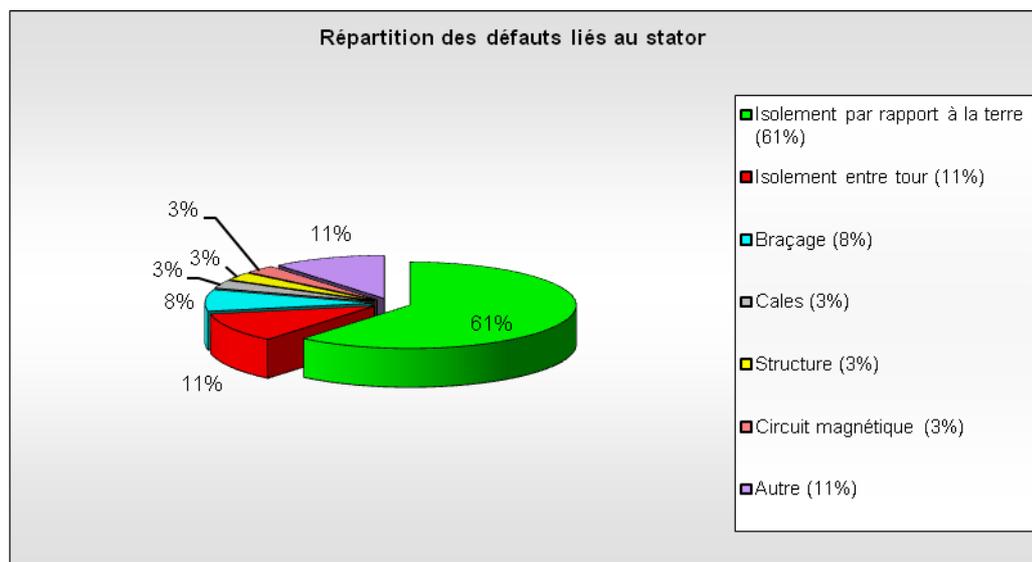


Figure 1.6. Répartition des défauts liés au stator [RAI00].

Avant de faire les détails de certains défauts, on va citer les techniques majeurs pour détecter ces défauts.

I.3.1 Aperçu sur les méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Il est possible de les classer selon le schéma de la figure (I-7).

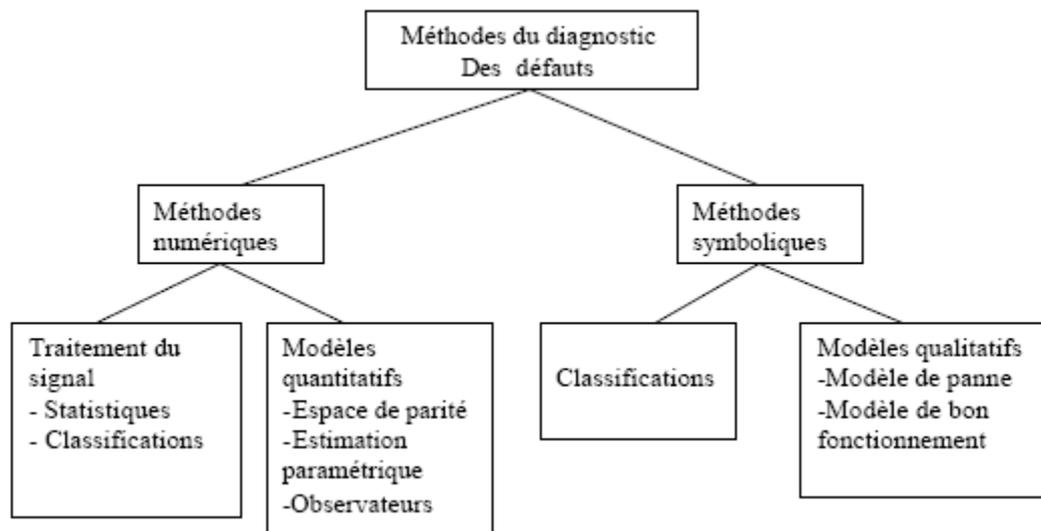


Figure I.7. Méthodes du diagnostic des défauts [BOUZ05].

Selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes. Dans le premier cas, on a des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans le deuxième cas, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état. Les méthodes précédentes font alors appel à des procédures d'apprentissage et de reconnaissance de forme ou à l'intelligence artificielle [SID03], [OUC04]. Vu la diversification dans les techniques de diagnostic, un tour d'horizon sur les techniques les plus utilisées s'impose.

I.3.2 Détection des défauts par traitement du signal

L'objectif des méthodes de diagnostic et de surveillance de la machine à induction à partir des informations données par des capteurs non invasifs. Les signaux utilisés sont les tensions (même la tension de neutre), les courants et le flux (ou de fuite) de la machine. Les informations données par les différents capteurs peuvent être utilisées séparément ou traitées dans l'ensemble pour détecter des défauts électriques tels que la rupture totale ou partielle de barres ou d'anneaux ou l'excentricité au rotor et des courts-circuits entre spires ou entre phases ou des déséquilibres dans l'alimentation au niveau du stator. La méthode de traitement numérique de base utilisée est la transformée de Fourier rapide (FFT) sous sa forme réelle et complexe ainsi que la transformée de Fourier discrète (DFT).

Les points de mesures des différents signaux (courant, flux, vibrations,..) à l'aide d'une variété des appareils sont illustrés par la figure (I-8).

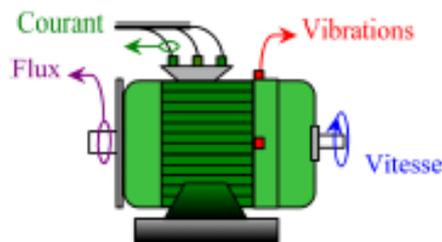


Figure I.8. Les points de mesures [DID03].

L'analyse d'un signal donc est une source d'informations. En effet, la mesure d'un signal indique des oscillations qui peuvent être harmoniques, de nature stochastique ou les deux simultanément. La variation de ces signaux peut être reliée aux défauts [OUM05], [BAB05], [CASH97]. Pour extraire les caractéristiques d'un signal relatif à un défaut, généralement, on extrait l'amplitude ou les densités d'amplitude. Il existe toutefois d'autres possibilités qui consistent à déterminer les fonctions d'auto corrélation, les transformées de Fourier ou la densité spectrale.

I.3.3 Diagnostic à base de modèle qualitatif

Il est souvent difficile de développer des modèles mathématiques permettant de représenter la dynamique du système de manière exacte. D'autre part, il est plus aisé de

manipuler des descriptions générales des systèmes. C'est dans ce contexte que des approches de diagnostic de défauts, basées sur des connaissances sur le système réel, ont été développées. Ces méthodes sont dites qualitatives ou encore heuristiques. L'information heuristique peut être exprimée de plusieurs manières, telles que l'utilisation de termes linguistiques (petit, grand, moyen...) ou les observations de l'opérateur humain ou encore l'arbre de défaillance, qui représente les connexions entre les symptômes et les défauts [HUU01], [REI99]. D'autres approches de méthodes qualitatives ont été proposées telles que l'utilisation des systèmes experts [FRA90] et des chaînes de retour pour suivre le système [HUU01].

I.3.4 Diagnostic par analyse des courants

Les méthodes sont basées sur l'examen du courant statorique et parce qu'il est facilement accessible, et vue sa capacité de détecter aussi bien les défauts électromagnétiques que mécaniques, l'analyse du courant statorique occupe une place privilégiée dans le diagnostic par analyse des signaux. Cette technique est connue sous l'abréviation MCSA (Motor Current Signature Analysis). La MCSA était l'objet de plusieurs travaux de recherche, elle consiste à affecter à chaque défaut une signature spectrale le caractérisant. Dans le même contexte, il a été démontré que la sévérité du défaut est fonction de l'amplitude des composantes fréquentielles qu'il génère, et notamment, des raies déjà présentes dans le moteur sain (harmoniques d'espace).

Nous distinguons un grand nombre de travaux basés sur l'analyse de courant statorique, aussi bien que cette analyse est appliquée dans différents défauts.

Mais nous ne citerons que certains travaux au niveau de la littérature du diagnostic. Comme [WIL01], [DID06], [YAZ99], [FEN02] qui utilisent les signatures des courants statoriques pour la détection des cassures de barres, on distingue aussi pour la détection de défaut d'excentricité [JOK00], [NAN02], [FAI03], [GHO05], [WIL01].

Une quantité considérable des articles pour traiter les défauts statoriques, ils ont utilisé l'étude ou l'analyse de courant statorique, et parmi ses articles on distingue [ZHA96], [KHE06], [LU04], [ARK01], [ASS04].

I.3.5 Méthodes de classification

Le rôle d'un système de diagnostic est d'identifier le défaut le plus probable qui a engendré l'apparition d'un symptôme. Ce dernier se traduit par la différence entre des dispositifs en fonctionnement et les mêmes dispositifs fonctionnant sans défaillance. La relation entre les dispositifs et les symptômes passe par une procédure d'apprentissage expérimentale. Elle est sauvegardée de façon à avoir une base de données. Le principe des méthodes de classification est illustré sur la figure (I-9).

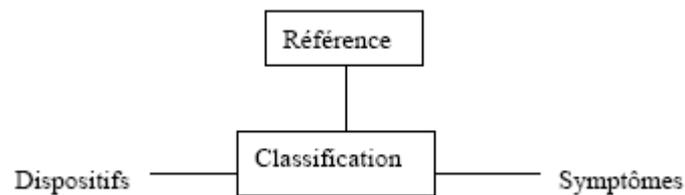


Figure I.9. Principe des méthodes de classification.

I.3.6 Diagnostic par analyse de la température : La Thermographie

Grâce à des dispositifs à infrarouge, on perçoit les zones chaudes dont les températures dépassent les températures limites prédéterminées. Pour ce faire, un balayage systématique de l'ensemble de l'installation électrique, et notamment du moteur asynchrone, est effectué. Les systèmes examinés étant en fonctionnement, les éléments qui composent l'installation électrique sont en charge normale. En fait, ils vont nous apparaître, sur l'image infrarouge, plus ou moins rayonnant suivant leur rôle, leur conception, leur charge et leur matériau. L'opérateur fait la part de choses entre les températures normales de fonctionnement et les anomalies. Les anomalies sont localisées spatialement, un réglage des paramètres de l'objet (émissivité, ambiance...) permet le calcul direct de la température maximale observée et éventuellement la surchauffe. Un calcul complémentaire peut, dans le cas où le système n'est pas à sa charge normale, permettre d'estimer la surchauffe ramenée à son fonctionnement normal. La surchauffe étant calculée, nous rapprochons celle-ci de la cinétique de dégradation et donc des degrés d'urgence. Cette détermination est très importante car elle permet une véritable localisation dans le temps ; d'où une gestion aisée du traitement des anomalies. Un cliché dans l'infrarouge et une photo dans le visible mémorisent le défaut.

La détection serait possible suite à l'analyse du spectrogramme obtenu, au billet duquel les zones en dégradation seraient délimitées. Un frottement excessif au niveau des paliers ou bien des billes de roulements se traduira par un échauffement graduel qui risque de devenir important. Un mauvais contact est susceptible de générer des décharges électriques traduisant l'augmentation locale de la température, une corrosion, une oxydation, une tresse défectueuse, et beaucoup d'autres exemples de cas pratiques pouvant être l'objet d'une inspection thermographique.

I.3.7 Analyse des flux

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion peut être affectée par tout déséquilibre de type magnétique, électrique ou électromagnétique au niveau du rotor ou du stator. Le flux d'entrefer, le flux embrassé par les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés.

Par exemple, le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de ce flux est donc considérée par beaucoup d'auteurs comme une solution pour détecter et localiser un défaut.

Une méthode dans la référence [THO91] utilise le flux pour la détection des barres cassées, il place des spires d'une part sur l'enveloppe extérieure du moteur pour mesurer l'étendue du flux de fuite des têtes de bobine et d'autre part de l'arbre du rotor pour mesurer le niveau du flux axial. Il montre ensuite les spectres mesurés à partir des signaux issus de ce dernier type de capteur dans le cas d'un moteur sain et dans celui où une des barres du rotor est cassée.

Dans cet axe, nous pouvons citer [PEN94], [STA01], [HEN02-1] qui sont des travaux basés sur les captures de flux de fuite et sa variation, cette dernière (la variation de flux) c'est une information pour détecter le défaut.

Nous distinguons aussi Liviu Kreindler [KRE94], Julio C. Moreira [MOR93] et [MOR91] qui utilisent le control de l'orientation du flux direct (DFOC) et indirect (IFOC),

cette méthode basée sur la détermination dans la position spatiale de l'entrefer, après aller à analyser les tensions statoriques et leurs composants d'harmoniques.

I.3.8 Diagnostic par les analyses chimiques

La plus part des moteurs sont refroidis par l'air, ou le plus souvent à l'aide d'un circuit fermé avec échangeur de chaleur refroidi à l'eau, la dégradation de l'isolation électrique dans le moteur produit le gaz d'oxyde de carbone qui apparaît dans le circuit de l'air de refroidissement et qui peut être détecté par une technique d'absorption infrarouge. Dans certains cas, l'huile de roulement est analysée régulièrement, et l'intervention est requise si les produits indiquant la dégradation sont présents.

I.3.9 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrones triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, nous pouvons trouver les courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ [HAJ01], [DID05].

De plus on a Cardoso et Saraiva [CAR93] utilisent le vecteur de Park pour détecter le défaut de non uniformité de l'entrefer (l'excentricité).

I.3.10 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle

L'intégration des connaissances symboliques et quantitatives, en utilisant un système neuro-flou, constitue un nouvel axe de recherche dans le domaine de la détection et de la localisation des défauts. De tels systèmes combinent entre l'habileté des réseaux de neurones et la représentation explicite de la logique floue, ce qui constitue un avantage considérable pour la résolution du problème FDI, en particulier, pour les systèmes non linéaires [SID03], [OUC04].

I.3.11 Le diagnostic par identification paramétrique

L'estimation paramétrique s'avère également bien adaptée au diagnostic. La mise au point d'algorithmes dédiés à l'estimation réaliste des paramètres physiques, en tenant compte

de la connaissance à priori de la machine, a permis une avancée prometteuse du diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique. Cette approche étant basée sur l'identification des paramètres de la machine, l'un des objectifs les plus importants concerne la mise au point de modèles mathématiques réellement représentatifs d'un fonctionnement en défaut. En situation de défaut, la machine asynchrone présente, en plus d'un comportement dynamique conventionnel, un comportement dû aux défauts.

Exemple

Le Tableau. (I-1) résume la variation des paramètres du modèle du moteur asynchrone à cage d'écureuil selon les défauts. Dans le cas d'un défaut, il y a une modification de tous les paramètres. Un court-circuit spire-spire se produit dans la phase "a" par exemple, R_{sa} et L_{sa} diminuèrent tandis que R_{sb} de L_{sb} et R_{sc} L_{sc} augmentera. C'est l'information "appropriée" pour la localisation de défaut [OND06], [CAS03].

Type de défaut	Paramètres du modèle (d-q)				Paramètres du modèle triphasé (a, b, c)	
	R_r	R_s	L_r	L_s	$R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}, L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}, R_r, L_r$	
Cassure des barres et des portions d'anneau de court-circuit.	↗	↘	↘	↘		
Court-circuit entre spires d'une phase statorique.	↘	↗	↘	↘	R_{sa}, L_{sa}	↘
					$R_{sb}, R_{sc}, L_{sb}, L_{sc}$	↗

Tableau I.1 variation des paramètres de la machine en fonction du défaut.

Puisque l'apparition d'un défaut au rotor engendre un déséquilibre des courants dans la cage d'écureuil ainsi que dans ses paramètres physiques, donc un déséquilibre dans les phases rotoriques. Alors que pour une machine saine ces trois paramètres restent toujours égaux quelque soit le point de fonctionnement.

I.3.12 Autres approches

D'autres approches ont été l'objet de plusieurs travaux dans ce domaine on cite parmi ces approches : l'approche d'introduire la commande [NAI00], [BAG99], l'analyse de la puissance instantanée [DID03], l'approche mesure de vibration [HWA01], ...etc.

I.4 LES DEFAILLANCES DE LA MACHINE ASYNCHRONES

Parmi les méthodes le plus utilisées c'est l'analyse du courant statorique comme le déjà dire, ce dernier (le courant) dépend de la distribution de champ dans l'entrefer, mais quelles sont les fréquences qui apparaissent lorsque la machine est saine.

En réalité, l'induction magnétique dans l'entrefer n'est pas sinusoïdale, elle est fonction de différents paramètres, tel que la disposition du bobinage statorique et de la structure de la cage rotorique dans le cas des moteurs à cage [GHO05]. A cause de cette structure, Il a été démontré qu'en plus de l'harmonique fondamental, apparaissent dans le spectre du courant statorique des harmoniques dite d'encoches rotoriques ayant pour fréquences [THO01], [KAI05]:

$$f_{psh} = \left[\frac{\lambda n_b}{p} (1 - g) \pm n_{ws} \right] \cdot f_s \quad (\text{I.1})$$

Avec ($n_{ws} = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$), p le nombre de paire de pôles, n_b le nombre de barres, n_{ws} l'ordre des harmoniques de temps de la FMM, et λ un entier positif. Pour $\lambda=1$ et $n_{ws}=1$ on définit ce qui sont appelés " harmoniques d'espaces ou d'encoches principales " (PSH).

L'origine des défauts sont généralement fortement liées les un aux autres on cite comme cause majeurs :

I.4.1 Défauts statoriques

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine accélèrent l'usure des isolants, il reste

que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile poussière et humidité viennent se déposer pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobine, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant ainsi les conducteurs [BAC02].

I.4.1.1 Les courts-circuits

Comme le déjà citer les différents défauts statoriques, et puisque l'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses.

Exemple (Les décharges partielles)

Ce phénomène naturel dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.

On a aussi les causes suivantes :

- ✓ Déconnection des attaches des enroulements ;
- ✓ Une augmentation de la température des enroulements ou de l'armature statorique ;
- ✓ courts-circuits ou contraintes de démarrage ;
- ✓ contamination due à l'humidité et à la saleté.

On peut clarifier les différents défauts possibles de court circuit par la figure (I-10).

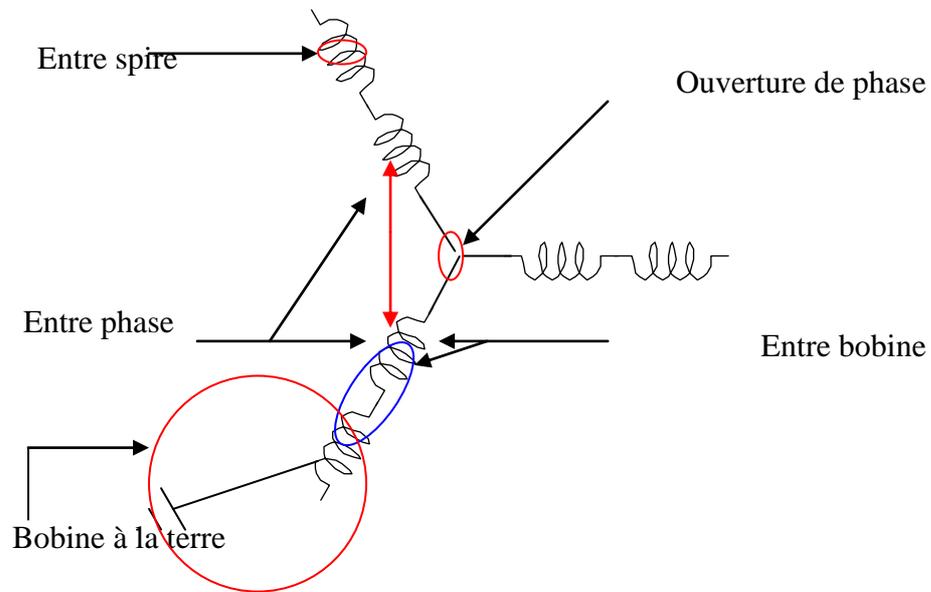


Figure I.10. Représentation des différents défauts statoriques possible.

Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves.

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre où entre spires n'a pas d'effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui provoque une répercussion directe sur le couple [BOU01], [TOL95]. Ce type de défauts perturbe également de manière sensible les commandes développées sur la base du modèle de Park (Hypothèse d'un modèle équilibré).

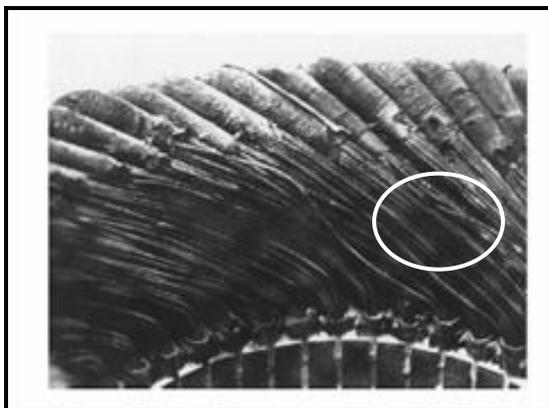


Figure I.11. Court-circuit spire-spire.

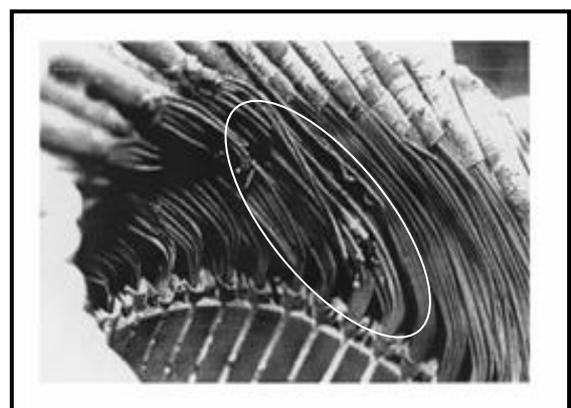


Figure I.12. Court-circuit phase-phase.

Pour déceler ces défauts, plusieurs approches ont été mises en œuvre, à savoir l'utilisation d'une bobine concentrique placée autour de l'arbre de la machine afin de capter puis analyser le flux axial de la machine. Ce type de défauts entraîne l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par [PEN94] :

$$f_{st} = f_s \left(k \pm \frac{n(1-g)}{p} \right) \quad (I.2)$$

Avec $k=1, 3$ et $n=1, 2, 3 \dots (2p-1)$.

Parmi les auteurs à l'avoir utilisé nous pouvons citer [GEN03], [BON92] qui montrent que certains composants fréquentiels augmentent en amplitude lorsque un défaut de court-circuit apparaît. Cependant, ils pensent qu'il est difficile de préciser le pourcentage du défaut car les amplitudes des composants harmoniques sont également affectées par la saturation magnétique des dents rotoriques ainsi que le déséquilibre d'alimentation [BOU01].

Un court-circuit entre spire de même phase entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée [JOK00], [CAR99], une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer un deuxième court-circuit [OND06]. Le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

I.4.2 Défauts rotoriques

I.4.2.1 Défauts de barres

On distingue deux principaux types de cages rotoriques, les cages coulées et les cages fabriquées. Les rotors fabriqués sont en générale employés dans les grosses machines ou les machines à applications spéciales. Les rotors coulés, qui n'étaient destinés qu'aux petits moteurs, sont actuellement employés même pour des moteurs pouvant atteindre les 3 MW, et cela grâce au développement remarquable des techniques de moulage. Cependant, ceux-ci

présentent l'inconvénient de ne pouvoir être réparés suite à une cassure partielle ou bien totale de barres.

Suivant la puissance du moteur, la cage d'écureuil à des barres en cuivre ou en aluminium. Il peut donc exister ou non des courants inter - barres. Le modèle diffère pour la simulation car le rang de la matrice afférent au rotor n'est plus constant.

La détection des barres cassées et de rupture des anneaux de court-circuit du rotor dans les moteurs asynchrones à cage d'écureuil par l'outil paramétrique est basée sur l'hypothèse que la résistance apparente du rotor d'un moteur augmente quand une barre ou une portion d'anneau de court-circuit du rotor se casse. Ici, la résistance apparente du rotor est celle qui est située dans le modèle électrique équilibré par phase d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Pour détecter les cassures des barres et des portions d'anneau de court-circuit de la cage du rotor, des mesures du courant du stator, de tension du stator, la fréquence d'excitation du stator, et la vitesse du rotor sont effectuées. Ces mesures sont traitées par un estimateur de moindres carrés récursifs pour estimer les états et les paramètres du moteur. En particulier, on estime la résistance apparente du rotor et on la compare avec sa valeur nominale pour détecter les défauts.

