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

Université de Batna

Faculté des sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

Mémoire en Vue de l'Obtention du Diplôme de

MAGISTERE

En Electrotechnique

Option

Machines Electriques

Présenté et Soutenu Publiquement par :

GHOGGAL Adel

(Ingénieur d'Etat en Electrotechnique)

-Thème-

**Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée :
Modèle Dédié à la Détection des Défauts**

Soutenu le :/...../2005

Devant le jury composé de :

Président	: M.S. NAIT SAID	Professeur : université de Batna.
Rapporteur	: S.E. ZOUZOU	Professeur : université de Biskra.
Examineur	: A. BENOUIT	Maître de conférences : université de Batna.
Examineur	: A. GOLEA	Maître de conférences : université de Biskra.

Année Universitaire 2004/2005

Remerciements

Je remercie mes parents ainsi que mes oncles Djelloul, Abdelaziz et Rachid, d'avoir été très proches de moi tout au long de la préparation de ce diplôme. Je tiens à remercier particulièrement mon encadreur, Mr : ZOUZOU Salah Eddine (Professeur à l'université de Biskra), qui n'a ménagé aucun effort, et qui n'a cessé de m'apporter soutien et aide technique et morale. J'exprime vivement ma gratitude et reconnaissance à Mr : BENOUIJIT Azeddine (Maître de conférences à l'université de Batna) dont les conseils furent un guide vers la voie de la réussite.

Je remercie Mr : NAIT SAID Mohamed said (Professeur à l'université de Batna) d'avoir accepté de présider ma soutenance de magistère, et Mr : GOLJA Amar (Maître de conférences à l'université de Biskra) membre de jury. Je remercie également Mr : ABOUBOU Abdenacer (M.A. Chargé de cours à l'université de Biskra) d'avoir contribué avec ses résultats expérimentaux relatifs au défaut de roulement, et Mr : BAHRI Mebarek (Maître de conférences à l'université de Biskra) de m'avoir permis et facilité le travail au sein du laboratoire MSE de Biskra tout au long de la préparation de ce mémoire.

Un remerciement sincère à mes amis KHENE Mohamed Lotfi, SAHRAOUI Mohamed, et à tous mes copains de la promotion que ce soit à Batna ou bien à Biskra.

Finalement, je tiens à témoigner ma profonde gratitude à l'université de Batna représentée par les enseignants du département d'électrotechnique ainsi que le personnel administratif, de m'avoir donné la possibilité de faire surgir un souhait, un rêve et peut être même une passion accordée à la poursuite des études.

Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : Modèle Dédié à la Détection des Défauts

- Résumé -

L'objectif de ce mémoire est le diagnostic de la machine asynchrone triphasée. Le but principal sera l'établissement de modèles mathématiques de la machine capables de prédire son comportement en présence de défauts statoriques (court-circuits partiels et déconnexions de phases) et rotorique (cassure de barres et excentricités). Le modèle est d'abord, relativement simple supposant une répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer, puis plus significatif, en tenant compte de la distribution des enroulements dans les encoches statoriques, et cela grâce à une extension en 2D de l'approche de la fonction d'enroulement modifiée. Les effets de l'inclinaison des barres et de l'évolution linéaire de la FMM entre les extrémités de l'encoche se trouvent intégrés dans le modèle final. Les modèles seront exploités dans la simulation, et vérifiés par quelques résultats pratiques

Mots clés :

- Machine asynchrone.
- diagnostic.
- fonction d'enroulement modifiée (MWF).
- harmoniques d'encoches rotoriques.
- excentricité.
- cassures de barres.
- défauts statorique.
- Analyse spectrale.
- FFT.

Sommaire

Liste des symboles utilisés.....	1
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE - I - Les Défaits de la machine asynchrone : Problématique...	4
I.1. INTRODUCTION.....	4
I.2. ORIGINES DES DEFAUTS.....	4
I.3. LES DEFAUTS MAJEURS.....	5
I.4. CONSEQUENCES DES DEFAUTS	5
I.5. TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ASYNCHRONES.....	6
I.5.1. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite	6
I.5.2. Diagnostic par analyse du courant statorique	6
I.5.3. Diagnostique par l'analyse vibratoire.....	6
I.5.4. Diagnostic par l'analyse de la température : La Thermographie	9
I.5.5. Diagnostic par les analyses chimiques	9
I.5.6. Autres approches	10
I.6. SIGNATURES SPECTRALES ET DEFAUTS DE LA MACHINE	10
ASYNCHRONE.	
I.6.1. Harmoniques d'encoches rotoriques.....	10
I.6.2. Défaits statoriques	11
I.6.3. Défaits de roulements	11
I.6.4. Défaits de barres rotoriques	13
I.6.5. Défaits d'excentricité.....	14
I.7. CONCLUSION	15
CHAPITRE - II - Modélisation Dédiée au Diagnostic de la Machine	16
Asynchrone Triphasée à Cage	
II.1. INTRODUCTION	16
II.2. MODELE MULTI-ENROULEMENTS	16
II.2.1. Equations des tensions	17
II.2.2. Equation mécanique	21
II.2.3. Système d'équations global	21
II.3. CALCUL DES INDUCTANCES : CAS GENERAL	23

II.3.1.	Calcul sans prise en compte des harmoniques d'espace - Model N° 1	23
<i>a)</i>	<i>-Inductances statoriques</i>	23
<i>b)</i>	<i>-Inductances rotoriques</i>	24
<i>c)</i>	<i>-Inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques</i>	26
II.3.2.	Calcul avec prise en compte des harmoniques d'espace: Notion de fonction d'enroulement	27
<i>a)</i>	<i>-Formulation de la fonction d'enroulement modifiée (Forme étendue)</i>	27
<i>b)</i>	<i>-Expression des inductances</i>	30
II.3.3.	Application à la machine étudiée	34
<i>a)</i>	<i>-Calcul sans prise en compte de l'effet de l'inclinaison des barres</i>	34
<i>b)</i>	<i>-Calcul avec prise en compte de l'effet de l'inclinaison des barres</i>	38
<i>c)</i>	<i>-Introduction de l'ouverture des encoches</i>	40
II.4.	CALCUL DES INDUCTANCES EN CAS D'EXCENTRICITE	42
II.4.1	Formulation	42
<i>a)</i>	<i>-Excentricité radiale</i>	43
<i>b)</i>	<i>-Excentricité axiale</i>	45
II.4.2	Application à la machine étudiée	46
II.5.	CALCUL DES INDUCTANCES EN CAS DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES	49
II.5.1.	Exemple élémentaire	49
II.5.2.	Système d'équations correspondant	50
II.5.3.	Application à la machine étudiée	51
II.6.	CONCLUSION	51
CHAPITRE - III	– Simulation des défauts statoriques	53
III.1.	INTRODUCTION	53
III.2.	FONCTIONNEMENT DU MOTEUR SAIN	53
III.2.1.	Simulation avec le premier modèle	53
III.2.2.	Simulation avec le deuxième modèle	55
III.3.	COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES	62
III.4.	DECONNECTION D'UNE PHASE	64
III.5.	CONCLUSION	65
CHAPITRE - IV	- Simulation des défauts rotoriques	66
IV.1.	INTRODUCTION	66

IV.2. DEFAUTS DE BARRES ET D'ANNEAU DE COURT-CIRCUIT	66
IV.2.1. Simulation avec le premier modèle	66
IV.2.2. Simulation avec le deuxième modèle	73
IV.3. DEFAUTS D'EXCENTRICITE	78
IV.3.1. Excentricité statique	78
IV.3.2. Excentricité dynamique	81
IV.3.3. Excentricité mixte	86
IV.4. CONCLUSION.....	90
CHAPITRE - V - Fonctionnement avec défauts combinés	91
V.1. INTRODUCTION	91
V.2. FONCTIONNEMENT AVEC DEFAUT DE BARRES ET D'EXCENTRICITE ...	91
V.3. QUELQUES RESULTATS PRATIQUES.....	93
V.3.1. Détection des défauts rotoriques par l'analyse du courant statorique.....	93
a) - Moteur sain.....	93
b) - Moteur avec une barre cassée.....	94
c) - Moteur avec un défaut de roulements.....	95
V.3.2. Détection des cassures de barres par l'analyse vibratoire.....	97
V.4. CONCLUSION.....	98
CONCLUSION GENERALE.....	99
ANNEXE 1 : Schéma SIMULINK du premier modèle.....	101
ANNEXE 2 : Paramètres du moteur utilisé.....	102
BIBLIOGRAPHIE.....	103

Liste des symboles

S	: Surface fermée.
Ω	: Surface enfermée par un contour.
μ_0	: Perméabilité magnétique de l'air.
\mathbf{H}	: Champ magnétique.
\mathbf{B}	: Induction magnétique.
ϕ	: Flux magnétique.
L_{BA}	: Inductance mutuelle entre l'enroulement B et A .
L_b	: Inductance de fuite d'une barre rotorique.
L_e	: Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit.
L_{mr}	: Inductance de magnétisation d'une maille rotorique.
L_{Am}	: Inductance de magnétisation d'une phase statorique.
L_{fA}	: Flux de fuite d'une phase statorique.
ψ_{BA}	: Flux mutuelle total entre deux enroulements A et B .
F	: Force magnétomotrice.
\mathcal{F}	: Force mécanique.
g	: Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer.
g_0	: Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique.
P	: permeance de l'entrefer.
g	: Glissement.
r	: Rayon moyen de l'entrefer de la machine symétrique.
\mathcal{R}	: Rayon de l'entrefer.
R_b	: Résistance d'une barre rotorique.
R_e	: Résistance d'un anneau de court-circuit.
r_s	: Résistance d'une phase statorique.
$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.
$[R_r]$: Matrice des résistances rotoriques.
$[R]$: Matrice globale des résistances de la machine.
$[V_s]$: Matrice des tensions statoriques.
$[V_r]$: Matrice des tensions rotoriques.
$[I_s]$: Matrice des courants statoriques.

$[I_r]$: Matrice des courants rotoriques.
$R_{scontact}$: Résistance de la branche de court-circuit.
R_{sd}	: Résistance effective de la branche court-circuitée.
$V_{scontact}$: Tension de la branche de court-circuit.
V_{sd}	: Tension de la branche court-circuitée.
$i_{scontact}$: Courant dans la branche de court-circuit.
i_{sd}	: Courant dans la branche court-circuitée.
Ω_r	: Vitesse mécanique du rotor.
ω_s	: Pulsation statorique.
φ	: Ouverture angulaire.
θ_r	: Position mécanique du rotor.
J	: Densité de courant.
J_T	: Moment d'inertie totale.
i	: Courant électrique.
l	: Longueur active de la machine.
w_{Ai}	: Nombre de tours de la bobine i de l'enroulement A .
q	: Nombre de bobines de l'enroulement A .
p	: Nombre de bobines de l'enroulement B .
p	: Nombre de paires de pôles.
N	: Fonction d'enroulement.
N_s	: Nombre de spires.
N_e	: Nombre d'encoches statoriques.
N_b	: Nombre de barres rotoriques.
n	: Fonction de distribution.
$n_{\omega s}$: Ordre des harmoniques de temps de la FMM.
n_d	: Ordre de l'excentricité.
λ	: Ouverture de la bobine.
β	: Ouverture de l'encoche.
γ	: Inclinaison de l'encoche.
α_s	: Pas d'encoches statoriques.
α_r	: Pas d'encoches rotoriques.
δ_s	: Degré d'excentricité statique.

δ_d	: Degré d'excentricité dynamique.
δ	: Degré d'excentricité total.
f_v	: Coefficient de frottement visqueux.
f_s	: Fréquence d'alimentation.
f_r	: Fréquence rotorique.
f_{he}	: Fréquence des harmoniques d'encoches rotoriques.
f_v	: Fréquence caractéristique de vibration.
f_{bille}	: Fréquence de vibration relative aux défauts de billes.
$f_{b.int}$: Fréquence de vibration relative au défaut de bague intérieure.
$f_{b.ext}$: Fréquence de vibration relative au défaut de bague extérieur.
f_b	: Fréquence caractéristique du défaut de barres.
f_{ecc}	: Fréquence d'ordre supérieur caractéristique du défaut d'excentricité.
f_{mix}	: Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité mixte.
f_{st}	: Fréquence caractéristique du défaut statorique.
f_d	: Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité dynamique.
n_b	: Nombre d'éléments roulant du roulement.
β_c	: L'angle de contact des bielles avec les bagues du roulement.
BD	: Le diamètre d'un élément roulant.
PD	: La distance entre les centres des billes diamétralement opposées.
PSH	: Principals slots harmonics (Harmoniques d'encoches principales).

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La maintenance industrielle, qui a pour vocation d'assurer le bon fonctionnement des outils de production, est une fonction stratégique dans les entreprises. Intimement liée au remarquable développement technologique, à l'apparition de nouveaux modes de gestion, à la nécessité de réduire les coûts de production, elle est en constante évolution. Elle n'a plus aujourd'hui comme seul objectif de réparer l'outil de travail mais aussi de prévoir et éviter les dysfonctionnements.

Dans l'entreprise, la fonction « maintenance » consiste de moins en moins souvent à remettre en état l'outil de travail mais de plus en plus fréquemment à anticiper ses dysfonctionnements. L'arrêt ou le fonctionnement anormal de l'outil de production, et le non-respect des délais qui s'en suit, engendrent en effet des coûts que les entreprises ne sont plus en état de supporter. Elles ne peuvent plus attendre que la panne se produise pour y remédier mais doivent s'organiser pour procéder aux diverses opérations qui permettent de l'éviter. On est ainsi passé d'une « maintenance curative » à une « maintenance préventive », qui se traduit par la définition de plans d'actions et d'interventions sur l'équipement, par le remplacement de certaines pièces en voie de dégradation afin d'en limiter l'usure, ainsi que le graissage ou le nettoyage régulier de certains ensembles. Ces actions préventives étaient dans un premier temps effectuées de façon systématique selon des calendriers prédéfinis. Elles permettaient effectivement d'anticiper les pannes, mais au prix d'un alourdissement important des coûts de maintenance. Grâce à l'évolution des technologies de diagnostic et de contrôle, en particulier des capteurs, une nouvelle maintenance se développe aujourd'hui. Elle utilise des techniques de prévision des pannes comme, par exemple, l'analyse des vibrations, des courants moteurs et des huiles. Ce stade de la maintenance, dite « prédictive » ou « préventive conditionnelle », permet de remplacer des pièces juste avant leur rupture [54].

Il vient de cela, que la maintenance ne peut plus se limiter à être corrective ou préventive, mais se doit d'être « proactive » et « prédictive ». Pour les électrotechniciens, la surveillance des vibrations et des courants des moteurs est un art en soit, qui permet de diagnostiquer les défauts potentiels, d'en évaluer la gravité et de prendre les mesures correctrices nécessaires. Les fonctionnalités avancées offertes actuellement dans le cadre du traitement de signal et notamment

la FFT (fast Fourier transformation), sont amplement exploitées au service de l'analyse des vibrations et des courants.

A la lumière de ces évolutions vient notre choix d'aborder le thème de diagnostic appliqué à notre discipline, et plus particulièrement, à la machine asynchrone. Cela, on partant du fait que des études faites sur les pannes des machines asynchrones, ont montrée que près de 40% sont liées aux roulements, 38% sont concentrées au niveau du stator et 10% au niveau du rotor, le reste (12%) touche d'autres parties de la machine.

La compréhension du fonctionnement avec et sans défaut, ainsi que la vérification des algorithmes de détection des défauts, nécessite la synthèse d'un modèle mathématique décrivant le comportement de la machine d'une façon la plus fine possible. Dans cette logique, nous proposons un modèle multi-enroulement basé sur la modélisation de la cage rotorique sous forme de mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement [1], tenant compte de la distribution réelle des différents enroulements en ne se limitant pas à la fondamentale de la série de Fourier relative à l'induction dans l'entrefer [6],[7],[10], notamment avec l'implication de l'approche de fonction d'enroulement, puis, la fonction d'enroulement modifiée (MWFA) [8], où il est possible de déceler les phénomènes accompagnant une probable excentricité. Le modèle est ainsi apte à définir les inductances d'une machine en tenant compte de l'ouverture et /ou l'inclinaison des encoches, et qui peut être étendue à l'étude d'autres types d'asymétries axiales, à savoir, l'excentricité axiale.

Ainsi, et pour se faire, le travail présenté dans ce mémoire est articulé autour de cinq chapitres :

Dans un premier chapitre, un résumé sur les principaux défauts de la machine asynchrone, leurs origines ainsi que leurs signatures spectrales, sera exposé. Les différentes techniques de diagnostic seront aussi présentées. Le tout constituera un aperçu sur l'état de l'art et la problématique du sujet.

Un deuxième chapitre sera consacré à la formulation mathématique du modèle de la machine asynchrone triphasée à cage avec la modélisation des inductances entres enroulements de la machine tenant compte de tous les harmoniques d'espaces, et en s'appuyant sur une extension en 2D de la fonction d'enroulement modifiée. Le modèle résultant sera apte à prendre en compte les non uniformités de l'entrefer rencontrées dans les cas d'excentricité du rotor, et les types d'asymétries axiales les plus connues, à savoir, l'inclinaison des encoches, et en terme de

défauts, on exposera les cas des non uniformités axiales de l'entrefer, autrement dite, excentricité axiale. Dans ce chapitre, on traitera comme dernier cas la modification que subissent les inductances de la machine en cas de court-circuit partiel, ou bien court-circuit entre spires.

Dans un troisième chapitre, on présentera les résultats de simulation du moteur asynchrone dans les différentes conditions de fonctionnements, avec et sans défauts statoriques. Commencant par le fonctionnement du moteur sain, en allant vers le fonctionnement en cas de court-circuit entre un certain nombre de spires d'une de ses phases, et arrivant à l'exemple le plus fréquent représenté par la déconnexion d'une phase.

Un quatrième chapitre sera consacré aux résultats de la simulation des défauts rotoriques (cassures de barres et l'excentricité statique et/ou dynamique). Un enrichissement avec des figures relatives aux grandeurs électromagnétiques et leurs spectres correspondants sera en mesure d'élucider quelques phénomènes déjà prédits analytiquement. Cependant, la simulation vient confirmer le fait que des raies spectrales apparaissent à cause d'un tel défaut et non pas un autre, n'arrêtant pas à cela, la simulation est capable de prédire l'évolution des grandeurs, l'interférences des raies, ainsi que la sévérité des défauts loin du banc d'essai. C'est en quelques sortes le rôle que joue la CAO en matière de conception.

Bien conscient du fait que la réalité ne présente pas souvent des problèmes nets, ou indépendants les un des autres, dans un cinquième chapitre, on s'intéressera aux fonctionnements avec défauts combinés, avec la simulation d'une excentricité mixte en présence d'un défaut de cassure d'une barre, avant d'aborder la présentation de résultats pratiques réalisés au laboratoire GREEN-UHP (Nancy, France) [3]. Les produits expérimentaux et de simulation seront débattus à la base des résultats d'autres travaux de recherches. Signalant que ce travail a été réalisé en partie dans le laboratoire MSE de l'université de Biskra.

chapitre I.

Les Défaits de la Machine Asynchrone : Problématique

I.1. INTRODUCTION.....	4
I.2. ORIGINES DES DEFAUTS.....	4
I.3. LES DEFAUTS MAJEURS.....	5
I.4. CONSEQUENCES DES DEFAUTS	5
I.5. TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ASYNCHRONES.....	6
I.6. SIGNATURES SPECTRALES ET DEFAUTS DE LA MACHINE	10
ASYNCHRONE.	
I.7. CONCLUSION	15

I.1 : INTRODUCTION

Vues leur robustesse et leur adaptation à des applications de faibles, de moyennes jusqu'aux fortes puissances, les moteurs asynchrones, et notamment ceux à cage, ont eu une bonne réputation. Malgré ces qualités, il est bien possible que ces moteurs présentent des défaillances causées par un vieillissement prématuré dû à des contraintes de différentes origines. Si celles-ci ne sont pas décelées en amont de la panne totale, il sera difficile de prévoir les conséquences sur le rendement de l'installation. C'est pour cette raison que les méthodes et stratégies de diagnostic et de détection des défauts ont connu un développement spectaculaire au même titre que l'industrie exploitante elle-même. Il n'est donc pas question de s'affranchir à une réflexion permettant d'agir de telle sorte que la disponibilité des installations opérantes demeure maximale, car les arrêts non programmés peuvent étendre les temps de réparation et d'intervention; par conséquent, une augmentation des pertes financières serait inévitable.

Dans ce premier chapitre, on va essayer de mettre le doigt sur les différentes questions qui se posent vis-à-vis des défauts de la machine asynchrone, ce qui constitue en globalité la problématique du sujet.

I.2 : ORIGINES DES DEFAUTS

Les origines des défauts sont souvent de natures différentes, mais sont généralement fortement liées les uns aux autres. On cite comme causes majeurs :

- a) -Cause thermiques : balourds thermiques, points chauds, températures ambiantes élevées...
- b) -Entourage du moteur (tensions et transitoires d'alimentation, inverseurs, air de refroidissement, mauvais courant de charge, surcharges, corrosion, humidité.....).
- c) -Causes mécaniques et mauvais emploi du moteur (Abus) (résonance avec la commande de vitesse, chocs en service, vibrations, jeux excessifs, balourds mécaniques...).
- d) -Fabrication imparfaite.
- e) -Erreurs pendant la réparation (taille et type inapproprié d'enroulement, roulements inadéquats...).
- f) -Epuisement de la durée de vie du moteur.

I.3 : LES DEFAUTS MAJEURS

Les défauts majeurs qui peuvent affecter les machines électriques, et en particulier, les machines asynchrones, sont [27],[28] :

- a) -Défaits statoriques : Ouvertures de phases, court-circuit phase-phase ou phase-terre, court-circuit entre spires, court-circuit entre bobines de la même phase.... etc.
- b) -Connexion anormale des enroulements statoriques.
- c) -Les décharges partielles : Les décharges surviennent dans les isolants, entre conducteurs, ou entre les conducteurs et la masse, et s'amplifie avec le vieillissement de l'isolation.
- d) -Défaut du circuit magnétique (rupture de tôles).
- e) -Cassures partielles ou totales des barres et des anneaux de court-circuit de la cage rotorique.
- f) -Dissymétrie du rotor : on parle généralement d'excentricité statique ou bien dynamique, axiale ou bien radiale .On y' inclus aussi la déformation du rotor (flexion désalignement...).
- g) -Court-circuit de l'enroulement rotorique (cas des rotors bobinés).
- h) -Défaillance au niveau des roulements.

Les plus préoccupants de ces défauts sont :

- a) -Les défauts statoriques.
- b) -Les défauts de roulements.
- c) -Cassures partielles ou bien totales des barres et des portions d'anneaux de court-circuit de la cage rotorique.
- d) -Défaits d'excentricité.

I.4 : CONSEQUENCES DES DEFAUTS

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

- 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.

I.5 : TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ASYNCHRONES

Il existe une variété de techniques de diagnostic et de détection des défauts. Certaines d'entre elles sont basées sur l'observation et la mesure, tel que la mesure du champ magnétique, de bruit, de vibration, du courant...etc. d'autres sur la surveillance et la comparaison des caractéristiques électromécaniques avec celles du moteur sain (courant statorique, couple électromagnétique, et vitesse mécanique).

I.5.1 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Pratiquement, de multiples solutions permettent de capter le flux de fuite axial dans une machine électrique, tel que les sondes à effet Hall. Mais l'exemple de base consiste à enrouler une bobine autour de l'arbre de la machine, celle-ci sera le siège d'une FEM induite liée au flux de fuite axial. La réalité fait que les circuits électriques et magnétiques de la machine ne sont jamais parfaits à cause des tolérances et des défauts de fabrication parmi d'autres, et présentent souvent quelques degrés d'asymétrie permettant la génération des flux de fuite dont le contenu spectral est lié directement aux harmoniques contenus dans les courants statoriques et rotoriques [41].

I.5.2 Diagnostic par analyse du courant statorique

Parce qu'il est facilement accessible, et vu 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) [2],[15],[19],[23],[30],[44]etc.

I.5.3 Diagnostique par l'analyse vibratoire

Le diagnostic par l'analyse vibratoire fait partie des techniques mécaniques qui sont employées pour déceler des défauts au niveau des machines électriques. Une vibration est souvent accompagnée d'un bruit sonore qui peut être élevé même pour des faibles amplitudes de vibration. Le diagnostic des défauts en utilisant l'analyse vibratoire est la méthode la plus connue dans la pratique tel que dans les unités d'exploitation de la SONATRACH et la SONELGAZ. Les problèmes vibratoires dans les moteurs asynchrones ont une complexité accrue à cause de la présence de champs magnétique tournant. Selon leurs origines, ces

problèmes sont d'ordre mécaniques ou magnétiques. En réalité, les moteurs électriques industriels sont généralement fixés sur des structures à supports communs avec l'équipement entraîné. Par conséquent, le spectre vibratoire devient très riche en harmoniques d'origines diverses (engrènement, roulement, desserrage, ...) transmises par les structures supports, ce qui complique le problème et impose l'identification des images vibratoires spécifiques.

Il est connu que la force induite sur un conducteur de longueur ℓ parcouru par un courant \vec{i} et placé dans un champ magnétique $\vec{\mathbf{B}}$, est donnée par (Figure I.1) :

$$\vec{\mathcal{F}} = \ell(\vec{i} \wedge \vec{\mathbf{B}}) \quad (\text{I.1})$$

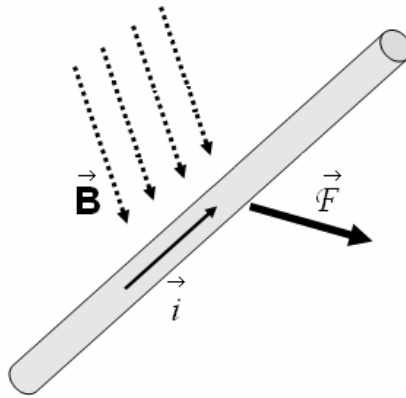


Figure I.1 : force appliquée sur un conducteur transportant un courant et se déplaçant dans un champ magnétique

Ce principe s'applique aussi dans le cas d'un moteur asynchrone où le champ tournant est défini comme étant une onde de force magnétomotrice ($N.i$) qui donne naissance à une onde de flux dans l'entrefer. En assimilant la cage rotorique à un ensemble de mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneaux de court-circuit qui les relie, on peut considérer qu'une rupture, que ce soit totale ou partielle, de barres rotoriques introduit un déséquilibre au niveau de la force magnétomotrice (FMM) qui tourne avec le rotor. Si on considère seulement la fondamentale de l'onde FMM, alors la force de déséquilibre peut s'exprimer à partir du produit de deux fonctions de pulsation égale à $g\omega_s$:

$$\mathcal{F} = \mathcal{A} \sin g\omega_s t . \sin(g\omega_s t + \varphi), \quad (\text{I.2})$$

ou :

$$F = \frac{\mathcal{A}}{2} \cos \varphi - \frac{\mathcal{A}}{2} \cos(2g\omega_s t + \varphi). \quad (\text{I.3})$$

Avec \mathcal{A} l'amplitude correspondante, g le glissement, ω_s la pulsation statorique, et φ la phase.

Cette expression se décompose en une force constante et une vibration périodique de fréquence égale à deux fois la fréquence rotorique. Par exemple, dans un repère fixe, si le capteur est fixé sur un palier du rotor, on va voir une composante vibratoire à la fréquence de rotation et des bandes latérales autour de cette dernière à deux fois la fréquence rotorique. De même, si la discontinuité du courant est due à un défaut dans les enroulements statoriques, la force de déséquilibre ne tournera pas et peut être écrite sous la forme :

$$F = \frac{\mathcal{A}}{2} \cos \varphi - \frac{\mathcal{A}}{2} \cos(2\omega_s t + \varphi). \quad (\text{I.4})$$

Cette expression se décompose en une force constante et une vibration périodique dont la fréquence est égale à deux fois la fréquence d'alimentation.

Une excentricité d'entrefer se traduit par une variation de la réluctance magnétique qui dépend de l'épaisseur de l'entrefer (longueur radiale de l'entrefer) et dans le cas des moteurs asynchrones qui exigent un entrefer très faible par rapport à celui des moteurs synchrones, des petits défauts engendrent des variations de réluctance plus importantes. L'excentricité statique engendre une force statique et une vibration à deux fois la fréquence du courant statorique. Par contre, une excentricité dynamique est à l'origine d'une vibration à la fréquence de rotation dont l'amplitude est modulée de deux fois la fréquence de glissement.

D'une manière générale, les défauts magnétiques pouvant causer des vibrations, peuvent être classés en deux catégories « défauts tournants » et « défauts stationnaires » (tableau I.1). Mais en plus de ça, les balourds mécaniques et thermiques, les défauts de roulements, les mauvaises fixations et erreurs de fondation, les problèmes de résonance avec les autres machines et encore d'autres problèmes, peuvent être la cause directe des vibrations au niveau du moteur asynchrone.

Type de défauts	Fréquences caractéristiques	Causes typiques	
		Variation d'entrefer	Variation de courant
Stationnaire	$2 \times f_s$	Excentricité statique	<ul style="list-style-type: none"> • Déséquilibre de phases statoriques. • Spires en court-circuit. • Défaut d'isolement entre tôle
Tournant	$1 \times f_r$ avec bandes latérales à $2 \times g f_s$	Excentricité dynamique	<ul style="list-style-type: none"> • Barres (ou portions d'anneaux de court circuit) rompues ou fissurées. • Défaut de tôles rotoriques.

Tableau I.1 : Classification des défauts magnétiques

Tel que f_s désigne la fréquence statorique, f_r la fréquence rotorique.

Les vibrations dans les machines électriques peuvent être captées grâce à des accéléromètres (mesure de l'accélération de la vibration), des vélocimètres (mesure de la vitesse de la vibration), ou bien capteur de proximité (le déplacement relatif de l'arbre par rapport au capteur).

I.5.4 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.5.5 Diagnostic par les analyses chimiques

La plupart des moteurs sont refroidis par l'air, ou le plus souvent à l'aide d'un circuit fermé avec un 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 analysé régulièrement, et l'intervention est requise si les produits indiquant la dégradation sont présents [30].

I.5.6 Autres approches

D'autres approches ont été l'objet de plusieurs travaux dans ce domaine. On cite parmi ces approches ; l'approche de vecteur de Park [17],[36], l'analyse de la puissance instantanée [43],[31] l'approche modèle représentée par les techniques d'estimation des paramètres [42],[45],[51], les réseaux de neuronesetc.