Plusieurs méthodes de diagnostic de défauts rotoriques ont été le siège d'étude de plusieurs auteurs [SUB00], [BEN98] et [BEN03] qui utilisent l'analyse spectrale de la signature du courant moteur pour la détection des défauts dans les barres rotoriques. Les défauts apparaissent aux fréquences : $f_b = (1 \pm 2g)f$.

La composante $(1-2g)f$ du courant interagit avec le fondamental du flux de l'entrefer et produit des ondulations dans la vitesse à la fréquence $2gf$, ce qui provoque une augmentation de la composante du courant aux fréquences : $f_b = (1 \pm 2kg)f$.

L'inertie de la charge affecte également l'amplitude du courant à ces fréquences, et d'autres composantes spectrales sont observées pour : $f_b = [(k/p) (1-g) \pm g] f$.

Un autre travail est présenté concernant la détection des barres rotoriques cassées par l'utilisation des signaux de tensions et de courants statoriques destinés à l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance rotorique. Cette dernière est comparée à sa valeur nominale pour détecter les barres cassées en tenant compte de l'influence de la température [NAI00].

Une autre méthode dans la référence [CAM86], a mentionnée l'existence de deux défauts rotoriques, le premier est l'oscillation de l'arbre le long de l'entrefer, qui cause la variation de la densité du flux dans ce dernier, l'oscillation produit alors des harmoniques de courant statorique pour fréquences prédites par $f_{osc} = f \cdot (k(1-g)/p \pm 1)$.

Le deuxième défaut est l'asymétrie du rotor qui perturbe la densité du flux dans l'entrefer [FIL98], les fréquences des composantes spectrales de la densité du flux dans l'entrefer sont données par :

$$f_{ra} = f(k(1-g)/p \pm g) \quad ; \quad k=1, 5, 7, \dots$$

Dans cet axe un plein des articles qui traitent ce genre de défaut, et nous rappelons parmi ses articles [MIR03], [MIR04], [HAJ01], [DOU03], [FAI07].

I.4.2.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux (figure I-13).

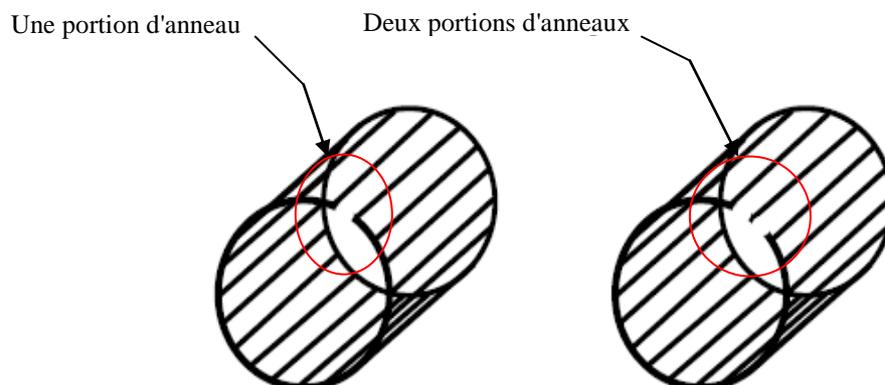


Figure.I.13. Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

Comme la cassure de barre, nous pouvons rappeler [TOL95], [HAJ01], qui sont travaillé pour détecter la rupture d'une portion d'anneau.

$$f_b = (1 \pm 2k) f. \quad (\text{I.3})$$

Avec $k = 1, 2, 3, \dots$

I.4.2.3 Dissymétrie du rotor (excentricité)

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, figure (I-14)). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques [RAS98]. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant [BOU01]. Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes causées par le stator avec la bande de frottement du rotor, ce qui conduit à des dommages du stator et du rotor.

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries d'ordre naturel. Celles-ci relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer [SMI96], [DOR97] ; à savoir :

- L'excentricité statique : lorsque l'axe du stator coïncide avec l'axe de rotation et non avec l'axe du rotor.

- l'excentricité dynamique : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- L'excentricité mixte : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec les axes de symétrie du rotor et du stator.

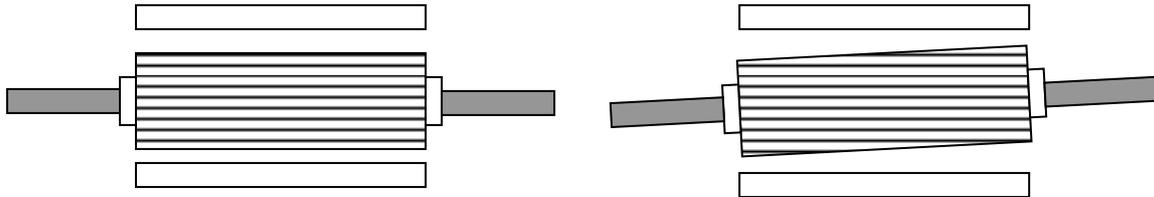


Figure.I.14. Excentricité statique et dynamique.

Le rotor peut être le siège d'autres défauts tels que l'excentricité, les effets et les dégâts dus à cette dernière ont été l'objet d'étude de plusieurs travaux [DOR97], [CAM86].

Deux méthodes présentent la détection qui utilisent la signature du courant moteur [BEN99], la première par le contrôle du comportement du courant autour des fréquences d'encoches, et les fréquences associées, sont :

$$f_{slot+enc} = f_s [(k.Z \pm nd)((1-g)/p) \pm n_\omega] \quad (I.4)$$

La seconde par le contrôle du comportement du courant autour du fondamental de la fréquence d'alimentation et ces fréquences sont données par : $f_{ecc} = f_s [l \pm m(1-g)/p]$.

f_s : fréquence de l'alimentation ;

$k=1,2,3$; $m=1,2,3$; p : nombre de paires de pôles ;

Z : nombre d'encoches, g : glissement ;

n_ω : ordre des harmoniques de la FMM statorique .

Parmi ceux qui étudient les défauts d'excentricité, on a [NAN01], [NAN02], [GHO06] qui en présence des excentricités statique et dynamique évalue les performances de la machine. L'auteur montre la présence de certains harmoniques dans le spectre du courant de ligne avec l'apparition du défaut, et les fréquences qui apparaissent sont [CAM86] :

$$f_{ecc} = \left[\left(\frac{kn_b \pm n_d}{p} \right) (1-g) \pm n_{ws} \right] \cdot f_s \quad (\text{I.5})$$

Avec k un entier et $n_{ws}=1, 2,3\dots$ l'ordre de l'excentricité n_d est égal à 0 pour l'excentricité statique, et 1,2,3,...pour l'excentricité dynamique.

Une autre série d'harmoniques liés à la coexistence des deux types d'excentricité en même temps, apparaît de part et d'autre de la fondamentale à des fréquences données par [THO94] :

$$f_{mix} = |f_s \pm kf_r| \quad (\text{I.6})$$

Tel que k est un entier positif. Il n'est pas besoin avec cette expression de connaître les paramètres de la machine tel que n_b , et c'est ce qui la rend parfois avantageuse.

La présence de l'excentricité se manifeste donc une autre distribution de champ (flux) ou en anglais " unbalanced magnetic pull (UMP) ", donc ça donne une attraction magnétique, et pour cette raison, il y a dans cet axe des études réalisées par [DOR96], [DOR99], [STO97], [HUS94], [HSU94].

Nous distinguons J. F. Bangura [BAN00], [BAN01] qui utilise la méthode des éléments finis pour détecter ce type de panne.

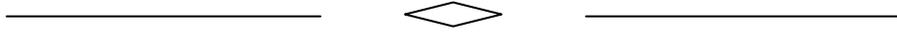
On peut consulter aussi le travail de [HOU02], [FAI03], [MAR03], [JOK05], [FAI06] ...etc.

I.4.2.4 Défauts de roulement à billes

Les défauts de roulement se manifestent comme de défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

I.5 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, après avoir rappelé succinctement la constitution du moteur asynchrone, nous nous sommes intéressés à répertorier (synthèse bibliographique) les principales défaillances qui peuvent affecter les différentes parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leurs apparitions, et les différentes méthodes de détection.



CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MAS DEDIE AU DIAGNOSTIC DES DEFAUTS

II.1 INTRODUCTION

L'idée de base du présent chapitre est de pouvoir simuler des défauts électriques dans une machine asynchrone (avec une variété de pannes au rotor ou au stator) afin d'obtenir des oscillogrammes (variables mesurables en fonction du temps) sur lesquels on peut analyser des signatures spectrales de ces défauts.

Donc la modélisation des machines électriques est une étape aussi bien pour le concepteur. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration d'un diagnostic. Un modèle basé sur les équations électriques et mécaniques des circuits est en général suffisant pour faire la synthèse du diagnostic. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Avant d'arriver au modèle que l'on propose pour la suite de ce travail, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à cage en modèle *multi-enroulement* dédié au traitement et détections des différentes pannes. L'élaboration de ce modèle nous permettra de simuler la machine à l'aide de différents logiciels telque *MATLAB*. Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont donnés dans *ANNEXE A*.

II.2 INTRODUCTION A LA SIMULATION A PARTIR D'UN MODELE MULTIENROULEMENT APPLIQUE À LA MACHINE ASYNCHRONE

II.2.1 Le modèle multi-enroulements

Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts [FIL94], [SCH99], [TOL96], mettant comme hypothèses pour certains la linéarité du circuit magnétiques tout en négligeant les effets pelliculaires et les différentes pertes fer et tous les effets d'ordre capacitif [SCH99].

Dans notre étude, nous utiliserons la méthode des circuits électriques, pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone. En effet, le calcul de ces inductances par une

décomposition en séries de Fourier nécessite une connaissance précise du bobinage de la machine, car les termes relatifs à l'étalement, au raccourcissement, à l'inclinaison du bobinage sont intégrés au calcul des inductances à travers des coefficients spécifiques.

Nous allons exposer en premier lieu un modèle basé sur la répartition sinusoïdale des enroulements statoriques, pour passer en deuxième lieu à un modèle qui prend en compte la disposition des bobines dans les encoches statoriques, afin d'exploiter les harmoniques d'espaces comme paramètres de diagnostic.

II.2.2 Modélisation du stator

Les équations électriques du stator sont élaborées à partir de la théorie des circuits. Les circuits statoriques sont présentés dans la figure la figure II-1.

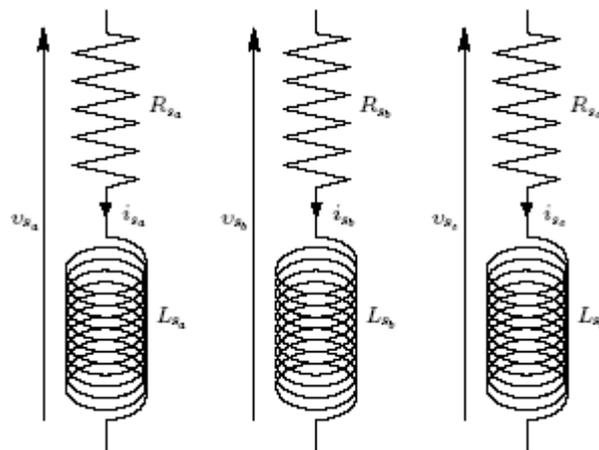


Figure II.1. Les trois phases statoriques sous forme de circuits électriques [DID04].

Les équations de tensions des trois phases statoriques sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En désignant par:

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques;
- I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : les courants qui traversent celles-ci;
- $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: les flux totaux à travers ces enroulements;
- R_S : leurs résistance.

La forme matricielle de (II-1) est :

$$[V_s] = [R_S][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II.2})$$

$[\phi_s]$: Le vecteur flux.

$[I_s]$: Le vecteur courants.

tel que :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \quad (\text{II.3})$$

et

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (\text{II.4})$$

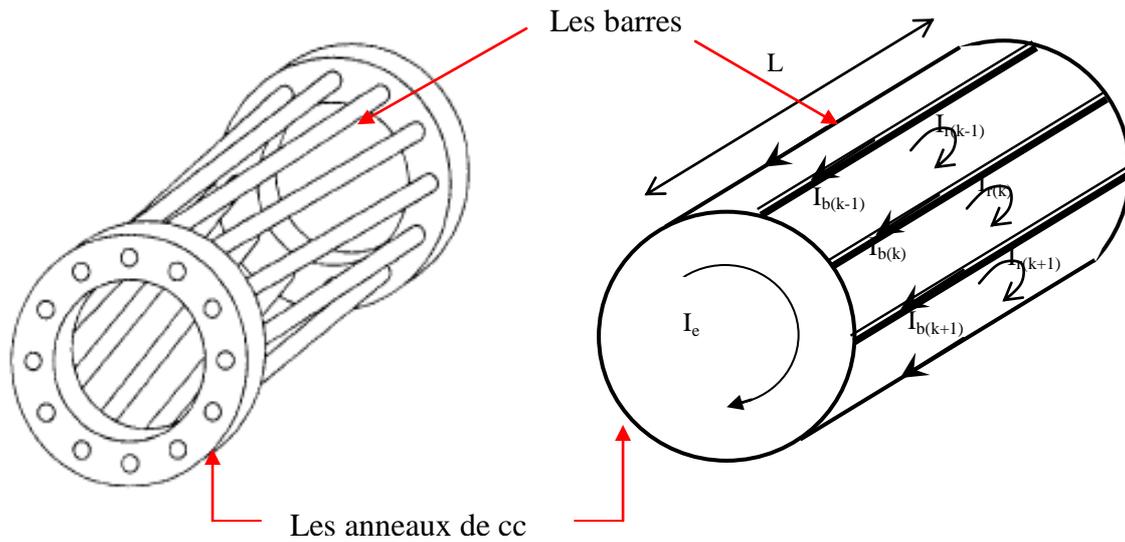
$[L_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques.

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}, \quad [L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}$$

II.2.3 Modélisation du rotor

Le modèle multi-enroulements, permet de mieux se rapprocher de la structure réelle de la cage rotorique.

Le rotor est assimilé à un enroulement polyphasé de (n_b+1) mailles, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions des deux anneaux de courts-circuits (figure II-2).



FigureII.2. Structure multi-enroulements du rotor.

Ce découpage est largement suffisant pour l'étude des ruptures de barres ou d'anneaux. Par contre, la prise en compte d'autre phénomène comme par exemple les courants d'inter-barres nécessiteraient d'affiner de plus le circuit. La barre et la portion d'anneau sont représentés par des résistances et des inductances, R_b , R_e (ou R_a) et L_b , L_e (ou L_a) respectivement (figure II-3).

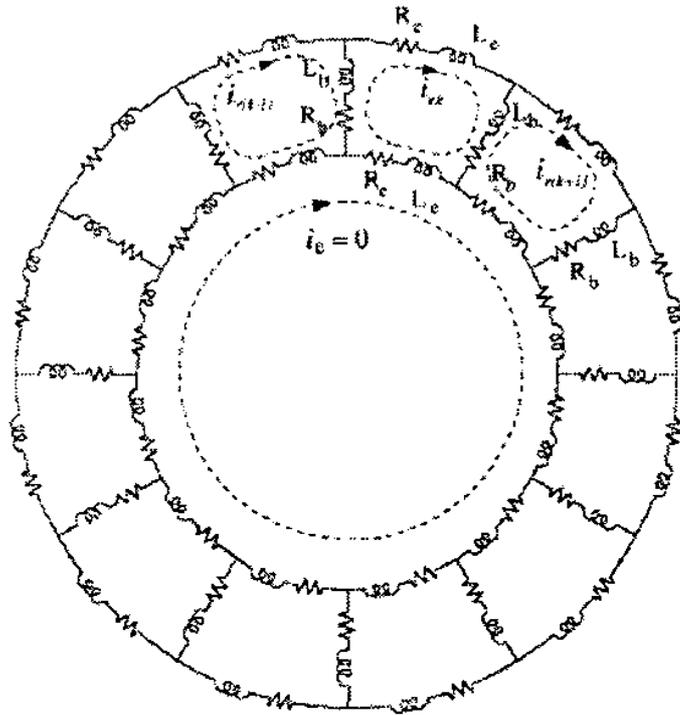


Figure II.3. Circuit équivalent du rotor à cage d'écureuil.

Les équations de tensions des (n_b+1) mailles rotoriques sont écrites sous la forme matricielle suivante :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{II.5})$$

où :

$$[V_r] = [V_{r1} \quad V_{r2} \quad V_{r3} \dots \dots \dots V_{rn_b} \quad V_e]^T$$

(II.6)

La tension de l'anneau de court-circuit $V_e=0$, et la tension des mailles rotoriques $V_{rj}=0$; avec $j=1,2,\dots,\dots,n_b$.

$[\phi_r]$: est le vecteur flux rotorique.

$[I_r]$: est le vecteur

tel que :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{rs}] [I_s] \quad (\text{II.7})$$

et

$$[I_r] = [i_{r1} i_{r2} i_{r3} \dots i_{rn_b} i_{re}]^T \quad (\text{II.8})$$

i_{rj} et i_{re} sont respectivement les courants de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique et de l'anneau de court-circuit.

$[R_r]$: est une matrice symétrique de dimensions $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots \dots \dots 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b \dots \dots \dots 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & -R_b \dots \dots \dots 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 \dots \dots \dots -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e \dots \dots \dots -R_e & -R_e & n_b \cdot R_e \end{bmatrix}$$

R_b , R_e : représentent respectivement la résistance d'une barre et la résistance d'un segment de l'anneau de court-circuit.

La matrice des inductances rotorique est une matrice de dimension $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$.

L'expression détaillée des éléments de la matrice $[L_{rr}]$ est :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1rnb-1} & L_{r1rnb} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r3} - L_b & \dots & L_{r2rnb-1} & L_{r2rnb} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rnb-1r1} & L_{rnb-1r2} & L_{rnb-1r3} & \dots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{rnb-1m} & -L_e \\ L_{rnbr1} - L_b & L_{rnbr2} & L_{rnbr3} & \dots & L_{rnbrn-1} & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & n_b \cdot L_e \end{bmatrix}$$

L_{mr}, L_b, L_e sont l'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique, l'inductance de fuite d'une barre rotorique et l'inductance de fuite d'un segment de l'anneau de court-circuit respectivement.

L_{rij} est l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique.

$[L_{sr}]$ Comporte $3 \times (n_b + 1)$ éléments qui constituent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques, et est donnée par :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1}^{sr} & L_{a2}^{sr} & \dots & L_{an}^{sr} & L_{ae}^{sr} \\ L_{b1}^{sr} & L_{b2}^{sr} & \dots & L_{bn}^{sr} & L_{be}^{sr} \\ L_{c1}^{sr} & L_{c2}^{sr} & \dots & L_{cn}^{sr} & L_{ce}^{sr} \end{bmatrix}, \text{ et } [L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

L_{aj}^{sr} représente l'inductance mutuelle entre la phase "a" et la $j^{\text{ème}}$ maille.. De même pour les phases "b" et "c". L'inductance mutuelle entre chaque phase statorique et l'anneau de court-circuit est négligée du fait qu'ils peuvent être assimilés à des bobines à axes perpendiculaires.

En regroupant les équations statoriques et rotoriques dans une même équation matricielle, nous trouvons :

$$[V] = [R][I] + [I] \frac{d[L]}{d\theta_r} + [L] \frac{d[I]}{dt}, \quad (\text{II.9})$$

avec,

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix},$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}, \quad \Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt},$$

θ_r : est la position angulaire du rotor.

Ω_r : est la vitesse angulaire du rotor.

II.2.4 Equation mécanique

L'équation du mouvement, reliant les parties électrique et mécanique est :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \omega_r \quad (\text{II.10})$$

avec : $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$

C_r le couple résistant, f_v le coefficient de frottement visqueux et J le moment d'inertie des parties tournantes.

Le couple électromagnétique « C_{em} », est obtenu à partir de la co-énergie :

$$C_{em} = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r, \text{constants})} \quad (\text{II.11})$$

avec,

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s]^T & [I_r]^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left[[I_s]^T \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + [I_r]^T \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_r]^T \frac{\partial [L_{rr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \right] \quad (\text{II.13})$$

II.3 CALCUL DES INDUCTANCES

II.3.1 Calcul sans prise en compte des harmoniques d'espace

a/- Les inductances statoriques

L'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour de la périphérie de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre les phases est $\frac{2\pi}{3}$. L'expression de la FMM de la phase "a" est donnée par la relation suivante

[CAH64], [BEK06] :

$$F_a(\varphi) = \frac{2}{\pi} \frac{N_t}{p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (\text{II.14})$$

N_t , p , et φ sont le nombre de spire en série par pôle et par phase, le nombre de paire de pôles et l'angle décrivant une position dans l'espace respectivement.

L'induction $B_a(\varphi)$ est donc,

$$B_a(\varphi) = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_t}{g_0 p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (\text{II.15})$$

μ_0 : désigne la perméabilité magnétique de l'air, et g_0 l'épaisseur de l'entrefer de la machine symétrique (entrefer constant).

avec

$$d\phi = B_a(\varphi).dS \quad (\text{II.16})$$

Par intégration de l'expression (II.16) autour d'un intervalle polaire, nous obtenons l'expression du flux magnétique dans l'entrefer par pôle tel que :

$$\phi = \iint_s B_a(\varphi).dS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{+\frac{\pi}{2p}} B_a(\varphi).rd\varphi$$

Il en résulte

$$\phi = \frac{4\mu_0 N_t r l}{\pi g_0 p^2} i_{sa} \quad (\text{II.17})$$

où :

r : Le rayon moyen de la machine.

l : La longueur de la machine.

Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a" dû au courant " i_{sa} " est donné par :

$$\psi_{sa} = \phi \cdot N_t = \frac{4\mu_0 N_t^2 r l}{\pi g_0 p^2} i_{sa} \quad (\text{II.18})$$

L'inductance de magnétisation de la phase "a" est exprimé par :

$$L_{am} = \frac{\psi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4\mu_0 N_t^2 r l}{\pi g_0 p^2} \quad (\text{II.19})$$

L'inductance totale dans la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et de l'inductance de fuite correspondant au flux de fuite d'encoches, au flux de fuite des têtes de bobines...etc. Son expression est :

$$L_a = L_{am} + L_{fa} \quad (\text{II.20})$$

Les enroulements statoriques étant identiques, symétriques et décalés par $\frac{2\pi}{3}$, ce qui fait que :

$$L_a = L_b = L_c \quad (\text{II.21})$$

Par conséquent, les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \quad (\text{II.22})$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_{am} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \quad (\text{II.23})$$

$$L_{ca} = L_{ac} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \quad (\text{II.24})$$

b/- Les inductances rotoriques

Le rotor a été décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres (nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées), et des portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité [ABE02]. Cette topologie des circuits rotoriques nous permettra de calculer leurs inductances. Les barres séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha_r = \frac{2\pi}{n_b}$.

La figure (II-4) représente le champ créé par une maille parcourue par le courant i_{rj} .

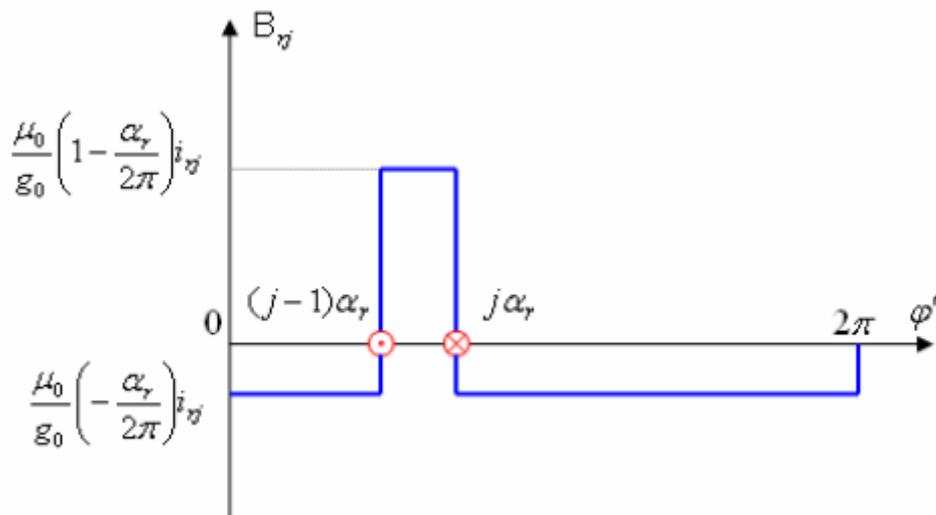


Figure II.4. Le champ créé par une maille rotorique.

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par le courant i_{rj} , donc il est le siège d'un flux propre ψ_{rj} exprimé par :

$$\psi_{rjj} = \int_0^l dz. \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} \frac{\mu_0 r}{g_0} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) i_{rj} d\varphi \quad (\text{II.25})$$

Il en résulte que:

$$\psi_{rjj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r i_{rj} \quad (\text{II.26})$$

Le flux traversant la $k^{\text{ème}}$ maille, produit par le courant i_{rj} circulant dans la maille j est donnée par :

$$\psi_{rkj} = \int_0^l dz. \int_{(k-1)\alpha_r}^{k\alpha_r} \frac{\mu_0 r}{g_0} \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) i_{rj} d\varphi \quad (\text{II.27})$$

Pour $k \neq j$, on a :

$$\psi_{rkj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r i_{rj} \quad (\text{II.28})$$

L'inductance de magnétisation de la maille j , est exprimée donc comme suit :

$$L_{mrj} = \frac{\psi_{rjj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (n_b - 1) r l}{g_0 n_b^2} \quad (\text{II.29})$$

L'inductance totale de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille et dont l'expression est donnée par :

$$L_{rj} = L_{mrj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e = L_{mrj} + 2(L_b + L_e) \quad (\text{II.30})$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$, les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes :

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\psi_{r(j+1)j}}{i_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 rl}{g_0 n_b^2} - L_{b(j+1)} \quad (\text{II.31})$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\psi_{r(j-1)j}}{i_{rj}} - L_{b(j-1)} = -\frac{2\pi\mu_0 rl}{g_0 n_b^2} - L_{bj} \quad (\text{II.32})$$

$$L_{rkj} = \frac{\psi_{rkj}}{i_{rj}} = -\frac{2\pi\mu_0 rl}{g_0 n_b^2} \quad (\text{II.33})$$

c/- Les inductances mutuelles stator-rotor

Pour transformation dans le repère lié au rotor, on a :

$$\varphi = \varphi' + \omega_r t \quad (\text{II.34})$$

L'équation (II.15) de la densité du flux d'entrefer créée par le courant i_{sa} , sera comme suit :

$$B_a(\varphi') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_t}{g_0 p} i_{sa} \cos[p(\varphi' + \omega_r t)] \quad (\text{II.35})$$

Le flux parcourant la maille j sera :

$$\Phi_{rja} = \int_0^l dz \int_{j\alpha_r}^{(j+1)\alpha_r} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (\text{II.36})$$

de (II.25) on a :

$$\psi_{rja} = M i_{sa} \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right] \quad (\text{II.37})$$

tel que

$$M = \frac{4\mu_0 N_t r l}{\pi g_0 p^2} \sin\left(\frac{\pi p}{n_b}\right) \quad (\text{II.38})$$

Les inductances mutuelles entre la maille rotorique et les phases statoriques "a", "b" et "c" seront données respectivement par :

$$L_{rja} = \frac{\psi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right)\right] \quad (\text{II.39})$$

$$L_{rjb} = \frac{\psi_{rjb}}{i_{sb}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right) - \frac{2\pi}{3}\right] \quad (\text{II.40})$$

$$L_{rjc} = \frac{\psi_{rjc}}{i_{sc}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right) + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (\text{II.41})$$

II.3.2 Calcul avec prise en compte des harmoniques d'espace (notion de la fonction d'enroulement)

L'approche de la fonction d'enroulement a été en premier lieu appliquée pour considérer les harmoniques d'espaces de l'induction magnétique, donc pour un modèle à distribution non sinusoïdale. Cette approche prend en considération la géométrie réelle de la machine ainsi que la distribution de l'enroulement, ce qui permet donc le calcul des inductances en tenant compte de toutes les harmoniques d'espaces.

II.3.2.1 Développement de la fonction d'enroulement

Comme un titre illustratif nous prendrons une machine élémentaire à double cylindre excentrique (figureII-5-a) pour montrer comment développer la fonction d'enroulement pour le calcul des inductances à partir de la distribution des enroulements. Cette machine est constituée de deux enroulements « A » et « B » dont le point de référence est l'angle $\varphi=0$.

Nous considérons un contour fermé (abcd), où a et d sont situés sur le stator respectivement aux angles 0 et φ , et b et c sur le rotor (figureII-5-b).

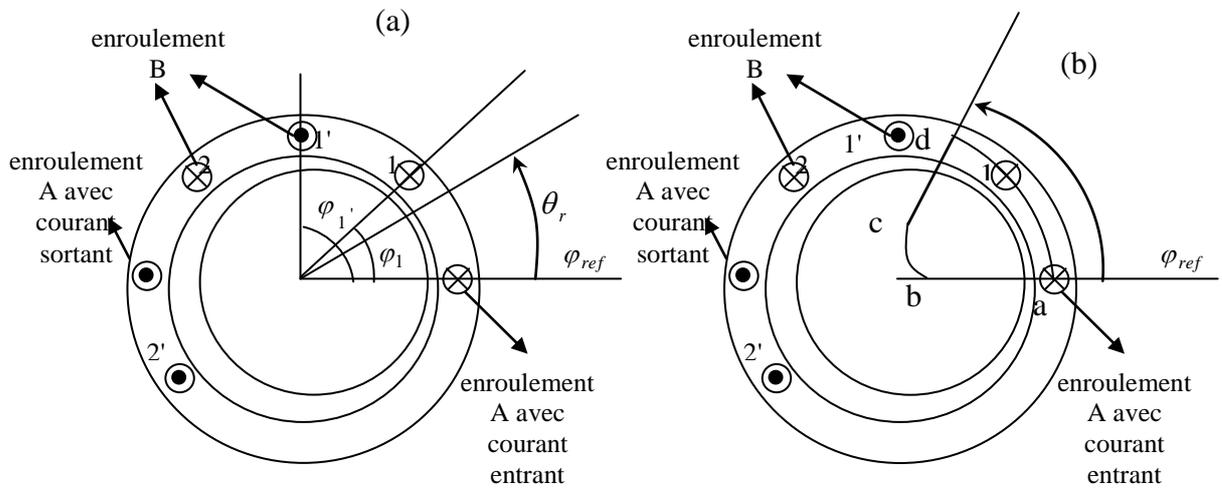


Figure II.5. Machine élémentaire.

On peut illustrer aussi le contour 'abcd' en trois dimensions par la figure (II-6).

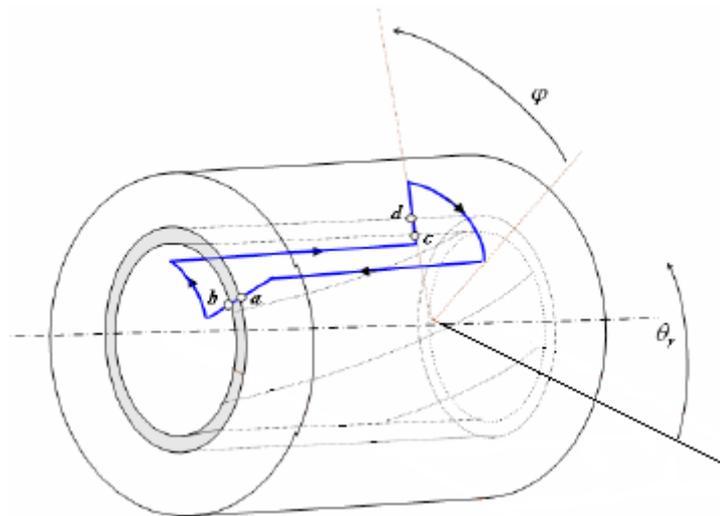


Figure II.6. Machine asynchrone élémentaire en 3D [GHO05].

L'angle φ varie dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, et selon la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcd} H dl = \int_S J \cdot ds \quad (II.42)$$

Où H est l'intensité du champ magnétique, S est la surface enfermée par le contour $abcd$. Puisque les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant i , l'équation (II.42) prend la forme suivante:

$$\oint_{abcd} H dl = n(\varphi, \theta_r) i \quad (\text{II.43})$$

La fonction relative au nombre de tours $n(\varphi, \theta_r)$ est appelée la fonction de distribution ou la fonction de tours (turns function). Dans le cas des machines électriques, elle est généralement associée à une bobine élémentaire ou bien à un enroulement constitué de plusieurs bobines.

La position du rotor est donnée par θ_r . Pour les bobines stationnaires, elle est fonction seulement de φ . Les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positifs tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs. En fonction des *FMM* existantes dans le circuit magnétique, l'équation (II.43) peut être écrite comme suit :

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\varphi, \theta_r) i \quad (\text{II.44})$$

Pour une perméabilité de fer plus grande que celle de l'air, on suppose que la réluctance de la partie du fer est négligeable devant celle de l'air, donc F_{bc} et F_{da} sont négligés. De cette condition l'équation (II.44) prend la forme suivante :

$$F_{ab}(0, \theta_r) + F_{cd}(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) i \quad (\text{II.45})$$

Pour calculer la *FMM* " $F_{ab}(0, \theta_r)$ ", nous appliquons le théorème de Gauss :

$$\oint_S B \cdot dS = 0 \quad (\text{II.46})$$

Ce qui signifie que l'intégrale sur une surface fermée de la densité du flux magnétique est nul. Soit S la surface d'un volume cylindrique mesuré par rapport au rayon moyen de l'entrefer. (II.46) peut être écrite en fonction de l'intensité du champ magnétique H tel que :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \mu_0 H(\varphi, \theta_r) r dl d\varphi = 0 \quad (\text{II.47})$$

Sachant que $H=F/g$. g étant la fonction d'entrefer définie pour n'importe quel point ou d'une autre façon c'est la variation de l'épaisseur de l'entrefer de coordonnées $g(\varphi, \theta_r)$, l'équation (II.47) devient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = 0 \quad (\text{II.48})$$

La division par $g(\varphi, \theta_r)$ et l'intégration de l'équation (II.45) dans l'intervalle $0 < \varphi \leq 2\pi$, nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = \int_0^{2\pi} \frac{n(\varphi, \theta_r)i}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (\text{II.49})$$

Puisque le deuxième terme du coté gauche de l'équation précédente est nul, avec $F_{ab}(0, \theta_r)$ et i sont constants par rapport à φ , nous déduisons le résultat suivant :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = i \int_0^{2\pi} \frac{n(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (\text{II.50})$$

Et si on admet que l'entrefer est uniforme, et que, par conséquent, $g^{-1}(\varphi, \theta_r)$ est constante, l'équation (II.50) devient :

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.51})$$

On définit la valeur moyenne de la fonction de distribution $\langle n(\varphi, \theta_r) \rangle$, tel que :

$$\langle n(\varphi, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.52})$$

$$F_{cd}(\varphi, \theta_r) = \left[n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \right] \cdot i \quad (\text{II.53})$$

La *FMM* aux différents points de l'entrefer est :

$$F_{ab}(\varphi, \theta_r) = (n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle) i \quad (\text{II.54})$$

La fonction à l'intérieur des parenthèses est simplement la fonction de distribution sans sa valeur moyenne. Cette quantité souvent utilisée pour le calcul des *FMM*, est appelée *fonction d'enroulement*, et simplement définie comme suit :

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle \quad (\text{II.55})$$

donc,

$$F_{ab}(\varphi, \theta_r) = N(\varphi, \theta_r) i \quad (\text{II.56})$$

tel que :

Nous remarquons que par unité de courant la *FMM* et la fonction d'enroulement sont égaux, cet aspect est très important pour l'étude et le développement prochain.

II.3.2.2 Calcul des inductances pour les deux enroulements A et B

Dans cette section nous désignons par *A* et *B* deux enroulements quelconques de la machine. Par souci de simplification des calculs des inductances mutuelles, les bobines *A* et *B* de la figure (II-8) peuvent être associées soit au stator soit au rotor. L'enroulement *B*, arbitrairement réparti le long de l'entrefer, est constitué de deux bobines 1-1' et 2-2' différentes. L'angle de référence φ devrait avoir la même position de référence que celle précédemment utilisée pour le calcul de la fonction d'enroulement.

La distribution de la *FMM* le long de l'entrefer dû au courant i_A traversant l'enroulement *A* peut être exprimé par la relation suivante :

$$F_A(\varphi, \theta_r) = N_A(\varphi, \theta_r) i \quad (\text{II.57})$$

$N_A(\varphi, \theta_r)$: est la fonction d'enroulement de A.

Le flux traversant le deuxième enroulement B dû au courant circulant dans l'enroulement A est lié à la *FMM* par l'équation suivante :

$$\phi = FP \quad (\text{II.58})$$

Sachant que la permeance donnée par :

$$P = \frac{\mu S}{e} \quad (\text{II.59})$$

où μ est la perméabilité magnétique, S la section traversée et e la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire traversant l'entrefer à travers un volume élémentaire de longueur $g(\varphi, \theta_r)$ et de section de $(rld\varphi)$, est donné par l'expression suivante :

$$d\phi = F_A(\varphi, \theta_r) \frac{\mu_0 r l}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (\text{II.60})$$

soit ϕ_{1-1} , le flux qui traverse la bobine (1-1') de l'enroulement B est calculé par :

$$\phi_{1-1} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{B1}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.61})$$

$n_{B1}(\varphi, \theta_r)$: est le nombre de spire de la bobine (1-1') dans l'intervalle $[\varphi_1, \varphi_1']$.

Et en général pour le calcul du flux traversant une bobine (k-k') de l'enroulement B de nombre de spire $n_{Bk}(\varphi, \theta_r)$ et d'ouverture $[\varphi_k, \varphi_k']$, nous avons :

$$\phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_{\varphi_k}^{\varphi_k'} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.62})$$

Le flux traversant l'enroulement B dû au courant traversant l'enroulement A peut être déterminé comme suit :

$$\Psi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \sum_{k=1}^q \int_{\varphi_k}^{\varphi_k'} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.63})$$

où

$$\Psi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left[\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r) \right] F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.64})$$

avec,

$$\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r) = n_B(\varphi, \theta_r) : \text{La fonction de distribution de l'enroulement B.}$$

Par conséquent, le flux traversant l'enroulement B dû au courant i_A peut s'écrire de la manière suivante :

$$\Psi_{BA} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\varphi, \theta_r) F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.65})$$

L'inductance mutuelle L_{BA} est donc le flux traversant l'enroulement B divisé par le courant de l'enroulement A. En remplaçant l'équation (II.57) dans (II.58), nous obtenons :

$$L_{BA} = \frac{\Psi_{BA}}{i_A} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\varphi, \theta_r) N_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.66})$$

Dans les cas où les enroulements A et B sont identiques, les résultats restent valables. Par conséquent, l'inductance de magnétisation de l'enroulement A est donnée par l'intégrale:

$$L_{AA} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_A(\varphi, \theta_r) N_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{II.67})$$

Par cette approche présentée ci-dessus, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou les inductances mutuelles entre les enroulements qu'ils soient fixes comme le cas des enroulements des phases statoriques, tournants comme dans le cas des enroulements rotoriques (entre mailles s'il est à cage d'écureuil), ou tournants l'un par rapport à l'autre comme dans le cas des enroulements des phases statoriques et des mailles rotoriques.

II.3.3 Développement des différentes inductances de la machine asynchrone

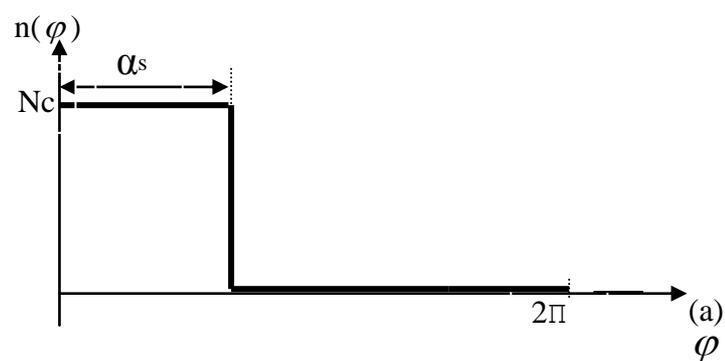
Les caractéristiques du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil considéré pour la suite de travail sont comme suit :

3kw, 50Hz, 4 pôles, 220 Volts, 36 encoches au stator, 28 barres, $p=2$, Les paramètres du moteur sont présentés dans l'annexe A.

L'enroulement statorique est réalisé en une seule bobine, où chaque encoche contient un faisceau, constitués de « N_c » conducteurs.

II.3.3.1 Inductances statoriques

La figure (II-7) représente une bobine élémentaire « b » formée de N_c conducteurs (faisceau) "aller " et de N_c conducteurs " retour " constituant ainsi N_c spires en série dans une partie d'une encoche statorique.



FigurII.7. La fonction de distribution d'une bobine élémentaire.

La figure se répète :

- ✓ « N_e » fois, avec un décalage de $2\pi/N_s$.
- ✓ « p » fois avec un décalage de $2\pi/p$.

$$n_q(\varphi) = \sum_{k=0}^{p-1} \sum_{i=0}^{N_e-1} n\left(\varphi + i \frac{2\pi}{N_s} + k \frac{2\pi}{p} - q \frac{2\pi}{3p}\right) \quad (\text{II.68})$$

tel que :

p : Le nombre de paire de pôle.

N_e : Le nombre d'encoche par pôle et par phase.

N_s : Le nombre d'encoche statorique.

N_c : Le nombre de conducteur par encoche du stator.

N_t : Le nombre de spire en série par phase.

Q : Le nombre de dents par pas d'enroulement.

n_b : Le nombre de barres du rotor.

$\alpha_s = Q \cdot \frac{2\pi}{N_s}$: L'ouverture d'une spire statorique.

$q=0$: pour la phase ' a '.

$q=1$: pour la phase ' b '.

$q=2$: pour la phase ' c '.

Après développement en série de Fourier, on trouve:

$$n_q(\varphi) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos[h.p(\varphi - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p})] \quad (\text{II.69})$$

$$N_t = N_c \cdot N_e \cdot P.$$

$$K_{bh} = K_{rh} \cdot K_{dh}.$$

$$K_{dh} = \frac{\sin(h.p\pi \frac{N_e}{N_s})}{N_e \sin(h.p \frac{\pi}{N_s})}, \quad K_{rh} = \sin(h.p\pi \frac{Q}{N_s})$$

$$C_0 = \frac{N_t Q}{N_s} = \langle n_q(\theta) \rangle$$

$$\theta_0 = (N_e - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s}$$

et

N_t : Le nombre de spire en série par phase.

K_{bh} : Le coefficient de bobinage.

K_{dh} : Le coefficient de distribution.

K_{th} : Le coefficient de raccourcissement.

Et à partir de (II.55), la fonction d'enroulement de la bobine « b » de la phase ' q ' est :

$$N_q(\varphi) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos[h.p(\varphi - \theta_0 - q.\frac{2\pi}{3p})] \quad (\text{II.70})$$

La figure (II-8) représente la fonction de distribution et la fonction d'enroulement de la phase ' a '.

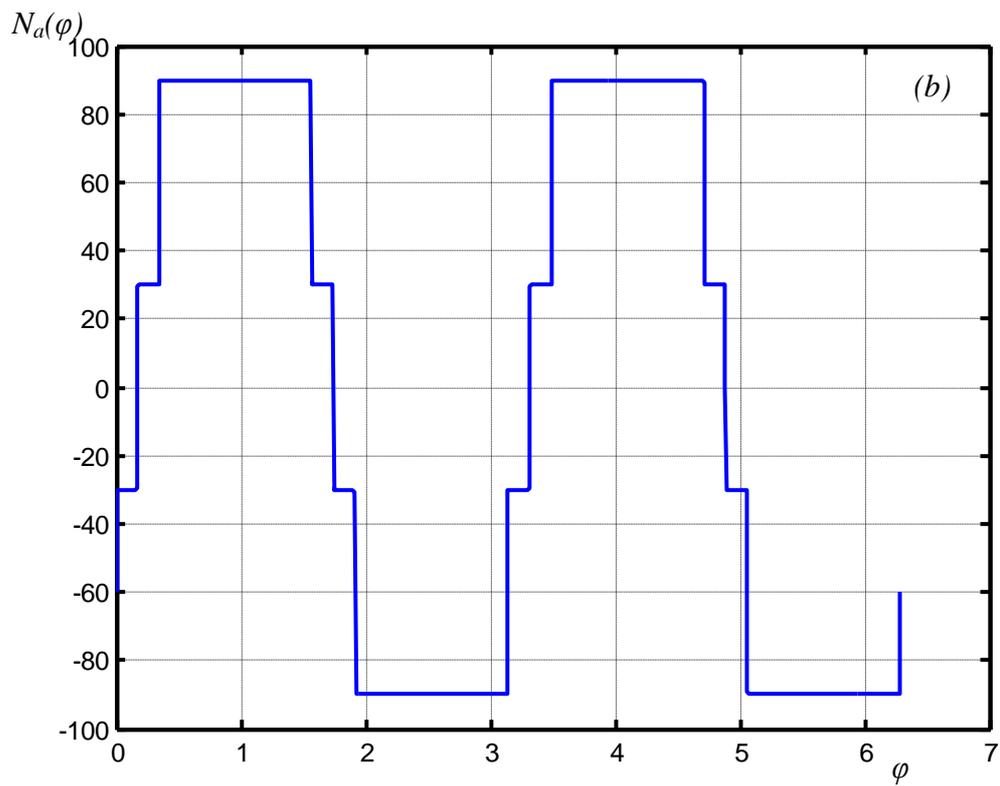
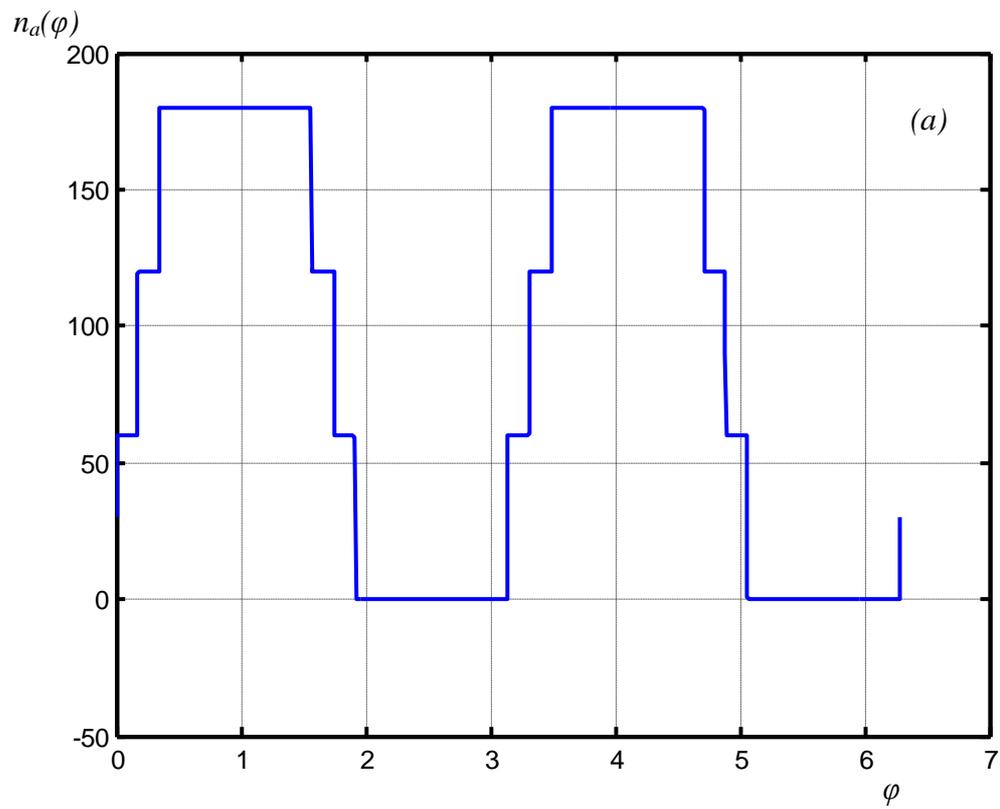


Figure II.8. a) Fonction de distribution de la phase ' a ', b) Fonction d'enroulement de la phase ' a ', ($N_c=60$ et $N_t=360$).