I.6 : SIGNATURES SPECTRALES ET DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.6.1 Harmoniques d'encoches rotoriques

En réalité, l'induction magnétique dans l'entrefer n'est pas sinusoidale, 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. 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 [23]:

$$f_{he} = \left[\frac{kN_b}{p} (1-g) \pm n_{os} \right] \cdot f_s \quad (I.5)$$

Avec ($n_{os} = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$), p le nombre de paires de pôles, N_b le nombre de barres rotoriques, n_{os} l'ordre des harmoniques de temps de la FMM, et k un entier positif. Pour $k=1$ et $n_{os}=1$ on définit ce qui sont appelés 'harmoniques d'encoches principales' (PSH).

I.6.2 Défaits statoriques

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. Une des principales causes de ces défauts est la dégradation de l'isolation qui peut être une dégradation fonctionnelle (liée à la durée de vie de l'enroulement) ou bien due aux conditions d'exploitation et aux contraintes mécaniques, thermiques, électriques et environnementales.

Pour détecter 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 [41] :

$$f_{st} = f_s \cdot \left(k \pm \frac{n(1-g)}{p} \right) \quad (\text{I.6})$$

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

Le diagnostic des courts-circuits statoriques peut être effectué via la MCSA, et est basé sur la détection des composantes fréquentielles données par l'expression (I.6), du fait que cette onde de flux tournant sera l'origine des composantes de courant équivalentes dans l'enroulement statorique [12].

Des essais de simulation et d'expérimentation ont montré que ces défauts sont dus à une composante négative des courants circulant dans la ligne. Ils se traduisent par une asymétrie de l'impédance de la machine, et par conséquent, une inégalité des courants de phases [32].

Les harmoniques 150Hz, 250Hz...apparaissent en cas de court-circuit entre spires, mais sont souvent présents à cause de la saturation et de n'importe quel défaut susceptible d'entraîner un déséquilibre d'impédance, tel que le déséquilibre de tension [33]. Aussi, il a été démontré que les harmoniques d'encoches rotoriques et de saturation subissent des variations en cas de défauts statoriques [24].

I.6.3 Défaits de roulements

Parce que les éléments roulants du roulement supportent le rotor, quelque soient les défauts dans les roulements, ils vont produire des mouvements radiaux entre le rotor et le stator dans la machine. Par conséquent, des variations d'entrefer génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquences [2] :

$$f_{roul} = |f_s - kf_v| \quad (I.7)$$

Avec $k=1,2,\dots$ et f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations, soit f_{bille} , $f_{b.int}$ ou $f_{b.ext}$ (figure I.2).

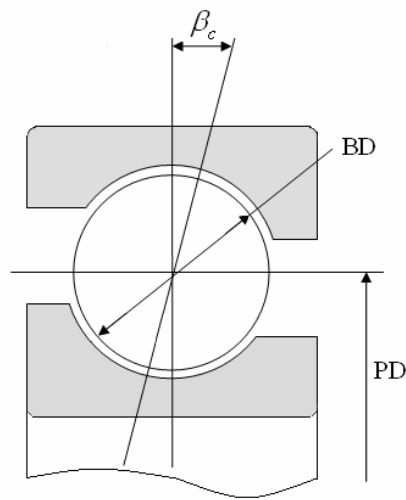


Figure I.2. Dimension du roulement à billes

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par le défaut, et sont liées à ses paramètres physiques. Les fréquences de vibration qui caractérisent les défauts des roulements à billes sont [46] :

a) -Défaut au niveau d'une bille :

$$f_{bille} = \frac{PD}{BP} f_r \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos \beta \right)^2 \right] \quad (I.8)$$

b) -Défaut sur la bague intérieure :

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \quad (I.9)$$

c) -Défaut sur la bague extérieure :

$$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \quad (I.10)$$

Tel que n_b est le nombre d'éléments roulants, BD le diamètre d'un élément roulant, PD la distance entre les centres des billes diamétralement opposées et β_c L'angle de contact des billes avec les bagues du roulement.

I.6.4 Défaits de barres rotoriques.

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.

Les contraintes qui peuvent favoriser l'apparition d'un problème de rupture de barres sont d'origine [27],[28] :

- a) -Environnemental, causée par l'humidité et la poussière.
- b) -Mécanique, due aux pertes dans les tôles, la fatigue des parties du rotor et les défauts de roulement.
- c) -Thermiques.
- d) -Electromagnétique.
- e) -Dynamique engendrée par les couples de l'arbre et/ou les forces centrifuges.
- f) -Contraintes résiduelles dues aux problèmes de construction.

Un défaut dans le rotor va engendrer une sorte d'asymétrie qui, dans le cas d'une alimentation par un système de tensions triphasées symétrique, va être à l'origine d'un champ magnétique inverse de fréquence $-gf_s$ dans le circuit rotorique. Cela va engendrer des courants circulant dans le circuit statorique à une fréquence de $(1-2g)f_s$. Une autre composante apparaît aussi dans le spectre du courant statorique à une fréquence de $(1+2g)f_s$. Cette composante est due aux fluctuations de la vitesse provoquées par les oscillations du couple [22],[23]. Il a été démontré qu'un processus répétitif donne naissance à une série d'harmoniques dont les fréquences sont données par :

$$f_b = (1 \pm 2kg)f_s \quad (\text{I.11})$$

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

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante [2] :

$$f_b = \left[\frac{k}{p/2}(1-g) \pm g \right] \cdot f_s \quad (\text{I.12})$$

Avec $\frac{k}{p/2} = 1,3,5,7,\dots$

Les défauts de cassure de barres génèrent également dans les signaux du couple et de vitesse des composantes de fréquences $2gf_s$ et $4gf_s \dots$ [23].

I.6.5 Défaits d'excentricité

On parle d'excentricité dans une machine lorsqu'on est en face d'une uniformité de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc. Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci a des conséquences néfastes sur le circuit magnétique et l'enroulement du stator et du rotor.

On distingue deux principaux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes ; l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. On cite aussi dans la littérature l'excentricité axiale, ou plus généralement, à une non uniformité axiale de l'entrefer [9]. L'excentricité statique peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator, ou par un mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si l'assemblage arbre-rotor est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

Une excentricité dynamique est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotoriques. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace. L'excentricité dynamique peut être provoquée par la flexion de l'arbre, l'usure des

roulements, les défauts d'alignement entre le rotor et la charge, la résonance mécanique à la vitesse critique,.....etc. En réalité les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication [47]. La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences f_{ecc} données par [26]:

$$f_{ecc} = \left[\left(\frac{kN_b \pm n_d}{p} \right) (1 - g) \pm n_{\omega_s} \right] \cdot f_s \quad (\text{I.13})$$

Avec k un entier et $n_{\omega_s} = 1, 2, 3, \dots$. 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 [40] :

$$f_{mix} = |f_s \pm kf_r| \quad (\text{I.14})$$

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.

Les défauts d'excentricité peuvent également être décelés par une analyse vibratoire, sachant que des composantes de hautes fréquences de vibration générées par l'excentricité sont données par une formule similaire à (I.13),

I.7 : CONCLUSION

La machine asynchrone, connue par son large domaine d'utilisation, peut être l'objet de défaillances de différentes natures dont les conséquences varient selon le type et le degré de sévérité du problème. Pour y 'faire face, beaucoup d'approches ont été développées. En affectant à chaque défaut une signature spectrale qui lui est propre, la méthode de l'analyse des courants connue sous l'abréviation MCSA constitue un moyen performant susceptible de prévoir un défaut majeur, et contribuant ainsi à promouvoir ce qui est appelé actuellement 'la maintenance prédictive' ou 'proactive' dont l'objet est la détection des défauts parfois avant même qu'ils ne se manifestent visiblement, et ayant pour fin, moins d'arrêts non programmés, plus de disponibilité et par conséquent, un rendement meilleur.

Chapitre II.

Modélisation Dédée au Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée à Cage

II.1. INTRODUCTION	16
II.2. MODELE MULTI-ENROULEMENTS	16
II.3. CALCUL DES INDUCTANCES : CAS GENERAL	23
II.4. CALCUL DES INDUCTANCES EN CAS D'EXCENTRICITE.....	42
II.5. CALCUL DES INDUCTANCES EN CAS DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES	49
II.6. CONCLUSION	51

II.1 : INTRODUCTION

Le modèle multi-enroulements, défini dans le but de mieux se rapprocher de la structure réelle du rotor à cage, suppose que celui-ci regroupe un nombre de mailles formant un enroulement polyphasé, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneau de court-circuit qui les relient [1]. Une telle structure a été utilisée avec profit dans le diagnostic de la machine asynchrone. Plusieurs démarches ont été menées dans cet axe, et ont permis de dévoiler quelques phénomènes découlant d'un défaut, tel que l'apparition des raies de fréquences supérieures ou inférieures à la fréquence statorique dans l'analyse spectrale des courants, couple, vitesse et puissance [2]. Quelques uns supposent une parfaite répartition de la FMM dans l'entrefer [3],[4],[5], d'autres adoptent des modèles tenant compte de la distribution réelle des différents enroulements en ne se limitant pas à la fondamentale de la série de Fourier relative à l'induction dans l'entrefer [6],[7],[10], notamment avec l'implication de l'approche de fonction d'enroulement, puis, la fonction d'enroulement modifiée [8], où il est possible de déceler les phénomènes accompagnant une probable excentricité. Puis l'ajout de la dimension axiale [7],[9], permettant au modèle final de devenir apte à définir les inductances d'une machine en tenant compte de l'ouverture et /ou l'inclinaison des encoches, et qui peut être étendue à l'étude d'autres types d'asymétries axiales, à savoir, l'excentricité axiale.

Ce chapitre exposera un premier modèle supposant une répartition sinusoïde des enroulements statoriques, et un second qui traitera le cas de la prise en compte de la disposition des bobines dans les encoches statoriques. Le calcul des inductances se fera en réponse à plusieurs préoccupations, à savoir : l'effet de l'inclinaison des barres, l'introduction de l'ouverture des encoches dans le calcul de la FMM résultante, l'excentricité et le court-circuit partiel.

II.2 : MODELE MULTI-ENROULEMENTS

La figure II.1 représente le rotor d'une machine asynchrone à cage assimilé à un enroulement polyphasé, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneau de court-circuit. Le circuit statorique est composé d'un enroulement triphasé qui peut être placé dans les encoches statoriques selon différentes manières définissant ainsi le type de bobinage adopté.

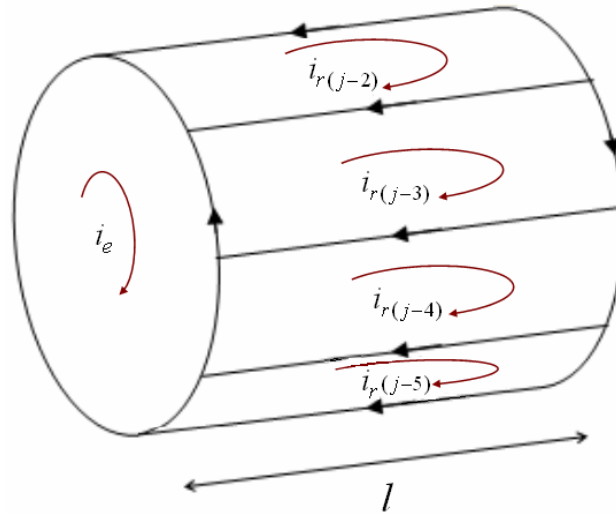


Figure II.1. Structure multi-enroulements du rotor.

Partant de cette représentation, il serait possible d'établir les équations générales régissant le fonctionnement en se basant sur des hypothèses simplificatrices dont les plus importantes sont:

1. Pas de saturation dans le circuit magnétique.
2. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
3. Pas de phénomène de l'effet de peau.
4. La perméabilité du fer est supposée infinie.

II.2.1 Equations des tensions

La figure II.2 montre le circuit électrique équivalent d'une maille rotorique, là où les barres rotoriques et les portions d'anneaux de court-circuit sont représentées par leurs résistances et inductances de fuite correspondantes.

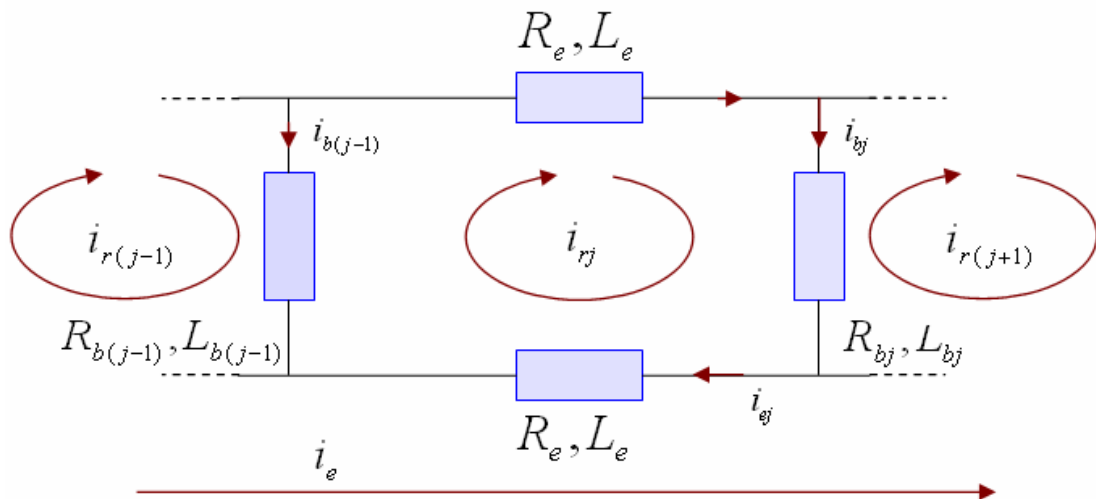


Figure II.2. Circuit électrique équivalent de la cage rotorique.

En faisant référence à la figure II.2, les équations des tensions des trois phases statoriques et des $(N_b + 1)$ mailles rotoriques seront :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt}. \quad (\text{II.1})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}. \quad (\text{II.2})$$

Où $[\psi_s]$ et $[\psi_r]$ représentent les vecteurs regroupant les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques respectivement. $[I_s]$ et $[I_r]$ sont les courants correspondants, avec :

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r], \quad (\text{II.3})$$

$$[\psi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r], \quad (\text{II.4})$$

$$[V_s] = [V_{sA} \ V_{sB} \ V_{sC}], \quad (\text{II.5})$$

$$[V_r] = [V_{r1} \ V_{r2} \ \dots \ V_{rN_b} \ V_{re}]^T, \quad (\text{II.6})$$

$$[I_s] = [i_{sA} \ i_{sB} \ i_{sC}]^T, \quad (\text{II.7})$$

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

tel que i_{rj} et i_{re} sont respectivement les courants de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique et de l'anneau de court-circuit. V_{rj} et V_{re} sont les tensions correspondants avec, pour un rotor à cage (mailles court-circuitées), $V_{re} = 0$ et $V_{rj} = 0$; $j = 1, 2, \dots, N_b$.

Les matrices des résistances sont des matrices symétriques. $[R_s]$ est une matrice 3×3 , tandis que $[R_r]$ possède $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ éléments qu'on peut reconstituer à partir des lois relatives aux circuits électriques.

Soit dans ce cas:

$$[R_s] = r_s [I]. \quad (\text{II.9})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{r1} + R_{rN_b} + 2R_e & -R_{r1} & 0 & \cdots & -R_{rN_b} & \vdots & -R_e \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & -R_{r(j-1)} & R_{rj} + R_{r(j-1)} + 2R_e & -R_{rj} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -R_{rN_b} & 0 & \cdots & \cdots & R_{r(N_b-1)} + R_{rN_b} + 2R_e & \vdots & -R_e \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -R_e & \cdots & \cdots & \cdots & -R_e & \vdots & N_b R_e \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Avec : $[I]$ la matrice identité, r_s la résistance d'une phase statorique, R_{rj} la résistance de la $j^{\text{ème}}$ barre rotorique et R_e la résistance d'un segment d'anneau de court-circuit.

Comme le montrent les expressions (II.11) et (II.12), les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont des matrices 3×3 et $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ respectivement, exprimées en diagonale par les inductances propres de chaque enroulement, et dans le reste, par les inductances mutuelles entre enroulements (phases statoriques ou mailles rotoriques). Les expressions détaillées des éléments de chaque matrice seront exposées par la suite.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix}. \quad (II.11)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & \cdots & L_{r1r(N_b-1)} & L_{r1rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \cdots & L_{r2r(N_b-1)} & L_{r2rN_b} & \vdots & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(N_b-1)r1} & L_{r(N_b-1)r2} & \cdots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r(N_b-1)rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{rN_b r1} - L_b & L_{rN_b r2} & \cdots & L_{rN_b r(N_b-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \vdots & -L_e \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & \vdots & N_b L_e \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Quant à $[L_{sr}]$, elle comporte $3 \times (N_b + 1)$ éléments qui constituent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques. Et elle est donnée par :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{Ar1} & L_{Ar2} & \cdots & L_{Ar(N_b-1)} & L_{ArN_b} & 0 \\ L_{Br1} & L_{Br2} & \cdots & L_{Br(N_b-1)} & L_{BrN_b} & 0 \\ L_{Cr1} & L_{Cr2} & \cdots & L_{Cr(N_b-1)} & L_{CrN_b} & 0 \end{bmatrix}. \quad (II.13)$$

Là où L_{Arj} représente l'inductance mutuelle entre la phase statorique A et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique. Pour ce qui est de $[L_{rs}]$, elle est une matrice $(N_b + 1) \times 3$ qu'on obtient de la même façon en posant à la place des L_{Arj} les inductances mutuelles L_{rjA} . 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 (II.1) et (II.2) dans une même équation matricielle, nous aboutissons à :

$$[V] = [R][I] + \frac{d([L][I])}{dt}, \quad (\text{II.14})$$

ce qui donne :

$$[V] = [R][I] + [I] \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \frac{d[L]}{d\theta_r} + [L] \frac{d[I]}{dt}, \quad (\text{II.15})$$

$$[V] = [R][I] + [I] \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta_r} + [L] \frac{d[I]}{dt}, \quad (\text{II.16})$$

tel que :

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}, \quad (\text{II.17})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix}, \quad (\text{II.18})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}, \quad (\text{II.19})$$

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (\text{II.20})$$

θ_r est la position angulaire du rotor mesurée par rapport à une référence de phase fixe par rapport au stator, elle est appelée aussi angle mécanique. Tandis que Ω_r représente la vitesse mécanique de l'arbre de la machine.

II.2.2 Equation mécanique

Selon l'application à laquelle est désigné le moteur, il est possible de définir l'équation mécanique du mouvement associé.

$$J_T \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_V \Omega_r = C_e - C_r, \quad (\text{II.21})$$

C_e est le couple électromagnétique, C_r le couple résistant, f_V le coefficient de frottement visqueux et J_T le moment d'inertie total des parties tournantes.

Pour un circuit magnétique linéaire, la co-énergie est égale à l'énergie emmagasinée. De ce fait vient :

$$C_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constant})}, \quad (\text{II.22})$$

avec :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot [L] \cdot [I], \quad (\text{II.23})$$

ce qui donne finalement l'expression du couple électromagnétique.

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_r} \cdot [I]. \quad (\text{II.24})$$

Si $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont constantes, et $[L_{sr}] = [L_{rs}]$, on obtient l'équation suivante du couple :

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \cdot [I_r]. \quad (\text{II.25})$$

II.2.3 Système d'équations global

Nous pouvons regrouper ces équations dans une représentation matricielle unique pour aboutir à [11]:

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} [I]^T \frac{d[L]}{d\theta_r} & f_V & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix}, \quad (\text{II.26})$$

et une forme condensée :

$$[U] = [B] \cdot [X] + [A] \cdot [\dot{X}], \quad (\text{II.27})$$

où le vecteur $[\dot{X}]$ peut être écrit comme suit :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1} \cdot [U] - [A]^{-1} \cdot [B] \cdot [X]. \quad (\text{II.28})$$

Nous faisons, ainsi, apparaître le vecteur d'état $[X]$ et le vecteur $[U]$ contenant les grandeurs externes à la machine tel que :

$$[U] = \begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.29})$$

$$[X] = \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}. \quad (\text{II.30})$$

Avec la définition des matrices A et B donnée par:

$$[A] = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} [I]^T \frac{d[L]}{d\theta_r} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.31})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{II.32})$$

On se retrouve ainsi face à un système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Pour parvenir à la solution, une méthode numérique doit être mise en œuvre, la méthode explicite de Runge Kutta s'avère la plus utilisée dans ces cas. Bien avant ça, nous devons définir les matrices A et B de manière à traduire l'état interne de la machine, à savoir, état sain ou état de défaut.

II.3 : CALCUL DES INDUCTANCES : CAS GENERAL

II.3.1 Calcul sans prise en compte des harmoniques d'espace - Modèle N° 1

a) -Inductances statoriques

En premier temps, on suppose que les enroulements statoriques sont idéalement distribués autour du périphérique de l'entrefer de sorte que l'induction résultante puisse être supposée sinusoïdale. Dans ce cas, l'expression de la FMM de la première phase statorique A sera [49]:

$$F_A(\varphi) = \frac{2N_s}{\pi \cdot p} \cdot i_A \cos(p\varphi), \quad (\text{II.33})$$

N_s est le nombre total des tours de chaque phase, p le nombre de paires de pôles, φ un angle décrivant une position particulière dans l'espace ; cet angle est mesuré par rapport à une référence fixe par rapport au stator, et i_A le courant traversant la phase A. La densité du flux radial créée dans l'entrefer tiendra l'expression:

$$\mathbf{B}_A(\varphi) = \frac{2\mu_0 N_s}{\pi g_0 p} \cdot i_A \cos(p\varphi), \quad (\text{II.34})$$

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

Sachant que :

$$d\phi = \mathbf{B}_A ds. \quad (\text{II.35})$$

Par intégration de l'expression (II.35) autour d'un intervalle polaire, nous obtenons l'expression du flux magnétique dans l'entrefer par pôle tel que :

$$\phi = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \mathbf{B}_A(\varphi) r d\varphi. \quad (\text{II.36})$$

Etant donné que l'entrefer de la machine est supposé uniforme, et qu'on néglige toute asymétrie axiale, l'expression (II.36) se réduit à:

$$\phi = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g_0 p^2} \cdot i_A, \quad (\text{II.37})$$

où r désigne le rayant moyen de l'entrefer de la machine symétrique, et l la longueur effective de la machine.

Le flux total traversant l'enroulement de la phase A dû au courant i_A est donné par.

$$\psi_A = \phi \cdot N_s = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi g_0 p^2} \cdot i_A. \quad (\text{II.38})$$

L'inductance de magnétisation et le flux par unité de courant. Par conséquent, elle est égale à :

$$L_{Am} = \frac{\psi_A}{i_A} = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi g_0 p^2}. \quad (\text{II.39})$$

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

$$L_A = L_{Am} + L_{fA}. \quad (\text{II.40})$$

Les enroulements statoriques étant identiques et symétriques, ce qui fait que :

$$L_A = L_B = L_C. \quad (\text{II.41})$$

Et du fait qu'ils sont décalés de $2\pi/3$, les inductances mutuelles entre enroulements statoriques auront pour valeurs :

$$\begin{aligned} L_{AB} = L_{BA} &= L_{Am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-L_{Am}}{2}. \\ L_{BC} = L_{CB} &= L_{Am} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = \frac{-L_{Am}}{2}. \\ L_{AC} = L_{CA} &= L_{Am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-L_{Am}}{2}. \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

b) -Inductances rotoriques

En définissant les flux rotoriques qui entrent en jeu, et en faisant référence à la représentation équivalente du rotor, il sera possible de donner l'expression des différentes inductances. La figure II.3 représente, en fonction de l'ouverture angulaire φ' dans un référentiel lié au rotor, l'allure de l'induction magnétique dans l'entrefer, supposée radiale, produite par une maille rotorique. Cela en admettant que les barres rotoriques sont identiques, régulièrement décalées et séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha_r = 2\pi / N_b$ (rad).

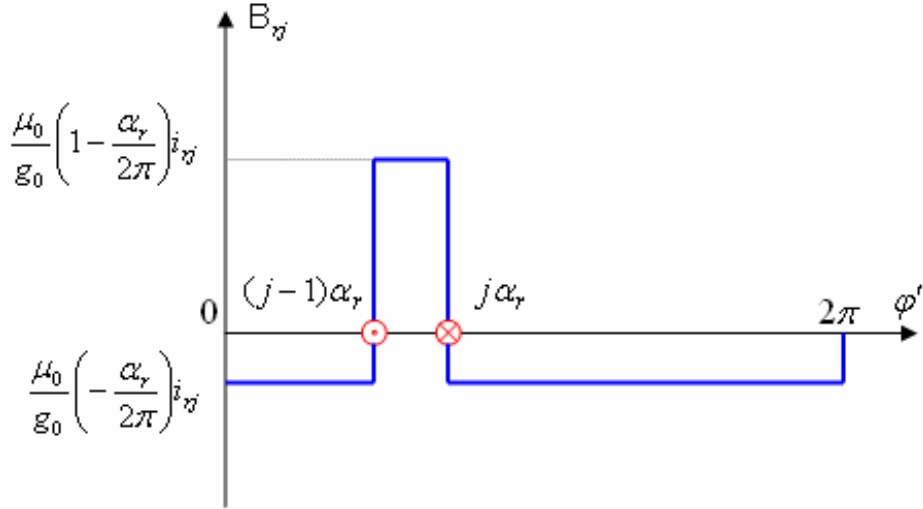


Figure II.3. Champ produit par une maille rotorique.

Chaque maille rotorique est considérée comme étant une bobine à une spire parcourue par un courant i_{rj} , et qui sera le siège d'un flux propre ψ_{rjrj} tel que :

$$\psi_{rjrj} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} \frac{\mu_0 r}{g_0} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) i_{rj} d\varphi'. \quad (\text{II.43})$$

Il en résulte que:

$$\psi_{rjrj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r i_{rj}. \quad (\text{II.44})$$

Par conséquent, l'inductance de magnétisation est égale à :

$$L_{mrj} = \frac{\psi_{rjrj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0(N_b - 1)rl}{g_0 N_b^2}. \quad (\text{II.45})$$

L'inductance totale de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique s'obtient par la sommation de l'inductance de magnétisation de cette maille et les inductances de fuite des deux barres et des deux portions d'anneau de court-circuit formant la maille. Son expression sera :

$$L_{rj} = L_{mrj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e = L_{mrj} + 2(L_b + L_e). \quad (\text{II.46})$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Le flux traversant la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique, produit par le courant i_{rj} circulant dans la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est donné par :

$$\Psi_{rkrj} = \int_0^l dz \int_{(k-1)\alpha_r}^{k\alpha_r} \frac{\mu_0 r}{g_0} \left(\frac{-\alpha_r}{2\pi} \right) i_{rj} d\varphi', \quad (\text{II.47})$$

avec $k \neq j$, d'où :

$$\Psi_{rkrj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{-\alpha_r}{2\pi} \right) \alpha_r i_{rj}. \quad (\text{II.48})$$

De ce fait, l'expression de L_{rkrj} sera donnée par :

$$L_{rkrj} = \frac{\Psi_{rkrj}}{i_{rj}}.$$

Tenant compte des inductances de fuites, il est possible de déduire les expressions des inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille et les autres mailles du circuit rotorique.

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\Psi_{r(j+1)rj}}{i_{rj}} - L_{b(j+1)} = \frac{-2\pi\mu_0 r l}{g_0 N_b^2} - L_b, \quad (\text{II.49})$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\Psi_{r(j-1)rj}}{i_{rj}} - L_{bj} = \frac{-2\pi\mu_0 r l}{g_0 N_b^2} - L_b. \quad (\text{II.50})$$

Et pour les mailles non adjacentes on obtient:

$$L_{rkj} = \frac{\Psi_{rkrj}}{i_{rj}} = \frac{-2\pi\mu_0 r l}{g_0 N_b^2}. \quad (\text{II.51})$$

c) -Inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques

Sachant que :

$$\varphi = \varphi' + \theta_r = \varphi' + \Omega_r t. \quad (\text{II.52})$$

Le champ magnétique dans l'entrefer dû au courant i_A s'écrit en fonction de φ' de la manière suivante:

$$\mathbf{B}_A(\varphi') = \frac{2\mu_0 N_s}{\pi g_0 p} \cdot i_A \cos[p(\varphi' + \Omega_r t)]. \quad (\text{II.53})$$

Le flux parcourant la maille r_j sera :

$$\psi_{rjA} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} \mathbf{B}_A(\varphi') r d\varphi', \quad (\text{II.54})$$

et tenant compte de (II.53), il résulte:

$$\psi_{rjA} = M \cdot i_A \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{N_b} + \Omega_r t \right) \right], \quad (\text{II.55})$$

avec :

$$M = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g_0 p^2} \sin \left(\frac{\pi \cdot p}{N_b} \right). \quad (\text{II.56})$$

Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique et les phases statoriques seront données par :

$$L_{rjA} = \frac{\psi_{rjA}}{i_A} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{N_b} + \Omega_r t \right) \right]. \quad (\text{II.57})$$

$$L_{rjB} = \frac{\psi_{rjB}}{i_B} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{N_b} + \Omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right]. \quad (\text{II.58})$$

$$L_{rjC} = \frac{\psi_{rjC}}{i_C} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{N_b} + \Omega_r t \right) - \frac{4\pi}{3} \right]. \quad (\text{II.59})$$

II.3.2 Calcul avec prise en compte des harmoniques d'espace : Notion de fonction d'enroulement - Modèle N°2

a) -Formulation de la fonction d'enroulement modifiée (Forme étendue).

Pour formuler le problème, nous faisons référence à la machine asynchrone élémentaire de la figure II.4 qui regroupe deux masses cylindriques séparées par un entrefer, l'une d'elle creuse et représente le stator, et l'autre représente le rotor. Soit $abcd$ un contour arbitraire défini par rapport à une référence de phase fixée sur le stator, par rapport à une référence axiale le long de l'axe de la machine, et par rapport à la position θ_r du rotor. Pour une position θ_r , nous retrouvons les points a et b à $\varphi_0 = 0$ et $z_0 = 0$, et à φ et z nous retrouvons c et d . a et d sont situés sur la surface interne du stator, et b et c sur la surface externe du rotor [9].

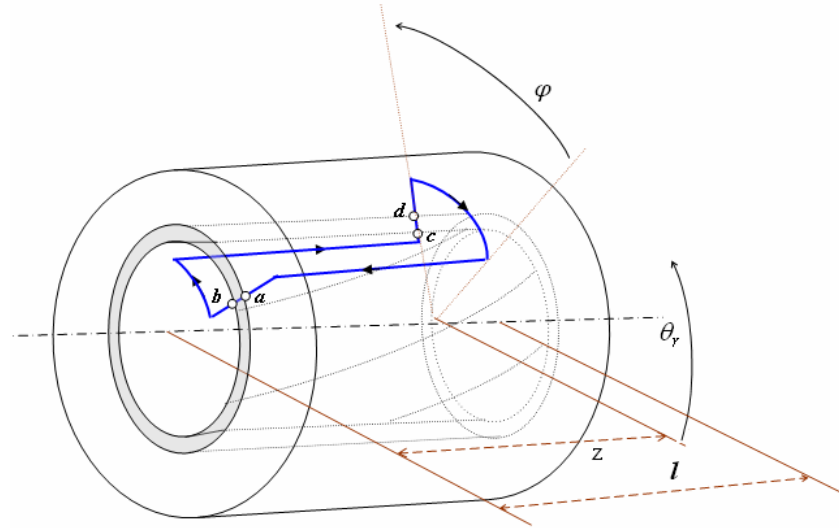


Figure II.4. Machine asynchrone élémentaire.

Afin de parvenir à l'expression de la fonction d'enroulement modifiée, nous reprenons les mêmes étapes de [8], mais cette fois en faisant intervenir la dimension axiale.

Selon le théorème de Gausse, on a:

$$\oint_{\mathbf{s}} \mathbf{B} \, ds = 0, \quad (\text{II.60})$$

ce qui signifie que l'intégrale sur une surface fermée de la densité du flux magnétique est nulle. Soit S la surface d'un volume cylindrique mesuré par rapport au rayon moyen de l'entrefer. (II.60) peut être écrite en fonction de l'intensité du champ magnétique \mathbf{H} tel que :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \mu_0 \mathbf{H}(\varphi, z, \theta_r) r \, dz \, d\varphi = 0. \quad (\text{II.61})$$

Sachant que $\mathbf{H} = F/g$. g étant la fonction d'entrefer définie à n'importe quel point de coordonnées (φ, z) , l'équation (II.61) devient :

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F(\varphi, z, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} \, dz \, d\varphi = 0. \quad (\text{II.62})$$

D'un autre côté, et conformément à la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcd} \mathbf{H}(\varphi, z, \theta_r) \, dl = \int_{\Omega} \mathbf{J} \, ds, \quad (\text{II.63})$$

Ω est la surface enfermée par le contour $abcd$. Cette expression pourra être écrite en fonction du nombre de tours enfermés par le contour en objet, et parcourus par un même courant i . Soit dans ce cas :

$$\oint_{abcd} \mathbf{H}(\varphi, z, \theta_r) dl = n(\varphi, z, \theta_r) i. \quad (\text{II.64})$$

La fonction relative au nombre de tours $n(\varphi, z, \theta_r)$ est appelée fonction de distribution ou 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.

En terme de FMM, (II.64) peut être écrite comme suit :

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) + F_{bc} + F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) + F_{da} = n(\varphi, z, \theta_r) i. \quad (\text{II.65})$$

Etant donné que les parties en fer sont supposées infiniment perméables, nous pouvons admettre que F_{bc} et F_{da} sont nulles, ainsi, (II.65) peut être réécrite de la façon suivante :

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) + F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i. \quad (\text{II.66})$$

Par division des deux membres de l'équation (II.66) par la fonction d'entrefer $g(\varphi, z, \theta_r)$, et par intégration de la nouvelle expression en allant de $(\varphi, z) = (0,0)$ jusqu'à $(2\pi, l)$ on obtient :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{ab}(0,0,\theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi + \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{cd}(\varphi, z, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\varphi, z, \theta_r) i}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi. \quad (\text{II.67})$$

Selon (II.62), un terme de cette équation est nul, de ce fait, (II.67) se réduit à l'expression suivante :

$$F(0,0,\theta_r) \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{1}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\varphi, z, \theta_r) i}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi. \quad (\text{II.68})$$

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

$$\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{l} \int_0^l g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz \right] d\varphi. \quad (\text{II.69})$$

A partir de (II.68) et (II.69) il est possible de tirer l'expression de $F(0,0,\theta_r)$, et en la remplaçant dans (II.66) nous aboutissons à :

$$F(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r)i - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi l} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) idz d\varphi. \quad (\text{II.70})$$

Ainsi, on parvient à l'expression donnant la forme étendue de la fonction d'enroulement modifiée en divisant les membres de (II.70) par i .

$$N(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi l} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz d\varphi. \quad (\text{II.71})$$

Il est à remarquer que cette expression, ne tient aucune restriction quant à l'uniformité axiale, notamment en terme d'inclinaisons des encoches ou excentricité axiale. Si on néglige toute asymétrie axiale, on parvient à l'expression habituelle de la fonction d'enroulement modifiée [8]:

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi \langle g^{-1}(\varphi, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi. \quad (\text{II.72})$$

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

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi. \quad (\text{II.73})$$

Ce qui est équivalent à :

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \langle n(\varphi, \theta_r) \rangle. \quad (\text{II.74})$$

On se ramène ainsi à l'expression de la première forme de la fonction d'enroulement donnée dans [1] et [6].

b) -Expressions des inductances

Dans cette section nous désignons par A et B deux enroulements quelconques de la machine. Soit la distribution F de la FMM dans l'entrefer due au courant i_{A_i} traversant une bobine A_i , et sachant que le flux élémentaire correspondant dans l'entrefer est mesuré par rapport à un volume élémentaire de section $ds = r d\theta$ et de longueur g , tel que :

$$d\phi = \mu_0 F g^{-1} ds. \quad (\text{II.75})$$

Le calcul du flux total revient donc à un calcul d'intégrale double. En effectuant le changement de variable $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$, tout revient comme si on s'est référé à un repère

orthonormé d'axes X et Z là où il est possible d'imaginer une représentation plane de la machine. Un choix qui, nous estimons, va nous aider à mieux concevoir et manipuler les intégrales de surface. Il est clair que x , dans ce cas, traduit bien le déplacement linéaire le long de l'arc correspondant à l'ouverture angulaire φ . De même en ce qui concerne x_r .

Sachant que N est la FMM par unité de courant, le flux vu par les spires d'une bobine B_j dû au courant traversant une autre bobine A_i tient l'expression :

$$\phi_{B_j A_i} = \mu_0 \int_0^{2\pi r l} \int_0^l N_{A_i}(x, z, x_r) n_{B_j}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_{A_i} dz dx. \quad (\text{II.76})$$

Et si à la place de B_j on traite plus particulièrement le cas d'une maille rotorique r_j , et si A_i est une des bobines connectées en série de l'enroulement de la phase statorique A, à la différence du cas où on néglige toute asymétrie axiale, notamment du rotor, $n_{r_j}(x, z, x_r)$ sera définie en 2D dans le plan délimité par les axes X et Z. Cette définition peut être traduite de la manière suivante.

$$n_{r_j}(x, z, x_r) = \begin{cases} w_{r_j} = 1 & x_{1j} < x < x_{2j}, \quad z_{1j}(x) < z(x) < z_{2j}(x). \\ 0 & \text{à l'intervalle restant} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

En prenant en considération (II.77), l'expression donnant le flux vu par la maille r_j dû au courant i_A traversant la bobine A_i se réduit à :

$$\phi_{r_j A_i} = \mu_0 \int_{x_{1j}}^{x_{2j}} \int_{z_{1j}(x)}^{z_{2j}(x)} N_{A_i}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_A dz dx. \quad (\text{II.78})$$

Dans le cas générale où B_j et A_i représentent deux bobines élémentaires de deux enroulements quelconques A à q bobines et B à p bobines, le flux total ψ_{BA} tient son expression générale par introduction des fonctions d'enroulement et de distribution globales relatives aux enroulements A et B respectivement, et par intégration par rapport à toute la surface S située entre la surface interne du stator et la surface externe du rotor, et mesurée par rapport à un rayant moyen r , on aura:

$$\psi_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r l} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_A dz dx. \quad (\text{II.79})$$

L'inductance mutuelle L_{BA} étant le flux ψ_{BA} par unité de courant, par conséquent, son expression sera:

$$L_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_A(x, z, x_r) n_B(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) dz dx. \quad (\text{II.80})$$

Remarquons qu'un réarrangement de (II.80) permet de mettre en évidence une inductance définie par unité de longueur tel que [7] :

$$L_{BA}(x_r) = \int_0^l L'_{BA}(z, x_r) dz. \quad (\text{II.81})$$

Pour ces deux enroulements A et B , et à partir de (II.71) et (II.80), il est également possible de démontrer que du fait que:

$$n_B(x, z, x_r) = \sum_{j=1}^p n_{Bj}(x, z, x_r), \quad (\text{II.82})$$

il en résulte :

$$N_A(x, z, x_r) = \sum_{i=1}^q N_{Ai}(x, z, x_r), \quad (\text{II.83})$$

$$L_{BA}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l \left(\sum_{i=1}^q N_{Ai}(x, z, x_r) \sum_{j=1}^p n_{Bj}(x, z, x_r) \right) g^{-1}(x, z, x_r) dz dx, \quad (\text{II.84})$$

$$L_{BA}(x_r) = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \left(\mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{Ai}(x, z, x_r) n_{Bj}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) dz dx \right).$$

(II.85)

Ce qui donne :

$$L_{BA}(x_r) = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \pm L_{B_j A_i}(x_r). \quad (\text{II.86})$$

On note ici que le signe dans (II.86) est lié à la manière dont sont raccordées les bobines, et qu'en fonction de la position de chaque enroulement par rapport à l'autre, il faut introduire les valeurs d'éventuelles inductances de fuites dans l'expression générale de la mutuelle, notamment lorsqu'il s'agit du calcul de l'inductance propre.

Dans le but de concevoir des sous-routines destinées au calcul des différentes inductances de la machine, il est possible de déduire une nouvelle expression pouvant être

plus facile à être traduite en algorithme. Pour cela, posons $P = g^{-1}(x, z, x_r)$ dit perméance de l'entrefer. Dans ce cas, l'équation (II.71) prendra la forme :

$$N_A(x, z, x_r) = n_A(x, z, x_r) - \frac{\langle P.n_A \rangle}{\langle P \rangle}. \quad (\text{II.87})$$

Tenant compte de P , l'expression de l'inductance mutuelle devient :

$$L_{BA}(x, z, x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l P.N_A(x, z, x_r)n_B(x, z, x_r)dzdx. \quad (\text{II.88})$$

Et par substitution de la fonction d'enroulement par son expression donnée par (II.87), on parvient à :

$$L_{BA}(x, z, x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l P \left(n_A(x, z, x_r) - \frac{\langle P.n_A \rangle}{\langle P \rangle} \right) \cdot n_B(x, z, x_r) dz dx. \quad (\text{II.89})$$

$$L_{BA}(x, z, x_r) = 2\pi rl\mu_0 \langle Pn_A n_B \rangle - 2\pi rl\mu_0 \frac{\langle Pn_A \rangle \cdot \langle Pn_B \rangle}{\langle P \rangle}. \quad (\text{II.90})$$

Par utilisant (II.82), on abouti à l'expression (II.91) qui sera la base des algorithmes adopté.

$$L_{BA}(x, z, x_r) = 2\pi rl\mu_0 \left(\left(\sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \langle Pn_{Ai} n_{Bj} \rangle \right) - \frac{\langle Pn_A \rangle \cdot \langle Pn_B \rangle}{\langle P \rangle} \right). \quad (\text{II.91})$$

À partir de cette expression, on peut remarquer que l'inductance mutuelle L_{BA} est bien égale à L_{AB} [13], un résultat similaire peut être atteint en procédant à l'extraction des expressions des inductances à partir de l'énergie magnétique mise en jeu [35].

Finalement, il est à noter que tous les calculs ont été effectués par rapport à un rayon moyen r de l'entrefer, tout en admettant que les variations dans le rayon de l'entrefer \mathcal{R} dues à une variation de son épaisseur g , sont négligeables devant le rayon lui-même, ce qui n'est pas le cas pour g , et par conséquent P . Cela peut être traduit comme suit :

$$\frac{\mathcal{R}(x, z, x_r)}{g(x, z, x_r)} = \frac{r \pm \Delta \mathcal{R}(x, z, x_r)}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \approx \frac{r}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \quad (\text{II.92})$$

II.3.3 Application à la machine étudiée

a) -Calcul sans prise en compte de l'effet de l'inclinaison des barres

Soit une machine asynchrone triphasée quadripolaire à cage de 11Kw, opérant sous une fréquence de 50Hz et une tension de 230V/400V. Les autres paramètres sont donnés dans l'annexe [25], et la disposition de l'enroulement statorique ci-dessous :

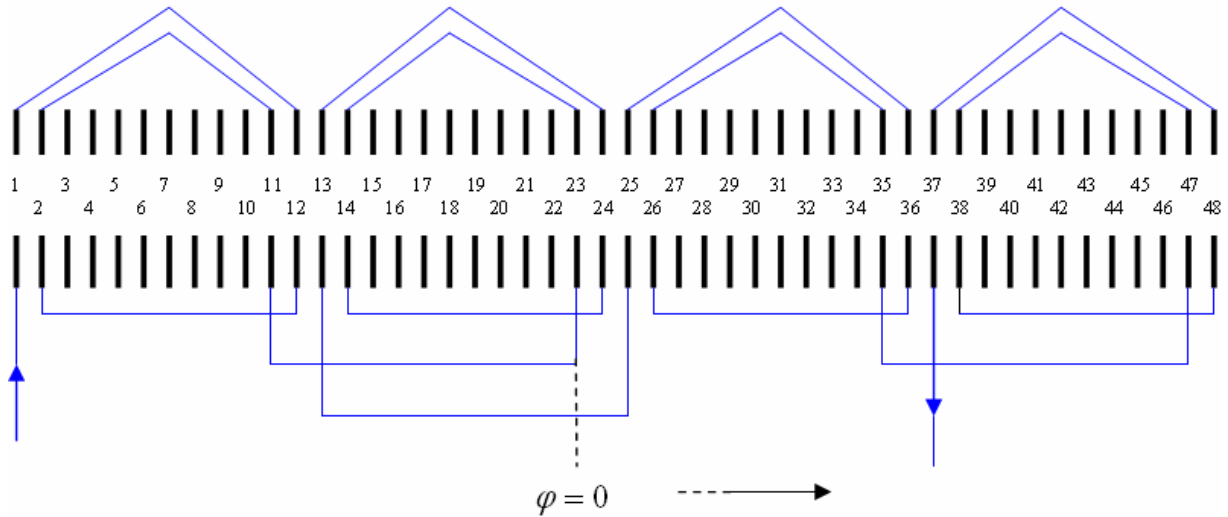


Figure II.5. Enroulement de la phase statorique A relatif à la machine étudiée.

Les figures ci-dessous représentent la fonction d'enroulement et la fonction de distribution de la première phase statorique et de la $j^{ème}$ maille rotorique. La machine est supposée symétrique. L'enroulement est constitué de quatre bobines par pôle et par phase et un faisceau de $w = 28$ tours par encoche. Le calcul nous donne une valeur moyenne de la fonction de distribution $\langle n_A \rangle$ égale à $2w$, et $\langle n_{rj} \rangle$ égale à $\alpha_r / 2\pi$, ($\alpha_r = 2\pi / N_b$).

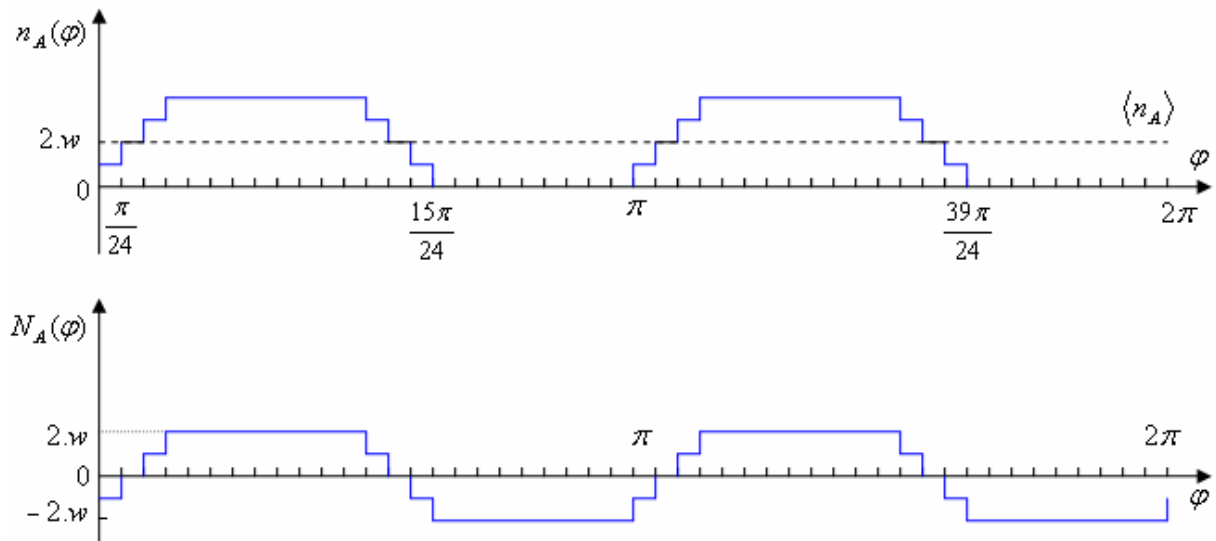


Figure II.6. Fonction de distribution et fonction d'enroulement de la phase statorique A.

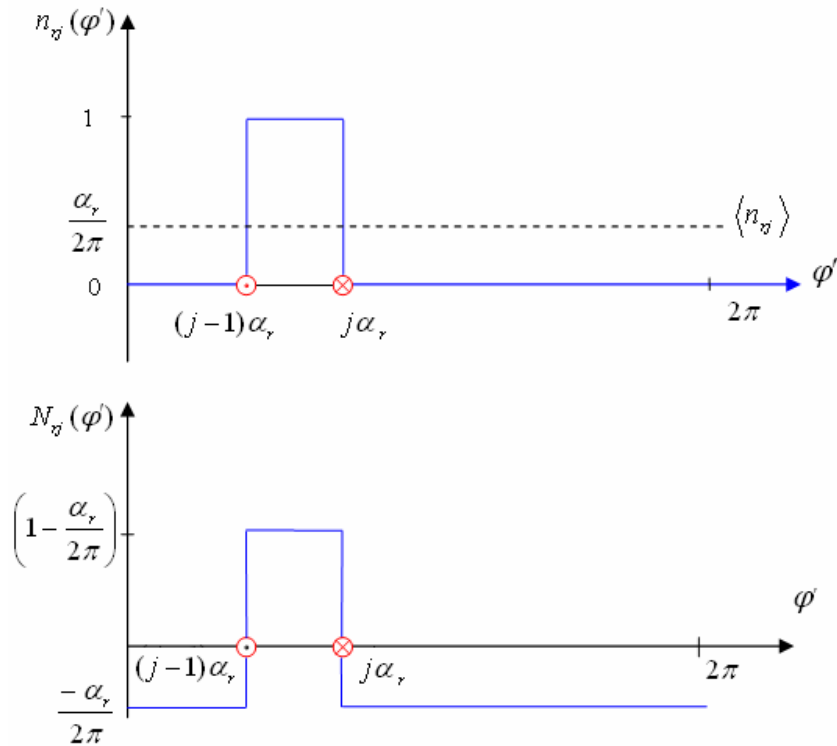


Figure II.7. Fonction de distribution et fonction d'enroulement de la maille rotorique r_j .

Les fonctions de distribution des phases B et C sont identiques à celles de la phase A , mais décalées en avant de $\pi/3$ et de $2\pi/3$ respectivement. Quant aux fonctions de distribution des autres mailles rotoriques, elles sont identiquement reproduites, mais avec un décalage en avant ou en arrière égal α_r .

À partir de (II.74) qu'on substitue dans (II.80) ou bien sa deuxième forme (II.91), on peut calculer toutes les inductances de la machine [16],[1]. Il est possible de procéder à un calcul analytique des intégrales, ce qui présente un court temps de calcul en le comparant avec une méthode d'intégration numérique.

Les résultats trouvés de l'intégration analytique sont :

$$L_{Am} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{152}{24} \pi \cdot w^2 \quad (\text{II.93})$$

$$L_{AB} = \frac{-\mu_0 r l}{g_0} \frac{8}{3} \pi \cdot w^2 \quad (\text{II.94})$$

Les inductances de magnétisations des autres phases ont la même valeur que celle de la phase A . Les autres inductances mutuelles entre enroulements statoriques résultent de la

même procédure, et sont égales à L_{AB} . Pour ce qui est des inductances rotoriques, on trouve les mêmes expressions de la section (II.3.1-b), et qu'on écrit en fonction de α_r comme suit :

$$L_{mrj} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right). \quad (\text{II.95})$$

$$L_{rjrk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right). \text{ Avec } j \neq k \quad (\text{II.96})$$

Les inductances mutuelles rotor-stator s'obtiennent en fonction de la position relative des mailles rotoriques par rapport aux enroulements des phases statoriques. Le tableau II.1. regroupe les expressions de l'inductance mutuelle L_{r1A} définie par intervalles. Les inductances mutuelles entre cette même maille et les phases B et C seront déduites de la même façon mais avec un décalage à droite de $\pi/3$ et $2\pi/3$ respectivement.

Quant à L_{rjA} ($j \neq 1$), elle est identique à L_{r1A} mais décalée à gauche de $(j-1)\alpha_r$.

$L_{r1A} (H)$	Angle θ_r (radian)
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (\theta_r - 2\alpha_r)$	$0 < \theta_r < \alpha_s$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (2\theta_r - 2\alpha_r - \alpha_s)$	$\alpha_s < \theta_r < \alpha_r$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (\theta_r - \alpha_r - \alpha_s)$	$\alpha_r < \theta_r < 2\alpha_s$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (2\theta_r - \alpha_r - 3\alpha_s)$	$2\alpha_s < \theta_r < (\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (\theta_r - 2\alpha_s)$	$(\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < 3\alpha_s$
$\frac{\mu_0 r l}{g} w \cdot (2\theta_r - 5\alpha_s)$	$3\alpha_s < \theta_r < (2\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot (\theta_r + \alpha_r - 3\alpha_s)$	$(2\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < (3\alpha_s + \alpha_r)$
$\frac{\mu_0 r l}{g_0} w \cdot 2\alpha_r$	$(3\alpha_s + \alpha_r) < \theta_r < \frac{\pi}{2}$

Tableau II.1 Inductance mutuelle entre la phase A statorique et la maille r_1 rotorique en fonction de la position du rotor.

Tel que α_s est le pas d'encoches statoriques. L'expression de l'inductance mutuelle pour les valeurs de θ_r , allant de $\pi/2$ jusqu'à π se déduit à partir des relations suivantes :

$$L_{r1A}(\theta_r) = L_{r1A}(\pi - \theta_r) \quad \text{pour } \frac{\pi}{2} < \theta_r < \pi \quad (\text{II.97})$$

$$L_{r1A}(\theta_r) = L_{r1A}(\theta_r - \pi) \quad \text{pour } \pi < \theta_r < 2\pi \quad (\text{II.98})$$

La figure II.8 regroupe les inductances mutuelles entre les phases statoriques et la première maille rotorique, tandis que la Figure II.9 regroupe les fonctions décrivant les inductances mutuelles entre la première phase statorique et les mailles rotoriques 1,2 et 3 relatives à la machine étudiée. Il est à signaler que dans un cas pareil, l'emploi de la simple forme de la fonction d'enroulement est bien suffisant pour parvenir aux résultats. Et dans tous les cas, l'utilisation de toute autre forme de la fonction d'enroulement (modifiée ou modifiée étendue, avec exploitation de l'expression II.91) converge vers un même résultat.

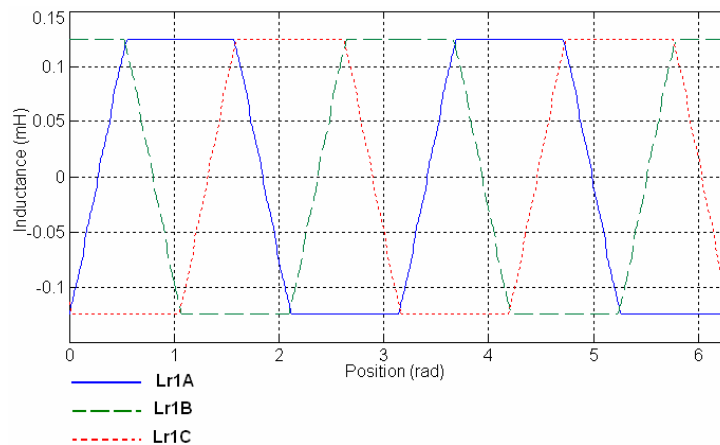


Figure II.8. Inductances mutuelles entre les phases statoriques A, B et C et la maille rotorique r_1 .

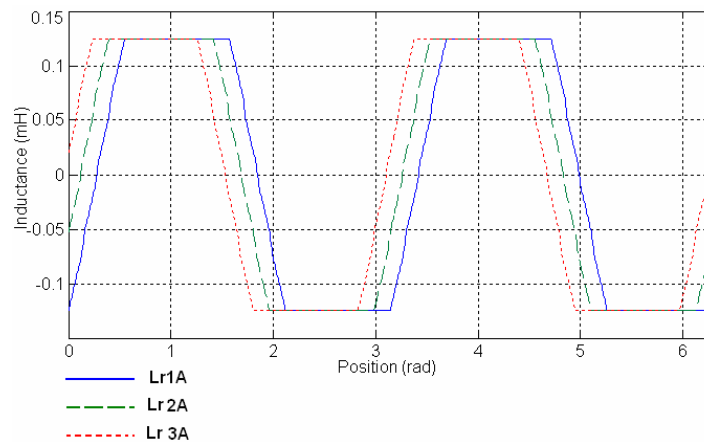


Figure II.9. Inductances mutuelles entre la phase statorique A et les mailles rotoriques r_1 , r_2 et r_3 .

b) -Calcul avec prise en compte de l'effet de l'inclinaison des barres

Tout d'abord, on suppose que la machine possède toujours un entrefer uniforme, mais présentant une asymétrie axiale au niveau du rotor traduite par l'inclinaison des barres. Ainsi, et dans le but de calculer les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques, il est possible d'écrire :

$$\langle Pn_{Ai}n_{rj} \rangle = \frac{1}{2\pi rl.g_0} \int_0^{2\pi r} \int_0^l n_{Ai}(x, z, x_r) n_{rj}(x, z, x_r) dz dx .$$

(II.99)

Sachant que les fonctions de distribution peuvent être définies en deux dimension de la manière suivante :

$$n_{rj}(x, z, x_r) = \begin{cases} 1 & x_{1j} \langle x \langle x_{2j} , z_{1j}(x) \langle z(x) \langle z_{2j}(x) . \\ 0 & \text{à l'intervalle restant} \end{cases} \quad (\text{II.100})$$

$$n_{Ai}(x, z, x_r) = \begin{cases} w & x_{1i} \langle x \langle x_{2i} , 0 \langle z(x) \langle l . \\ 0 & \text{à l'intervalle restant} \end{cases} \quad (\text{II.101})$$

Dans tout les cas, et particulièrement quand la maille rotorique est totalement sous le champ de la bobine, l'équation (II.99) devient :

$$\langle Pn_{Ai}n_{rj} \rangle = \frac{1}{2\pi rl.g_0} \int_{x_{1j}}^{x_{2j}} \int_{z_{1j}(x)}^{z_{2j}(x)} n_{Ai}(x, z, x_r) n_{rj}(x, z, x_r) dz dx . \quad (\text{II.102})$$

La figure II.10 illustre une vue plane du passage de la maille rotorique sous le champ de la bobine statorique, tel que γ désigne l'angle d'inclinaison des barres, et $\lambda_i = (x_{2i} - x_{1i}) / r$ représente l'ouverture de la $i^{\text{ème}}$ bobine de la phase statorique. Quand la maille est partiellement sous le champ de la bobine, l'intervalle d'intégration se réduit à la surface commune 'D' entre la surface de projection de la maille rotorique r_j et celle de la bobine A_i (la partie en gris de la figure II.10). En se référant aux expressions (II.100) et (II.101), il est clair que l'intégrale dans le domaine restant est nulle:

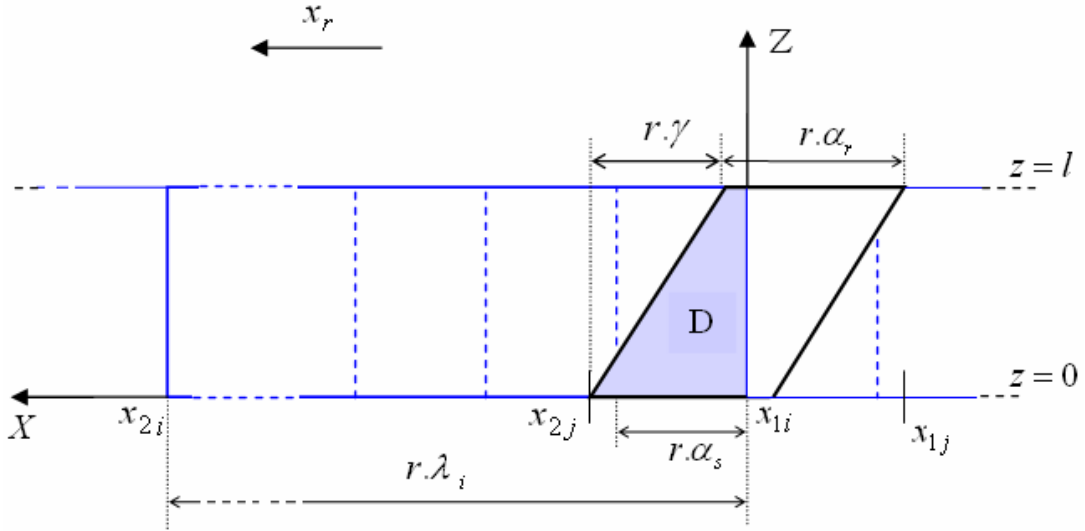


Figure II.10. Représentation de l'inclinaison des barres.