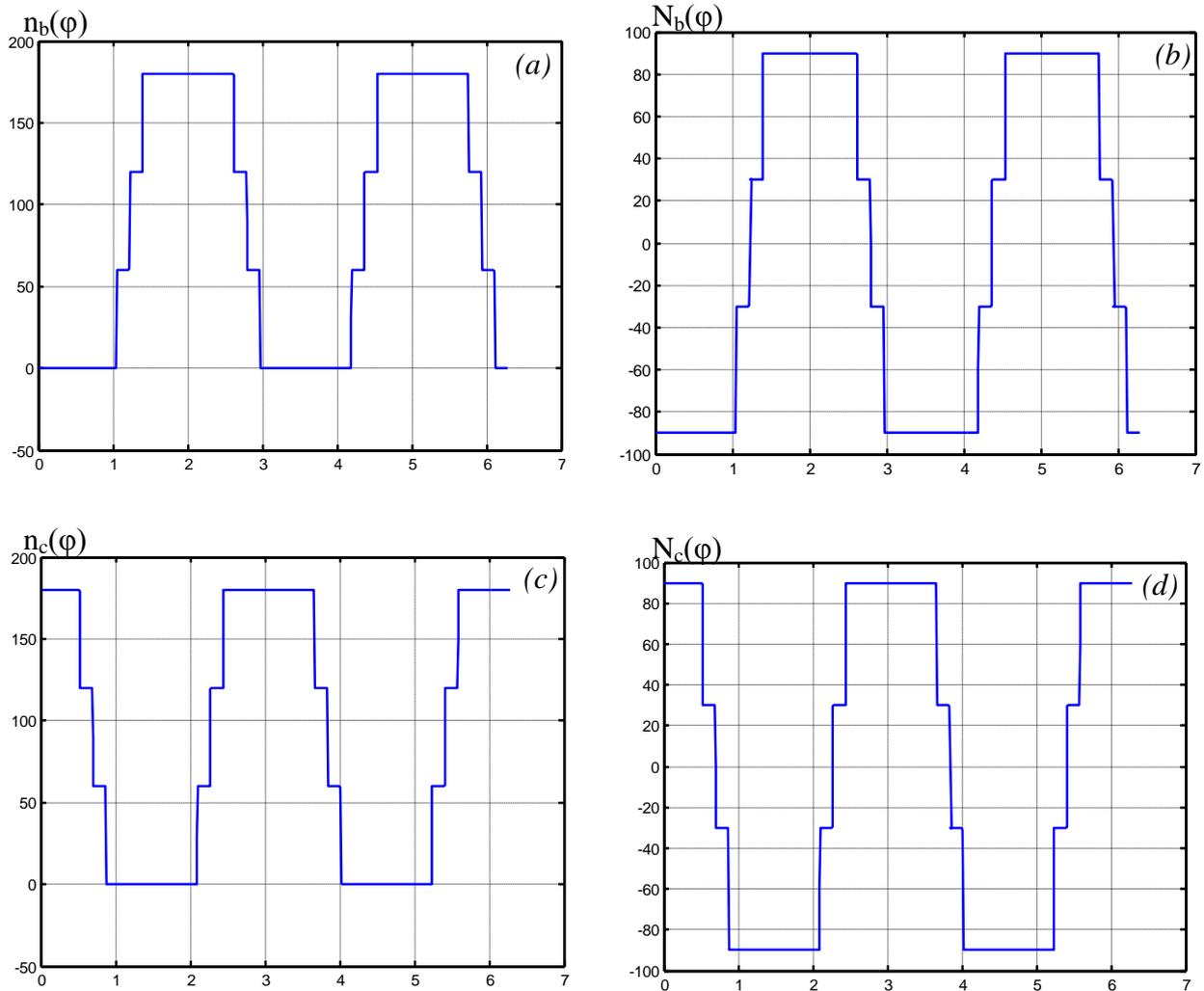


Figure II.9. a) Fonction de distribution de la phase ' b ', b) Fonction d'enroulement de la phase ' b ', c) Fonction de distribution de la phase ' c ', d) Fonction d'enroulement de la phase ' c ' ($N_c=60$ et $N_t=360$).

a /- Inductance de magnétisation statorique

L'inductance de magnétisation d'une phase ' q ' du stator est calculé d'après l'équation (II.67) par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{mq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_q(\phi) N_q(\phi) d\phi \quad (\text{II.71})$$

Quelque soit la phase ' q ' l'inductance de magnétisation est donné comme suit :

$$L_{mq} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \quad (\text{II.72})$$

b/- Inductances mutuelles entre phases statorique

L'inductance mutuelle entre l'enroulement de la phase 'a' et l'enroulement de la phase 'b' s'obtient à partir de :

$$L_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_a(\varphi) N_b(\varphi) d\varphi \quad (\text{II.73})$$

on trouve après calcul que :

$$M_s = L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \cos(h \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.74})$$

II.3.3.2 Inductances rotoriques

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha_r = \frac{2\pi}{n_b}$.

Une maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rj} . La figure (II-11) représente la fonction de distribution d'une maille rotorique.

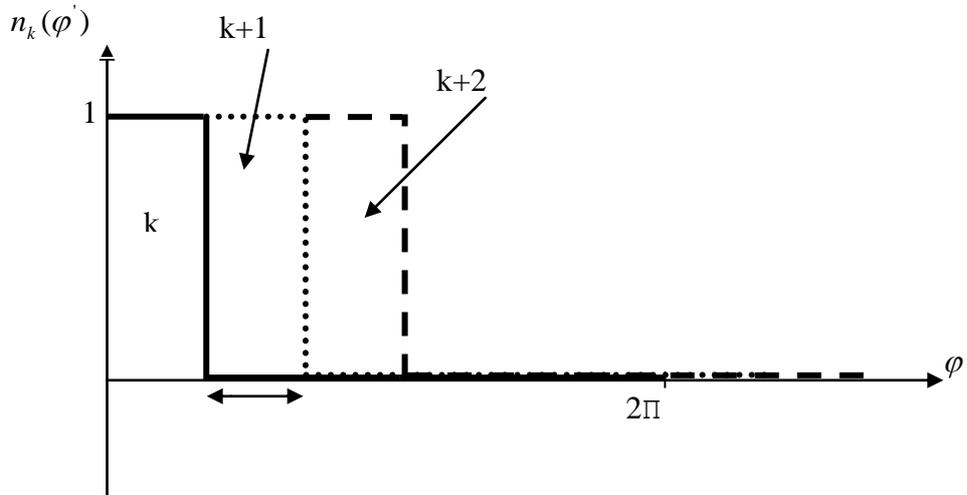


Figure II.10. La fonction de distribution d'une maille rotorique.

Après développement en série de Fourier, on obtient :

$$n_{rk}(\varphi') = \frac{\alpha_r}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[m\left(\varphi' - \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right] \quad (\text{II.75})$$

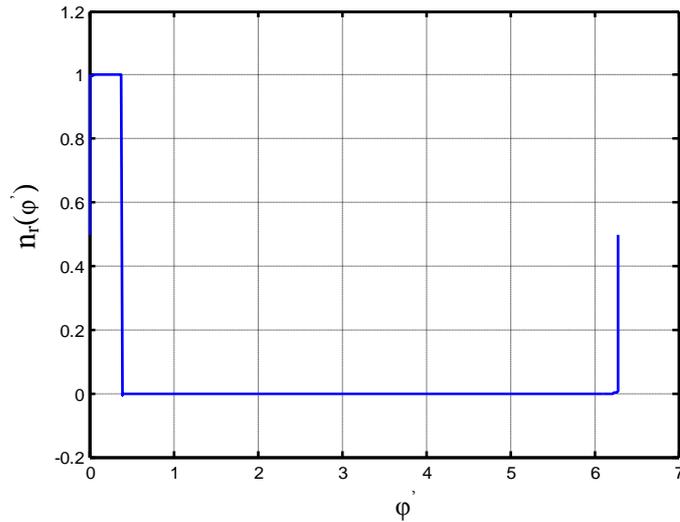


Figure II.11. Fonction de distribution de la maille rotorique 1.

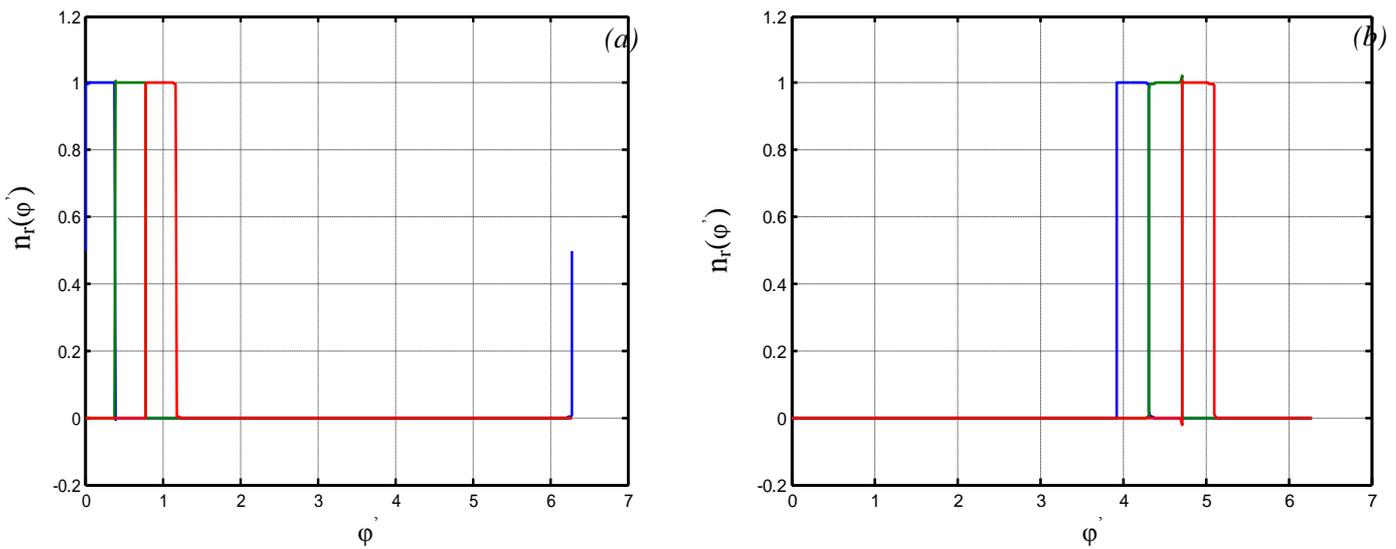


Figure II.12. a) La fonction de distribution pour les mailles 1, 2, 3, b) La fonction de distribution pour les mailles 11, 12, 13.

La figure (II.13) représente la fonction d'enroulement d'une maille rotorique.

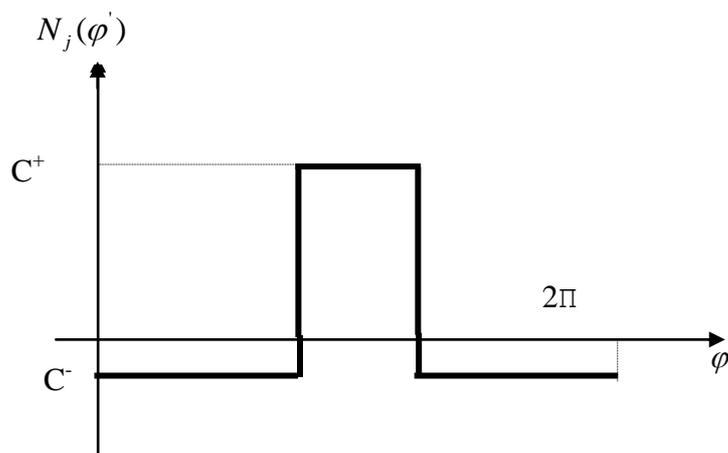


Figure II.13. Fonction d'enroulement d'une maille rotorique.

avec,

$$C^+ = \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \quad \text{et} \quad C^- = \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right)$$

Mais pour le développement en série de Fourier de la fonction d'enroulement, et pour les besoins dans les calculs des inductances de magnétisations ci-après de chaque maille et des inductances mutuelles entre mailles, la fonction d'enroulement de chaque maille va être décomposée en somme de deux fonctions (Figure II-14).

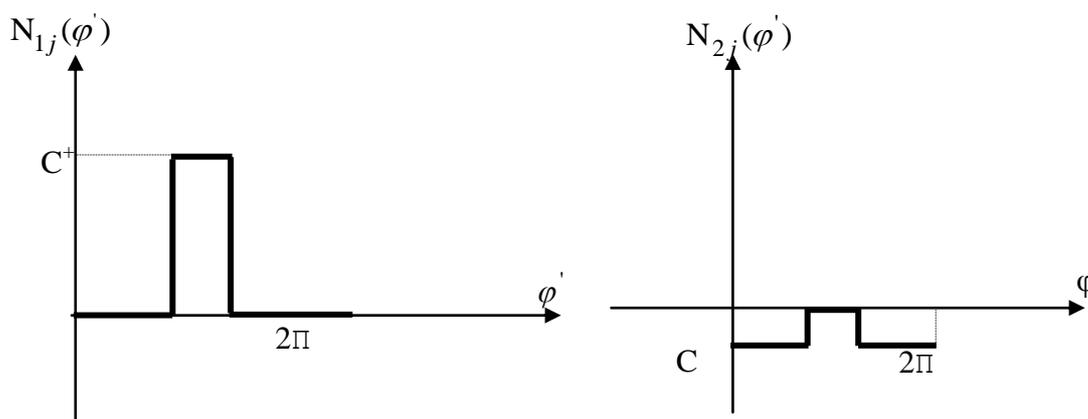
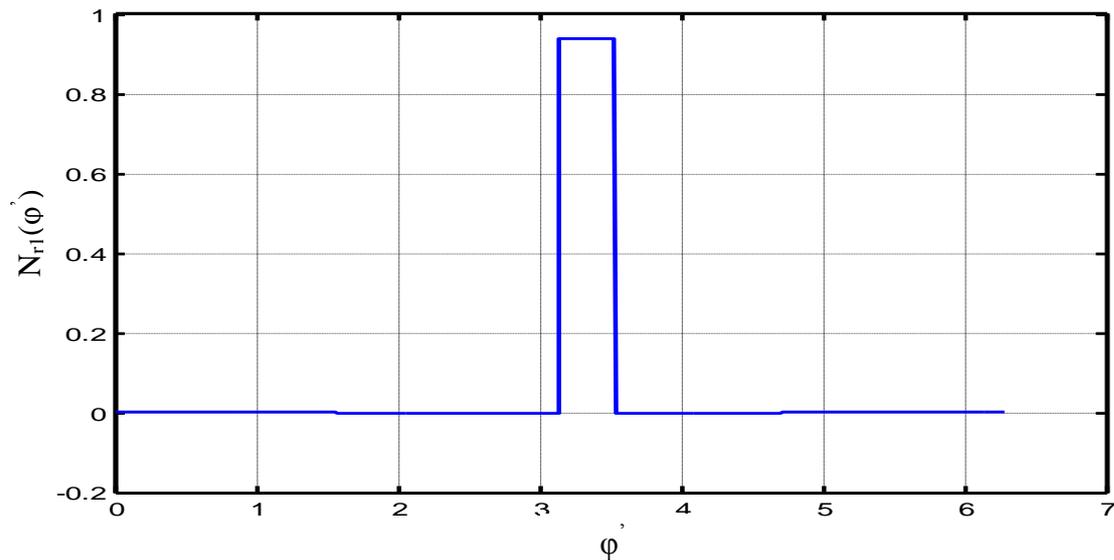


Figure II.14. a) La fonction d'enroulement positive d'une maille rotorique, b) La fonction d'enroulement négative d'une maille rotorique.

Après décomposition en série de Fourier, on obtient :

Pour la partie positive :

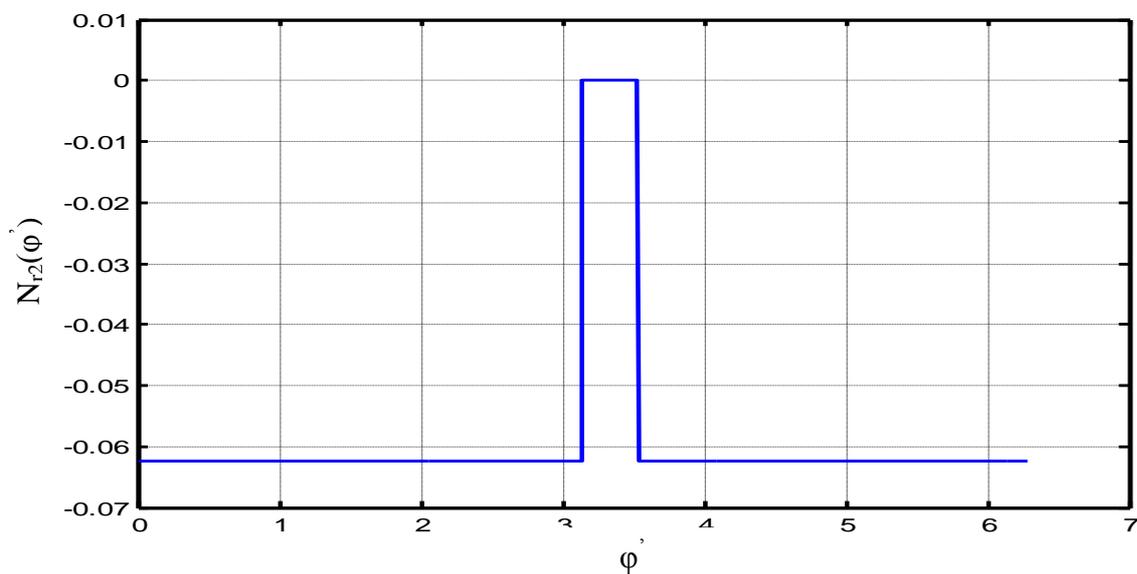
$$N_{1k}(\varphi') = \left(\frac{\alpha_r}{2}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) + \left(\frac{2}{\pi}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[m\left(\varphi' - \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right] \quad (\text{II.76})$$



FigureII.15. La fonction d'enroulement d'une partie positive de la maille 9.

Pour la partie négative :

$$N_{2k}(\varphi') = \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) + \left(\frac{2}{\pi}\right)\left(\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[m\left(\varphi' - \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right] \quad (\text{II.77})$$



FigureII.16. La fonction d'enroulement d'une partie négative de la maille 9.

a/- Inductance de magnétisation d'une maille j rotorique

L'inductance de magnétisation de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est donnée par :

$$L_{mj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{kj}(\varphi) N_{r1j}(\varphi) d\varphi \quad (\text{II.78})$$

$$L_{mj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left[\left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) + \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(m \frac{\alpha_r}{2})}{m} \right)^2 \right] \quad (\text{II.79})$$

L'inductance de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille est dont l'expression est donnée par :

$$L_{rjj} = L_{mj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (\text{II.80})$$

Quelque soit la maille j le résultat est le même.

b/- Inductance mutuelles entre mailles du rotor

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer.

$$L_{mj k} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{r1j}(\varphi) N_{r2k}(\varphi) d\varphi \quad (\text{II.81})$$

b.1/-Entre mailles adjacentes

Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille et les mailles adjacentes sont exprimées par la relation suivante :

$$L_{r(j+1)j} = L_{m(j+1)j} - L_{b(j+1)} \quad (\text{II.82})$$

et

$$L_{r(j-1)j} = L_{rm(j+1)j} - L_{bj} \quad (\text{II.83})$$

On obtient alors :

$$L_{rm(j+1)j} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left[-\left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) + \left(\frac{4}{\pi}\right)\left(\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(m\frac{\alpha_r}{2}\right)}{m} \right)^2 \cos(m\alpha_r) \right] - L_{b(j+1)} \quad (\text{II.84})$$

$$L_{rm(j-1)j} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left[-\left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) + \left(\frac{4}{\pi}\right)\left(\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(m\frac{\alpha_r}{2}\right)}{m} \right)^2 \cos(m\alpha_r) \right] - L_{bj} \quad (\text{II.85})$$

b.2/-Entre mailles non adjacentes

L'inductance mutuelle entre la maille j et la maille k , tel que les deux mailles sont ne pas adjacentes sera :

$$L_{rjk} = L_{mjk}$$

$$L_{mjk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left[-\left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi}\right)\left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) + \left(\frac{4}{\pi}\right)\left(\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(m\frac{\alpha_r}{2}\right)}{m} \right)^2 \cos[m(j-k)\alpha_r] \right] \quad (\text{II.86})$$

II.3.3.3 Inductances mutuelles entre une phase 'q' et une maille k

L'inductance mutuelle entre la $q^{\text{ème}}$ phase et la $k^{\text{ème}}$ maille est obtenue à l'aide de l'intégrale suivante :

$$L_{kq} = L_{sr} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{rk}(\varphi', \theta_r) N_q(\varphi') d\varphi' \quad (\text{II.87})$$

Après transformation dans un repère lié au rotor pour la fonction d'enroulement d'une phase 'q' du stator, on obtient :

$$N_q(\varphi') = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos[h.p(\theta_r + \varphi' - \theta_0 - q.\frac{2\pi}{3p})] \quad (\text{II.88})$$

Et en utilisant l'équation (II.66), on trouve l'inductance mutuelle stator-rotor :

$$L_{sr} = M_{sr} = \sum_{h=1}^{\infty} M_h \cos \left[hp \left(\theta_r - \theta_0 + (j - \frac{1}{2})\alpha_r - q \frac{2\pi}{3p} \right) \right] \quad (\text{II.89})$$

avec,

$$M_h = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t}{P^2 \pi} \frac{K_{bh}}{h^2} \sin\left(\frac{hp\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{II.90})$$

La figure (II-16) représente l'inductance mutuelle entre la phase statorique 'a' et la maille rotorique 1 et sa dérivée.