Suite à ces considérations, l'équation (II.102) devient :

$$\langle Pn_{Ai}n_{rj} \rangle = \frac{1}{2\pi rl.g_0} \iint_D n_{Ai} \times 1 dz dx \quad (\text{II.103})$$

Sachant que n_{Ai} est constante dans le domaine 'D', et est égale à w , l'équation (II.103) peut être écrite en fonction de l'aire délimité par le domaine 'D' tel que :

$$\langle Pn_{Ai}n_{rj} \rangle = \frac{w.S_D(x_r)}{2\pi rl.g_0} \quad (\text{II.104})$$

Quant à $\langle Pn_{Ai} \rangle$ et $\langle Pn_{rj} \rangle$, et du fait qu'elles sont indépendantes de la position θ_r , leurs valeurs peuvent être facilement déduites à partir des expressions :

$$\langle Pn_A \rangle = \frac{2w}{g_0} \quad (\text{II.105})$$

$$\langle Pn_{rj} \rangle = \frac{S_{rj}}{2\pi rl.g_0}, \quad (\text{II.106})$$

Le calcul de la mutuelle stator – rotor selon l'expression (II.91), revient en partie au calcul de l'aire du domaine 'D' en fonction de la position du rotor, il est fonction aussi du nombre de tours de chacune des bobines de l'enroulement de la phase. Et plus généralement, il faut précéder l'expression résultante avec un signe positif ou négatif selon que le courant dans la bobine soit entrant ou sortant.

Pour le calcul de l'inductance L_{mrj} et L_{rjr_k} , et avec le même raisonnement en posant n_{rj} ou n_{rk} respectivement dans (II.99) à la place de n_{Ai} , et tenant compte de (II.106), il est possible de constater que la surface d'une maille rotorique S_{rj} demeure constante face à la prise en considération du degré d'inclinaison de celle-ci. Soit :

$$S_{rj} = \frac{2\pi \cdot rl}{N_b} \quad (\text{II.107})$$

Ce qui fait que, toujours inchangables devant le fait d'incliner les barres rotoriques, les inductances rotoriques tiendront les mêmes expressions (II.95) et (II.96) préétablies. D'un autre côté, le calcul des inductances d'une armature ne s'affecte pas par la prise en compte de l'effet de l'inclinaison des encoches de l'autre armature. Par conséquent, dans ce présent cas, les inductances statoriques seront celles calculées pour un rotor à barres non inclinées.

c) -Introduction de l'ouverture d'encoche

Examinons le cas d'un enroulement A placé dans des encoches qui, selon le cas, peuvent présenter une ouverture de largeur β dans la simple configuration considérée. La figure II.11 montre la fonction de distribution d'une bobine A_i de l'enroulement A dans les deux cas, sans et avec introduction de l'ouverture de l'encoche dans le calcul de la FMM [7].

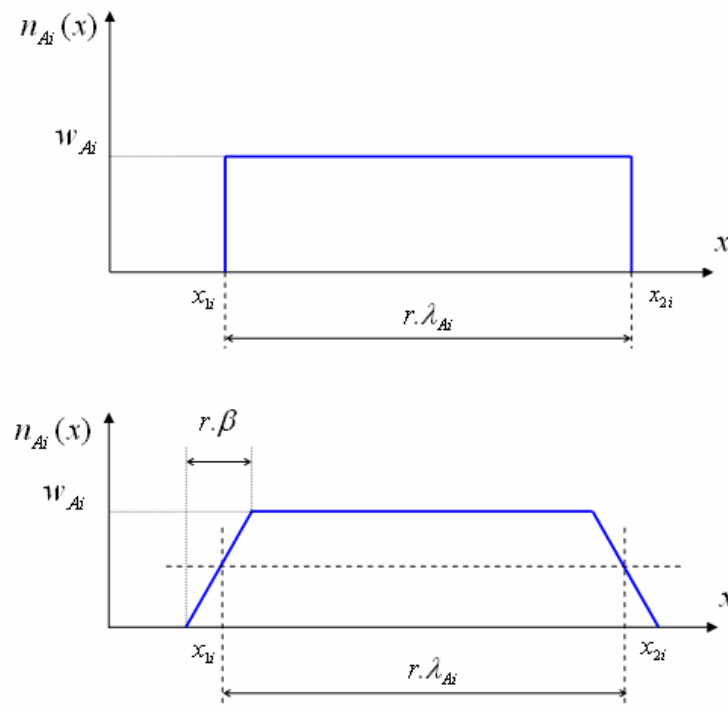


Figure II.11. Fonction de distribution de la bobine statorique A_i . (a) sans introduction de l'ouverture de l'encoche. (b) avec introduction de l'ouverture de l'encoche.

Il est à noter qu'on ne traite pas l'effet des encoches dans le sens propre, mais on vise plus particulièrement ici l'évolution linéaire de la FMM dans l'entrefer en allant d'un côté à l'autre d'une encoche ayant une ouverture de largeur β (rad).

Dans la figure II.12 on peut observer les fonctions décrivant les inductances mutuelles entre la première phase statorique et la première maille rotorique dans les quatre cas envisagés, sans et avec prise en compte des ouvertures d'encoches statoriques et inclinaison des barres rotoriques. Dans chaque figure, la fonction dont la valeur maximale est la plus importante, représente la première dérivée par rapport à θ_r de l'inductance L_{r1A} .

Dans la figure II.12-a, on peut voir l'allure de $L_{r1A}(\theta_r)$ qui est loin d'être une sinusoïde. Il est à remarquer aussi qu'un calcul analytique de la première dérivée de $L_{r1A}(\theta_r)$ fait aboutir à une fonction à caractère discontinu. La figure II.12-b montre les variations qui peuvent découler de la prise en compte des ouvertures d'encoches, ces variations sont apparentes dans la première dérivée de l'inductance mutuelle,

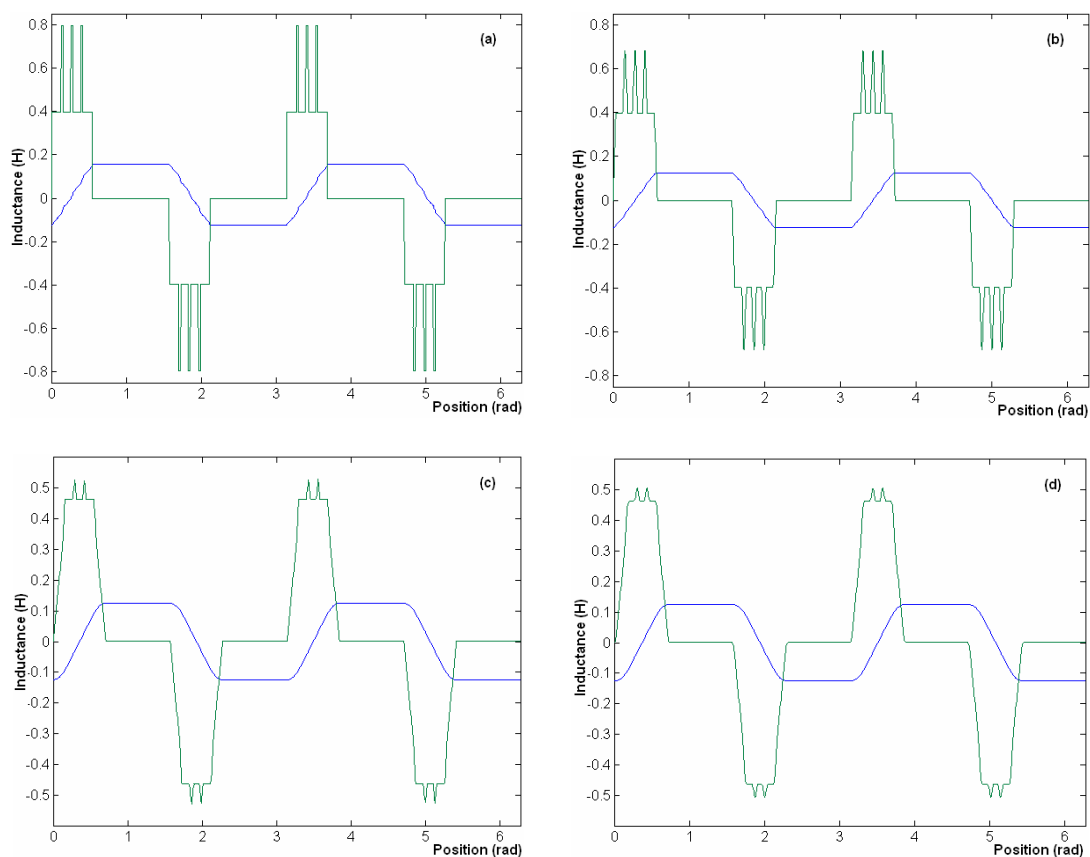


Figure II.12. Inductance mutuelle entre la phase A statorique et la maille r_1 rotorique (en bleu) et sa première dérivée par rapport à θ_r (en vert). (a) sans inclinaison des barre ni ouvertures d'encoches. (b) sans inclinaison des barres et avec ouvertures d'encoches. (c) avec inclinaison des barres et sans ouvertures d'encoches. (d) Avec inclinaison des barres et ouvertures d'encoches.

La figure II.12-c met en évidence une sensible modification dans l'allure de l'inductance mutuelle, ainsi qu'une nette variation dans sa première dérivée, notamment en terme d'allure que de valeur maximale. Alors que dans la figure II.12-d, on peut voir l'effet engendré par la prise en compte des deux effets en même temps, ces effets se manifestent dans les phases où l'inductance mutuelle varie en fonction de la position du rotor. Dans tout ces cas, il est ainsi possible d'observer la qualité du passage de la maille rotorique sous le champ de la phase statorique, un passage plus doux en faisant intervenir les deux effets mentionnés.

II.4 : CALCUL DES INDUCTANCE EN CAS D'EXCENTRICITE

II.4.1 Formulation

La non-uniformité de l'entrefer peut être radiale ou bien axiale. Parler de la non uniformité de l'entrefer c'est évoquer principalement le problème d'excentricité du rotor. Cette dernière se répartie en deux catégories. La première est statique, la seconde est dynamique. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas confondu avec celui du stator, tel que des rotors ou noyaux statoriques ovales. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator, dans ce type d'excentricité, l'épaisseur minimale de l'entrefer est fonction de la position du rotor (figure II.13). La manifestation des deux excentricités en même temps donne naissance à ce qui est appelé excentricité mixte. Afin de calculer les inductances d'une machine susceptible de présenter ce type de défaut, il est nécessaire de modéliser la variation de l'épaisseur d'entrefer avant de faire intervenir la fonction d'enroulement.

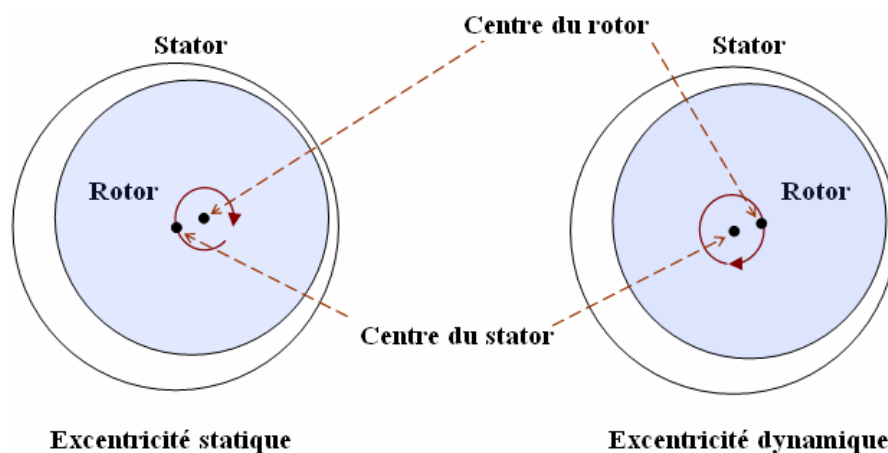


Figure II.13. Représentation de l'excentricité statique et dynamique.

a) -Excentricité radiale

L'excentricité est purement radiale si l'épaisseur de l'entrefer pour une ouverture angulaire φ donnée, et une position θ_r du rotor, est la même le long de l'axe Z de la machine. Autrement dit, la fonction de l'entrefer peut être fonction seulement de φ et θ_r .

La figure II.14 met en évidence une vue de face d'un rotor statiquement excentrique par rapport à l'axe de la machine, où O et O' désignent les centres du stator et du rotor respectivement. La distance OO' est le décalage entre les deux centres, et reflète le degré de déplacement du rotor. Elle est égale à la variation maximale qui peut survenir sur l'épaisseur de l'entrefer en faisant varier l'ouverture angulaire φ de 0 jusqu'à 2π (angle mécanique).

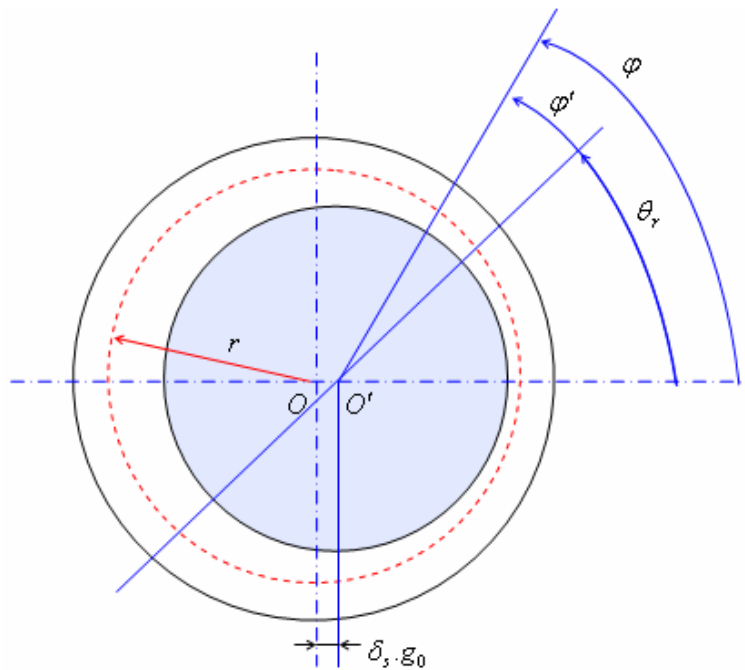


Figure II.14. Représentation schématique de l'excentricité statique.

Dans le cas de l'excentricité statique, et comme le présente la figure II.14, la fonction d'entrefer aura pour expression [29]:

$$g(\varphi) = g_0 \cdot (1 - \delta_s \cos(\varphi)), \quad (\text{II.108})$$

tel que δ_s est le degré d'excentricité statique. Si l'excentricité est dynamique, elle sera exprimée en fonction du degré d'excentricité dynamique δ_d comme suit :

$$g(\varphi, \theta_r) = g_0 \cdot (1 - \delta_d \cos(\varphi - \theta_r)). \quad (\text{II.109})$$

L'excentricité mixte est la manifestation des deux excentricités, statique et dynamique en même temps. Soit dans ce cas:

$$g(\varphi, \theta_r) = g_0 \cdot (1 - \delta_s \cos(\varphi) - \delta_d \cos(\varphi - \theta_r)). \quad (\text{II.110})$$

Et si on tient compte de la représentation linéaire, il est possible de remplacer φ et θ_r par les longueurs des arcs correspondants $x = r\varphi$ et $x_r = r\theta_r$. Il est tout de même possible de rassembler δ_s et δ_d dans une nouvelle grandeur δ caractérisant l'excentricité mixte. Dans ce cas, l'inverse de la fonction d'entrefer s'écrit :

$$g^{-1}(x, x_r) = \frac{1}{g_0 \{1 - \delta \cos(x/r - \rho)\}}, \quad (\text{II.111})$$

avec :

$$\delta = \sqrt{\delta_s^2 + \delta_d^2 + 2\delta_s\delta_d \cdot \cos(\rho)}, \quad (\text{II.112})$$

et

$$\rho = r \cdot \arctan\left(\frac{\delta_d \sin(x_r/r)}{\delta_s + \delta_d \cos(x_r/r)}\right). \quad (\text{II.113})$$

De plus en plus compliquée, les valeurs des inductances peuvent être trouvées en adoptant une intégration numérique faisant intervenir la fonction d'enroulement modifiée donnée par (II.72), et à partir de (II.80) ou bien (II.91). Cependant, une résolution analytique doit impérativement faire appel à une expression approximative en effectuant un développement en série de Fourier de (II.111) [13],[15]. Nous avons constaté qu'un parfait résultat sera obtenu en s'arrêtant au troisième terme, tel que :

$$P(x, x_r) = g^{-1}(x, x_r) \approx P_0 + P_1 \cos(x/r - \rho) + P_2 \cos(2(x/r - \rho)), \quad (\text{II.114})$$

avec :

$$P_0 = \frac{1}{g_0 \sqrt{1 - \delta^2}}, \quad (\text{II.115})$$

$$P_1 = 2P_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta^2}}{\delta}\right), \quad (\text{II.116})$$

$$P_2 = 2P_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta^2}}{\delta}\right)^2, \quad (\text{II.117})$$

b) -Excentricité axiale

Dans ce type d'excentricité, la fonction d'entrefer, ou également, la fonction inverse de l'entrefer est fonction aussi de z . Par conséquent, la fonction inverse de l'entrefer tiendra l'expression suivante [9]:

$$P(x, z, x_r) = \frac{1}{g_0(1 - \delta_s(z) \cos(x/r) - \delta_d(z) \cos((x - x_r)/r))}. \quad (\text{II.118})$$

Ou bien une forme approximée :

$$P(x, z, x_r) \approx P_0(z) + P_1(z) \cos(x/r - \rho) + P_2(z) \cos(2(x/r - \rho)). \quad (\text{II.119})$$

Afin d'examiner le cas de l'excentricité statique axiale à titre d'exemple, l'expression de $\delta_s(z)$ doit être définie. En se référant à la figure II.15 exposant le diamètre extérieur du rotor et le diamètre intérieur du stator avec exagération dans la représentation de l'entrefer, $\delta_s(z)$ peut être écrite comme suit [53]:

$$\delta_s(z) = \delta_{s0} \cdot \left(1 - \frac{z}{L}\right). \quad (\text{II.120})$$

Comme présenté dans la figure II.15, l'entrefer minimal pour $z = 0$ est supposé à $\varphi = 0$ le long de l'axe verticale. L'entrefer minimal a une position angulaire fixe pour les valeurs de z inférieur à L , mais sa valeur dépend de z .

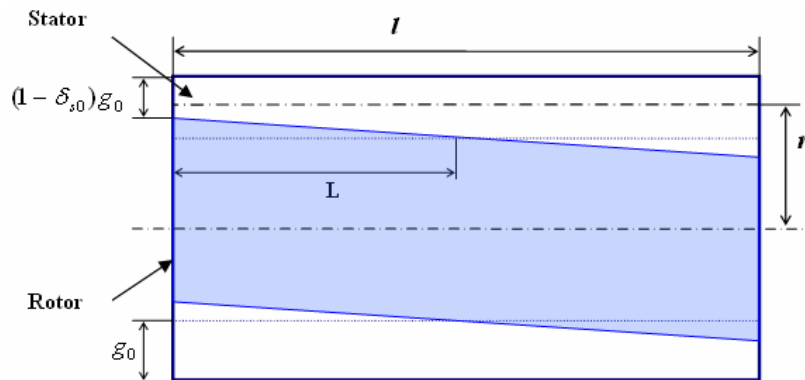


Figure II.15. Représentation de l'excentricité axiale.

D'un autre côté, si la section du rotor parfaitement concentrique correspond à $z = L$, dans ce cas L doit être sélectionnée supérieure à une certaine valeur garantissant l'existence d'un entrefer non nul le long de l'axe Z . Pour $L \rightarrow +\infty$, $\delta_s(z)$ va tendre vers 0, et l'étude convergera vers le cas de l'excentricité purement radiale.

Il est à noter que dans un cas pareil il est difficile de parvenir à une solution analytique permettant de trouver les intégrales doubles. La non-uniformité axiale est, d'un côté présente à cause de l'inclinaison des barres, et de l'autre côté par l'excentricité axiale. La solution analytique est précise et prend moins de temps de simulation par rapport à une intégration numérique. Néanmoins, il est parfois préférable d'adopter une intégration numérique à cause de la facilité de son implantation.

II.4.2 Application à la machine étudiée

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. Dans tout ces cas, l'effet de l'inclinaison des barres et l'ouverture des encoches et tenu en compte. D'après les figures II.16 et II.17 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. Tel que représente la figure II.18, la déformation évolue en fonction du degré d'excentricité statique, tandis que l'augmentation du degré d'excentricité dynamique se traduit par une modulation dans la courbe de l'inductance mutuelle comme illustré dans la figure II.19, avec une légère déformation qui ne peut être mise en évidence qu'à partir de l'adoption de trois termes d'approximation, soit P_0 , P_1 et P_2 , dans le développement de la fonction inverse de l'entrefer.

Les figures II.20 et II.21 représentent les inductances mutuelles entre la maille r_1 rotorique et les phases A,B et C en cas d'excentricité statique et dynamique respectivement.

Pour ce qui est de l'inductance propre rotorique, les figures II.22 et II.23 montrent l'erreur susceptible d'être commise suite au choix du degré d'approximation de la fonction inverse de l'entrefer dans le cas de l'excentricité statique. L'ampleur de l'erreur est aussi fonction du degré d'excentricité. De même en ce qui concerne les inductances mutuelles entre mailles rotoriques (Figure II.24).

L'inductance propre statorique, dans des conditions d'excentricité dynamique, est composée d'une partie alternative et d'une partie constante qui constitue la valeur moyenne de la fonction. La valeur moyenne et la composante alternative deviennent plus importantes avec l'élévation du degré d'excentricité dynamique (Figure II.26). De même en valeur absolue en ce qui concerne les inductances mutuelles entre phases statoriques (Figure II.27).

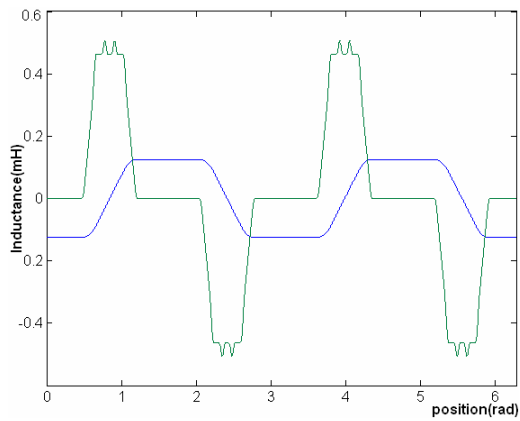


Figure II.16. L_{r1A} (bleu) et $\frac{dL_{r1A}}{d\theta_r}$ (vert) pour une machine symétrique.

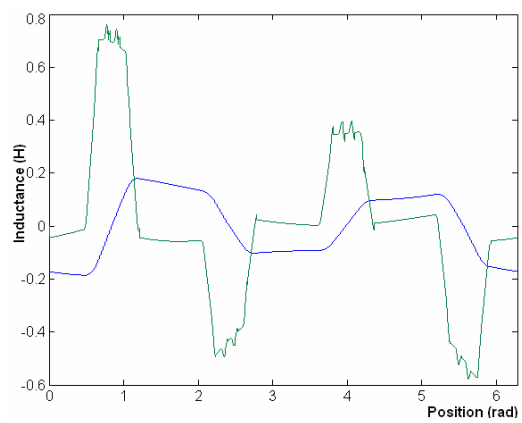


Figure II.17. L_{r1A} (bleu) et $\frac{dL_{r1A}}{d\theta_r}$ (vert) pour $\delta_s = 35\%$.

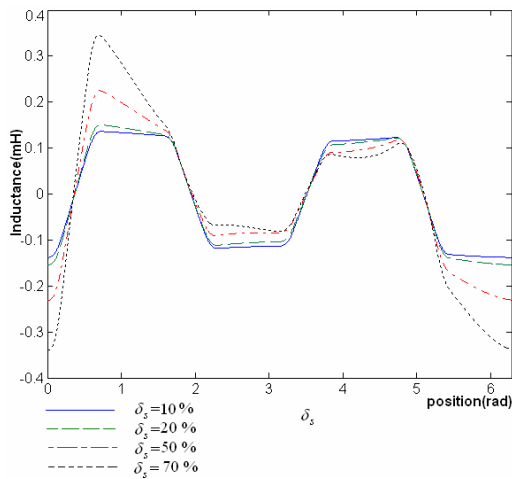


Figure II.18. Evolution de L_{r1A} avec l'évolution δ_s .

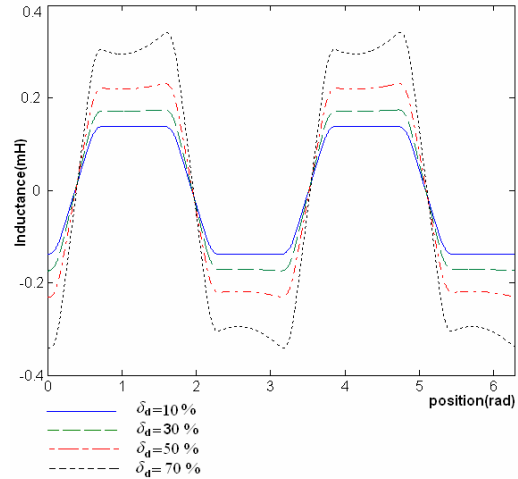


Figure II.19. Evolution de L_{r1A} avec l'évolution δ_d .

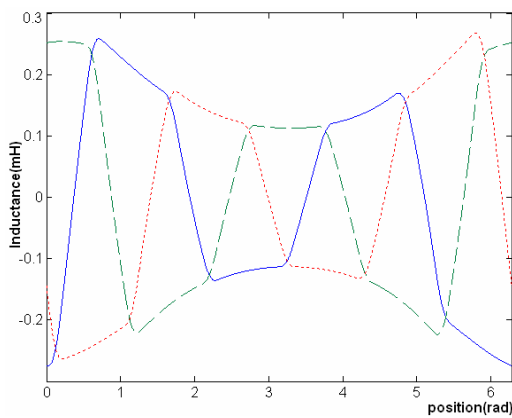


Figure II.20. $L_{r1A}, L_{r1B}, L_{r1C}$ avec $\delta_s = 35\%$.

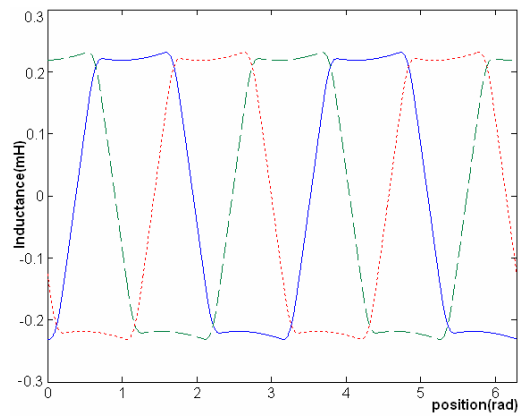


Figure II.21. $L_{r1A}, L_{r1B}, L_{r1C}$ avec $\delta_d = 50\%$.

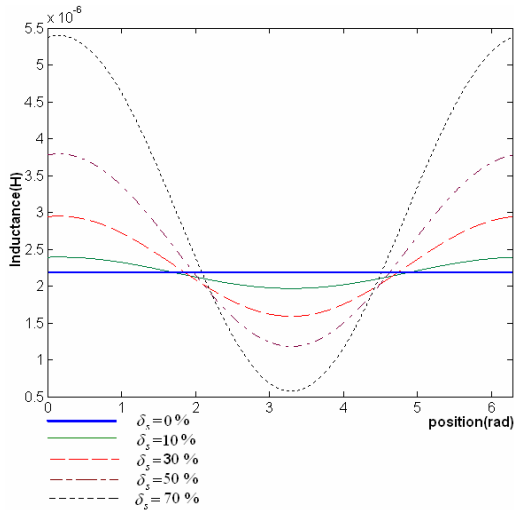


Figure II.22. Evolution de L_{r1} avec l'évolution de δ_s . g^{-1} calculé avec deux termes d'approximation.

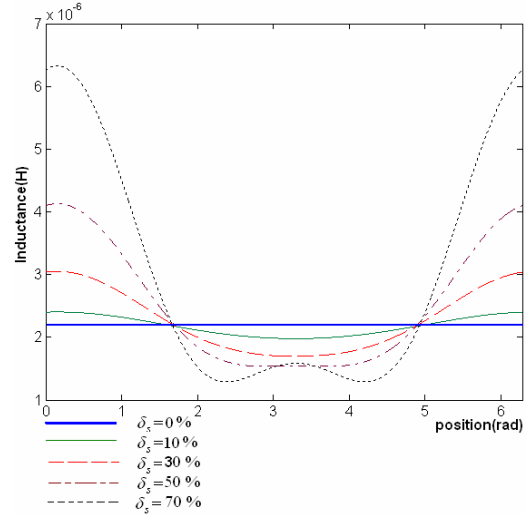


Figure II.23. Evolution de L_{r1} avec l'évolution de δ_s . g^{-1} calculé avec trois termes d'approximation.

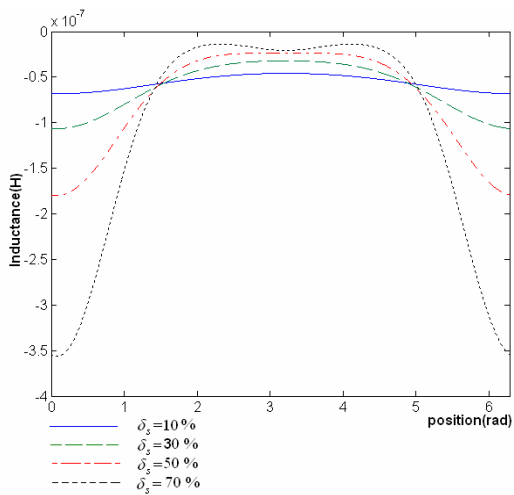


Figure II.24. Evolution de L_{r1r2} avec l'évolution de δ_s .

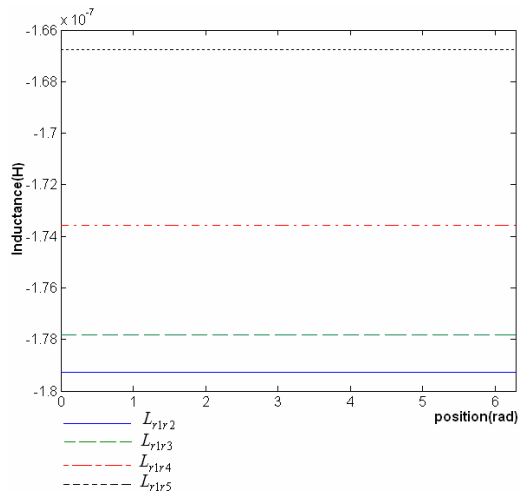


Figure II.25. Inductance mutuelle rotorique pour $\delta_d = 50\%$.

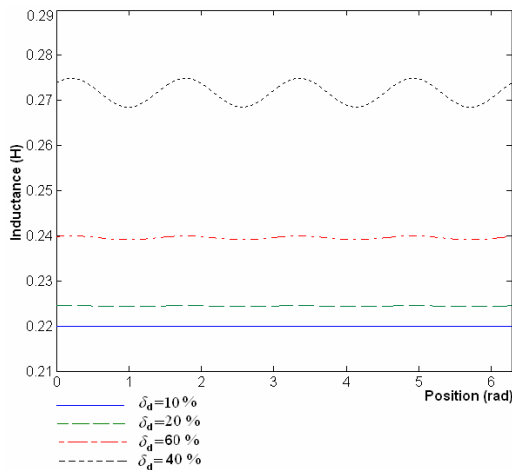


Figure II.26. Evolution de L_A avec l'évolution de δ_d .

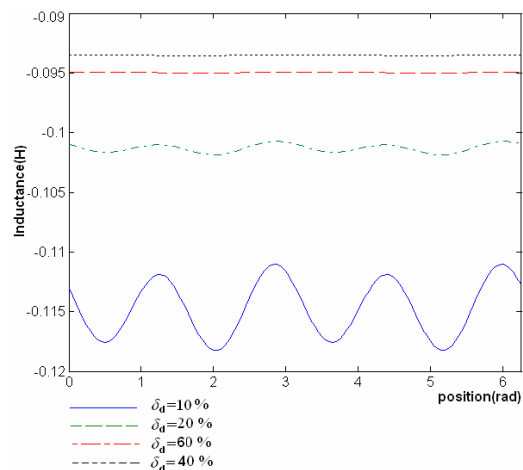


Figure II.27. Evolution de L_{AB} avec l'évolution de δ_d .

La figure II.28 illustre l'inductance mutuelle entre la première phase statorique et la première maille rotorique pour une excentricité statique se répandant le long de l'axe Z, et cela en faisant substituer les valeurs $\delta_{s,0} = 70\%$ et $L = l/2$ dans l'équation II.120.

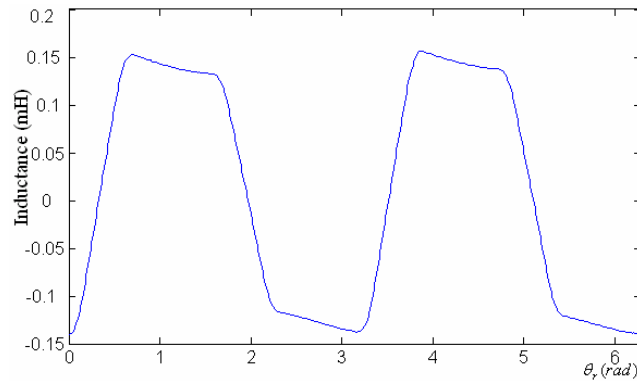


Figure II.28. Inductance mutuelle entre la phase A statorique et la maille r_1 rotorique dans le cas d'une excentricité statique axiale.

II.5 : CALCUL DES INDUCTANCE EN CAS DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES

II.5 .1 Exemple élémentaire

Soit le simple exemple élémentaire d'une bobine $A' - X'$ à cinq spires occupant deux encoches tel que représente la figure II.29. Lorsqu'un court-circuit apparaît entre les points de contact a_1 et a_2 on obtient quatre spires en série et une spire additionnelle court-circuitée. Il en résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase; donc un affaissement de la FMM résultante, et la création d'une nouvelle maille court-circuitée et couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine [32].

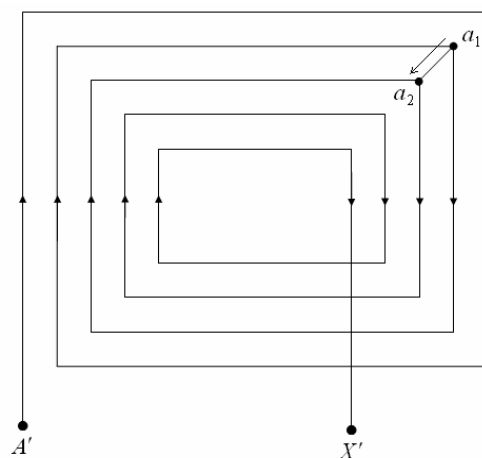


Figure II.29. Représentation élémentaire d'un court-circuit entre spires.

II.5 .2 Système d'équations correspondant

La figure II.30 représente le circuit statorique équivalent du nouveau système avec deux branches additionnelles, sd relatives aux spires court-circuitées et $scontact$ relative à la branche de court-circuit.

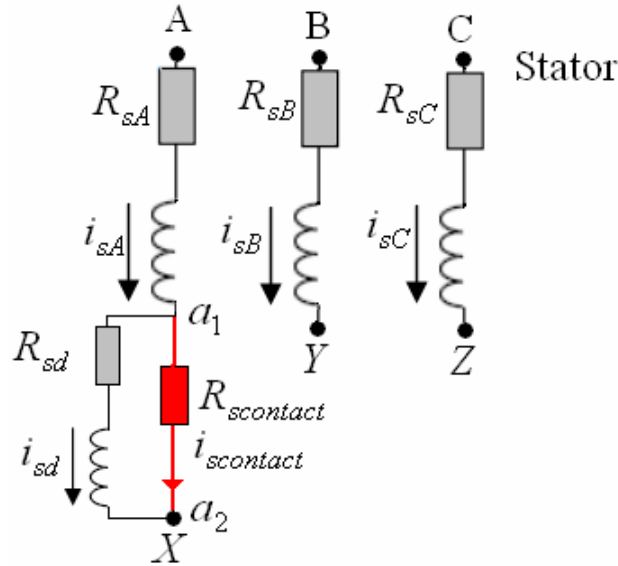


Figure II.30. Représentation d'un circuit statorique contenant un court-circuit entre spires.

R_{sd} représente la résistance effective de la branche court-circuitée, et est généralement petite, tandis que $R_{scontact}$ est la résistance de la branche de court-circuit qui doit être très grande dans l'état sain. La simulation du court-circuit brusque consiste à faire annuler en un instant t_{cc} la résistance $R_{scontact}$. Il est à rappeler que la maille court-circuitée résultante est couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine, ce qui impose le calcul des nouvelles inductances toujours selon les notions préétablies. Aucun couplage ne sera envisagé avec la branche $scontact$ en raison de son caractère non inductif.

Quant au model mathématique, la formulation de base relative au système d'équations différentielles données par les équations (II.26) et (II.28) ne subit pas de grands changements, à part l'extension des vecteurs tension et courant en leurs nouvelles expressions données par

$$[V_s] = [V_{sA} \ V_{sB} \ V_{sC} \ V_{sd} \ V_{scontact}]^T, \quad (II.121)$$

$$[I_s] = [i_{sA} \ i_{sB} \ i_{sC} \ i_{sd} \ i_{scontact}]^T. \quad (II.122)$$

Et par conséquent, la réinitialisation des matrices inductances et résistances en tenant compte des branches nouvellement introduites.

II.5.3 Application à la machine étudiée

Considérant le cas d'un court-circuit qui touche 50% des tours de la première bobine de la phase A (6.25% des spires de la phase A), soit 14 spires de la bobine placée dans les encoches 1 et 15 respectivement. La résistance de la maille court-circuitée sera dans ce cas $\frac{r_s}{16}$, et $\frac{15}{16} \cdot r_s$ pour la nouvelle résistance de la phase A. La figure II.31 met en évidence les nouvelles inductances mutuelles entre les enroulements constituant le circuit statorique et la première maille rotorique.

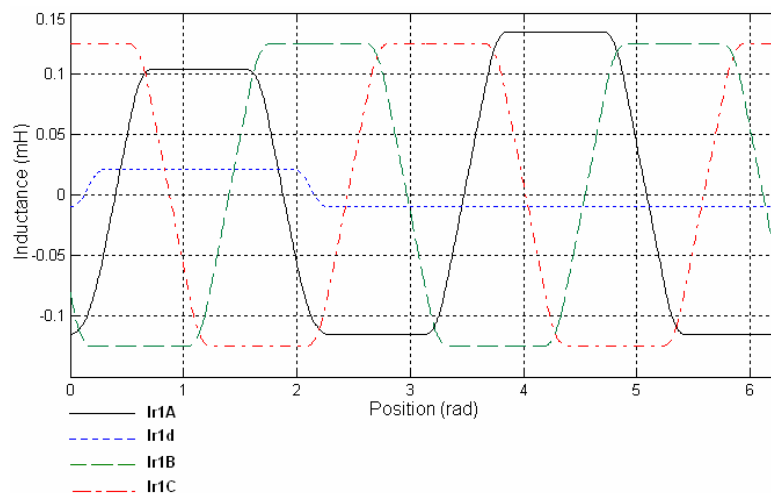


Figure II.31. Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et la maille r_1 rotorique.

II.6 : CONCLUSION

Dans ce chapitre, les fondements de base de la notion de fonction d'enroulement modifiée ont été traités après avoir commencé avec un modèle plus simple supposant une parfaite répartition des enroulements statoriques. L'extension de cette fonction en une forme permettant la prise en compte de l'asymétrie axiale a été utilisée avec profit dans la modélisation de l'effet de l'inclinaison des barres rotoriques et de la non-uniformité de l'entrefer traduite par l'excentricité du rotor, radial ou bien axiale, statique ou bien dynamique. Ajoutée à cela, la prise en compte de l'ouverture des encoches dans le calcul de l'évolution linéaire de la FMM entre les extrémités des encoches, et le calcul des inductances dans le cas d'un court-circuit entre spires.

Il est important de signaler que d'autres méthodes citées dans la littérature ont été adoptées pour la même fin, tel que la méthode des éléments finis et des réseaux de perméances. Ceux-ci ont l'avantage de pouvoir mieux prendre en charge l'anisotropie des

différentes parties de la machine (prise en compte des ouvertures d'encoches dans le calcul de la perméance de l'entrefer) ainsi que l'effet de saturation du circuit magnétique jusqu'à maintenant supposé parfaitement perméable [18],[19],[20],[21]. Mais leur inconvénient réside dans la complexité de conception et le temps de simulation important, surtout en ce qui concerne la méthode des éléments finis. Il convient donc de chercher un compromis entre ce qu'on veut obtenir et ce que la méthode peut nous donner.

Chapitre III.

Simulation des Défaits Statoriques

III.1. INTRODUCTION.....	53
III.2. FONCTIONNEMENT DU MOTEUR SAIN	53
III.3. COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES	62
III.4. DECONNECTION D'UNE PHASE.....	64
III.5. CONCLUSION.....	65

III.1 : INTRODUCTION

Le début de ce chapitre sera marqué par le traitement du fonctionnement du moteur asynchrone à cage dans son état sain, et cela par la simulation d'un démarrage à vide et l'introduction de la charge après l'établissement du régime permanent, puis d'un enclenchement direct sur une charge. Les programmes se baseront sur la prise en compte et la non prise en compte des harmoniques d'espaces en faisant appel chaque fois à l'un des modèles préétablis, et dans les deux cas, la structure multi-enroulement sera la particularité du modèle,

Un court-circuit entre spires peut causer un déséquilibre d'impédance entre les trois phases statoriques, se traduisant par une inégalité des résistances et/ou des inductances des enroulements statoriques. Mais ce qui ne doit pas être négligé, et que le court-circuit isole un certain nombre de tours, tout en formant une maille indépendante couplée magnétiquement avec les autres mailles de tout le circuit. Le courant dans cette maille doit être estimé afin de pouvoir mesurer les conséquences.

III.2 : FONCTIONNEMENT DU MOTEUR SAIN

III.2.1 Simulation avec le premier modèle

Les figures III.1, III.2, III.3 et III.4 représentent les résultats de simulation de l'enclenchement à vide du Moteur, puis l'introduction d'une charge de 40Nm à $t = 0.5$ s. Il est possible de constater que les allures des courants, couple et vitesse possèdent une grande ressemblance avec les mêmes grandeurs qu'on peut prévoir si on adopte un modèle habituel là où les enroulements rotoriques sont remplacés par les trois enroulements constituant les trois phases rotoriques équivalentes. Cela est bien vu dans le spectre du courant statorique qui contient seulement la fondamentale représentée par la fréquence du réseau (Figure III.4-b). D'un autre côté, les spectres relatifs au couple et à la vitesse ne contiennent aucune fréquence, confirmant ainsi qu'avec les considérations prises, ces grandeurs sont continues (Figure III.2-b, Figure III.3-b).

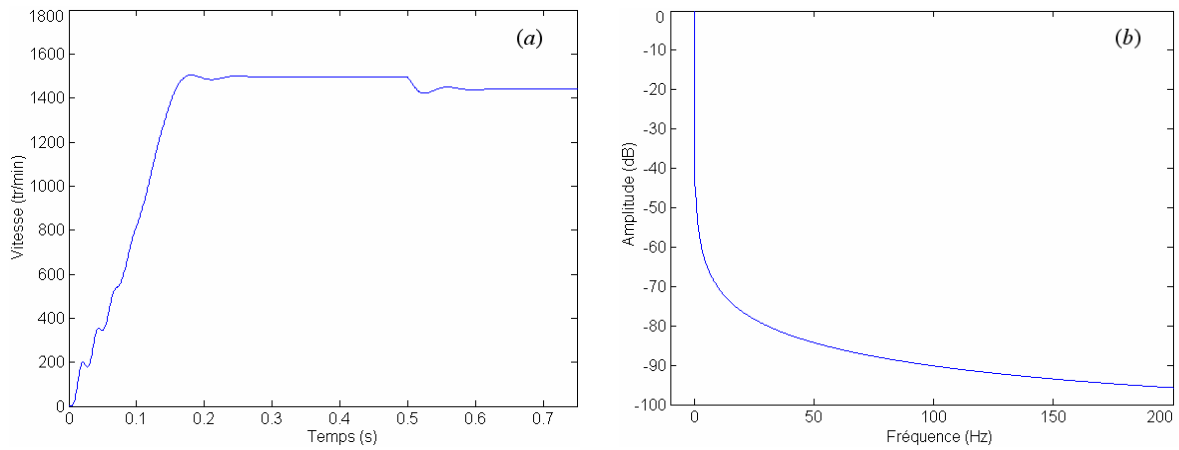


Figure III.1. Vitesse de rotation (a), et son spectre (b) pour un démarrage à vide, et introduction d'une charge de 40Nm à 0.5s – Moteur sain.

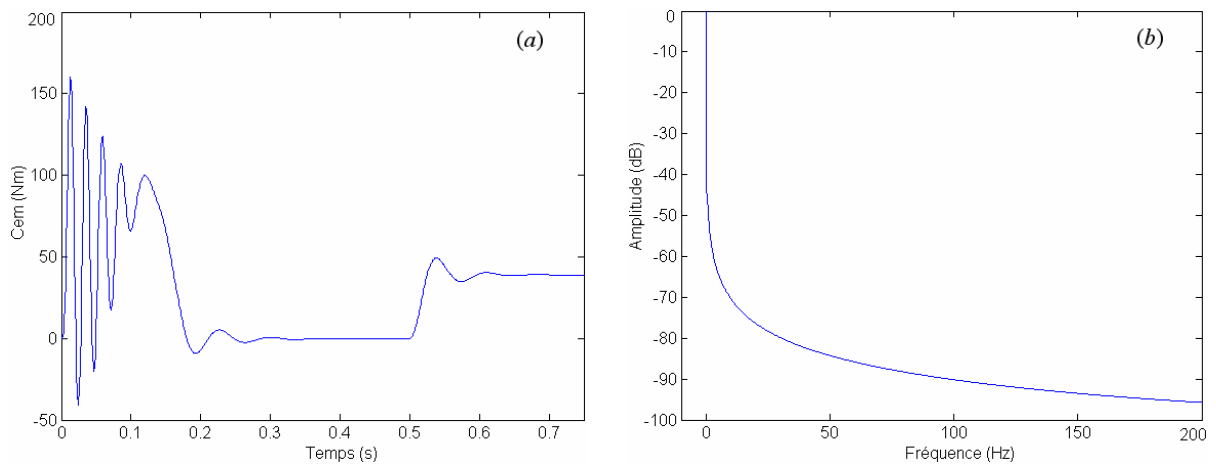


Figure III.2. Couple électromagnétique correspondant (a), et son spectre (b).

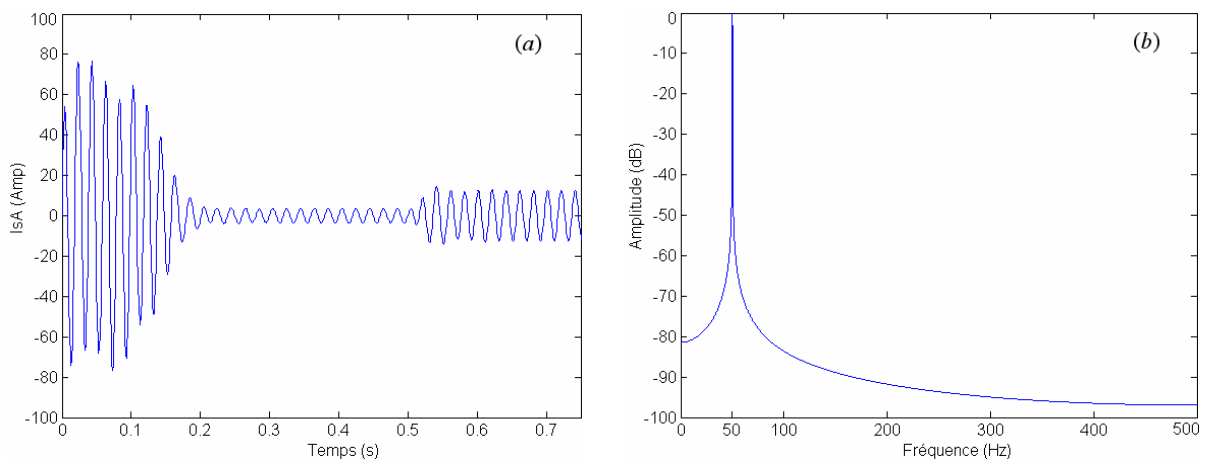


Figure III.3. Courant correspondant de la phase A statorique (a), et son spectre (b).

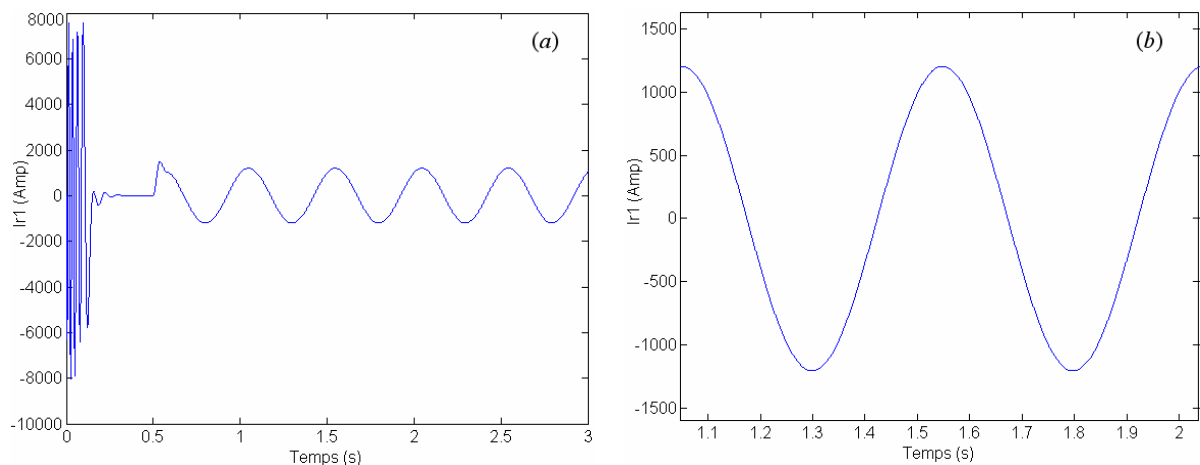


Figure III.4. Courant de la maille r_1 rotorique (a), et son zoom en régime permanent (b).

III.2.2 Simulation avec le deuxième modèle

Les grandeurs électromagnétiques issues de la simulation du fonctionnement du moteur sain modélisé par l'approche de la fonction d'enroulement modifiée, sont présentées selon les deux cas envisagés, sans et avec prise en compte de l'effet de l'inclinaison des barres. L'évolution linéaire de la FMM le long de l'encoche, qui constitue une première tentative d'introduire l'ouverture d'encoche dans le modèle, est intégrée dans la simulation.

Les figures III.5 jusqu'à III.11 représentent les grandeurs électromagnétiques dans le cas d'un démarrage à vide, puis introduction d'une charge de 60Nm à 0.5s. Les résultats illustrent les variations de ces grandeurs en fonction du temps et dans les deux cas, sans et avec prise en compte de l'inclinaison des barres. La figure III.5 montre clairement comment l'inclinaison des barres contribue à faire augmenter le glissement avec également une sensible modification du régime transitoire. Mais, en contre partie, les pulsations de vitesse présentes dans le cas de la négligence de l'effet de l'inclinaison des barres, se trouvent nettement réduites suite à l'introduction de cet effet dans le modèle.

Dans les figures III.6 et III.7 qui représentent le couple électromagnétique correspondant, il est possible de constater les améliorations qu'apportent l'inclinaison des barres, notamment en terme de réduction des pics au régime transitoire et réductions des oscillations au démarrage et au régime permanent, ce qui peut être interprété dans le domaine fréquentiel par l'atténuation des harmoniques contenues dans le spectre du couple électromagnétique. D'un autre côté, les fluctuations des courants en régime permanent sont moins importantes avec l'introduction de l'effet de l'inclinaison de barres (Figures III.8, III.9, III.10 et III.11).

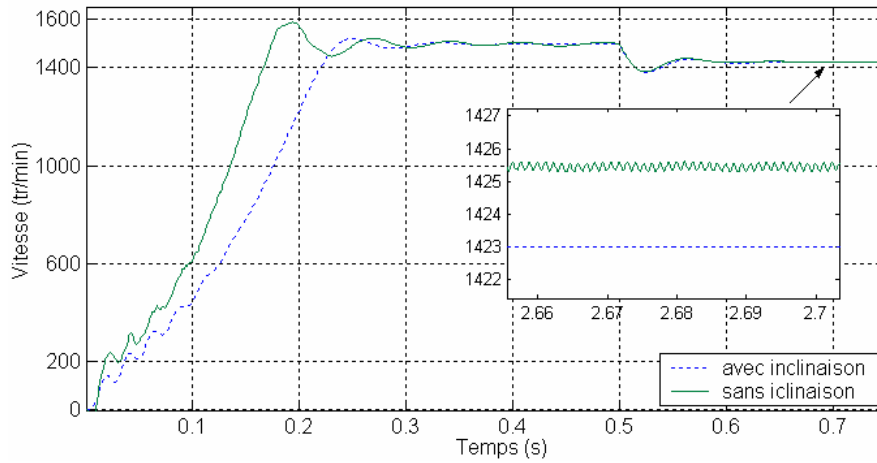


Figure III.5. Vitesse mécanique pour un démarrage à vide, puis introduction d'une charge de 60Nm à 0.5 s.

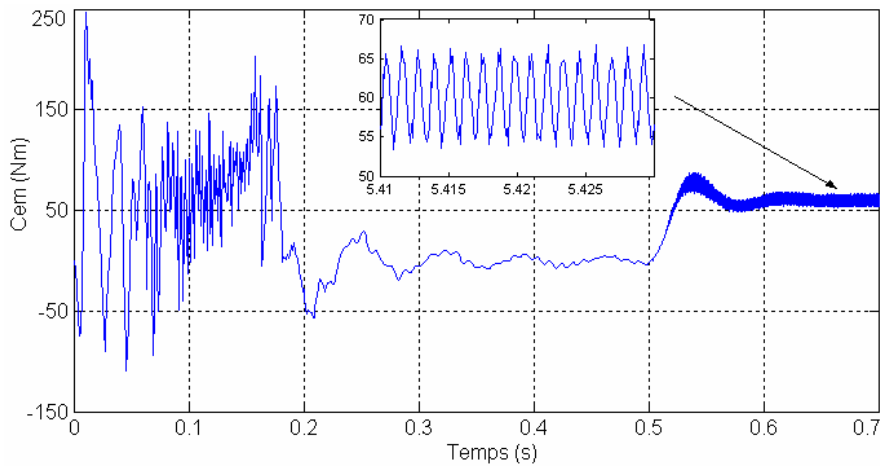


Figure III.6. Couple électromagnétique correspondant – Cas de prise en compte de l'inclinaison des barres.

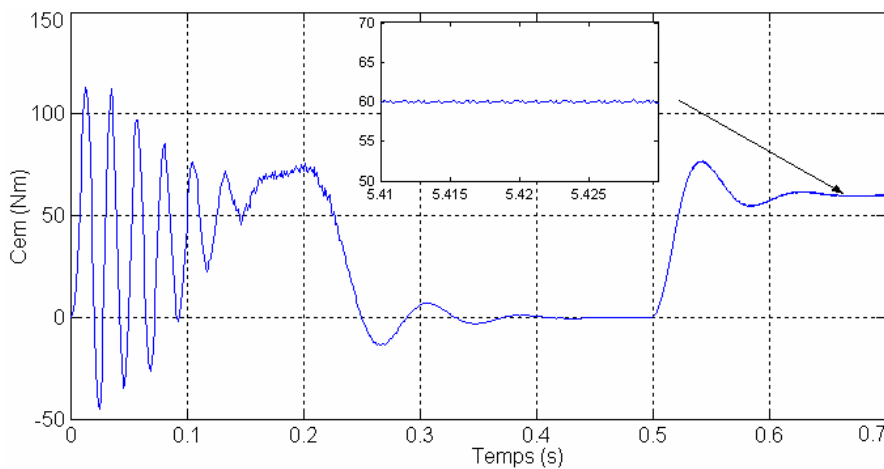


Figure III.7. Couple électromagnétique correspondant – Cas de non prise en compte de l'inclinaison des barres.

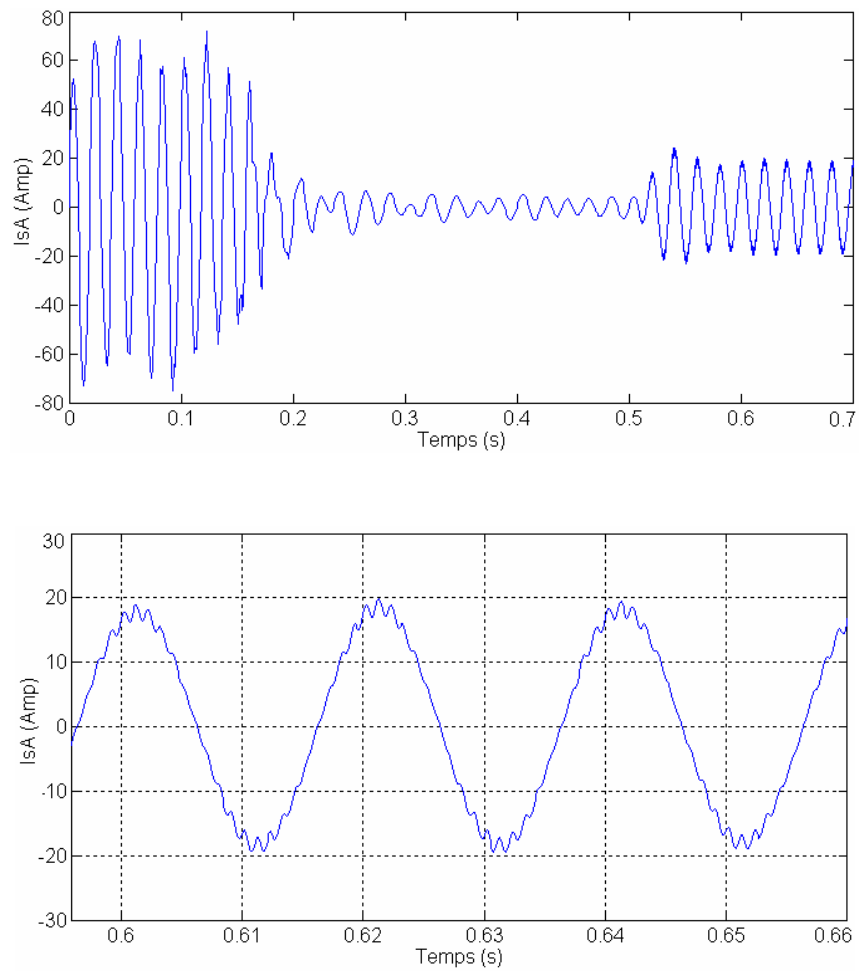


Figure III.8. Courant de la phase A statorique – sans prise en compte de l'inclinaison des barres.

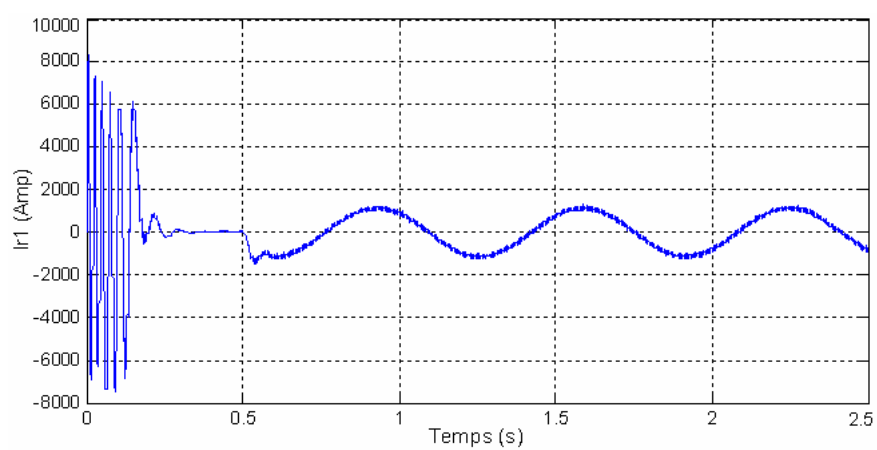


Figure III.9. Courant de la maille r_1 rotorique – sans prise en compte de l'inclinaison des barres.