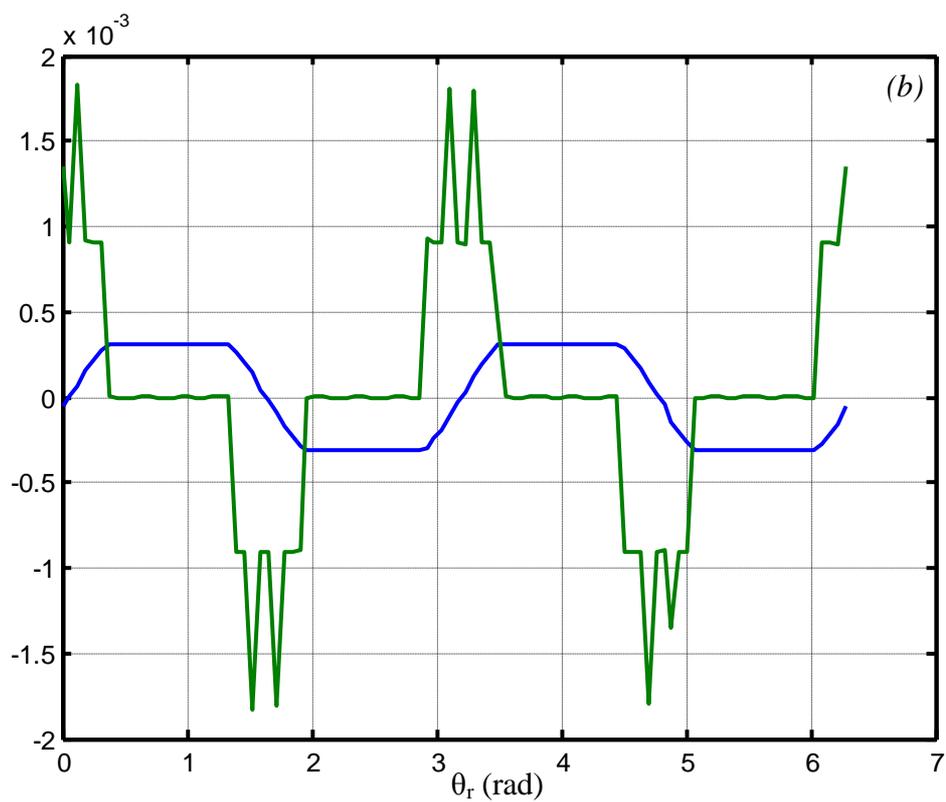
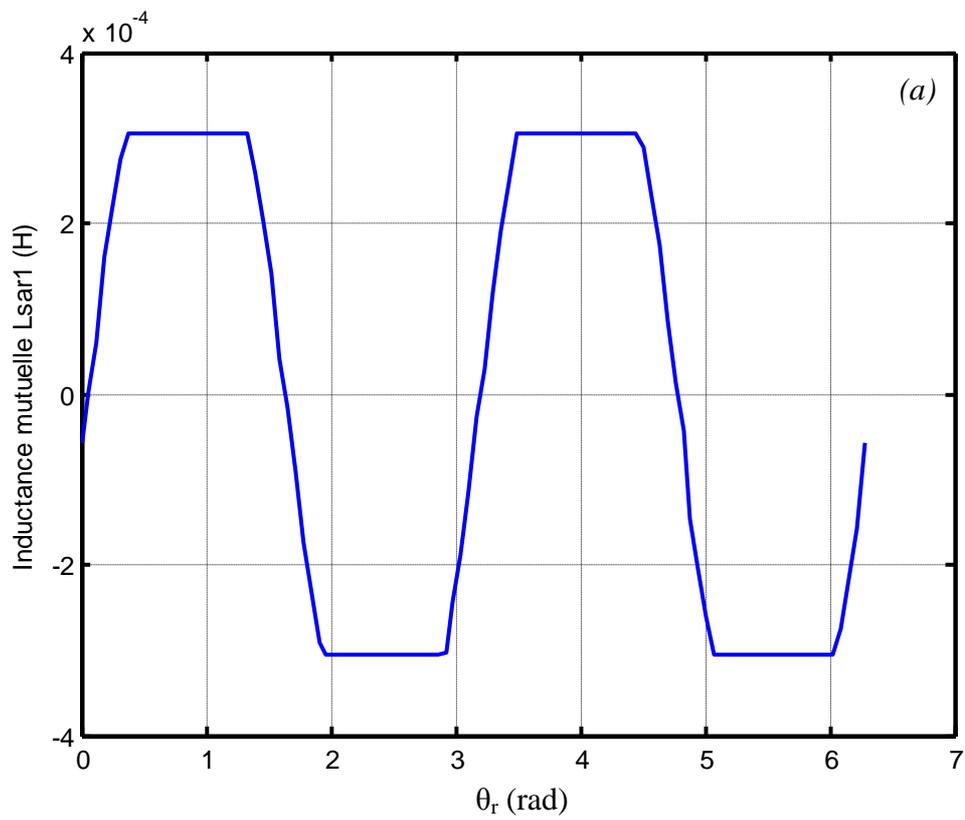


Figure II.17. a) L'inductance mutuelle entre la phase 'a' et la maille 1 (L_{sar1}), b) sa dérivée.

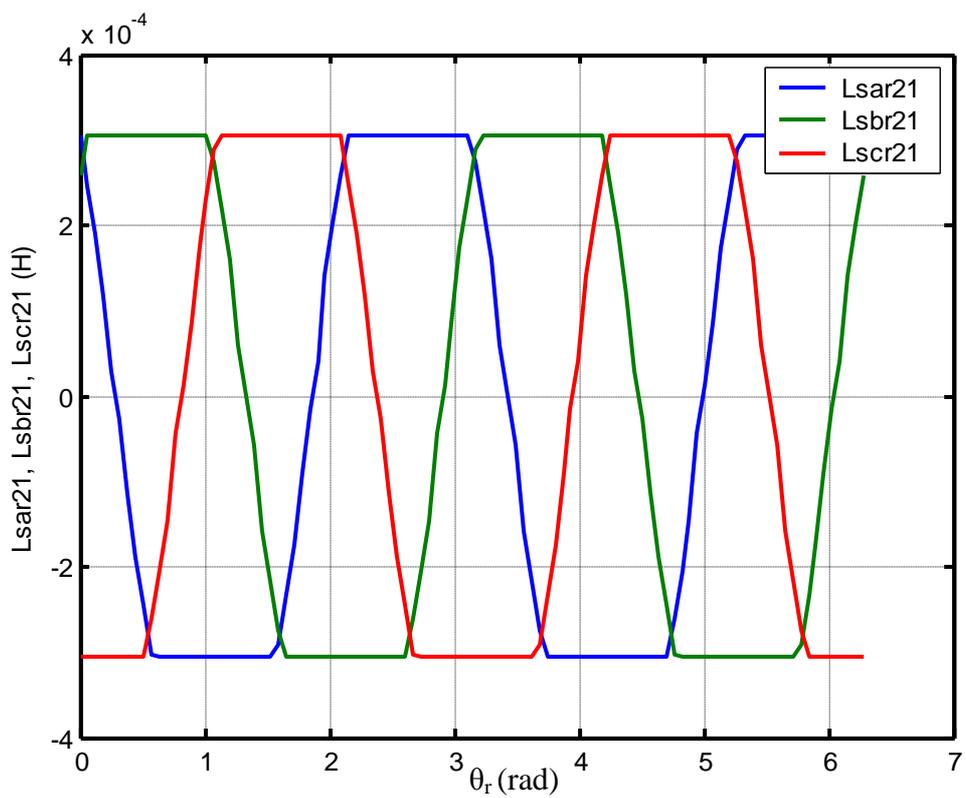
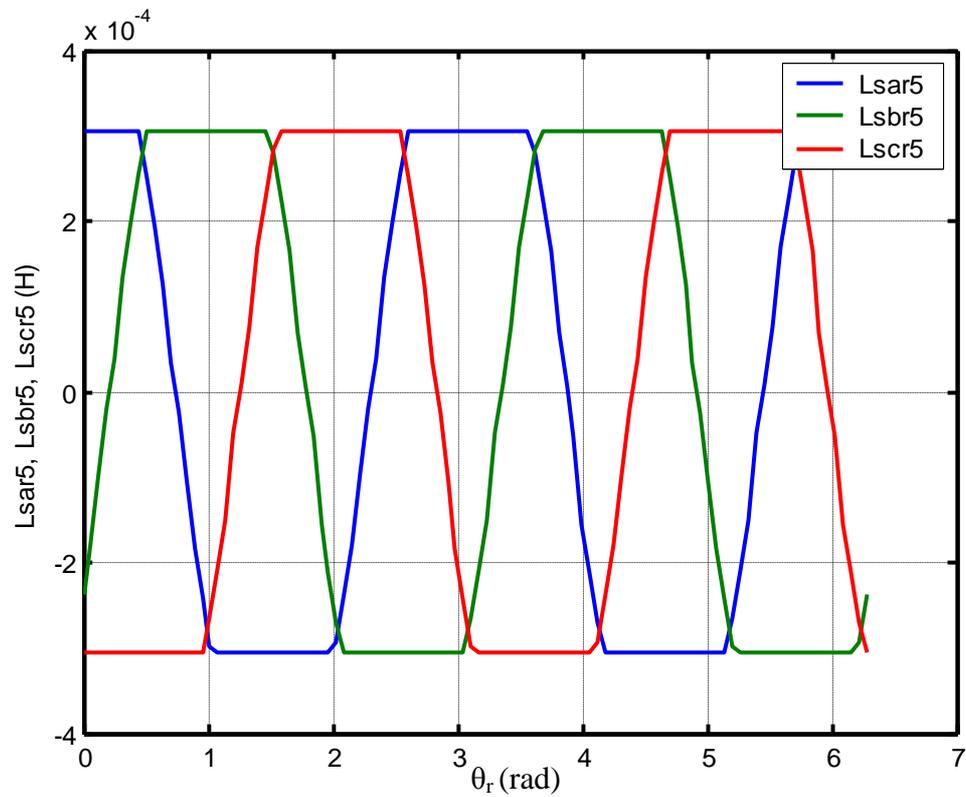


Figure II.18. a) Les inductances mutuelles L_{sar5} , L_{sbr5} et L_{scr5} , b) Les inductances mutuelles L_{sar21} , L_{sbr21} et L_{scr21} .

II.4 SIMULATION AVEC LA PRISE EN COMPTE DES HARMONIQUES D'ESPACE

a/- Avec un couple résistant $T_r = 3N.m$, $J = 5.2E-3Kg.m^2$ et un glissement de 0.0136

Les harmoniques d'espace se manifestent par des ondulations dans la forme temporelle du courant, du couple électromagnétique et la vitesse (Figure II-21, 20 et 19).

Enfin, la FFT des courants statoriques (Figure II-22) montre la présence des harmoniques d'encoches rotoriques, définis par la formule suivante [KAI06] :

$$f_{sh} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \pm 1 \right) \cdot f_s \quad (II.91)$$

$\lambda = 1, 2, 3, \dots$

Par exemple la fréquence $f_{sh1} = 639.78Hz$ présente dans la figure (II-22), vérifie (II.91) :

$$f_{sh1} = \left(\frac{1.28}{2} (1 - 0.0136) - 1 \right) \cdot 50 = 640.48Hz$$

$$\text{de même pour } f_{sh2} = 1429.52Hz : f_{sh2} = \left(\frac{2.28}{2} (1 - 0.0136) + 1 \right) \cdot 50 = 1430.96Hz$$

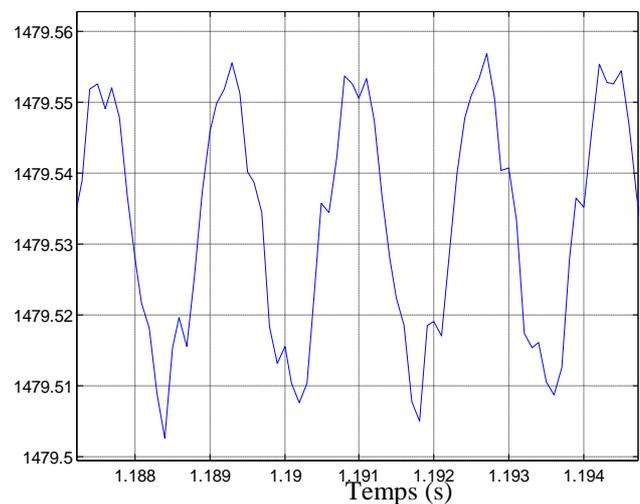
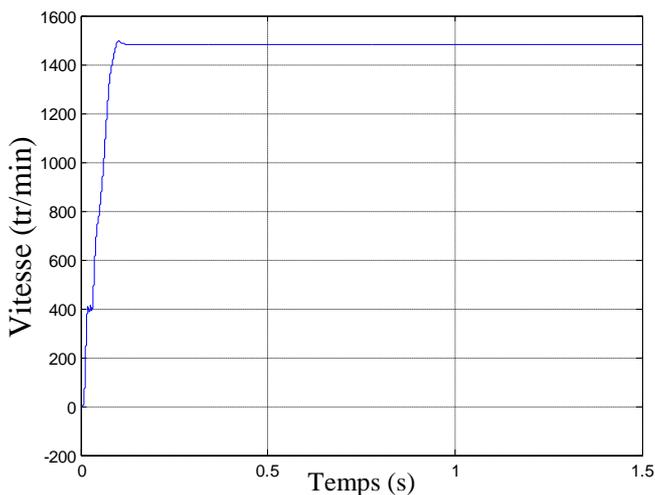
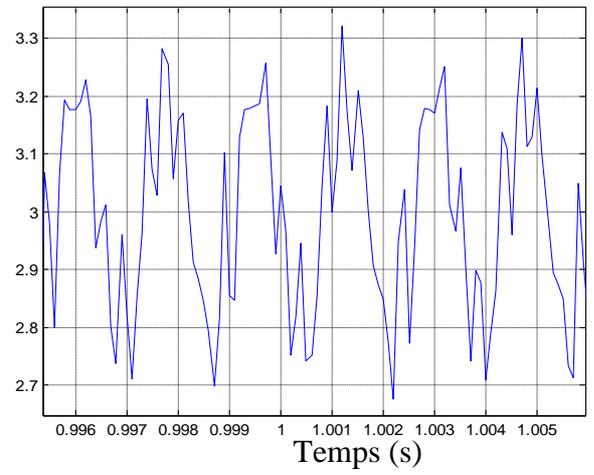
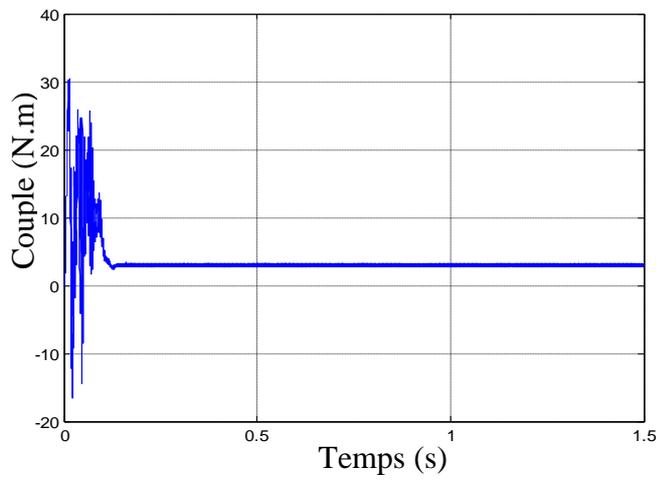
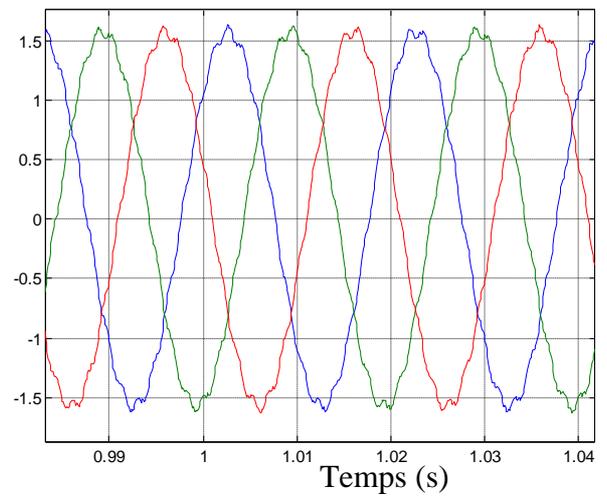
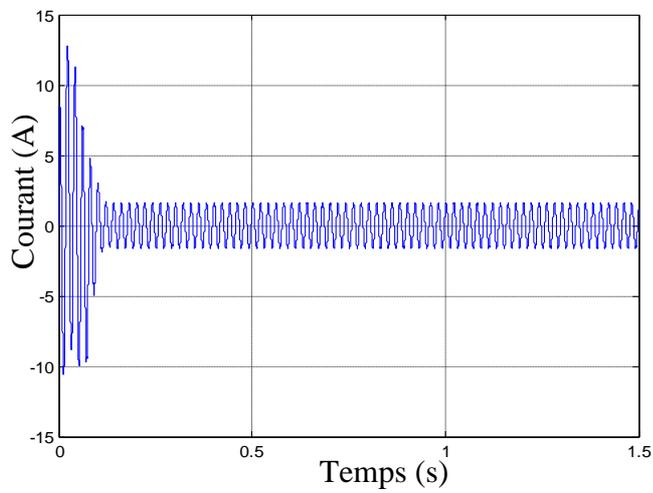


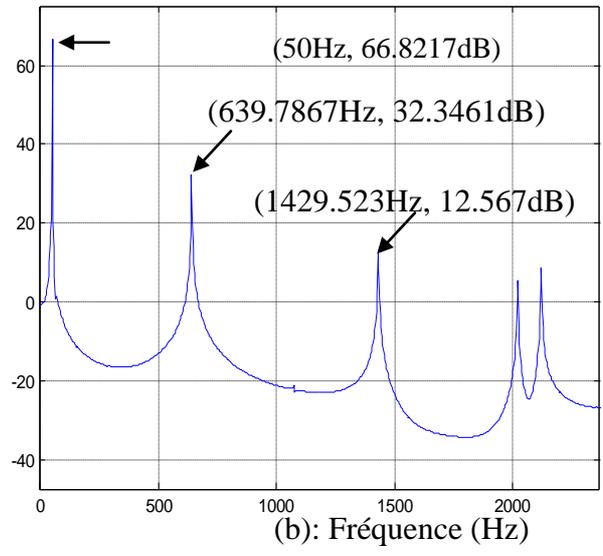
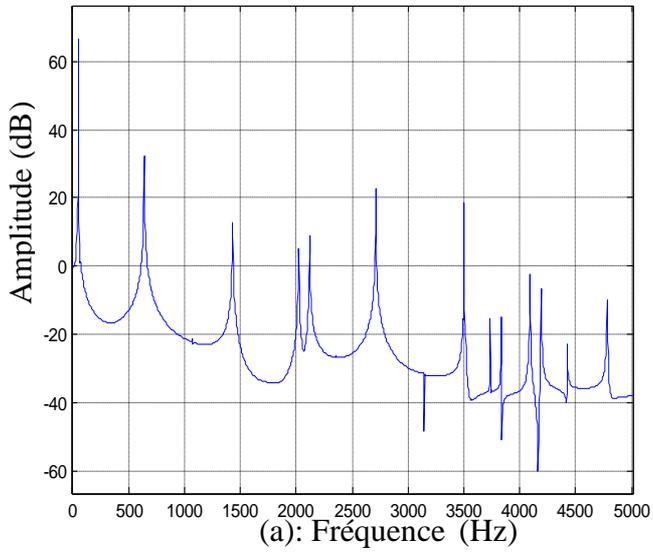
Figure II.19. Vitesse de rotation et son zoom en régime permanent.



FigureII.20. Le couple électromagnétique et son zoom en régime permanent.



FigureII.21. Le courant de la phase 'a' statorique, et le zoom de trois courants statoriques en régime permanent.

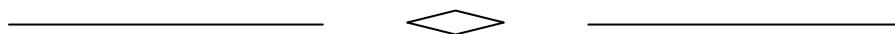


FigureII.22. (a) : Le spectre du courant de la phase ' a' statorique, (b): son zoom.

II.5 CONCLSION

La modélisation et le calcul précis des inductances, ont été présentés dans ce chapitre. La simulation du fonctionnement sain de la machine a été présentée dans le but de montrer la précision de nos calculs. Ce que nous avons vu dans ce chapitre constitue ce qu'il y a d'essentiel pour nous permettre d'effectuer l'étude à venir.

Dans le chapitre prochain, nous effectuons les calculs des inductances de la machine étudiée, dans le cas du non uniformité de l'entrefer, plus précisément pour un rotor excentrique.



CHAPITRE III

CALCUL DES INDUCTANCES D'UN DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE

III.1 INTRODUCTION

Depuis longtemps déjà les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées, la rupture des barres dans les moteurs a fait l'objet de nombreux travaux. D'autres recherches ont suivi dans la même voie, où ont été initiés dans le diagnostic des autres défauts de la machine (désalignement entre la machine et la charge, les courts circuits statoriques, usure des paliers,...). L'excentricité est aussi une des principales causes de défaillance des entraînements électriques. L'apparition de l'excentricité crée vibrations, ces dernières qu'elles engendrent peuvent être gênantes à plus d'un titre [GRA00]:

- elles sont à l'origine d'une partie du bruit rayonné par cette machine et sont donc indésirables pour les utilisateurs situés à leur proximité,
- elles peuvent être transmises aux structures avoisinantes et accélérer leur détérioration ou leur vieillissement,
- elles peuvent également endommager les machines tournantes elles-mêmes.

Il est certain que la non uniformité de l'entrefer causé par l'excentricité affecte d'une manière directe les inductances, ce qui laisse le modèle développé auparavant obsolète et un réajustement du modèle s'impose. Ceci fera l'objet du présent chapitre, et afin de contourner en partie la complexité du problème une attention particulière sera focalisée sur l'excentricité statique.

III.2 CALCUL DES INDUCTANCES AVEC ROTOR EXCENTRIQUE

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations de la densité du flux dans l'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés, et les performances de la machine sont dégradées. La modélisation prend un autre degré de complexité en introduisant la variation de l'épaisseur d'entrefer $g(\varphi, \theta_r)$ lors de la modélisation.

Généralement, On trouve deux types d'excentricités :

- L'excentricité statique ou la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace comme l'ovalisé du noyau statorique ou le positionnement incorrect du rotor ou du stator pendant la phase du montage.
- L'excentricité dynamique ou le centre du rotor n'est pas identique à celui de la rotation. Dans ce type d'excentricité l'épaisseur minimale d'entrefer se déplace avec le rotor (Plusieurs positions du rotor au cours de la rotation).

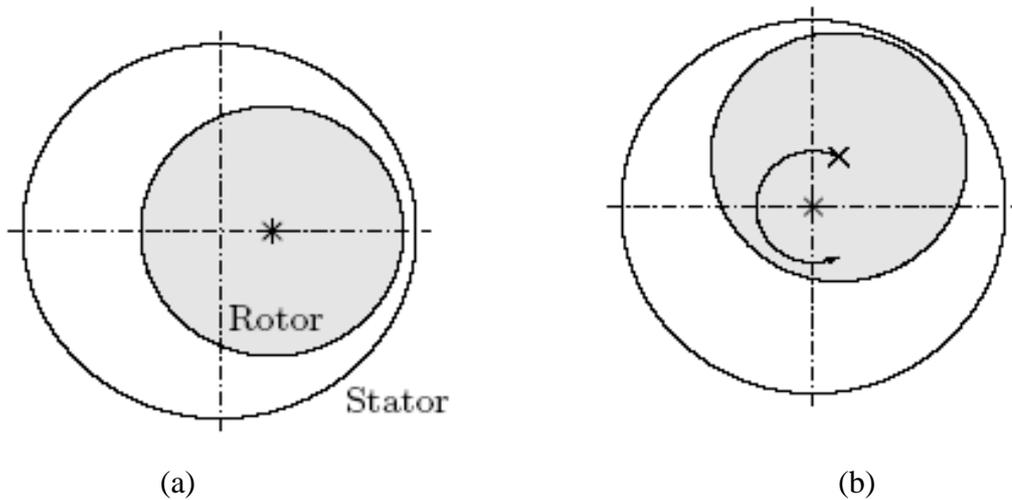


Figure III.1. Schéma représente, a) L'excentricité statique, b) L'excentricité dynamique.

tel que :

× : Dénote le centre géométrique du rotor.

* : Signifie le centre de rotation du rotor.

La manifestation simultanée des deux excentricités est appelée excentricité mixte.

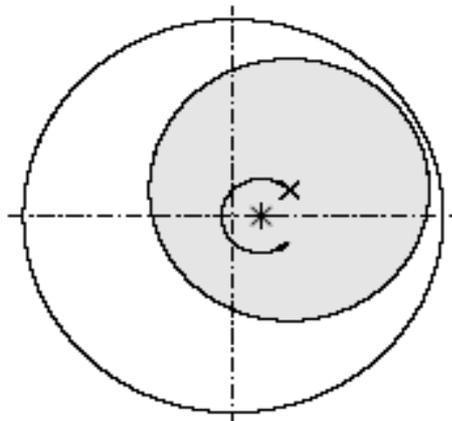


Figure III.2. Représentation de l'excentricité mixte.

La figure (III-3) illustre une machine avec rotor excentrique, où R et r représente respectivement les rayons du stator et du rotor. L'entrefer moyen est représenté par un cercle en ligne discontinue. O et O' représentent respectivement le centre du stator et du rotor, les angles φ et φ' représentent respectivement la position d'un point dans un référentiel lié au stator et au rotor, θ_r donne la position du rotor et δg représente le décalage entre les deux centres.

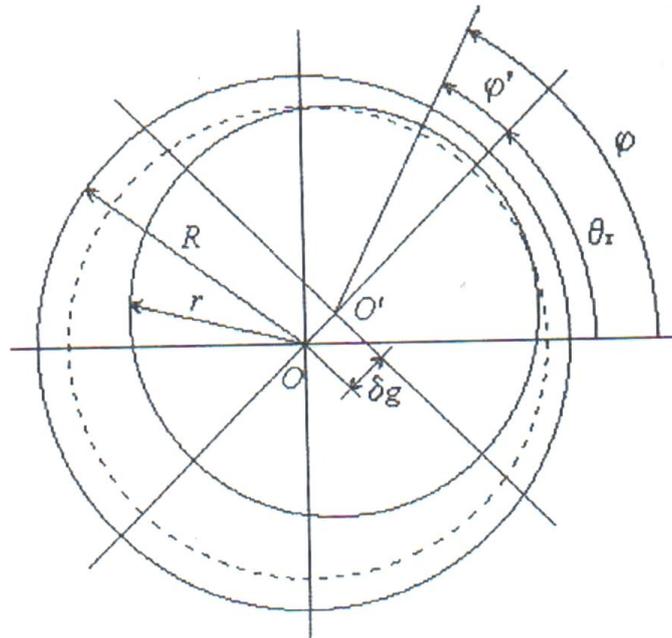


Figure III.3. Entrefer de la machine avec rotor excentrique.