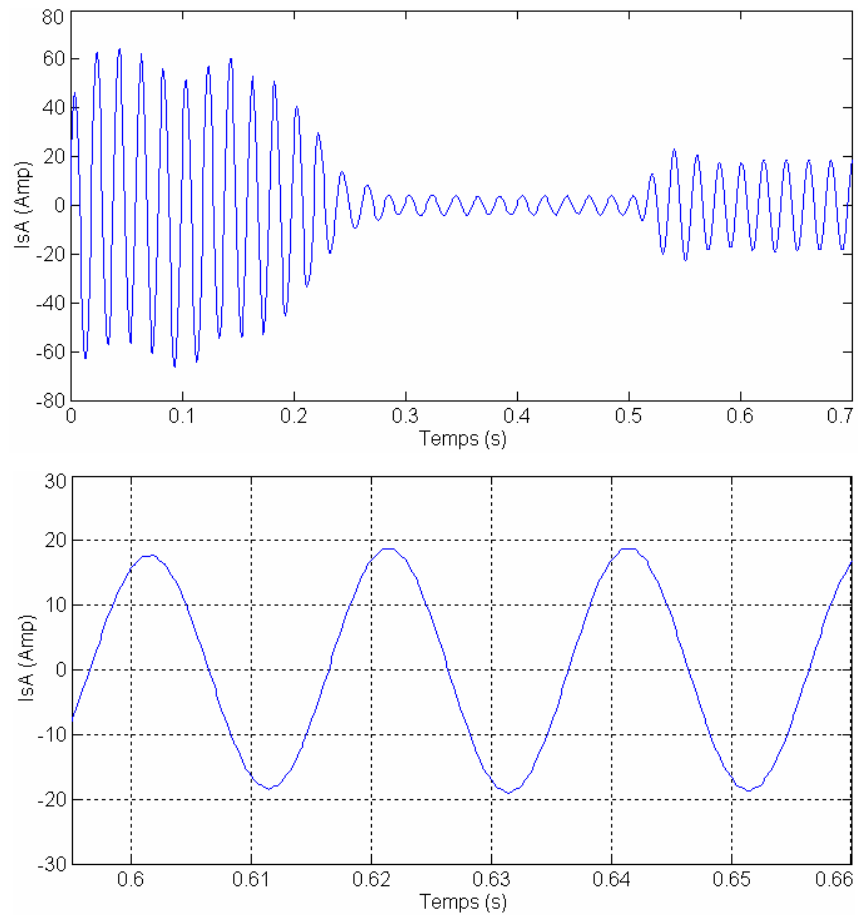


Figure III.10. Courant de la phase A statorique – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

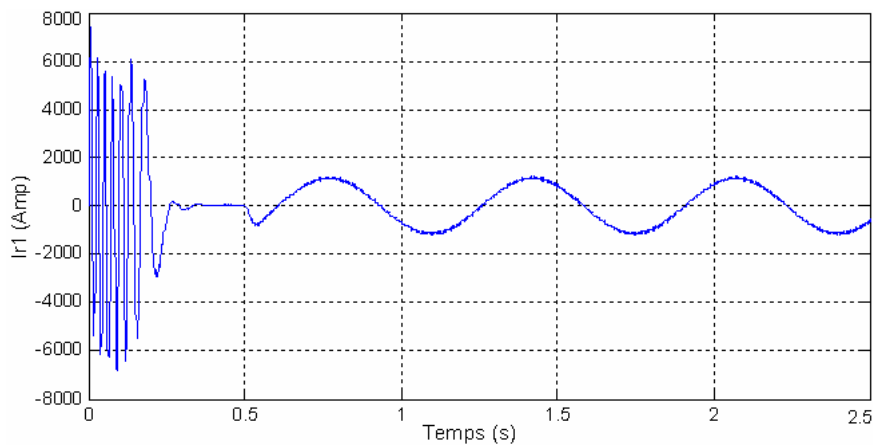


Figure III.11. Courant de la maille r_1 rotorique – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

La figure III.12 montre que le temps d'établissement du régime permanent est encore plus long avec barres inclinées qu'avec négligence de l'inclinaison des barres. Ça se voit également dans le couple électromagnétique en régime transitoire qui est plus important si l'inclinaison des barres n'est pas tenue en compte. La Figure III.13 élucide également le fait

que les oscillations du couple développé par le moteur au démarrage seront plus importantes si celui-ci est démarré en charge.

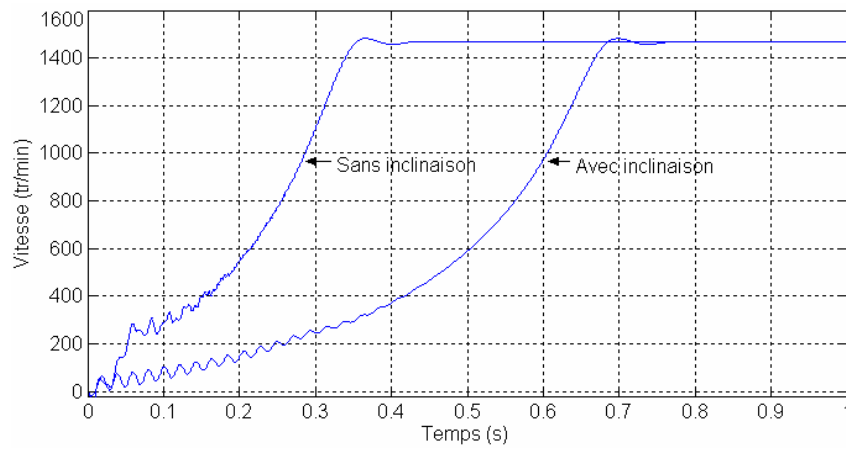


Figure III.12. Vitesse mécanique pour un enclenchement sur une charge de 30Nm.

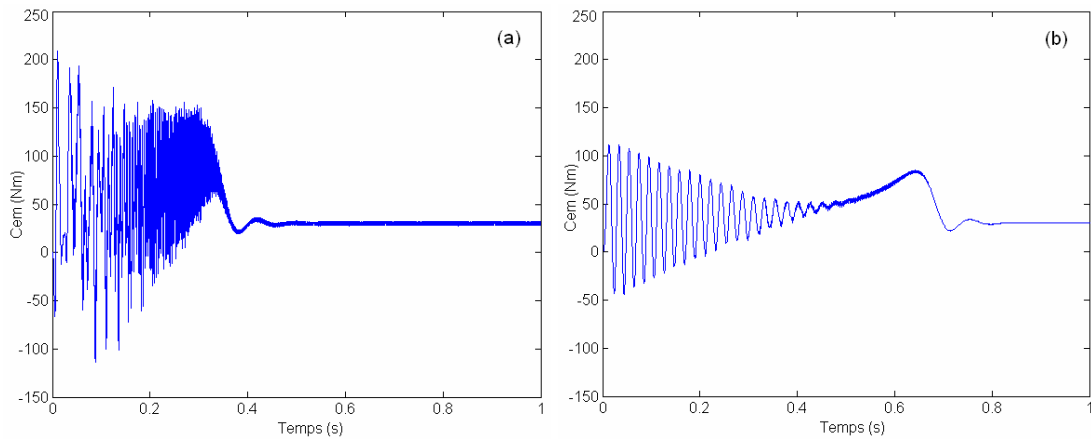


Figure III.13. Couple électromagnétique pour un enclenchement sur une charge de 30Nm. (a) sans inclinaison des barres, et (b) avec inclinaison des barres.

Si on néglige l’inclinaison des barres, nous aurons le spectre du courant de la première phase donné par la figure III.14. Les harmoniques d’espace se manifestent par des battements dans la forme temporelle du courant et par la création d’harmoniques de hautes fréquences appelées harmoniques d’encoches rotoriques. Ces harmoniques se manifestent par paires à des intervalles réguliers et dont les fréquences subissent à l’équation (I.5) donnée par

$$f_{he} = \left[\frac{kN_b}{p} (1-g) \pm n_{ax} \right] \cdot f_s .$$

Les deux premiers harmoniques correspondants sont connus sous l’abréviation (PSH).

Les figures III.15 et III.16 représentent les spectres relatifs pour le cas de la prise en compte de l’inclinaison des barres. Il est possible de remarquer que les harmoniques

d'encoches ont subi un petit décalage dû à l'augmentation du glissement. En comparant les modules correspondants, on note bien que l'inclinaison se traduit par l'atténuation des harmoniques d'encoches rotoriques.

Les premières fréquences correspondant aux harmoniques d'encoches rotoriques sont :

$$f_{psh1} = (20 \cdot (1 - g) - 1) \cdot f_s = 898.7 \text{ Hz} . \quad (\text{III.1})$$

$$f_{psh2} = (20 \cdot (1 - g) + 1) \cdot f_s = 998.7 \text{ Hz} . \quad (\text{III.2})$$

$$f_{he3} = (40 \cdot (1 - g) - 1) \cdot f_s = 1847.4 \text{ Hz} \quad (\text{III.3})$$

$$f_{he4} = (40 \cdot (1 - g) + 1) \cdot f_s = 1947.4 \text{ Hz} \quad (\text{III.4})$$

$$f_{he5} = (60 \cdot (1 - g) - 1) \cdot f_s = 2796.1 \text{ Hz} \quad (\text{III.5})$$

$$f_{he6} = (60 \cdot (1 - g) + 1) \cdot f_s = 2896.1 \text{ Hz} \quad (\text{III.6})$$

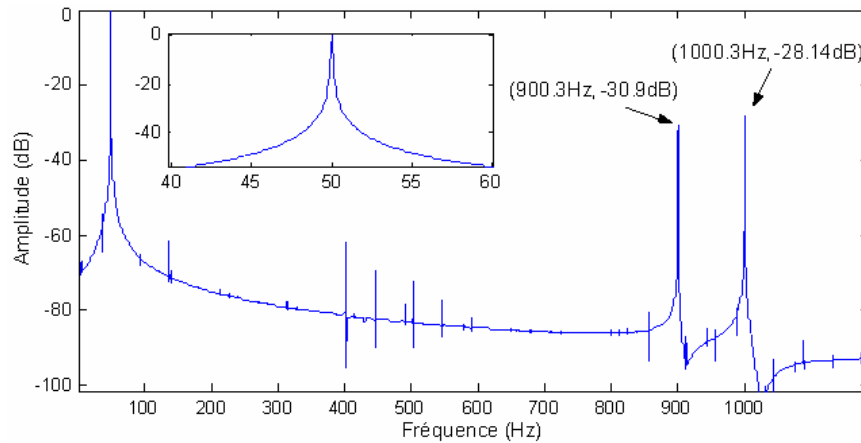


Figure III.14. Spectre correspondant du courant relatif à une charge de 60Nm ($g = 4.97\%$) – sans prise en compte de l'inclinaison des barres.

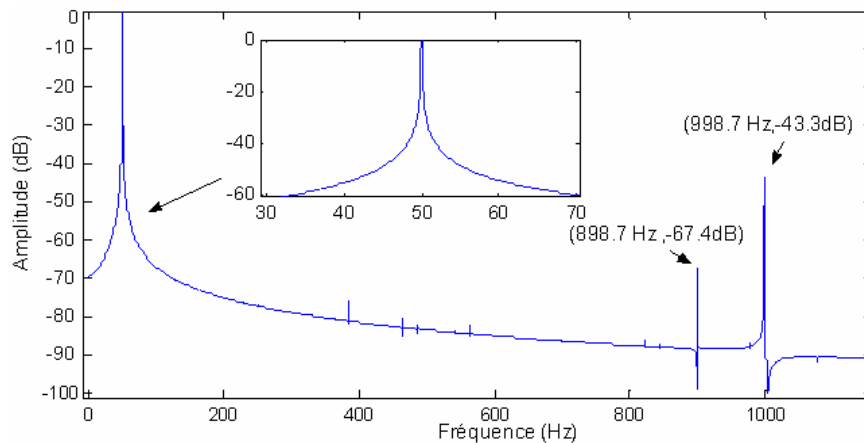


Figure III.15. Spectre correspondant du courant relatif à une charge de 60 Nm ($g = 5.13\%$) – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

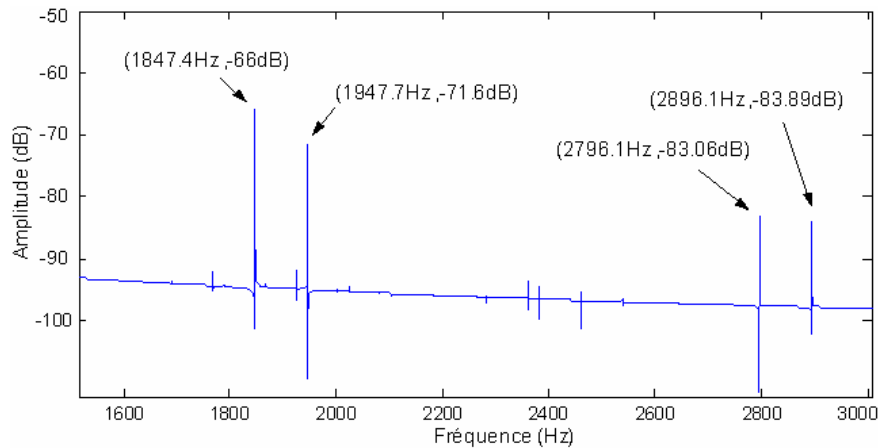


Figure III.16. Spectre correspondant du courant pour les hautes fréquences, relatif à une charge de 60Nm ($g = 5.13\%$) – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

Les spectres de la figure III.17 montrent comment l'inclinaison des encoches contribue également à faire réduire les harmoniques du couple électromagnétique, et on parvient ainsi à l'un des objectifs assignés à l'inclinaison des barres. Ces harmoniques ne seront jamais annulés, à cause de l'inévitable présence des harmoniques d'encoches.

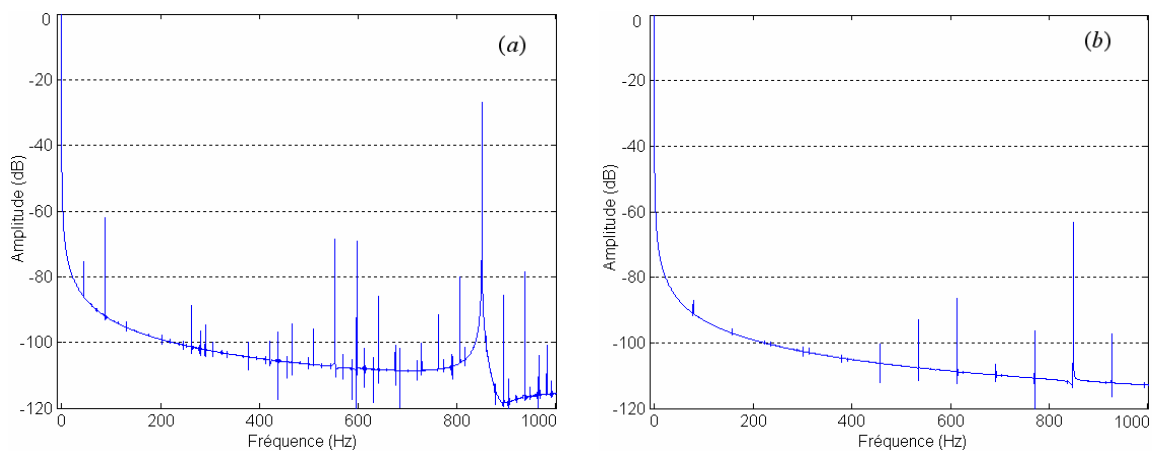


Figure III.17. Spectre correspondant du couple électromagnétique relatif à une charge de 60Nm – (a) sans inclinaison des barres, et (b) avec inclinaison des barres.

La figure III.18 regroupe le spectre du courant statorique pour un fonctionnement avec une charge de 60Nm puis 40Nm. Le premier harmonique f_{he1} relatif à une charge de 40Nm a pour amplitude -66.86dB, tandis que l'amplitude du deuxième f_{he2} est -43.38dB. À part l'inclinaison des encoches et la charge mécanique, les harmoniques d'encoches s'affectent par la présence de quelques défauts au niveau de la machine, tel que les ruptures de barres et l'excentricité. Les résultats qui y sont liés seront exposés dans le chapitre suivant.

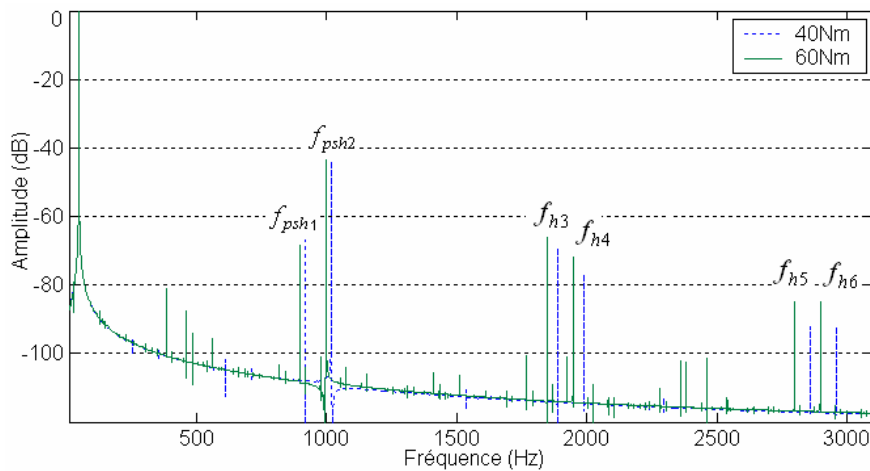


Figure III.18. Spectre du courant statorique relatif aux basses fréquences et une charge de 60Nm ($g=5.13\%$) et 40Nm ($g=3.08\%$) – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

III.3 : COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES

Considérant le cas d'un court-circuit entre 50% des tours de la première bobine de la phase A (6.25% de la phase A), soit 14 spires de la bobine placée dans les encoches 1 et 15 respectivement. Le calcul des inductances se fait conformément à ce qui a été vu dans la section II.5. Le moteur étant chargé de 40Nm avant que ce court-circuit survient à $t_{cc} = 0.8s$. Les figures III.19 et III.20 montrent les fluctuations dans le couple électromagnétique et la vitesse de rotation juste après le défaut, tandis que la figure III.21 illustre les signaux correspondants aux courants i_{sA} , i_{sd} et $i_{scontact}$. On observe ainsi une augmentation du courant de la phase i_{sA} et une augmentation excessif du courant i_{sd} à des valeurs pouvant affecter le bon fonctionnement du moteur, et dont les conséquences risquent de devenir fatale.

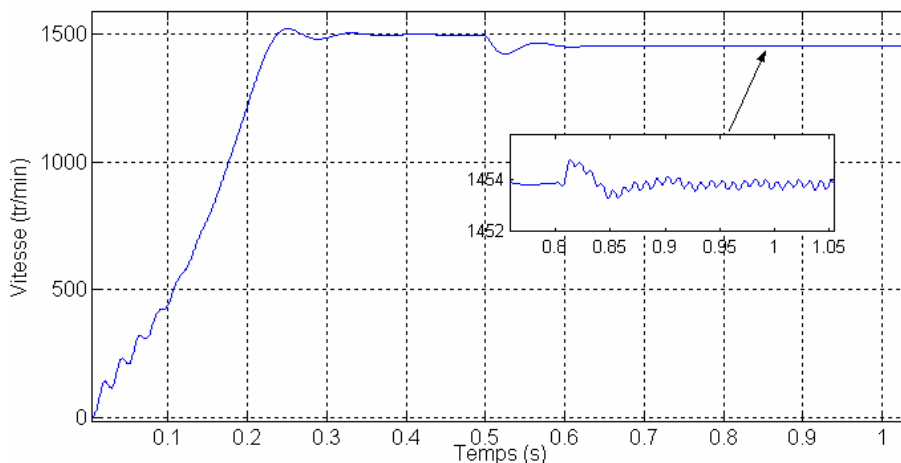


Figure III.19. Vitesse de rotation avant et après le défaut.

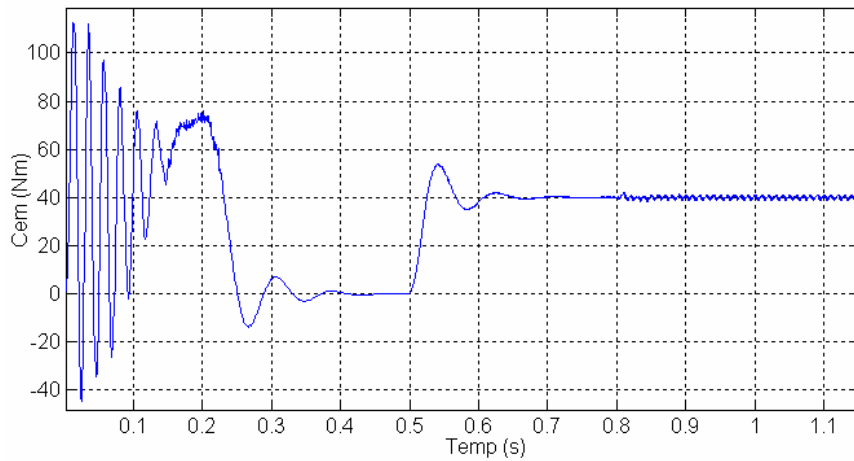


Figure III.20. Couple électromagnétique avant et après le défaut.

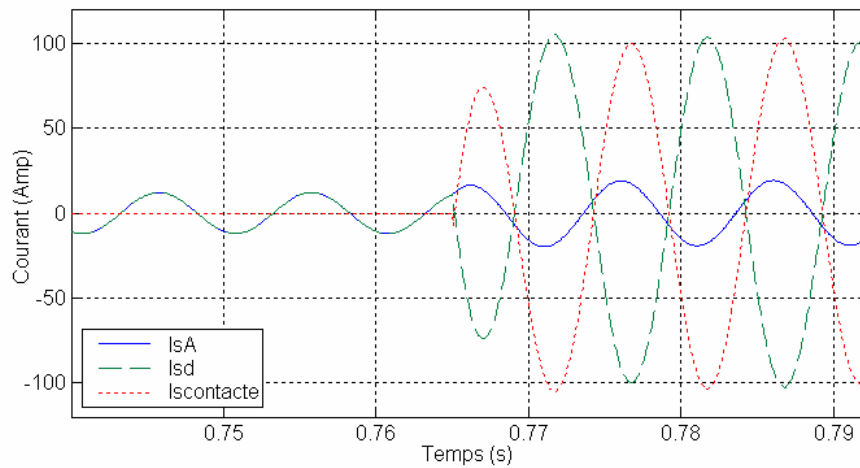


Figure III.21. Courants de la phase A statorique avant et après le défaut.

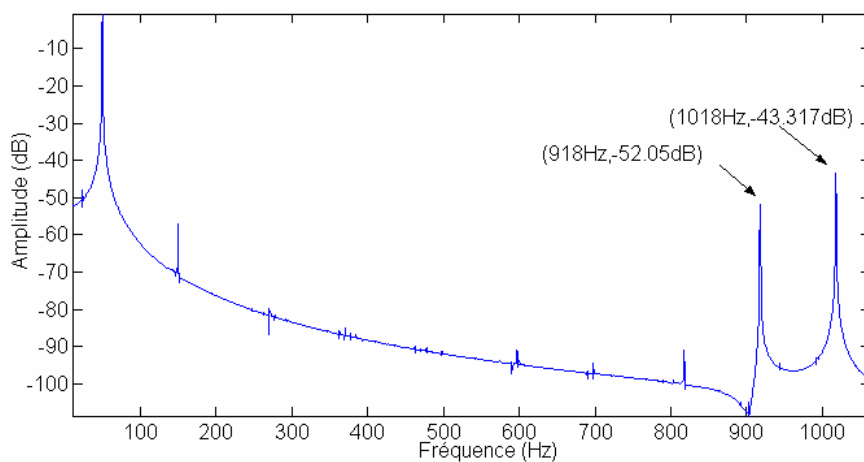


Figure III.22. Spectre du courant de la première phase statorique.

La figure III.22 représente le spectre du courant de la première phase statorique après l'introduction du défaut. La seule nouvelle composante fréquentielle visible constatée est à 150Hz [33], mais en plus de ça, le court-circuit a provoqué une modulation de la première harmonique d'encoches rotoriques [24].

III.4 : DECONNECTION D'UNE PHASE

On a pas besoin d'un grand changement dans la structure de base du modèle afin de simuler une déconnection d'une phase, à part l'élévation de la résistance de la phase objet de la déconnection en une très grande valeur simulant ainsi un circuit ouvert. Cela sera apte à prédire le comportement du moteur en régime permanent juste après le défaut.

La figure III.23 illustre les oscillations pouvant découler d'une déconnection de la première phase, et qu'on peut facilement les distinguer des oscillations fonctionnelles qui ne peuvent nuire au fonctionnement normal du moteur. Le moteur tend à récupérer le courant annulé à partir des phases restantes, pour finalement, essayer de vaincre le couple résistant.

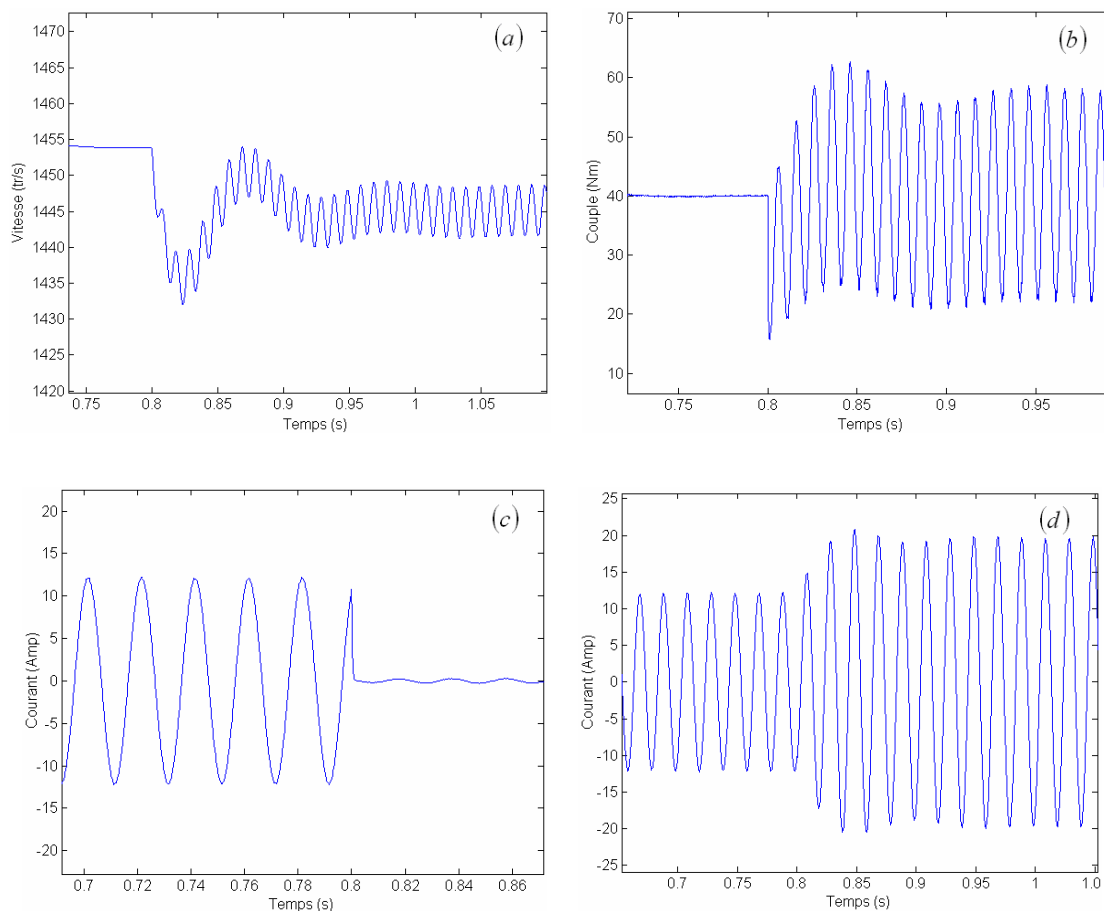


Figure III.23. (a) Vitesse, (b) couple, (c) courant de la phase A statorique et (d) courant de la phase B statorique avant et après le défaut.

III.5 : CONCLUSION

Si la déconnexion d'une phase est détectée par la mesure directe du courant statorique, ou suite au déclenchement par la protection contre les surcharges au niveau des deux phases restantes, la détection du court-circuit partiel ne l'est pas aussi simplement. De ce fait, on doit impérativement s'orienter vers d'autres approches plus efficaces. L'analyse spectrale du courant statorique en est une. L'apparition des fréquences obéissant à l'expression (I.6) est fonction de la sévérité du défaut, le modèle établi ne peut les révéler, mais dans tout les cas, la fréquence 150Hz sera toujours présente indiquant un certain déséquilibre d'impédance ; cette dernière est sensible à l'apparition du défaut statorique. Ajoutant à cela la modulation des harmoniques d'encoche rotoriques, et notamment la première.

Pour conclure, il est à noter qu'il se peut que les fréquences données par (I.6) coïncident avec les fréquences des défauts de barres, ou bien même par les défauts d'excentricité données par l'expression (I.14), et c'est ce qui limite leur fiabilité vis-à-vis du diagnostic des défauts statoriques. Néanmoins, une procédure de résolution par élimination, l'analyse d'autres variantes en relation avec les autres défauts suspects, l'expérience acquise et le suivi continu peuvent se compléter pour aboutir à une bonne prédiction de la nature du problème.

Chapitre IV.

Simulation des Défauts Rotoriques

IV.1. INTRODUCTION	66
IV.2. DEFAUTS DE BARRES ET D'ANNEAU DE COURT-CIRCUIT	66
IV.3. DEFAUTS D'EXCENTRICITE	78
IV.4. CONCLUSION.....	88

IV.1 : INTRODUCTION

Dans la simulation des défauts de barres, le model du moteur sain sera utilisé tel qu'il est. Il suffit seulement de faire augmenter les résistances des barres en défaut à des valeurs pouvant refléter le degré de rupture partielle voulu. Ces considérations sont prise du fait qu'une rupture totale de barres se reproduit rarement, et il y'existent souvent des courants intérbarres [49]. Les résultats obtenus sont intéressants, du fait que toutes les raies prédites par les développements analytiques peuvent être observées dans les spectres résultants.

La modélisation de l'excentricité est concentrée en totalité dans la modélisation des inductances. Dans le cas d'une excentricité mixte, toutes les inductances de la machine varient en fonction de la position du rotor; ce qui impose leur implication dans le calcul du couple électromagnétique, pour finalement se trouver avec une bonne prise en compte des facteurs pouvant générer des oscillations de couple, et qui ne sont rien d'autres que des conséquences du défaut lui même. Par suite à ces considérations, les spectres fréquentiels résultants seront très représentatifs de l'état du moteur en un instant donné. C'est bien l'objectif de ce chapitre.

IV.2 : LES DEFAUTS DE BARRES ET D'ANNEAUX DE COURT-CIRCUIT

IV.2.1 Simulation avec le premier modèle

Les résultats issus de la simulation du fonctionnement sous conditions de défaut de cassure de barres différent du point de vue allures et raies spectrales. Les figures IV.1 et IV.2 correspondent à la vitesse et au couple électromagnétique en régime permanent et leurs spectres respectifs. Le couple et la vitesse contiennent, en plus de la composante continue, un harmonique de fréquence $2gf_s$ qui constitue l'harmonique caractéristique de ce défaut.