La fonction d'entrefer dans le cas d'une excentricité statique (l'objet de notre étude), peut prendre l'expression suivante [TOL96] :

$$g(\varphi) = g_0 \cdot (1 - \delta_s \cos \varphi) \quad (\text{III.1})$$

Le calcul de l'inverse de cette fonction est une opération exigée afin de reformuler des différentes inductances.

$$g^{-1}(\varphi, \theta_r) = \frac{1}{g_0 \cdot (1 - \delta_s \cos(\varphi))} \quad (\text{III.2})$$

Pour ceci, on considère l'approximation confirmée par D. Dorrel et W. Thomson [DOR97] :

$$g^{-1}(\varphi, \theta_r) = \frac{1}{g_0} \cdot [1 + \delta_s \cos(\varphi)] \quad (\text{III.3})$$

III.2.1 La notion de la fonction d'enroulement modifiée

Jusqu'au là les différentes inductances sont développées avec le fait que l'entrefer est uniforme, ce qui nous impose de revoir tous ses développements dans le cas de l'excentricité. De même pour l'approche de la fonction d'enroulement (AFE), ce qui nous conduit à introduire l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (AFEM).

et d'après l'équation (II.45), on trouve :

$$F_{cd}(\varphi, \theta_r) = \left[n(\varphi, \theta_r) - \frac{\int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi}{2\pi \langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle} \right] . i \quad (\text{III.4})$$

on définit la valeur moyenne de la fonction d'entrefer inverse $\langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle$, tel que :

$$\langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{III.5})$$

La fonction à l'intérieur du crochet c'est la fonction de distribution moins une quantité, cette quantité utilisée pour le calcul de la *F.M.M.*, est appelée *la fonction d'enroulement modifiée* (AFEM ou MWFA) [NAN02], [NAN03]. Que on la note par $M(\varphi, \theta_r)$ ce qui donne :

$$F_{cd}(\varphi, \theta_r) = M(\varphi, \theta_r) . i \quad (\text{III.6})$$

Soit :

$$M(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - M_g(\varphi, \theta_r) \quad (\text{III.7})$$

où :

$$M_g(\varphi, \theta_r) = \frac{\int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi}{2\pi \langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle} \quad (\text{III.8})$$

En suivant les mêmes étapes que le deuxième chapitre, on trouve :

$$M(\varphi) = \frac{2N_t N_e}{3\pi\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos[h.p(\varphi - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p})] \quad (\text{III.9})$$

III.2.2 Inductances statoriques

L'inductance de magnétisation d'une phase ' q ' du stator sera calculé comme suit :

$$L_{msq} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_q(\varphi) M(\varphi) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (\text{III.10})$$

où on trouve :

$$L_{msq} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{\pi p^2} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{bh}}{h} \right)^2 \quad (\text{III.11})$$

de même pour les inductances mutuelles entre les phases statoriques, on trouve :

$$M_s = L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2 \pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}^2}{h^2} \cos(h \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III.12})$$

III.2.3 L'inductance de magnétisation rotorique

Pour l'inductance de magnétisation rotorique on utilise la formule suivante :

$$L_{mrk} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_{rk}(\varphi') N_{lrk}(\varphi') g^{-1}(\varphi', \theta_r) d\varphi' \quad (\text{III.13})$$

En utilisant les équations (II.75), (II.76), et après transformation dans un repère lié au rotor, on obtient :

$$L_{mrk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) + \frac{4\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \delta_s \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos\left[\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + \theta_r\right] + \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m^2} \sin^2\left(m \frac{\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{III.14})$$

La figure (III-4) représente l'inductance de magnétisation d'une maille rotorique pour différents degrés d'excentricité statique.

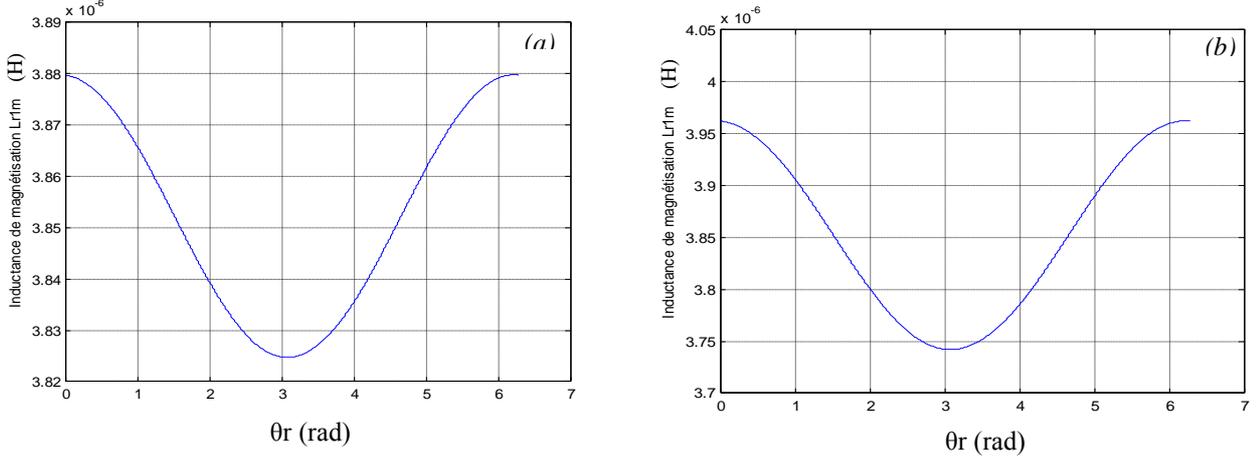


Figure III.4. L'inductance de magnétisation de la maille une (L_{r1m}), pour différents degrés d'excentricités statiques (a) $\delta_s = 10\%$, (b) $\delta_s = 40\%$.

III.2.4 L'inductance mutuelle rotorique

D'après l'équation (II.81), et comme déjà fait au chapitre précédent, l'inductance mutuelle rotorique sera calculée par l'intégral suivant :

$$L_{rjk} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{rk}(\varphi') N_{2rj}(\varphi') g^{-1}(\varphi', \theta_r) d\varphi' \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant (II.75), (II.77) et (III.3) dans (III.15), on trouve :

$$L_{rjk} = \frac{-\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) + \frac{2\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{\alpha_r}{2\pi} \right)^2 \delta_s \cdot \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[\left(j - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + \theta_r\right] + \frac{2\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \delta_s \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos\left[\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + \theta_r\right] + \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \sum_m \frac{1}{m^2} \sin^2\left(m \frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos[m(j-k)\alpha_r] \quad (\text{III.16})$$

L'inductance mutuelle rotorique pour différents degrés d'excentricités est illustrée dans la figure (III.5).

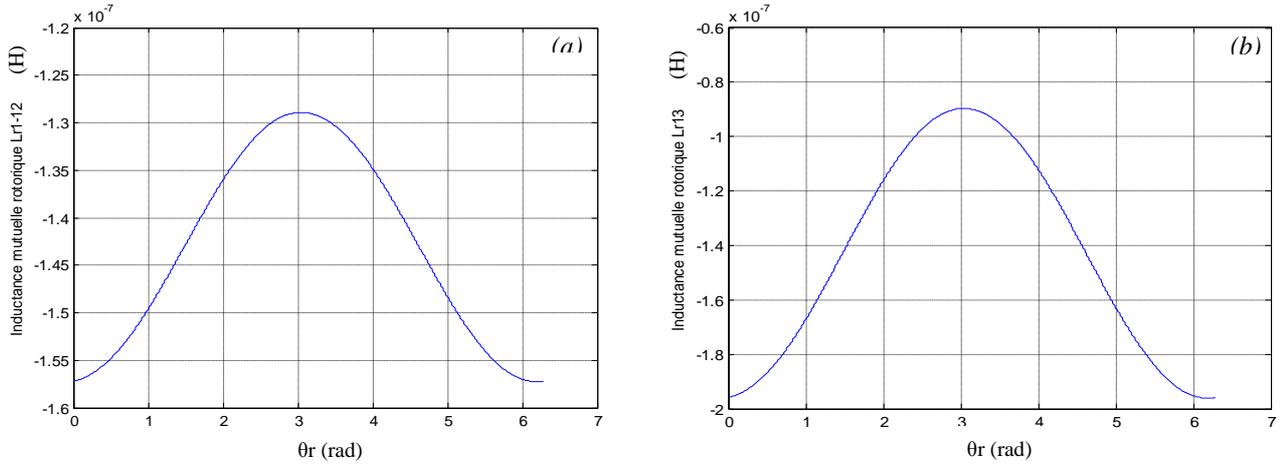


Figure III.5. L'évolution des mutuelles rotoriques en fonction de δ_s : (a) $\delta_s = 10\%$, (b) $\delta_s = 40\%$.

III.2.5 L'inductance mutuelle stator-rotor

En se basant toujours sur la méthodologie développé au chapitre précédent, et d'après l'équation (II.87), l'inductance mutuelle entre une phase statorique ' q ' et une maille rotorique ' k ' sera calculée par l'intégrale suivant :

$$L_{sr} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_{rk}(\varphi', \theta_r) M_q(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi' \quad (III.17)$$

tel que :

$M_q(\varphi, \theta_r)$: La fonction d'enroulement modifiée de la phase ' q '.

En remplaçant (II.75), (III.9) et (III.3) dans (III.17), on obtient :

$$\begin{aligned} L_{sr} = & \frac{\mu_0 r L}{g_0} \left(\frac{4N_t}{\pi p^2} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h^2} \sin\left(hp \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[hp\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + hp\left(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}\right)\right] \\ & + \frac{\mu_0 r L}{g_0} \delta_s \left(\frac{2N_t}{\pi p} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h(hp+1)} \sin\left((hp+1) \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[(hp+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + hp\left(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}\right) + \theta_r\right] \\ & + \frac{\mu_0 r L}{g_0} \delta_s \left(\frac{2N_t}{\pi p} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h(hp-1)} \sin\left((hp-1) \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left[(hp-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r + hp\left(\theta_r - \theta_0 - \frac{a}{2} - q \frac{2\pi}{3p}\right) - \theta_r\right] \end{aligned} \quad (III.18)$$

Les figures qui suivent, illustrent les variations des inductances de la machine étudiée en fonction de la position du rotor, et cela, en réponse à plusieurs cas possibles. Tel que représente la figure (III-6), la déformation évolue en fonction du degré d'excentricité statique (pour $\delta_s=10\%$ et $\delta_s=35\%$).

Les figures (III-7) et (III-8) représentent les inductances mutuelles entre les mailles 1 et 3 rotoriques et les phases 'a', 'b' et 'c' respectivement en cas d'excentricité statique.

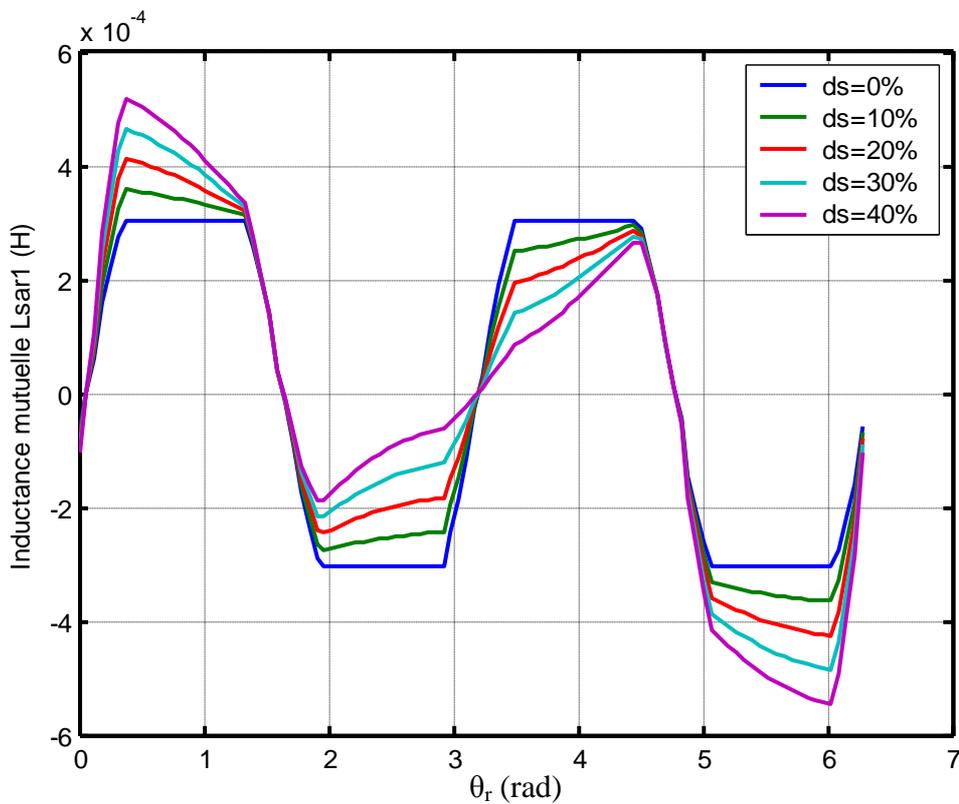


Figure III.6. Les inductances mutuelles stator-rotor (L_{sar1}).

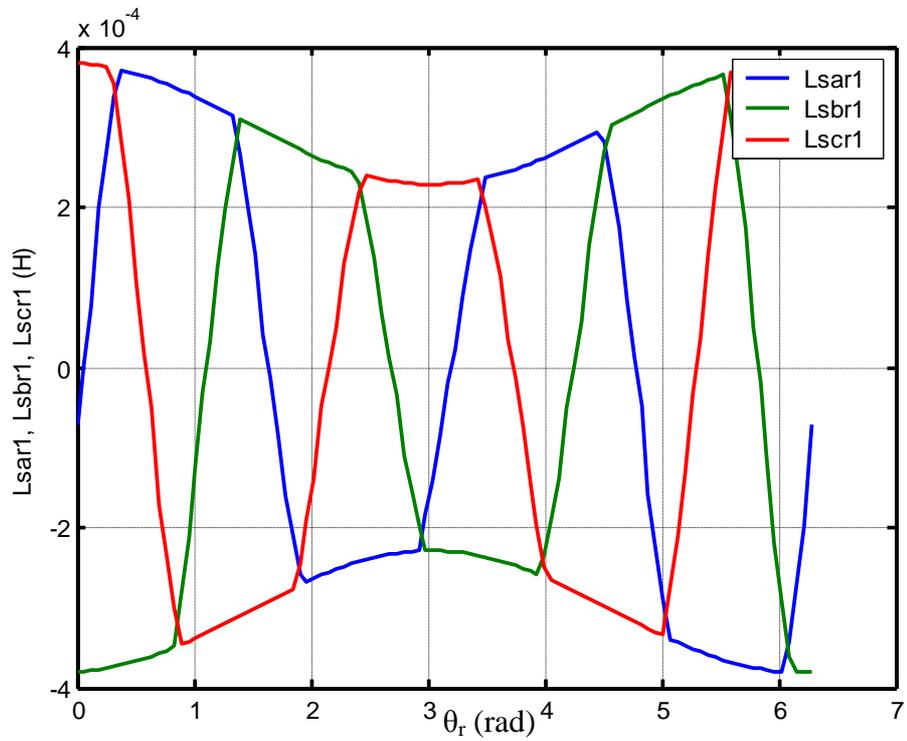


Figure III.7. Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases 'a', 'b' et 'c', avec la maille 1, L_{sar1} , L_{sbr1} , L_{scr1} sous $\delta_s = 25\%$.

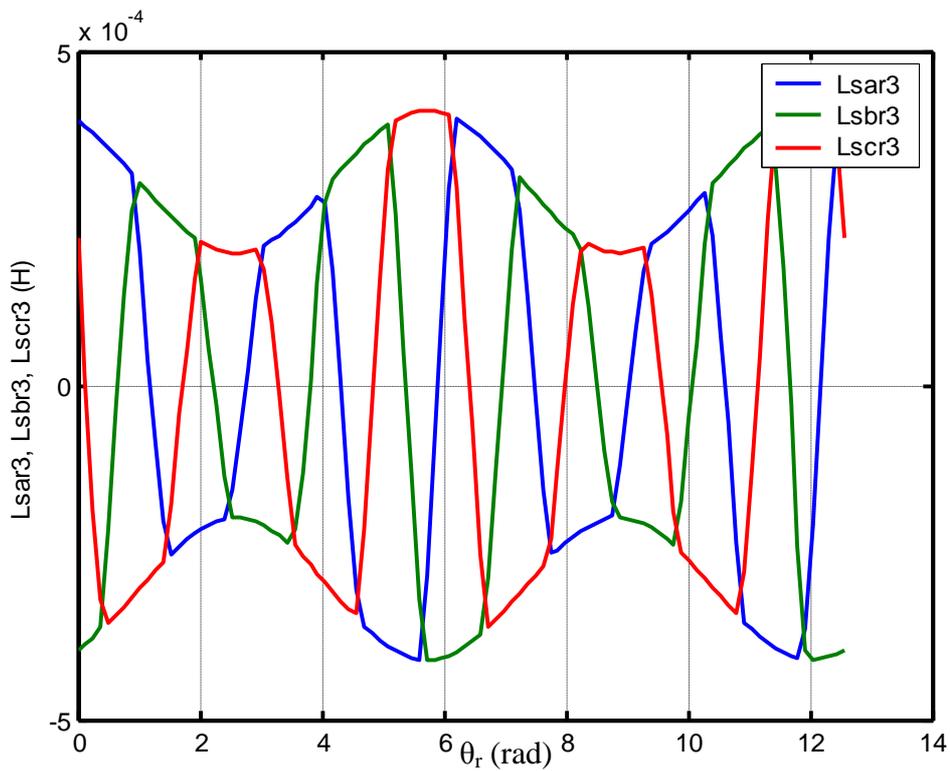


Figure III.8. Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases 'a', 'b' et 'c', avec la maille 3, L_{sar3} , L_{sbr3} , L_{scr3} sous $\delta_s = 35\%$.

D'après les figures (III-9) et (III-10) il est possible de remarquer la déformation que subit la fonction inductance mutuelle entre la phase ' a ' statorique et la première maille rotorique avec la variation de la position du rotor en passant d'un état sain représenté par la machine symétrique vers un état d'excentricité statique de 35%. Cette déformation est apparente dans la fonction elle même et dans sa première dérivée.

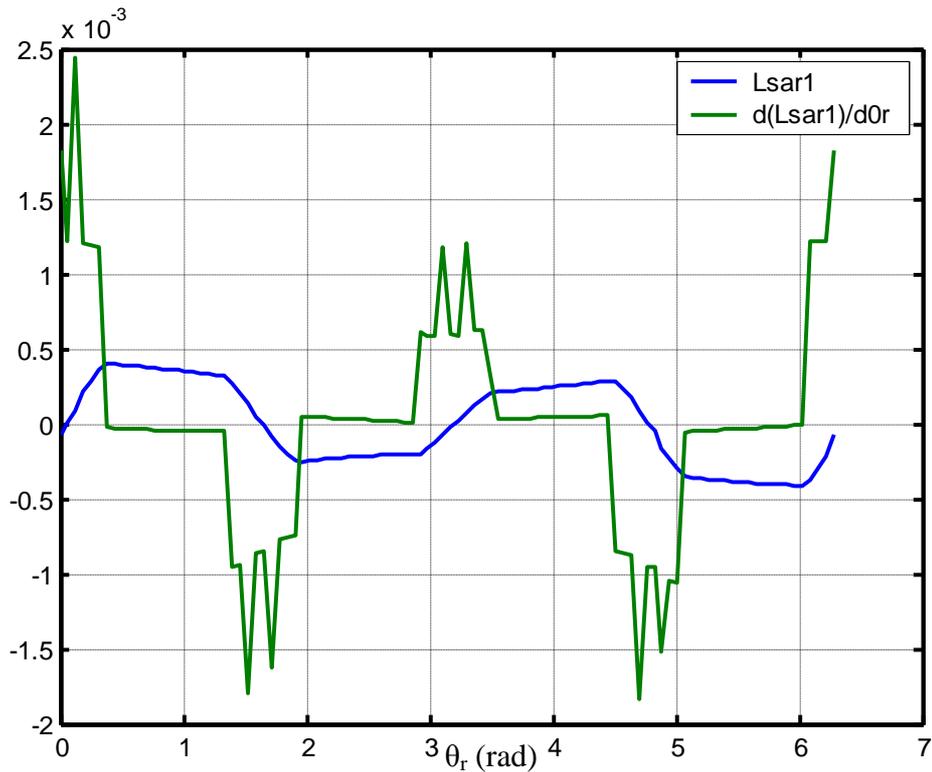


Figure III.9. L'inductance mutuelle L_{sar1} et sa dérivée pour $\delta_s=35\%$.

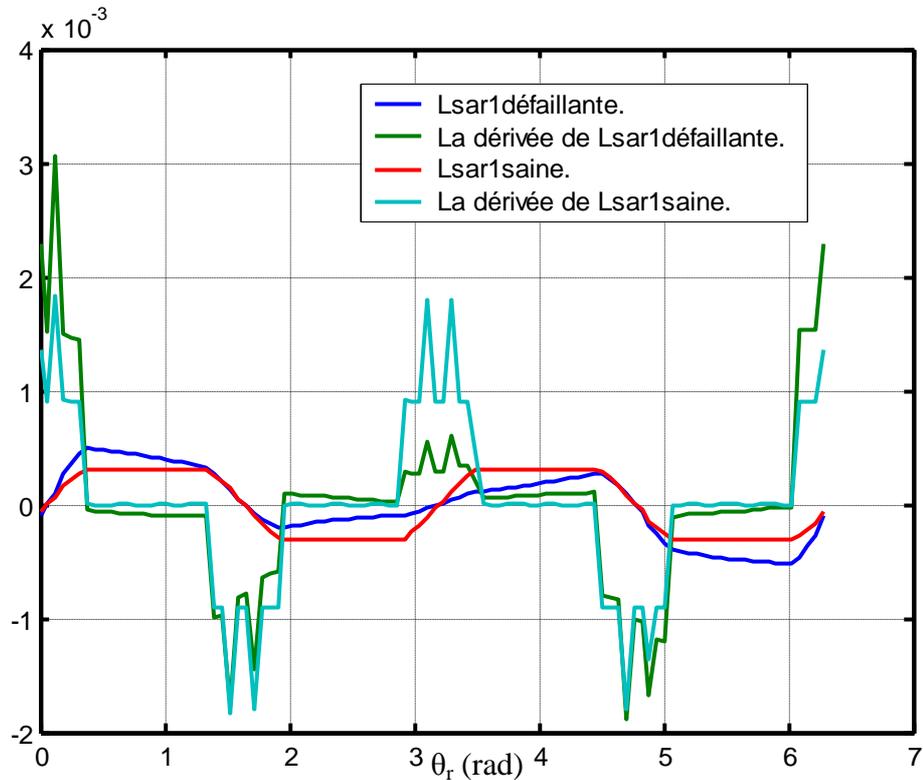


Figure III.10. L'inductance mutuelle, dans les deux cas : sain et défectueux et sa dérivée, avec $\delta_s=35\%$.

III.3 SIMULATION

La simulation du fonctionnement du moteur avec les caractéristiques sont données en annexe et pour un degré d'excentricité statique $\delta_s=30\%$.

Les figures (III-11), (III-12), (III-13) et (III-14) présentent les grandeurs électromécaniques du moteur avec un défaut d'excentricité statique de degré 30% sous une charge de 3N.m ($s=0.0125$).

La figure (III-11) présente la vitesse et un zoom de son régime permanent.

La figure (III-12) présente le couple électromagnétique et le zoom de son régime permanent.

L'amplitude des fluctuations de la vitesse et du couple présente une légère augmentation par rapport à celle observée dans le cas d'un fonctionnement sans défaut.