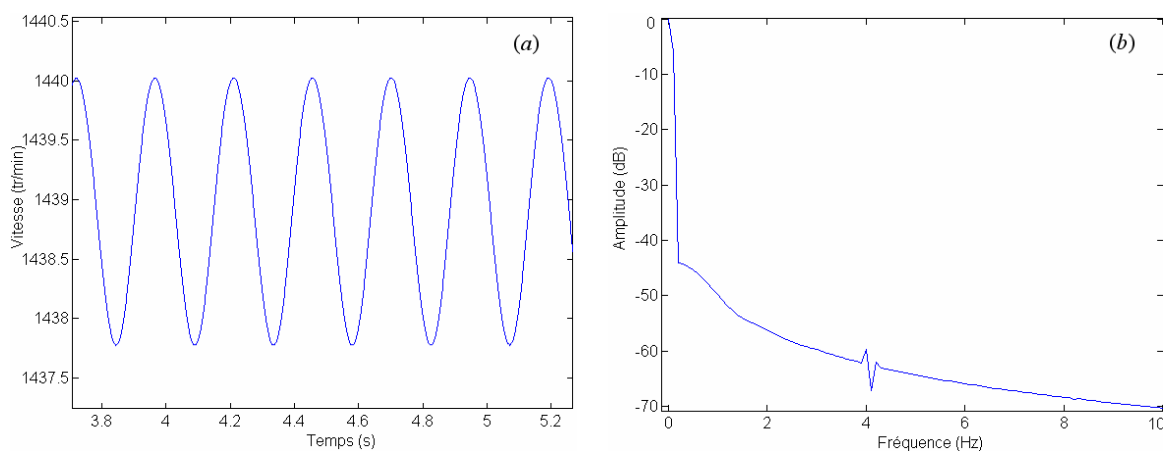


Figure IV.1. Vitesse de rotation en régime permanent (a), et son spectre (b) pour un fonctionnement sous une charge de 40Nm – Moteur avec rupture partielle d'une barre.

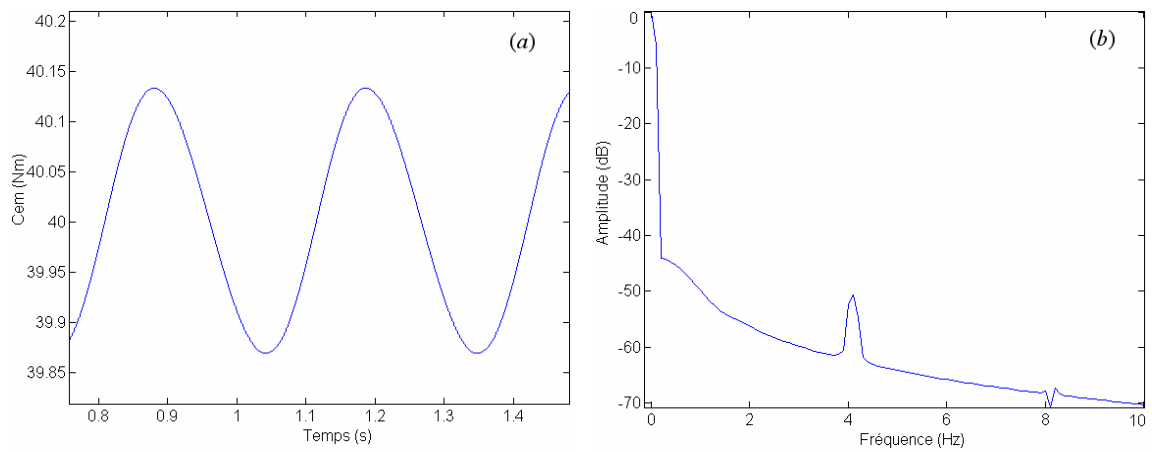


Figure IV.2. Couple électromagnétique en régime permanent (a), et son spectre (b) pour un fonctionnement sous une charge de 40Nm – Moteur avec rupture partielle d’une barre.

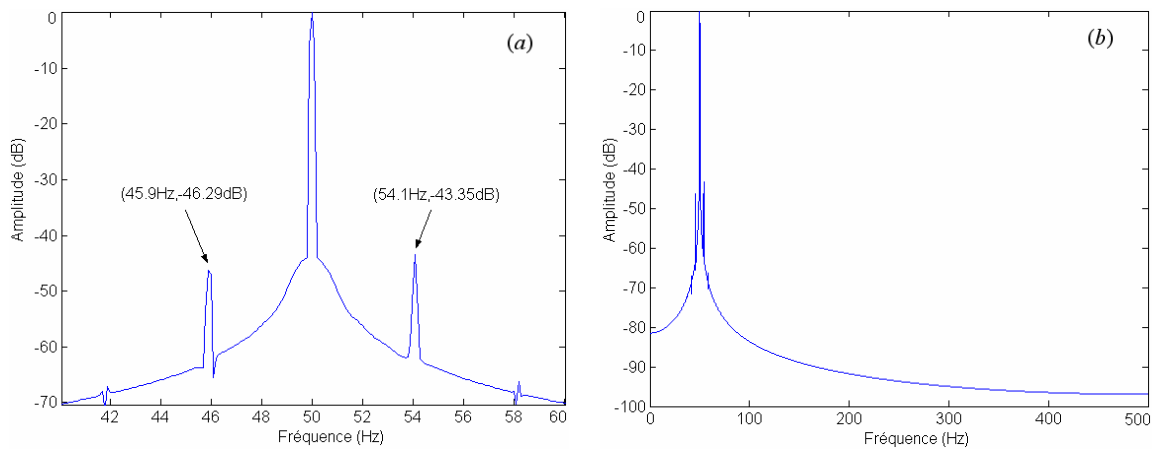


Figure IV.3. Spectre du courant de la phase A statorique relatif aux basses fréquences (a) et aux hautes fréquences (b).

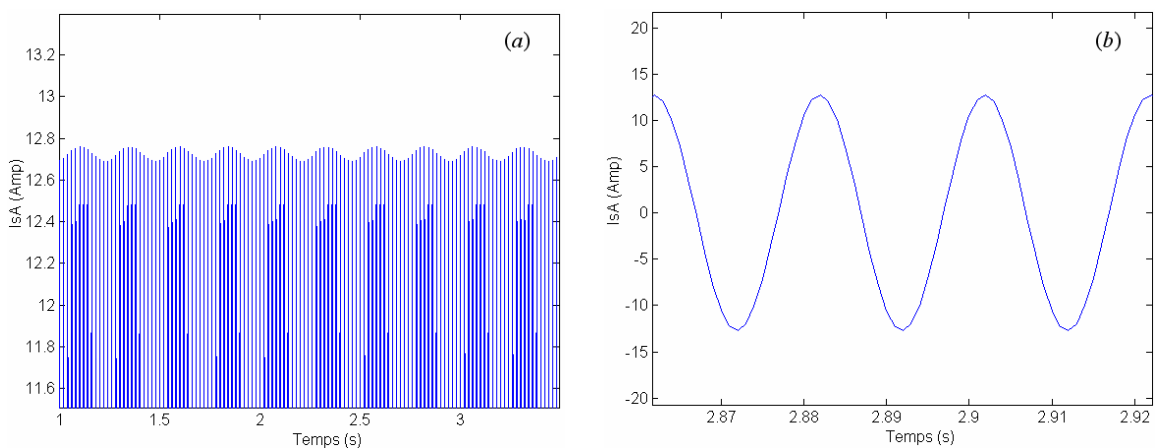


Figure IV.4. Courant statorique en régime permanent : (a) ses fluctuations et (b) le zoom correspondant.

La figure IV.3.-a met en évidence, en plus de la fondamentale, les fréquences caractéristiques du défaut, $f_{b1} = (1-2g)f_s$ et $f_{b2} = (1+2g)f_s$. Dans notre cas, la machine opère avec un glissement de 4.1%, soit $f_{b1} = 45.9\text{Hz}$ et $f_{b2} = 54.1\text{Hz}$.

La figure IV.3.-b montre qu'en hautes fréquences, il n'existe aucune fréquence additionnelle liée au défaut de barres, et qu'on peut avoir grâce à ce premier modèle. Il est à noter qu'en réalité il existe toujours une certaine asymétrie naturelle, dite intrinsèque, qui fait que ces raies latérales peuvent apparaître dans le spectre du courant relatif au moteur sain [23].

Dans la figure IV.5-b on voit que l'amplitude des fréquences f_{b1} et f_{b2} est d'autant importante que le nombre de barres adjacentes partiellement rompues est grand, et cela en comparant les fréquences correspondant à une barre cassée avec ceux de la figure III.5-b correspondant à deux barres cassées. Les figures IV.4-a et IV.5-a montrent que même le module du courant statorique augmente, traduisant ainsi un appel supplémentaire de courant lorsqu'un défaut touche d'autres barres.

Les fluctuations du couple électromagnétique et de la vitesse mécanique ont tendance à accroître avec le nombre de barres en défaut. Tel que présente la figure IV.6-a, le régime transitoire change sensiblement avec cette variante. Autre que les fluctuations et le régime transitoire, il est à remarquer que la valeur moyenne de la vitesse diminue suite à l'apparition du défaut (IV.6-b).

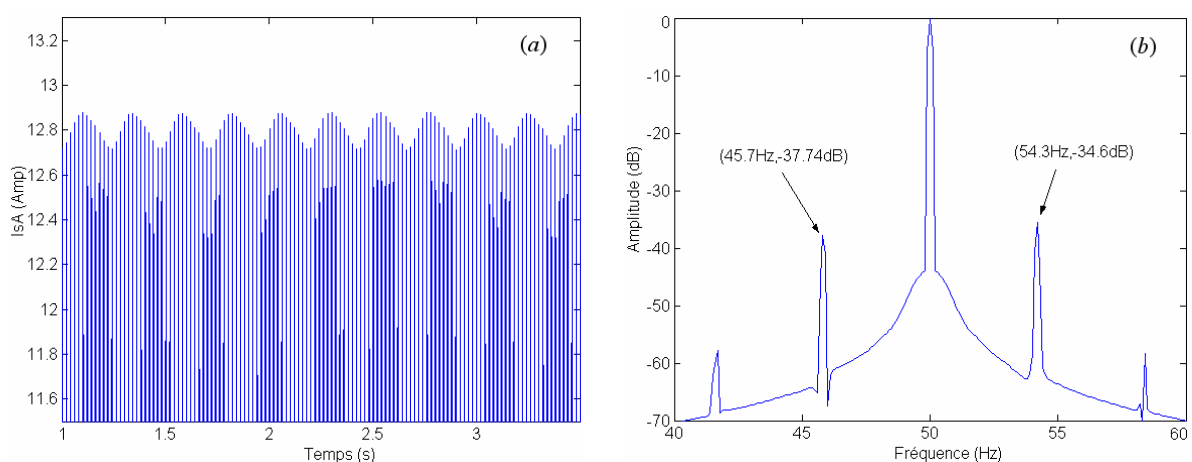


Figure IV.5. Courant de la phase A statorique en régime permanent, et le spectre correspondant. Moteur chargé de 40 Nm avec deux barres adjacentes rompues.

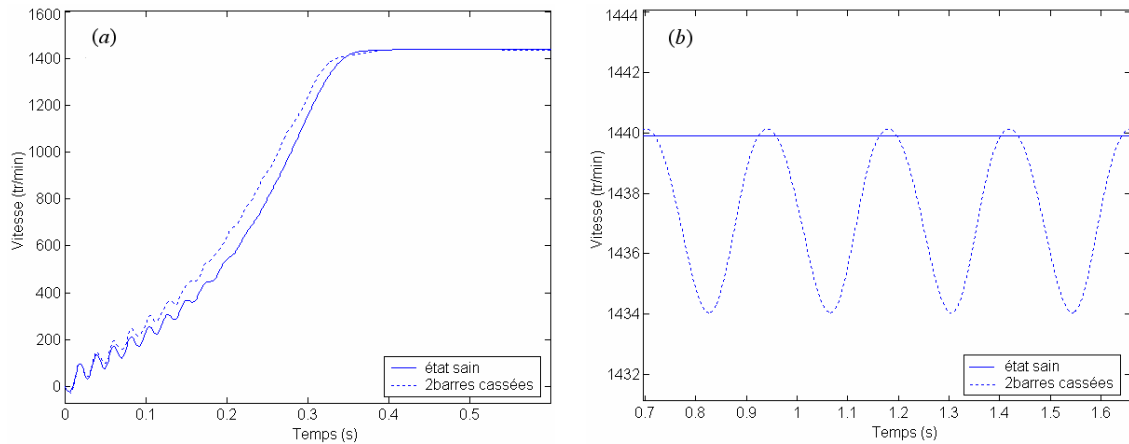


Figure IV.6. Vitesse de rotation (a) et son zoom (b) – Enclenchement direct sur une charge de 40Nm.

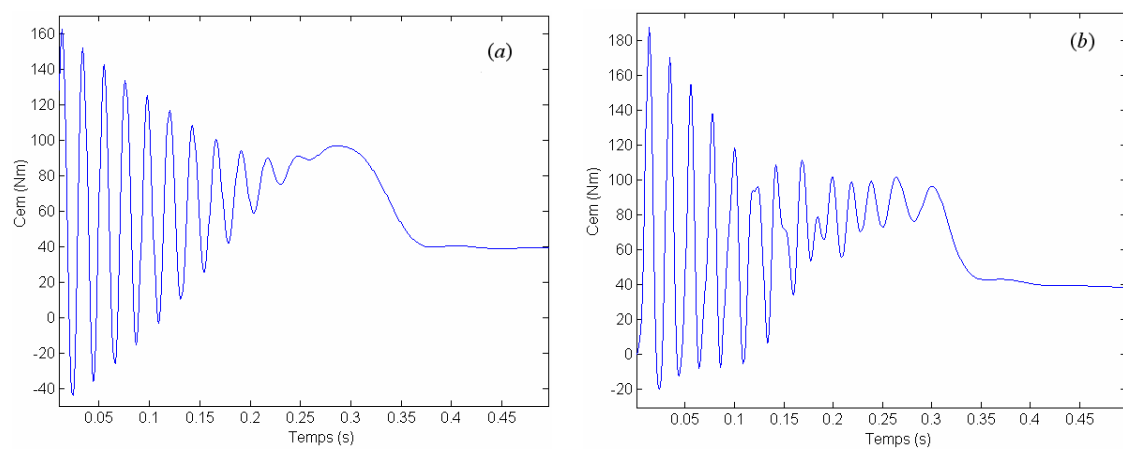


Figure IV.7. Couple électromagnétique transitoire pour un enclenchement sur une charge de 40Nm. (a) moteur sain, (b) avec deux barres adjacentes cassées.

La figure IV.7 illustre les variations du couple électromagnétique transitoire correspondant à un enclenchement direct sur une charge de 40Nm, (IV.7-a) sans défaut de barres, et (IV.7-b) avec défaut de barres. À part la forme des oscillations, le couple maximal transitoire a tendance à prendre de l'ampleur avec l'apparition du défaut de barres.

La figure IV.8 met en évidence les raies latérales dans le spectre du courant statorique dans le cas d'un fonctionnement avec un défaut sur trois barres adjacentes. Les amplitudes des raies $(1 \pm 2g)f_s$ augmentent d'avantage, mais en plus de ça, les amplitudes des autres fréquences $(1 \pm 2kg)f_s$ deviennent de plus en plus significantes. Cependant, il a été démontré qu'à partir de la barre espacée de $\pi/2$ (angle électrique) de la première barre en défaut, les raies commencent à s'atténuer [52]. C'est ainsi que pour le cas des barres non contiguës affectées par le défaut, on risque de ne rien observer dans les spectres des courants issus de ce premier modèle (Figure IV.9.). Bien évidemment, ça ne veut en aucun cas dire que le défaut est devenu moins sévère, mais plutôt refléter la limitation de l'approche.

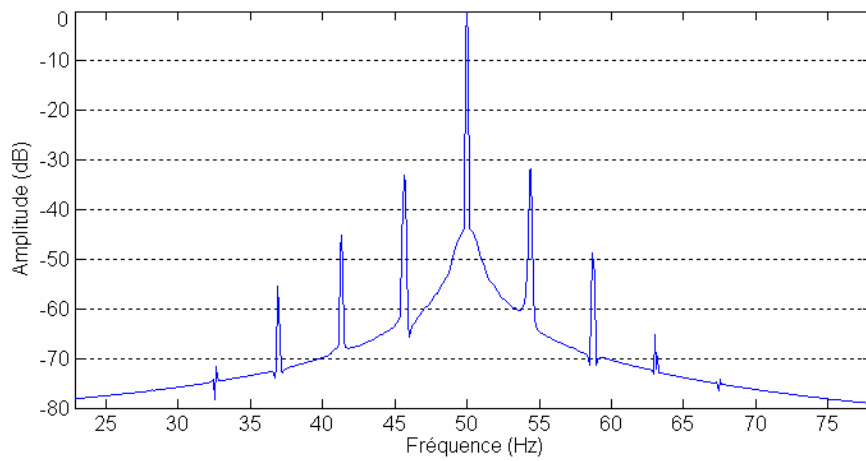


Figure IV.8. Spectre du courant de la phase A statorique pour un défaut sur trois barres - $C_r = 40Nm$.

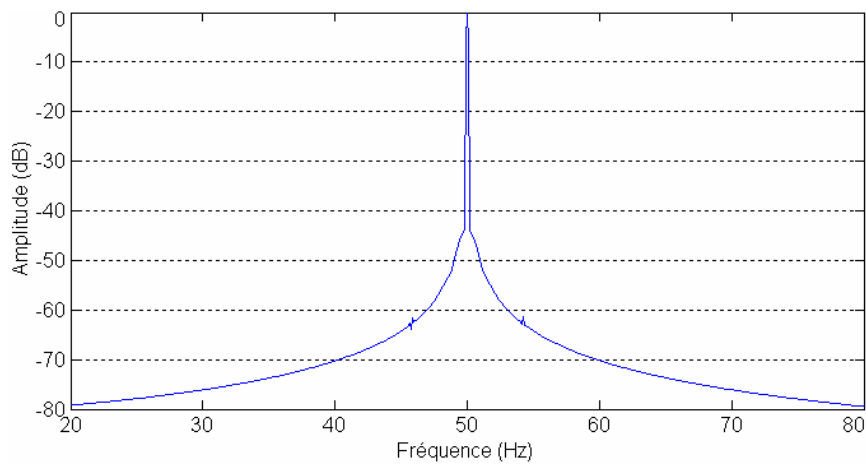


Figure IV.9 Spectre du courant de la phase A statorique pour un défaut sur la première et la sixième barre - $C_r = 40Nm$.

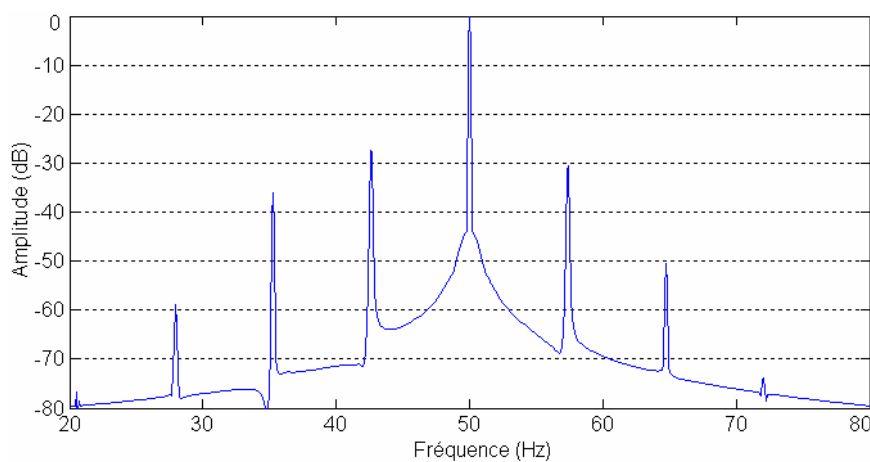


Figure IV.10. Spectre du courant de la phase A statorique pour un défaut sur trois barres - $C_r = 60Nm$.

Les figures IV.8 et IV.10 montrent que, pour un même nombre de barres cassées, l'augmentation de la charge contribue de sa part à faire évoluer l'amplitude des raies caractéristiques du défaut.

La figure IV.11 expose le cas d'un défaut au niveau d'un segment d'anneau de court-circuit. On remarque bien l'apparition des mêmes raies observées dans les spectres issus de la simulation des cassures de barres, Cependant, un constat important s'impose, c'est que le défaut sur les portions d'anneaux de court-circuit est plus sévère que celui des barres rotoriques.

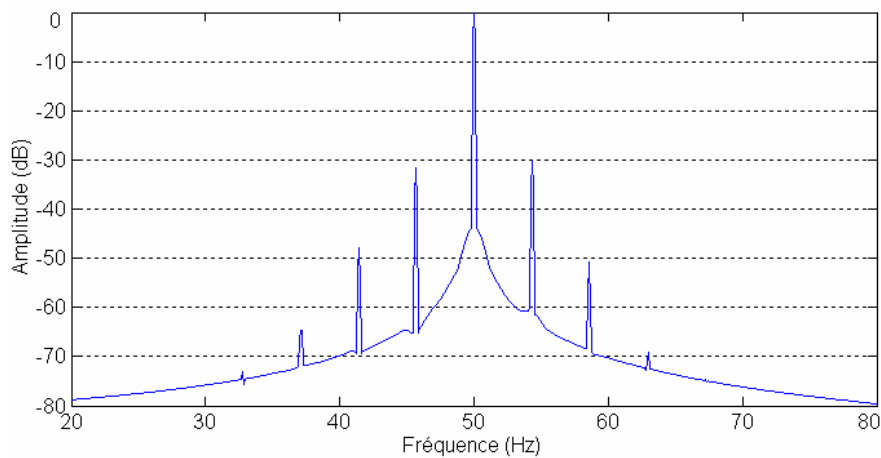


Figure IV.11. Spectre du courant de la phase A statorique – $C_r = 40\text{Nm}$ avec un défaut sur une portion d'anneau de court circuit.

Le tableau ci-dessous regroupe les modules des raies caractérisant le défaut pour différentes charges et pour un nombre de barres cassées allant de 1 jusqu'à 4.

La simulation du fonctionnement en faisant varier la charge et le nombre de barres cassées est le moyen qui nous permet d'inspecter la sensibilité de ces raies, et de prédire leurs lois de variation en fonction des deux plus importants paramètres : la charge et le nombre de barres cassées. A la base de ces résultats s'obtiennent les tracés des courbes relatives aux lois de variation correspondantes.

A partir des courbes de la figure VI.13 on constate que les amplitudes des raies $(1 \pm 2g) \cdot f_s$ évoluent avec l'évolution du degré de sévérité du défaut, ce qui paraît normal. En revanche, les lois de variation de ces raies en fonction de la charge ne possèdent pas cette spécificité. On se permet de dire pour ce moteur que les amplitudes des raies caractéristiques du défaut tendent à augmenter avec l'augmentation de la charge seulement si on est dans les faibles charges, ou bien dans les grandes charges (Figure VI.12).

Nb de barres adjacentes cassées		Charge			
		1	2	3	4
10 Nm	$(1-2g) f_s$	-42.8	-38.05	-35.25	-34.7
	$(1+2g) f_s$	-46.8	-40.63	-36.5	-34.2
40 Nm	$(1-2g) f_s$	-46.29	-37.74	-33.1	-28.34
	$(1+2g) f_s$	-43.35	-35.6	-31.66	-26.97
55 Nm	$(1-2g) f_s$	-44.38	-36.2	-28.18	-23.38
	$(1+2g) f_s$	-45	-36.5	-29.65	-26.58
65 Nm	$(1-2g) f_s$	-40.87	-32.02	-23.91	-17.81
	$(1+2g) f_s$	-44.62	-35.87	-29.64	-26

Tableau IV.1. Amplitudes en dB des raies $(1 \pm 2g) \cdot f_s$ en fonction de la charge, et pour différents nombres de barres cassées.

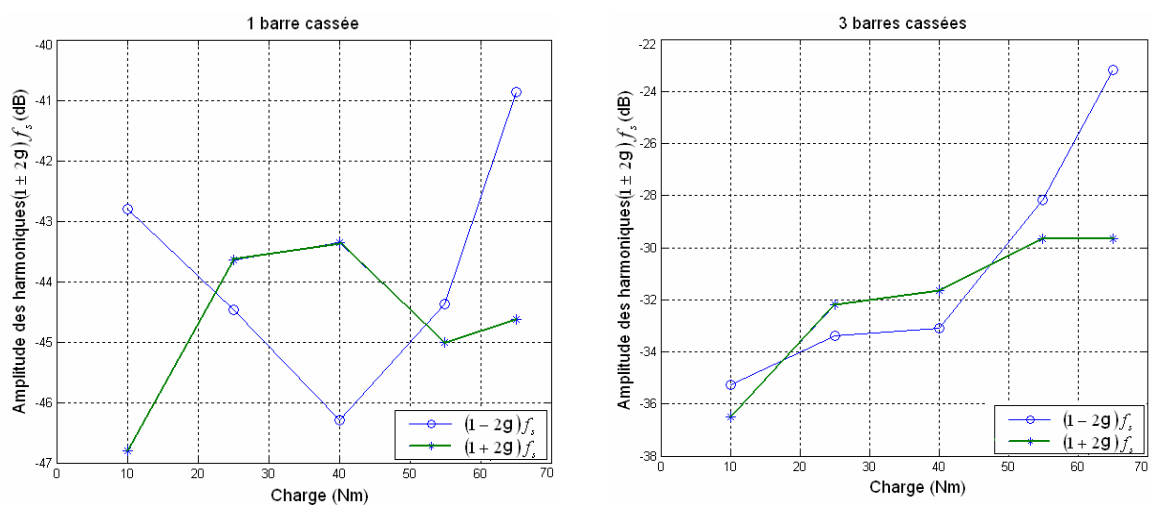


Figure IV.12. Evolution des raies $(1 \pm 2g) f_s$ en fonction de la charge.

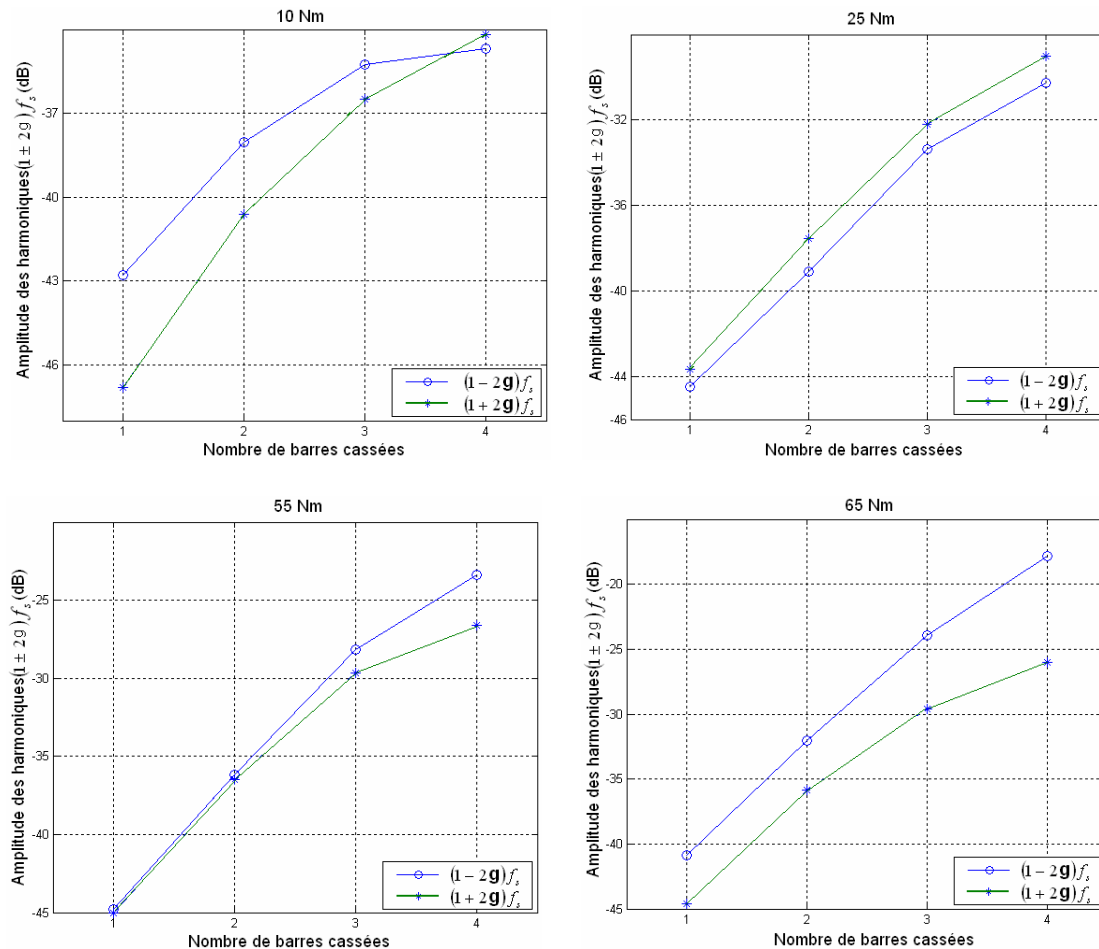


Figure IV.13. Evolution des raies $(1\pm 2g)f_s$ en fonction du nombre de barres cassées pour différentes charges.

IV.2.2 Simulation avec le deuxième modèle

Avec la même procédure adoptée dans le premier modèle, la simulation du défaut de barres s’obtient par l’augmentation de la résistance de la barre ou le segment d’anneau de court-circuit concerné par le défaut. Plus le facteur de multiplication est grand, plus grande est la sévérité du défaut.

Les figures IV.14 et IV.15 représentent les spectres du courant de la première phase statorique pour un fonctionnement sous une charge de 60Nm, avec prise en compte de l’inclinaison des barres et avec un défaut sur une seule barre. A cette charge, on ne remarque pas un net changement au niveau des harmoniques d’encoches; en revanche, une nouvelle série d’harmoniques se manifeste clairement. La figure IV.15-a montre les raies de fréquences $f_{b1} = 47.76Hz$, $f_{b2} = 55.24Hz$, qu’on a déjà pu avoir avec le premier modèle. Néanmoins, le modèle avec harmoniques d’encoches est plus performant, du fait qu’il est capable de dévoiler une nouvelle série d’harmoniques donnée par (I.12) (figure III.15-b).