Les figures (III-13) et (III-14) montrent la variation du courant et son spectre.

Nous constatons que le spectre du courant avec excentricité statique identique à celui d'un moteur sain. Ceci nous amène à dire que ce défaut ne se manifeste pas par la création d'harmoniques supplémentaire dans le spectre du courant statorique, mais par les conditions d'existences de ces harmoniques.

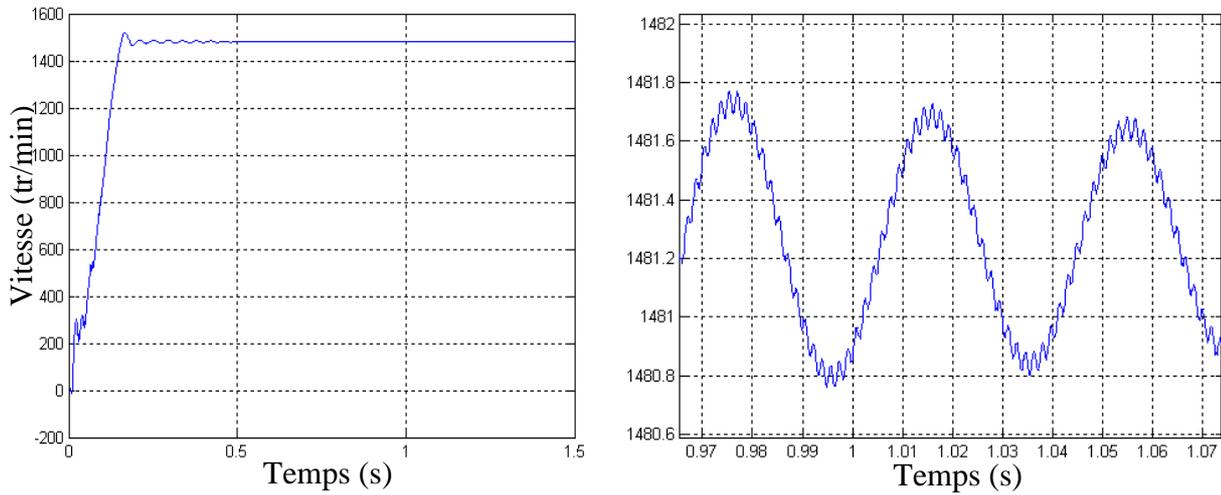


Figure III.11. Vitesse de rotation et son zoom en régime permanent avec un degré d'excentricité $\delta_s=30\%$.

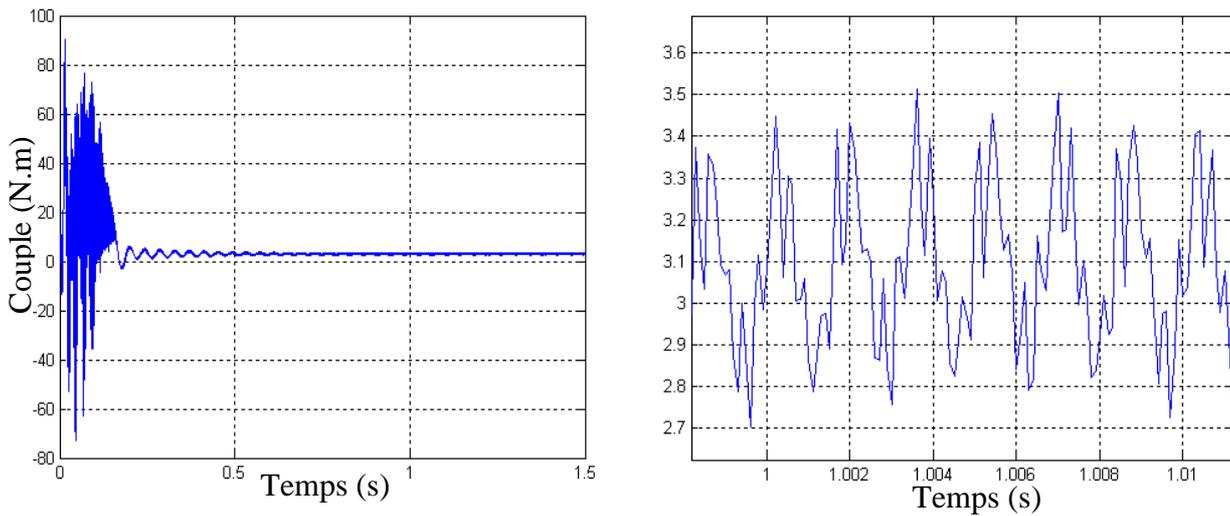


Figure III.12. Le couple électromagnétique et son zoom en régime permanent pour $\delta_s=30\%$.

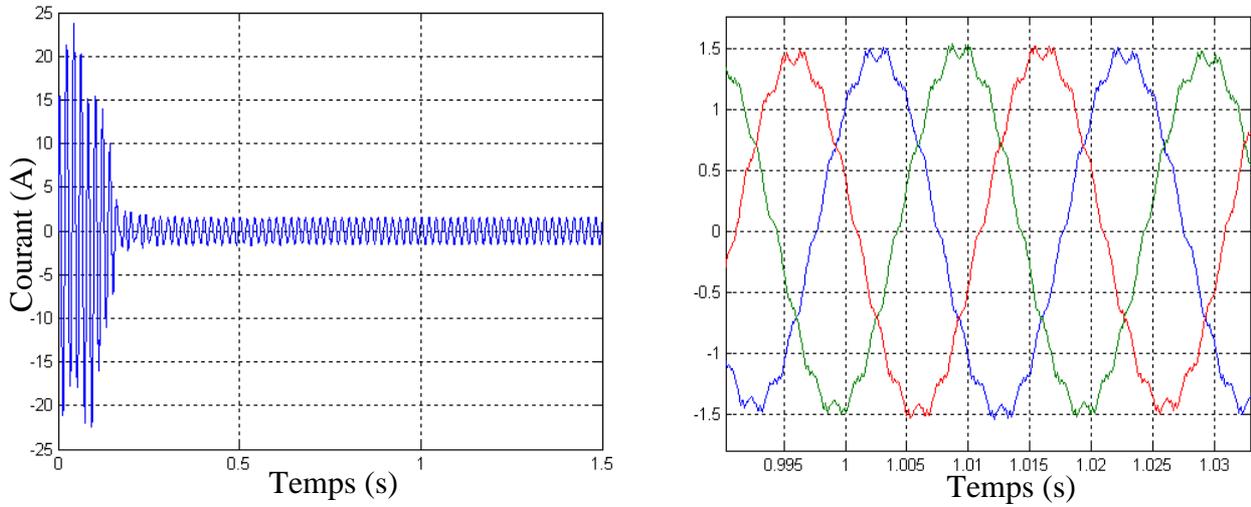


Figure III.13. Le courant de la phase 'a' statorique, et le zoom de trois courants statoriques en régime permanent avec un degré d'excentricité $\delta_s=30\%$.

Il est clair que à cause du défaut d'excentricité statique, il y a plus d'ondulation aux niveaux des caractéristiques mécaniques et électriques par rapport à l'état sain.

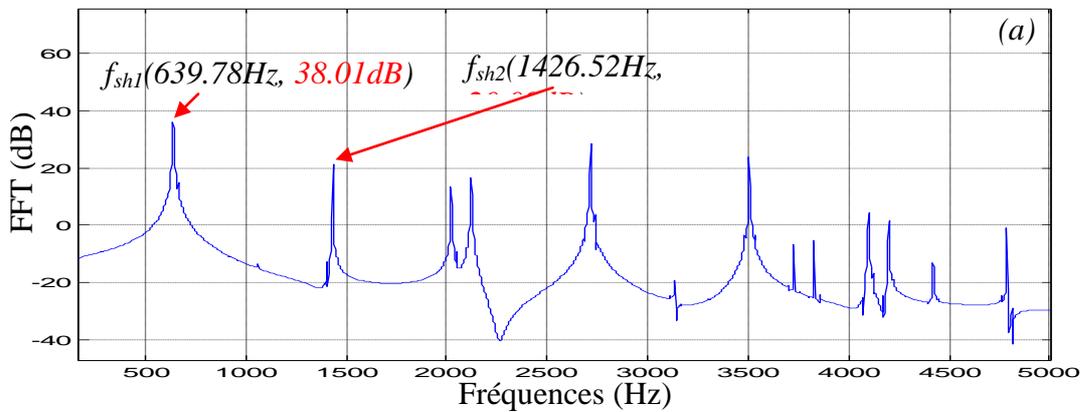


Figure III.14 Le spectre du courant de la machine avec une excentricité de 30%.

III.4 CONCLUSION

Dans le présent chapitre nous avons développé un modèle de la machine asynchrone à cage qui peut prendre en compte l'effet d'excentricité. Le développement des différentes inductances est basé sur l'approche de la fonction d'enroulement modifiée. Les résultats obtenus viennent en concordance avec la littérature, ce qui prouve le bien fondé du modèle développé.



CHAPITRE IV

DEVELOPPEMENT ANALYTIQUE DES HARMONIQUES DU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE

IV.1 INTRODUCTION

Comme on l'avait constaté dans le chapitre précédent, le spectre du courant statorique contient des harmoniques spécifiques en présence d'une excentricité statique qui peuvent être les mêmes que les fréquences d'encoche rotorique, cela nous a stimulé dans le présent chapitre à faire un développement analytique, afin d'expliquer les causes de genèse ou de variation des ses harmoniques dont l'objectifs de tirer des enseignements concernant les harmoniques liés directement aux défauts d'excentricité statique.

IV.2 DETERMINATION DES DIFFERENTS HARMONIQUES LIES AU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE

L'objectif de cette partie est de trouver les différents harmoniques (signatures) provoqués par l'excentricité statique dans le courant de ligne. Mais, d'autre part on sait que le courant statorique n'est que l'image du flux statorique de point de vue fréquences. Donc cela nous permettra de résumer la recherche de ces signatures dans le flux statorique.

L'expression du flux statorique est donnée par :

$$\phi_{sa} = [L_{sa} \quad L_{sab} \quad L_{sac}] \cdot [I_s] + [L_{sar1} \quad L_{sar2} \quad L_{sar3} \quad \dots \quad L_{sarm}] \cdot [I_{rk}] \quad (IV.1)$$

avec :

$$[I_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^t \quad \text{Le vecteur des courants statoriques.}$$

$$[I_{rk}] = [i_{r1} i_{r2} i_{r3} \dots i_{mb} i_{re}]^t \quad \text{Le vecteur des courants rotoriques.}$$

Que l'on peut décomposer comme suit :

$$\phi_{sa} = \phi_{sa1} + \phi_{sa2}$$

tel que :

$$\phi_{sa1} = [L_{sa} \quad L_{sab} \quad L_{sac}] \cdot [I_s] \quad (IV.2)$$

et :

$$\phi_{sa2} = \begin{bmatrix} L_{sar1} & L_{sar2} & L_{sar3} & \cdots & L_{sarb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Le deuxième terme ϕ_{sa2} est le terme qui porte l'interaction entre les inductances affectées par la présence de l'excentricité et les courants rotoriques. Ce qui donne les différentes fréquences apparaissant dans le courant statorique.

$$\phi_{sa2} = \begin{bmatrix} L_{sar1} & L_{sar2} & L_{sar3} & \cdots & L_{sarb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rm} \cos(s\omega_s t - k\mu.p\alpha_r - \gamma) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Aux conditions normales d'alimentation, le moteur crée une *FMM* statorique de la forme suivante [ALG65] :

$$fmm = \sum_{\mu} A_{\mu} \cos(\omega_s t - p\mu\theta) \quad (IV.5)$$

tel que :

$$\mu = 6k+1, \text{ et } k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \text{etc.}$$

A_{μ} : L'amplitude de la $\mu^{\text{ème}}$ harmoniques.

Cette *FMM* crée des courants dans les mailles rotoriques, ces derniers sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rm} \cos(s\omega_s t - k\mu.p\alpha_r - \gamma) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

avec,

s : le glissement.

γ : l'angle initial.

I_{rm} : la valeur maximale du courant rotorique.

On ne considère que le fondamental de la FMM, et en remplaçant ce dernier dans l'équation du flux (IV.1) et après un calcul et simplification on trouve :

$$\phi_{sa2} = \frac{I_{rm}}{2} A_1 + \frac{I_{rm}}{2} A_2 + \frac{I_{rm}}{2} A_3 \quad (IV.7)$$

tel que :

$$A_1 = \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{1srh} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos[s\omega_s t + hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) + k(h-1)p.\alpha_r - \frac{hp}{2}\alpha_r - \gamma] + \\ &+ \cos[s\omega_s t - hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) - k(h-1)p.\alpha_r + \frac{hp}{2}\alpha_r - \gamma] \end{aligned} \right\} \quad (IV.8)$$

et

$$M_{1srh} = \frac{\mu_0 rL}{g_0} \left(\frac{4N_t}{\pi p^2} \right) \cdot \frac{K_{bh}}{h^2} \sin(hp \frac{\alpha_r}{2}) \quad (IV.9)$$

$$A_2 = \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{2srh} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos[s\omega_s t + hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) + k(h-1)p.\alpha_r + k.\alpha_r - \frac{(hp+1)}{2}\alpha_r + \theta_r - \gamma] + \\ &+ \cos[s\omega_s t - hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) - k(h-1)p.\alpha_r - k.\alpha_r + \frac{(hp+1)}{2}\alpha_r - \theta_r - \gamma] \end{aligned} \right\} \quad (IV.10)$$

et

$$M_{2srh} = \frac{\mu_0 rL}{g_0} \delta_s \left(\frac{2N_t}{\pi p} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h(hp+1)} \sin((hp+1) \frac{\alpha_r}{2}) \quad (IV.11)$$

$$A_3 = \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{3srh} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos[s\omega_s t + hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) + k(h-1)p.\alpha_r + k.\alpha_r - \frac{(hp-1)}{2}\alpha_r - \theta_r - \gamma] + \\ &+ \cos[s\omega_s t - hp(\theta_r - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p}) - k(h-1)p.\alpha_r - k.\alpha_r + \frac{(hp-1)}{2}\alpha_r + \theta_r - \gamma] \end{aligned} \right\} \quad (IV.12)$$

et

$$M_{3srh} = \frac{\mu_0 rL}{g_0} \delta_s \left(\frac{2N_t}{\pi p} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h(hp-1)} \sin((hp-1) \frac{\alpha_r}{2}) \quad (IV.13)$$

Analyse du terme A_I

L'analyse du premier terme A_I de l'expression (IV.8), montre qu'il est non nul que pour les cas suivants :

$$h = \pm 1 \quad (IV.14)$$

$$h = \left(\pm \frac{\lambda n_b}{p} - 1 \right) \quad (IV.15)$$

$$h = \left(\pm \frac{\lambda n_b}{p} + 1 \right) \quad (IV.16)$$

Comme le h ne peut être qu'un entier positif, ce la impose que h est un élément de l'ensemble suivant :

$$G = \left\{ h = 1 \cup h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots} \right\} \quad (IV.17)$$

A_I devient donc :

$$A_I = \frac{n_b \cdot I_{mm}}{2} \cdot \left\{ M_{1sr1} \cos[s\omega_s t + p\theta_r + \psi_1] + \sum_{h \in G} M_{1srh} \left[\cos[s\omega_s t + h_{\lambda_1} p\theta_r + \psi_{1h_{\lambda_1}}] + \cos[s\omega_s t - h_{\lambda_2} p\theta_r + \psi_{1h_{\lambda_2}}] \right] \right\} \quad (IV.18)$$

avec,

$$h_{\lambda_1} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1 \right), \quad (IV.19)$$

$$h_{\lambda_2} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1 \right), \quad (IV.20)$$

et

$$\psi_1 = -p(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p}) - \frac{p}{2} \alpha_r - \gamma.$$

$$\psi_{1h_{\lambda_1}} = -h_{\lambda_1} p(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p}) - \frac{h_{\lambda_1} p}{2} \alpha_r - \gamma = -h_{\lambda_1} \phi_{h_{\lambda_1}} - \frac{h_{\lambda_1} p}{2} \alpha_r - \gamma.$$

$$\psi_{1h_{\lambda_2}} = h_{\lambda_2} p(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p}) + \frac{h_{\lambda_2} p}{2} \alpha_r - \gamma = h_{\lambda_2} \phi_{h_{\lambda_2}} - \frac{h_{\lambda_2} p}{2} \alpha_r - \gamma$$

Et comme d'une part $\theta = \theta' + \theta_r$ et d'autre part $\theta_r = \frac{(1-s)\omega_s t}{p}$ le terme A_1 s'écrit :

$$A_1 = K_1 \cdot \cos[\omega_s t + \psi_1] + \sum_{\lambda=1}^{\infty} K_{h_{\lambda 1}} \cos[\eta_{\lambda 1} \omega_s t + \psi_{h_{\lambda 1}}] + \sum_{\lambda=1}^{\infty} K_{h_{\lambda 2}} \cos[\eta_{h_{\lambda 2}} \omega_s t + \psi_{h_{\lambda 2}}]. \quad (\text{IV.21})$$

avec :

$$\eta_{\lambda 1} = \left(1 + \frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \right) \quad (\text{IV.22})$$

$$\eta_{\lambda 2} = \left(1 - \frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \right) \quad (\text{IV.23})$$

$$K_{h_{\lambda i}} = n_b \frac{\mu_0 r L}{2 g_0} \left(\frac{8 N_t}{\pi p} \right) \cdot \frac{K_{bh_{\lambda i}}}{h_{\lambda i}^2} \sin(h_{\lambda i} p \frac{\alpha_r}{2}) \cdot I_{rm} \quad , \quad (\text{IV.24})$$

$$K_1 = \frac{n_b \cdot I_{rm}}{2} \cdot M_{1srh=1} \quad , \quad (\text{IV.25})$$

Les fréquences apparaissant dans le terme A_1 sont :

$$f_{sh\lambda 1} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 1 \right) \cdot f_s \quad (\text{IV.26})$$

$$f_{sh\lambda 2} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 1 \right) \cdot f_s \quad (\text{IV.27})$$

Nous retrouvons bien les harmoniques d'encoche rotorique dans le cas d'une machine saine.

De la même manière on retrouvera les fréquences liées à la présence de l'excentricité statique dans les termes A_2 et A_3 . Le tableaux IV.1 resume les différentes fréquences d'espace dans le courant statorique.

Le terme T_1	Le terme T_2	Le terme T_3
$h_1 = h_{h_1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} + 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$h_1 = h_{h_1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} - 1 + 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$h_1 = h_{h_1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} + 1 \right)_{\lambda=1}$
$h_2 = h_{h_2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} - 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$h_2 = h_{h_2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} - 1 - 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$	$h_2 = h_{h_2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} + 1 - 1 \right)_{\lambda=1,2,3,\dots}$
$f_{shk1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) + 1 \right) f_s$	$f_{shk1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) + 1 \right) f_s$	$f_{shk1} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) + 1 \right) f_s$
$f_{shk2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) - 1 \right) f_s$	$f_{shk2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) - 1 \right) f_s$	$f_{shk2} = \left(\frac{2k_p^2}{p} (1-s) - 1 \right) f_s$

Tableau V.1 l'ordre et les fréquences harmoniques apparaissant dans le courant statorique en présence de l'excentricité statique.

IV.3 DETERMINATION DES DIFFERENTS HARMONIQUES LIES AU DEFAUT D'EXCENTRICITE STATIQUE EN PRESENCE D'UN DESEQUILIBRE D'ALIMENTATION

Comme on peut trouver dans l'article de [FIL98], un déséquilibre dans les tensions d'alimentation à comme conséquence la création des courants de séquence négative (champ inverse) dans les enroulements statoriques. L'interaction entre la séquence négative du courant avec la fréquence fondamentale des courants rotoriques, produit un couple pulsatoire de double fréquence. Ce couple pulsatoire produit une ondulation au niveau de la vitesse. La variation de vitesse de sa part donne la naissance à d'autres fréquences dans les enroulements statoriques : $3f_s, 5f_s, \dots, (2\eta+s)f_s$ (de séquence positive), et $-3f_s, -5f_s, \dots, -(2\eta+s)f_s, \dots$ (de séquence négative), avec $\eta=0,1,2,3,\dots$, par conséquence des nouveaux composants harmoniques se produisent dans les différents mailles rotorique (figure IV.1) : $(2+s)f_s, (s-4)f_s, (4+s)f_s, (s-6)f_s, \dots$ et $(2\eta+s)f_s, (s-(2\eta+1))f_s$.

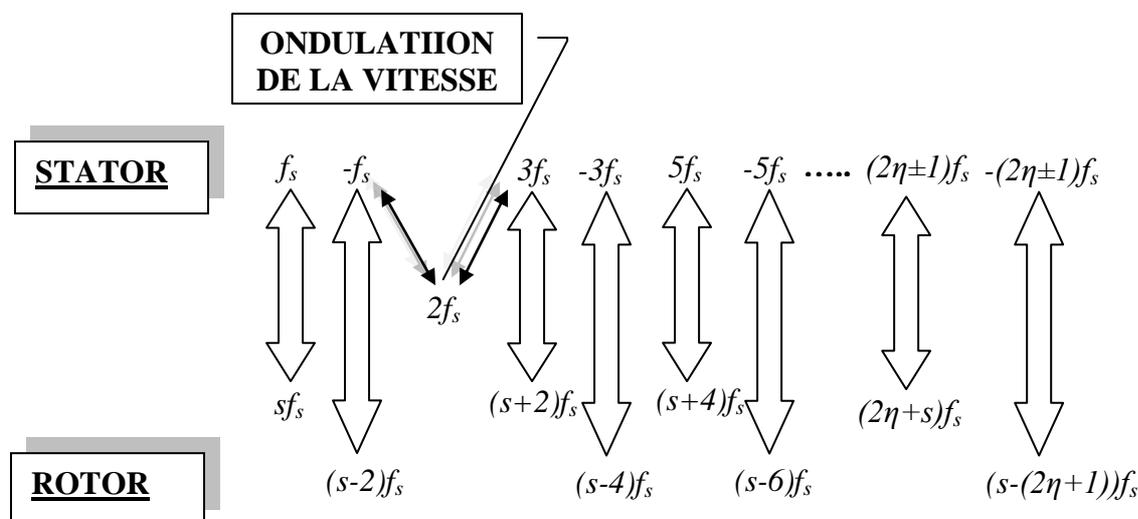


Figure IV.1 Phénomène de création de différents harmoniques dans le stator et le rotor d'une machine asynchrone en présence d'un déséquilibre d'alimentation.

Dans ce cas, les courants des mailles rotoriques, on peut les mettre comme suit :

$$[i_{rk}] = [i_{rkp}] + [i_{rkn}] \quad (IV.28)$$

tel que :

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rkp} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rmp} \cos((2\eta + s)\omega_s t - k.p\alpha_r - \gamma_p) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,2,\dots,N_r-1} \quad (\text{IV.29})$$

et

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rkn} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rnn} \cos((2(\eta + 1) - s)\omega_s t + k.p\alpha_r - \gamma_n) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,2,\dots,N_r-1} \quad (\text{IV.30})$$

Pour $\eta=0$, le courant de séquence positive produit les mêmes harmoniques dans le courant de ligne statorique que le cas précédent. En plus de ces harmoniques et de la même manière le courant de séquence négative produit d'autres harmoniques que l'on résume dans le Tableau IV.2.

Le terme T_1	Le terme T_2	Le terme T_3	
$h = h_{\alpha_1} = \left(\frac{2p\beta}{p} + 1 \right)_{\alpha=1,2,3,\dots}$	$h = h_{\alpha_2} = \left(\frac{2p\beta}{p} - 1 \right)_{\alpha=1,2,3,\dots}$	$h = h_{\alpha_1} = \left(\frac{2p\beta}{p} - 1 \right)_{\alpha=1,2,3}$	$h = h_{\alpha_2} = \left(\frac{2p\beta}{p} + 1 \right)_{\alpha=1,2,3,\dots}$
$f_{s\beta\alpha 2} = \left(\frac{2p\beta}{p} (1-s) - 1 \right) f_s$	$f_{s\beta\alpha 1} = \left(\frac{2p\beta}{p} (1-s) + 1 \right) f_s$	$f_{s\beta\alpha 1} = \left(\frac{2p\beta}{p} (1-s) + 1 \right) f_s$	$f_{s\beta\alpha 2} = \left(\frac{2p\beta}{p} (1-s) - 1 \right) f_s$

Tableau V.2 l'ordre et les fréquences des différents harmoniques apparaissant dans le courant statorique en présence de l'excentricité statique et le déséquilibre d'alimentation.

IV.4 SIMULATION ET DISCUSSION

La figure (IV-2) illustre le contenu spectral du courant statorique de la machine saine. Le Tableau IV.3 résume les différents harmoniques apparaissant dans le courant de ligne statorique, où on constate qu'ils sont en concordance avec les harmoniques théoriques du terme $A1$ portés dans le tableau IV.1.

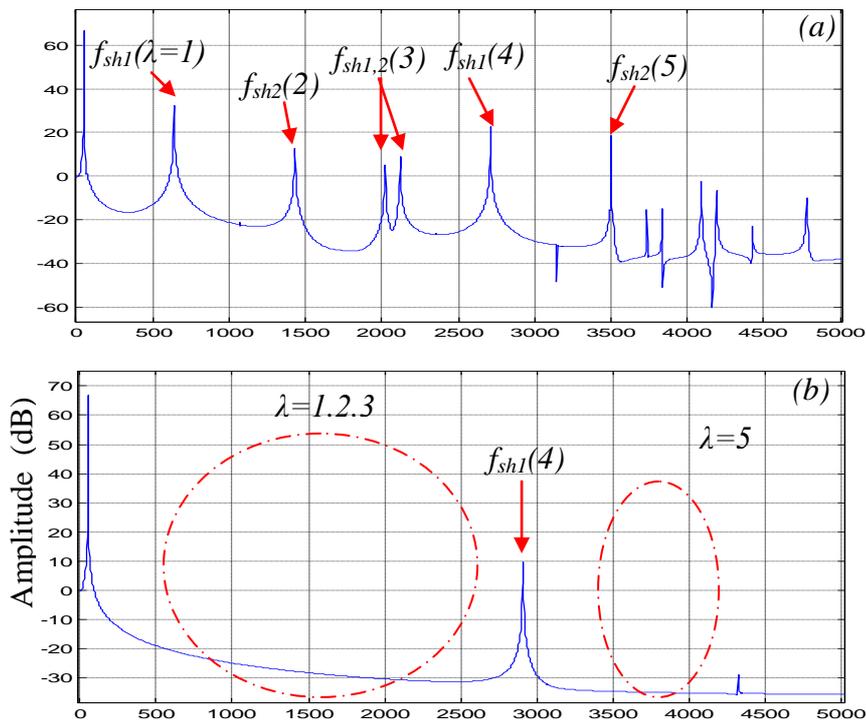


Figure IV.2 Le spectre du courant de la machine saine pour (a) $n_b=28$, (b) $n_b=29$.

n_b	$\lambda=0$	$\lambda=1$	$\lambda=2$	$\lambda=3$	$\lambda=4$	$\lambda=5$
28	f_s	$f_{sh1}(2,28,1)$	$f_{sh2}(2,28,2)$	$f_{sh1}(2,28,3)$ & $f_{sh2}(2,28,3)$	$f_{sh1}(2,28,4)$	$f_{sh2}(2,28,5)$
29	f_s	×	×	×	$f_{sh1}(2,29,4)$	×

Tableau IV.3 Les différentes fréquences pour un fonctionnement sain pour $n_b=28$ et $n_b=29$.

La figure (IV-3-b) illustrant le spectre relatif au courant du courant de ligne statorique en présence d'une excentricité statique de 30%. On constate que ce spectre contient en plus des harmoniques d'encoches rotoriques, des harmoniques produit par la présence d'une

excentricité statique. L'existence de ces harmoniques dépend bien des conditions résumées dans le tableau IV.1 :

$$f_{sh1}(2,29,1)=656.44\text{Hz}, \text{ correspond } h = \frac{1.29-1}{2} - 1 = 13.$$

$$f_{sh1}(2,29,3)=2099.3\text{Hz}, \text{ correspond } h = \frac{3.29-1}{2} - 1 = 42.$$

de même pour les $f_{sh1}(2,29,5, h=71)$, $f_{sh2}(2,29,5, h=73)$.

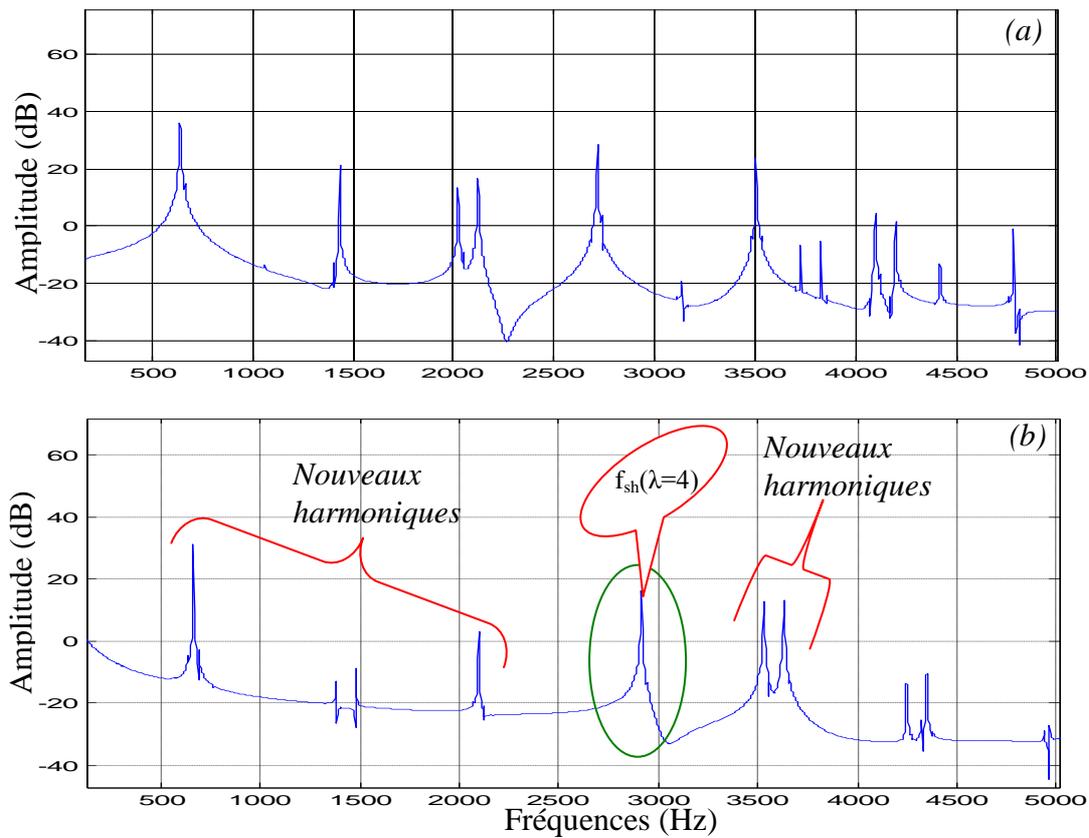


Figure IV.3 Le spectre du courant de la machine avec une excentricité statique de 30% avec :
(a) $n_b = 28$, (b) $n_b = 29$.

Le tableau ci-dessous résume les résultats obtenu pour différents valeurs de λ :

n_b	$\lambda=0$	$\lambda=1$	$\lambda=2$	$\lambda=3$	$\lambda=4$	$\lambda=5$
28	f_s	$f_{sh1}(2,28,1)$	$f_{sh2}(2,28,2)$	$f_{sh1}(2,28,3)$ & $f_{sh2}(2,28,3)$	$f_{sh1}(2,28,4)$	$f_{sh2}(2,28,5)$
29	f_s	$f_{sh1}(2,29,1)$	×	$f_{sh1}(2,29,3)$	$f_{sh1}(2,29,4)$	$f_{sh1}(2,29,5)$ & $f_{sh2}(2,29,5)$

Tableau IV.4 Les différentes fréquences pour un fonctionnement en présence de l'excentricité statique pour $n_b=28$ et $n_b=29$.

La figure IV-4 représente le spectre du courant statorique en présence d'une excentricité statique et un déséquilibre d'alimentation. Les résultats de simulation montre une fois de plus le bien fondu de cette étude où tous les harmoniques (tableau IV.5) viennent en concordance avec le tableau IV.2.

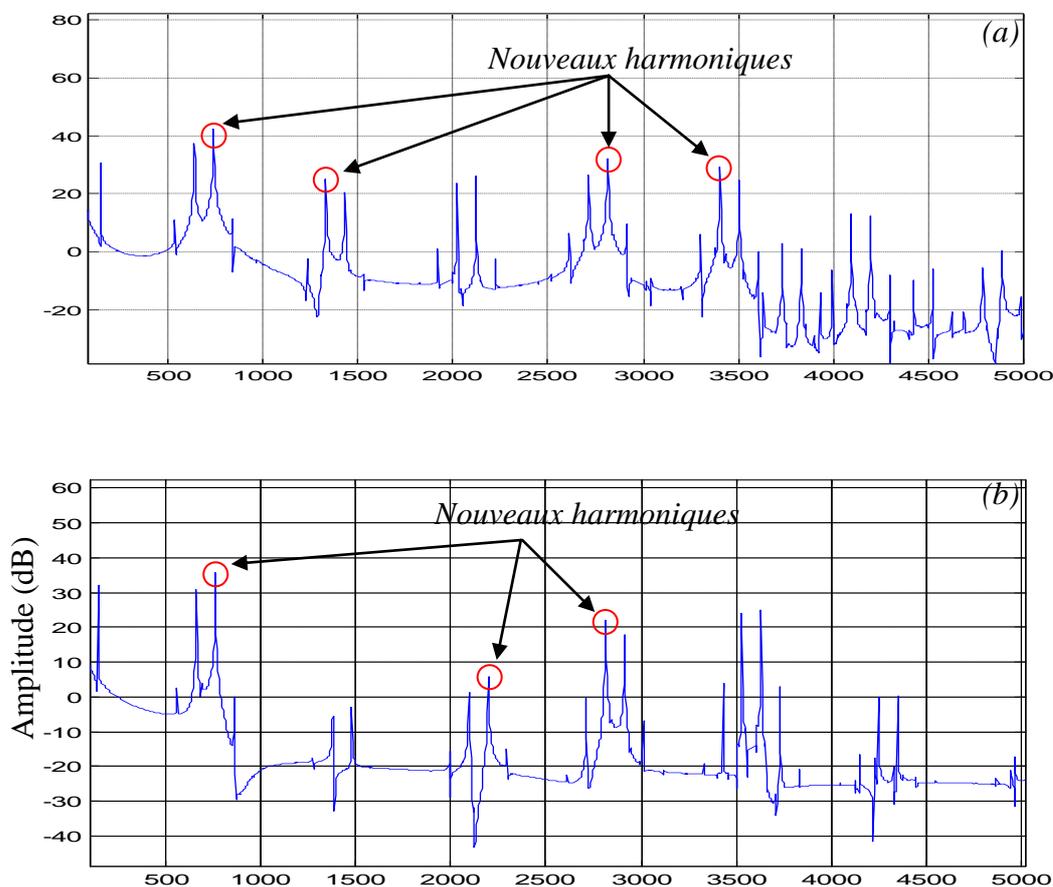


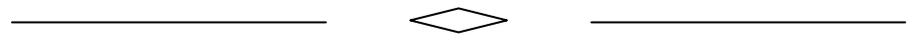
Figure IV.4 Le spectre du courant de la machine avec une excentricité de 30%, et sous une alimentation déséquilibrée pour les barres : (a) $n_b = 28$, (b) $n_b = 29$.

n_b	$\lambda=0$	$\lambda=1$	$\lambda=2$	$\lambda=3$	$\lambda=4$	$\lambda=5$
28	f_s	$f_{sh1}(2,28,1)$ & $f_{sh2}(2,28,1)$	$f_{sh1}(2,28,2)$ & $f_{sh2}(2,28,2)$	$f_{sh1}(2,28,3)$ & $f_{sh2}(2,28,3)$	$f_{sh1}(2,28,4)$ & $f_{sh2}(2,28,4)$	$f_{sh1}(2,28,5)$ & $f_{sh2}(2,28,5)$
29	f_s	$f_{sh1}(2,29,1)$ & $f_{sh2}(2,29,1)$	×	$f_{sh1}(2,29,3)$ & $f_{sh2}(2,29,3)$	$f_{sh1}(2,29,4)$ & $f_{sh2}(2,29,4)$	$f_{sh1}(2,29,5)$ & $f_{sh2}(2,29,5)$

Tableau IV.5 Les différentes fréquences pour un fonctionnement en présence de l'excentricité statique et le déséquilibre d'alimentation pour $n_b=28$ et $n_b=29$.

IV.5 CONCLUSION

Dans le présent chapitre, nous avons effectué une analytique afin de pouvoir comprendre et expliquer toutes les constatations tirées de la simulation. Une comparaison entre le cas sain, la présence d'une excentricité statique sans et avec le déséquilibre d'alimentation pour différents nombres de barres rotoriques était considérée. L'ordre et les conditions d'existence de différents harmoniques étaient soulignés.



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. Nous avons focalisé l'étude sur l'excentricité statique.

Dans le premier chapitre, nous avons établi un état de l'art des défauts dans la machine asynchrone, ou nous soulignons différentes méthodes et techniques de détection des divers défauts.

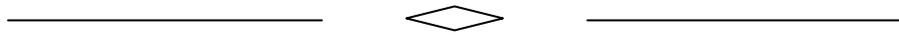
Dans le deuxième chapitre, et afin de représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons commencé par un nouveau modèle de la machine, ce dernier est simple, adéquat et proche de la réalité (et ce après avoir pris en considération les harmoniques d'espaces).

Le modèle ainsi obtenu a été exploité afin de simuler certaines configurations de défauts typiques de la machine, et par conséquent visualiser les différentes grandeurs électriques et mécaniques. Nous avons constaté que parmi les avantages de ce modèle, c'est la formule simple de l'inductance mutuelle entre les phases du stator et les mailles du rotor. On présentera aussi à la fin de cette seconde partie, les résultats de simulation du moteur asynchrone dans son état sain.

Le calcul des inductances du défaut d'excentricité est essentiel à faire, pour cela, le chapitre trois a été consacré au détail de ce calcul.

Une étude analytique des harmoniques d'encoches rotoriques dans le courant de la machine asynchrone à cage d'écureuil a été le but du quatrième chapitre.

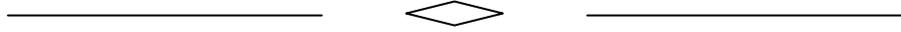
En ce qui concerne le défaut d'excentricité, et en se basant sur les résultats obtenus, on peut dire que l'excentricité statique se traduit par l'apparition des harmoniques d'encoches rotoriques et d'autres harmoniques, qu'ils sont accordés aux conditions pour leurs existences.



ANNEXE A

PATAMETRES DU MOTEUR UTILISE

Puissance	3KW
Nombre de paire de pôle	2
Nombre d'encoches statoriques	36
Nombre de barres rotoriques	28
Epaisseur de l'entrefer	0.5 mm
Rayon moyen de l'entrefer	50×10^{-3} m
Nombre de spires en série par phase	360
Longueur de la machine	0.12 m
Moment d'inertie	0.052 Kg.m^2
Résistance d'une phase statorique	6Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique	0.0129 H
Résistance d'une barre rotorique	$1.93 \times 10^{-4} \Omega$
Inductance de fuite d'une barre rotorique	0.603×10^{-6} H
Résistance d'un segment d'anneau de court-circuit	$1.23 \times 10^{-6} \Omega$
Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit	2×10^{-9} H



BIBLIOGRAPHIE

- [ABE02]: M.A. Abed, "Contribution à L'étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, mars 2002.
- [ALG65]: P. L. Alger, "The nature of induction machines", Gordon and Breach, science publisher inc., New York, 1965.
- [ARK01]: M. Arkan, D. K. Perovic, P. Unsworth, "Online stator fault diagnosis in inductionmotors" IEE Proc. Electronic, Power Application, Vol.148, No.6, Nov 2001.
- [ASS04]: T. Assaf, H. Henao, G.-A. Capolino, "Comparative Study between Two Diagnosis Methods to Detect Incipient Stator Inter-Turn Short-Circuits in Working Induction Machine" 16th international conference on electrical machines, Cracow Poland, Conference proceeding ICEM 2004, 8 Sept 2004.
- [BAB05]: F. Babaa, "Modélisation et diagnostic des machines asynchrones : application à la détection des défauts statoriques", Mémoire de Magister en Electrotechnique, université Mentouri Constantine, 2005.
- [BEK06]: B. Marc, " Modélisation des machines électriques en vue du contrôle des efforts radiaux ", Thèse Doctorat, Université catholique de Louvain, Mars 2006.
- [BEN98]: Benbouzid.M, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection " . IEEE, University of Picardie-Jules Verne, pp.1950-1955, 1998.
- [BEN99]: Benbouzid.M, Vieira.M, and Theys.C, "Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, n° 1, pp.14-22, January 1999.
- [BEN03]: Benbouzid.M, Kliman.B and Fellow.L, "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?". IEEE, Transactions on Energy Conversion, vol.18, n° 2, pp.238-244, June 2003.
- [BON92]: Bonnett, A.H.; Soukup, G.C.; "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 28, Issue: 4, July-Aug. 1992, Pages: 921 – 937.
- [BOU01]: Boumegoura. T, " Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic ". Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon, Mars 2001.
- [BOUZ05] : Bouzida, H, " Diagnostic de defauts au rotor par l'identification parametrique ", Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Ecole National Polytechnique, Alger, Juin 2005.

- [CAH64]: Cahen F. " Electrotechnique ", Leçon professées à l'école supérieure d'électricité, Tome 4, Paris 1964.
- [CAM86]: Cameron.J.R, Thomas.W.T and Dow.A.B, "Vibration and current monitoring for detecting air gap eccentricity in large induction machines". IEE Proceeding, Vol.133, pt.3, n°3, pp.155-163, May 1986.
- [CAR93]: A. J. L. Cardoso and al. "Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by park's vector approach". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29(5) :897_901, Sept./Oct. 1993.
- [CAS02]: Casimir, R.; Boutleux, E.; Clerc, G.; Chappuis, F.; "A decision system to detect failures in induction motors", Systems, Man and Cybernetics, 2002 IEEE International, Conference on, Volume: 5 , 6-9 Oct. 2002, Pages:6 pp. vol.5.
- [CAS03]: R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [CRU03]: S. M. A. Cruz A. J. M. Cardoso; "Modelling and simulation of DTC induction motor drives for stator winding faults diagnosis", EPE 2003, 10th European Conference on power electronics and Applications, Toulouse, France, Sept 2003.
- [DID04]: G. Didier, " Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances " Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre2004.
- [FIL94] P. Vas, F. Filippetti, G. Franceschini, et C. Tassoni. "Transient modeling oriented to diagnosis of induction machines with rotor asymmetries ". International Conferences on Electrical Machines, C.3:62–67, 1994.
- [FAI03] : Nandi S., H. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages", Electric Machines and Motor drives Laboratory Department of electrical Engineering Texas A&M University.
- [FIL98] : Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C.; Vas, P.; "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 34 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 1998, Pages:98 – 108.
- [GEN03]: G. Gentile, S.Meo, A. Ometto, "Induction motor current signature analysis to diagnostics of stator short circuits", SDEMPED August 2003, Power Electronics and drives, Atlanta, GA, USA.

- [GHO05]: A. Ghoggal, M. Sahraoui, A. Aboubou, S.E. Zouzou and H. Razik, "An Improved Model of the Induction Machine Dedicated to Faults-Detection - Extension of the Modified Winding Function", In proceeding of IEEE ICIT 2005, Hong-Kong, China, 14-17 Dec. 2005.
- [GHO06]: A. Ghoggal, A. Aboubou, S. E. Zouzou, M. Sahraoui, "consideration about the modelling and simulation of air-gap eccentricity in induction motors", In proceeding of IEEE Sdemped 2005.
- [GRA00]: P. GRANJON, " Contribution à la compensation active des vibrations des machines électriques", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 19 décembre 2000.
- [HEN02]: Humberto Henaou, Cristian Demian, Gerard-André Capolino, " A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machines Using an External Flux Sensor", IEEE industry applications conference 37th IAS annual Meeting, October 2002, Pittsburgh Pennsylvania, USA.
- [JOK00]: Gojko M. Joksimovic, Jim Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, October 2000.
- [KAI05]: Kaikaa, M. Y. "Diagnostic des machines asynchrones : Modèles et identifications paramétriques dédiés à la détection de défauts", Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2005.
- [KAI06]: Kaikaa, M. Y. Babaa, F. Khezzar, A. Boucherma, M. "Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors", Journal of electrical engineering, VOL. 57, NO. 1, 2006, 12-19.
- [LAL04]: T.M. Laleg, "Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA ", Mémoire d'ingénieur en automatique, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Juin 2004.
- [LU04]: Q.F. Lu, E. Ritchie, Z.T. Cao, "Experimental Study of MCSA to Detect Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults on Cage Induction Motors" In proc ICEM 2004.
- [MEL99]: M. G. Melero, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas, J. Solares, "Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors", EPE 99.

- [NAN02]: Nandi, S.; Toliyat, H.A., "Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off" *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume: 38, Issue: 1, Jan.-Feb. 2002 Pages:101 – 109.
- [NAN03]: Nandi S., H. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages", *Electric Machines and Motor drives Laboratory Department of electrical Engineering Texas A&M University*.
- [OND06]: O. Ondel, "Diagnostic par Reconnaissance des Formes: Application a un Ensemble Convertisseur-Machine ", *Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon*, October 2006.
- [OUC04]: N. Oucief, "Diagnostic à base d'observateurs, de défauts dans les systèmes de commande : Application au pendule inversé", *Thèse de Magister, EMP, Alger*, 2004.
- [OUM05]: M. E. K. Oumaamar, F. Babaa, A. Khezzar, M. Boucherma, F. Meibody-Tabar, "Novel method of broken rotor bars diagnosis in induction machine by D.C supply", *6th international symposium on advanced electro mechanical motion systems electromotion*, Sept 2005.
- [PEN94] : J. Penman, J. Sedding, H.G. Loyed, B.A. Fink, "Detection and localisation of interturn short circuits in the stator winding of operating motors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, December 1994, pp. 652-658.
- [PHI05]: Philippe L.B. "Machine asynchrone : Technologie, choix et alimentation des machines asynchrones", *polycopie, cours de Lycée Louis ARMAND, 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT sur Marne*, 2005.
- [RAZ03]: Hubert Razik, "Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose", *Proceedings of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Pages 807-812.
- [RAI00]: Bertrand Raison "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", *Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble*, 19 Septembre 2000.
- [SCH99]: E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", *Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes*, 1999.

- [SID03]: Arfat Siddique, G.S.Yadava et Bhim Singh, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: Review" SDEMPED 2003 Machines power electronics and drives Atlanta, GA, USA august 2003.
- [STA01]: Andreas Stavrou, Howard G. Sedding, et James Penman, "Current Monitoring for Detecting Inter-Turn Short Circuits in Induction Motors", IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 16, No. 1, MARCH 2001 Pages 32-37.
- [SUB00]: Subhasis.N, Rajmohan.B, Tolyat.H, Parlos.A, "Simulation of the three phase induction motor with incipient rotor cage faults", Electrical machines & power electronics laboratory. Texas A & M University, College station, TX, 77842-3128, 2000.
- [THO01] : W.T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," IEEE Industry Applications Magazine, july/August 2001, pp. 26-34.
- [THO94] : W.T. Thomson, "On-line current monitoring to diagnose shaft misalignment in three-phase induction motor drive systems," in Proceeding of ICEM94,D.9 Monitorage et Diagnostic,vol. 2, Paris, France, 1994, pp. 238-243.
- [TOL95]: Toliyat, H.A.; Lipo, T.A.; "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults", Energy Conversion, IEEE Transactions on, Volume: 10, Issue: 2, Jun 1995, Pages: 241 – 247.
- [TOL96] : Hamid A. Toliyat, Mohammed S. Arefeen, et Alenxender G. Parlos. "A Method for Dynamic Simulation of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines". IEEE Transactions on Industry Applications, 32(4) :910–917, July-August 1996.
- [ZHA96]: Y. Zhao, T. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance", IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 11, No. 3, Sept 1996.