Les six premières fréquences correspondantes sont :

$$f_{b3} = (3 - 2g)f_s = 138.7\text{Hz} \quad (\text{IV.1})$$

$$f_{b4} = (3 - 4g)f_s = 144.8\text{Hz} \quad (\text{IV.2})$$

$$f_{b5} = (5 - 4g)f_s = 234.5\text{Hz} \quad (\text{IV.3})$$

$$f_{b6} = (5 - 6g)f_s = 239.7\text{Hz} \quad (\text{IV.4})$$

$$f_{b7} = (7 - 5g)f_s = 329.4\text{Hz} \quad (\text{IV.5})$$

$$f_{b8} = (7 - 8g)f_s = 337.1\text{Hz} \quad (\text{IV.6})$$

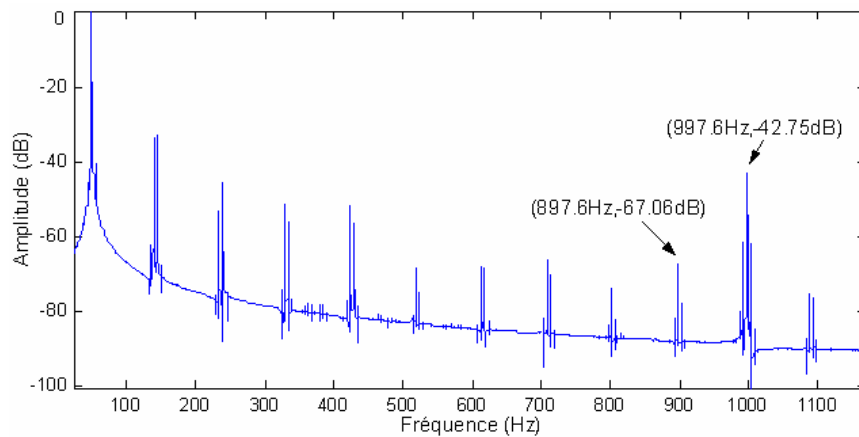


Figure IV.14. Spectre correspondant du courant relatif à une charge de 60Nm ($g = 5.24\%$) et une barre cassée – avec prise en compte de l'inclinaison des barres.

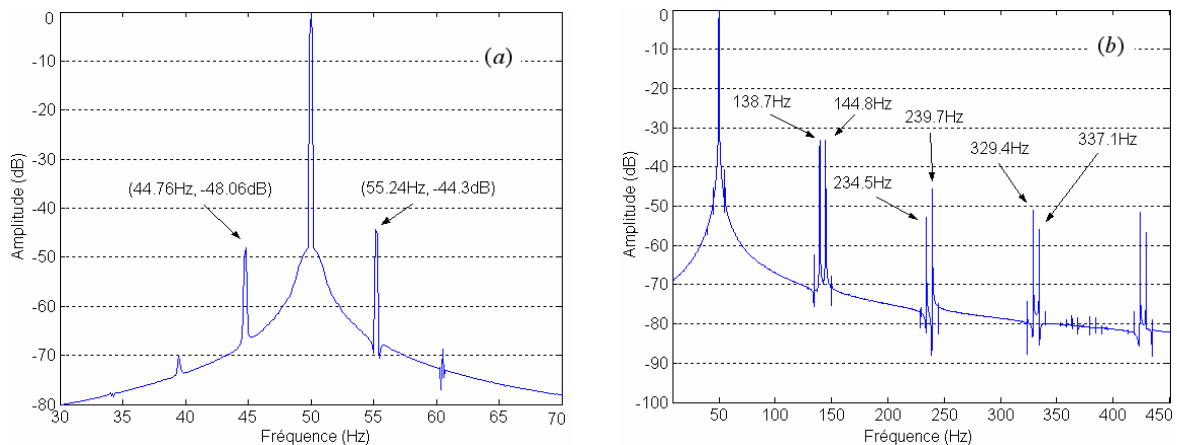


Figure IV.15. Mise en évidence des basses fréquences caractérisant le défaut, (a) fréquence au tour de la fondamentale (50Hz), et (b) les fréquences supérieures.

Tel que le montrent les figures IV.16, IV.17 et IV.18, dans la simulation du défaut, les raies de fréquences additionnelles se manifestent sous forme d'ondulations dans les courbes du courant statorique, de la vitesse mécanique et du couple électromagnétique respectivement. Ces ondulations sont de plus en plus importantes que le défaut et plus sévère.

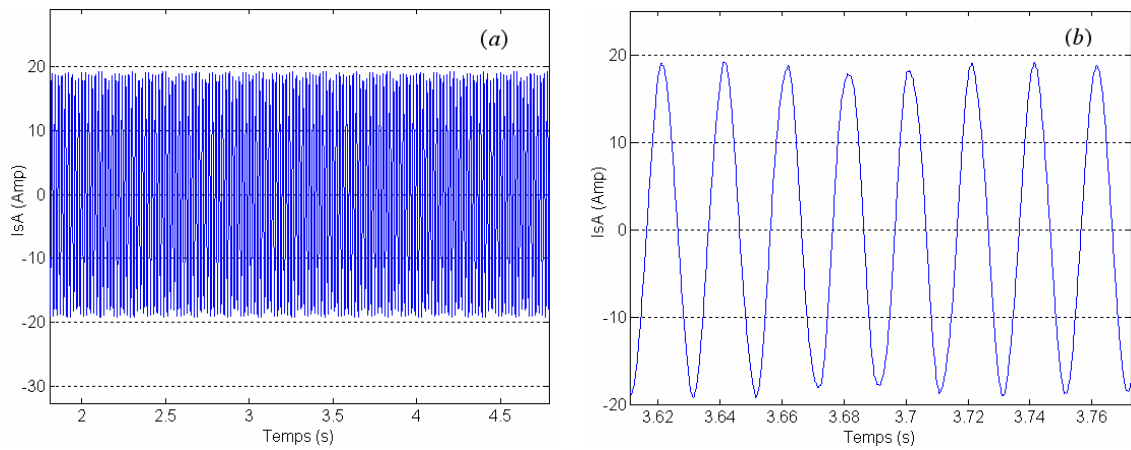


Figure IV.16. Courant statorique en régime permanent (a), et son zoom (b) relatif à une charge de 60Nm ($g = 5.24\%$) et une barre cassée – avec prise en compte de l’inclinaison des barres.

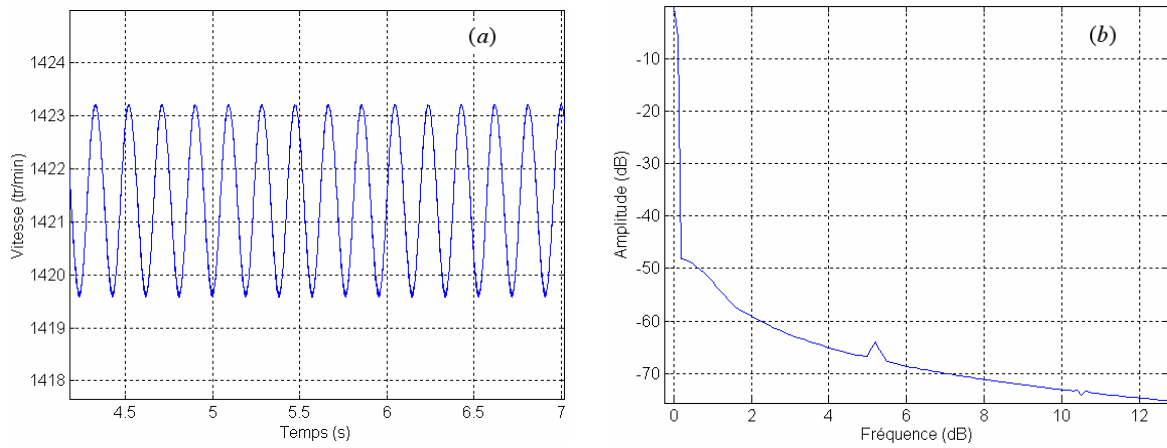


Figure IV.17. Vitesse mécanique correspondante (a) et son spectre (b) en régime permanent.

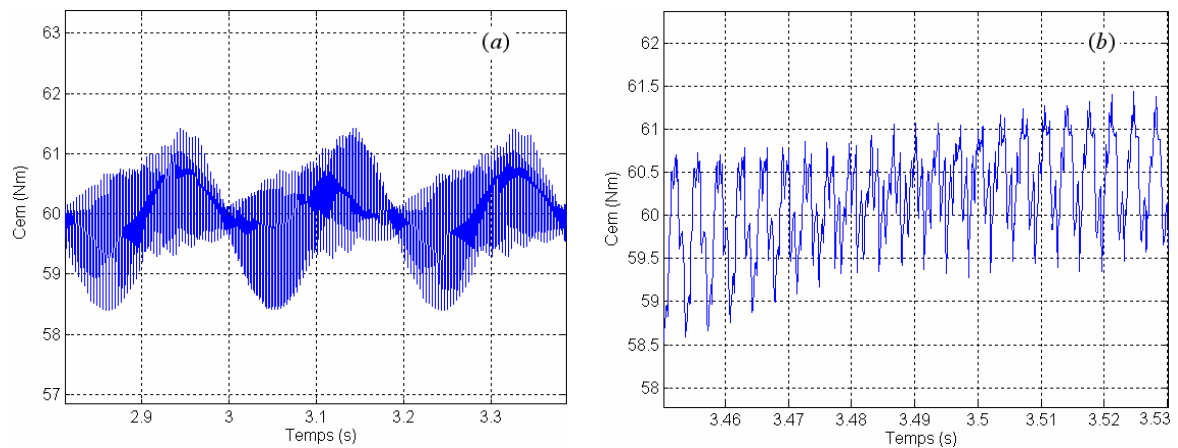


Figure IV.18. Couple électromagnétique en régime permanent (a) et son zoom (b).

Bien que le cas des défauts qui touchent des barres espacées de $\pi/2$ est un cas envisageable théoriquement, sa reproduction effective est très rare. En fait, les contraintes mécaniques et thermiques qui sont à l'origine d'une rupture de barre, se déplacent d'une barre à la barre adjacente et ainsi de suite. Cela se voit dans la figure IV.19 où les courants dans les barres qui précèdent et qui succèdent à la barre rompue sont de moins en moins importants en s'éloignant plus de la barre rompue, et c'est ce qui fait que les défauts se reproduisent généralement entre des barres adjacentes [39].

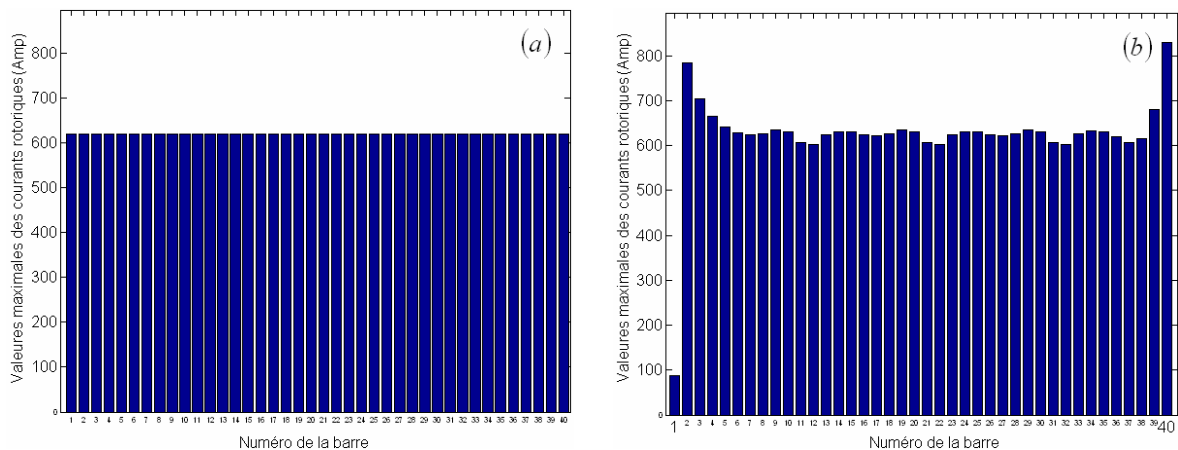


Figure IV.19. Modules des courants des barres rotoriques, (a) moteur sain, et (b) moteur avec la première barre cassée.

Les figures IV.15-a avec IV.20-a et IV.21-a montrent que les fréquences au voisinage de f_s caractérisant les défauts de barres, sont plus sensibles à la variation de la charge et à l'augmentation du nombre de barres cassées, par rapport aux harmoniques d'encoches principales (figures IV.20-b et IV.21-b) ou à l'autre série d'harmoniques caractéristiques du défaut (figures IV.15-b et IV.22). C'est la raison pour laquelle plusieurs travaux adoptent les fréquences $(1 \pm 2g)f_s$ pour le diagnostic de ce type de défauts, à moins que ces raies ne soient confondues avec d'autres raies d'une autre origine, tel que celles liées à la nature de la charge entraînée [23].

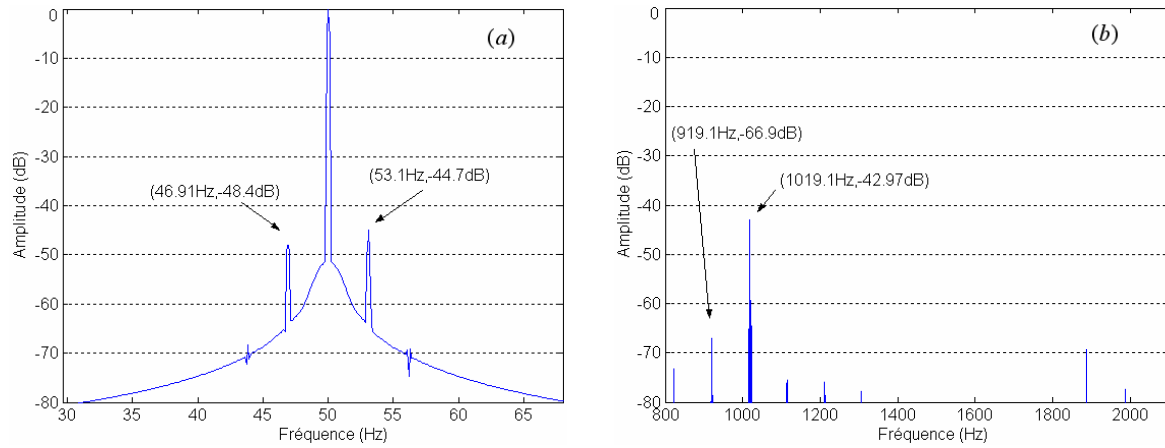


Figure IV.20. Spectre du courant pour une barre cassée et une charge de 40 Nm ($g = 3.09\%$). (a) Fréquences autour de la fondamentale (50Hz), (b) harmoniques d'encoches principales.

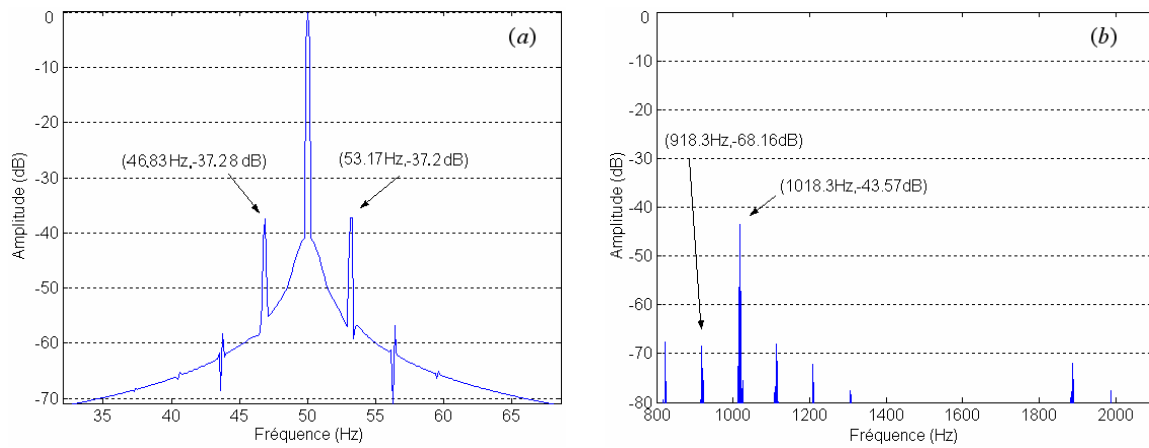


Figure IV.21 Spectre du courant pour deux barres cassées et une charge de 40Nm ($g = 3.17\%$). (a) Fréquences autour de 50Hz, (b) harmoniques d'encoches principales.

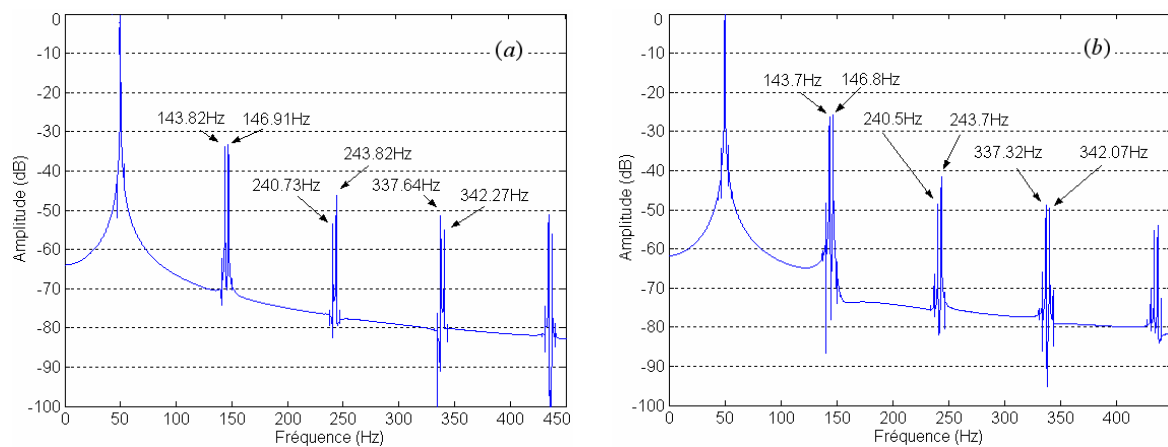


Figure IV.22. Les harmoniques supérieurs caractérisant le défaut, cas d'une charge de 40 Nm. (a) une barre cassée, (b) deux barres cassées.

Le même constat concernant les barres rompues espacées de $\pi/2$ (angle électrique) se reproduit avec le deuxième modèle. En basses fréquences, les raies $(1 \pm 2g)f_s$ ne se voient presque pas, tandis que l'autre chaîne de fréquence existe toujours (figure VI.23). Le défaut sur les anneaux de court-circuit engendre les mêmes fréquences observées dans le cas des ruptures de barres, mais ce dernier est plus sévère (figure VI.24).

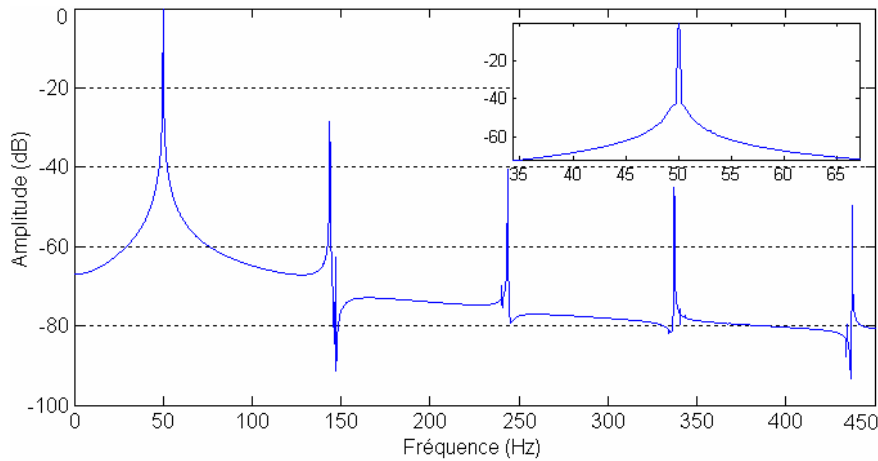


Figure IV.23. Spectre du courant pour deux barres cassées et espacées de $\pi/2$ (angle électrique). Moteur sous une charge de 40Nm.

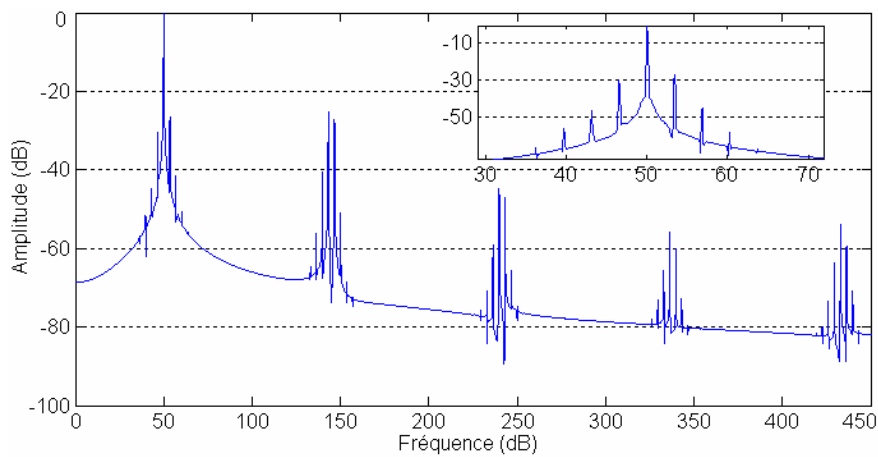


Figure IV.24. Spectre du courant pour un fonctionnement avec un segment d'anneau de court-circuit rompu, sous une charge de 40Nm.

IV.3 : LES DEFAUTS D'EXCENTRICITE

IV.3.1 Excentricité statique

La simulation du fonctionnement du moteur sous conditions d'excentricité statique en utilisant la forme étendue de la fonction d'enroulement modifiée se fait en substituant le degré d'excentricité dynamique δ_d par zéro dans l'expression (II.111) donnant le degré d'excentricité globale δ , et en faisant varier le degré d'excentricité statique δ_s .

Les figures IV.25 et IV.26 présentent l'allure de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, et du courant statorique en régime permanent, et cela sous une charge de 40Nm et avec $\delta_s = 60\%$.

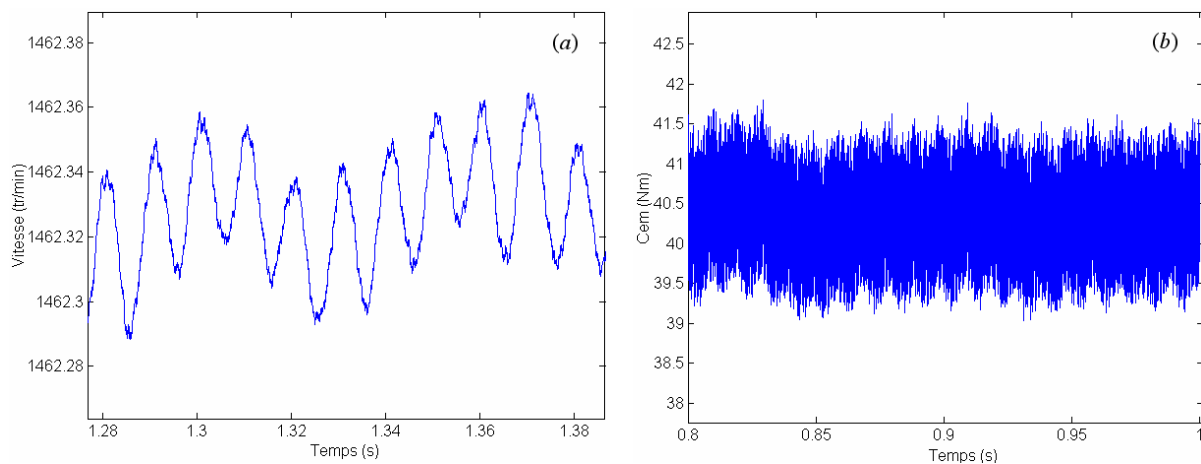


Figure IV.25. (a) Vitesse de rotation, et (b) couple électromagnétique en régime permanent pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité statique $\delta_s = 60\%$, et une charge de 40Nm.

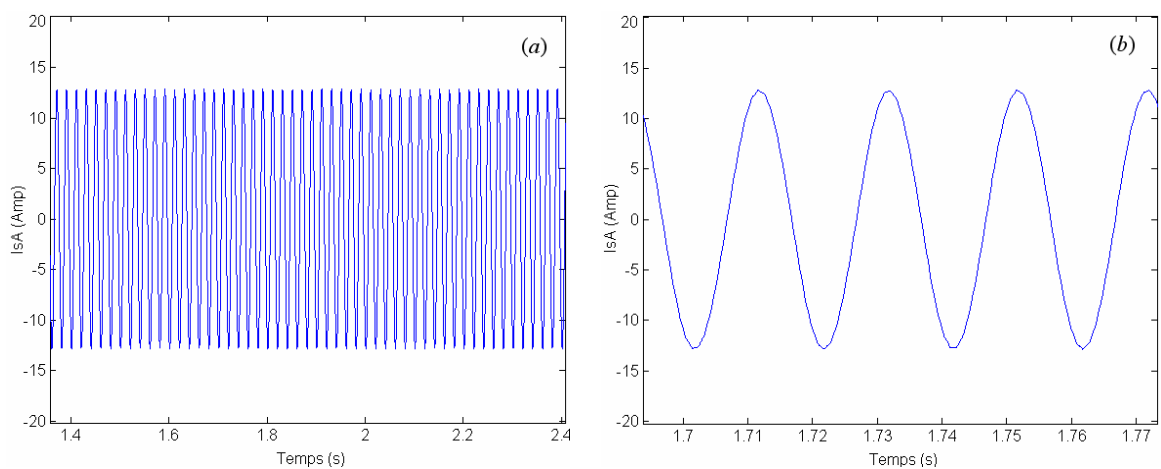


Figure IV.26. (a) Courant de la phase statorique A, (b) le zoom correspondant : $\delta_s = 60\%$, $Cr = 40Nm$.

Il est clair que la représentation temporelle de ces signaux ne permet pas de contribuer à un bon diagnostic quant à l'état de santé de la machine, néanmoins, il est tout de même possible de remarquer que les fluctuations de vitesse et du couple sont plus importantes par rapport à leurs niveaux à l'état sain.

La figure IV.27 illustrant le spectre relatif au courant de la première phase statorique, montre bien qu'aucune fréquence additionnelle ne peut surgir suite à ce défaut, cependant, on constate une modulation des fréquences des harmoniques d'encoches rotoriques.

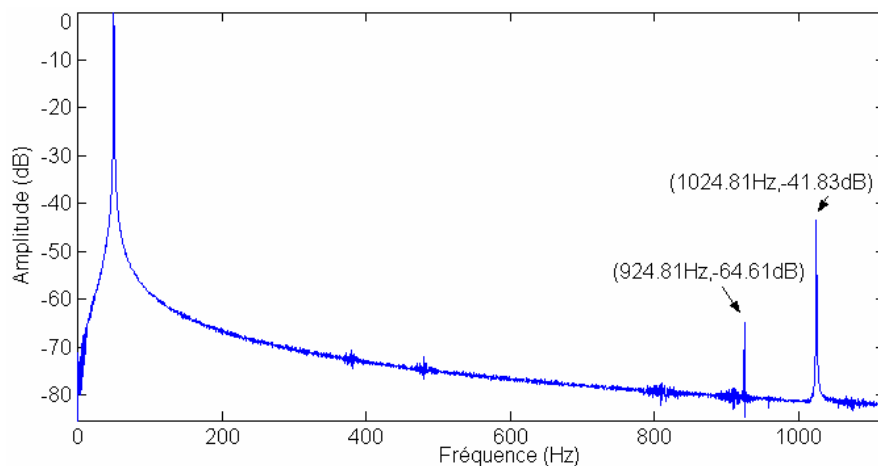


Figure IV.27. Spectre correspondant du courant de la phase statorique A: $\delta_s = 60\%$,
 $Cr = 40Nm$.

Le tableau IV.2 regroupe les valeurs des fréquences correspondant aux harmoniques principales d'encoches rotoriques pour un fonctionnement sous une charge de 40Nm, et pour différentes valeurs d'excentricités statiques. L'évolution des harmoniques se voit dans les figures IV.28 [20], et c'est bien ce qui fait que cette évolution suit l'évolution de la sévérité du défaut. Mais la question qui se pose est si on peut ou non utiliser ces fréquences pour inspecter la présence d'une excentricité statique ? En fait, la contrainte qui constitue l'handicape de cette méthode est qu'elle requiert au préalable la connaissance du spectre du courant du moteur sain afin d'établir la comparaison [48].

	Etat sain	$\delta_s = 20\%$	$\delta_s = 40\%$	$\delta_s = 60\%$
Amplitude de PSH1 (dB)	-66.86	-66.25	-65.08	-64.61
Amplitude de PSH2 (dB)	-43.38	-43.35	-41.96	-41.83

Tableau IV.2. Evolution des harmoniques d'encoches principales en fonction du degré d'excentricité statique.

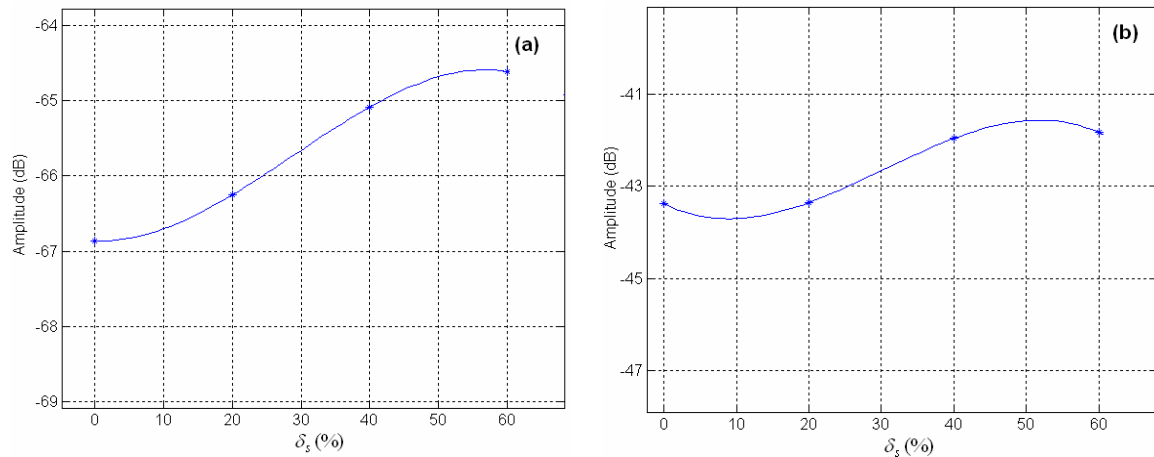


Figure IV.28. Evolution des PSH en fonction du degré d'excentricité statique. (a) PSH1, (b) PSH2.

IV.3.2 Excentricité dynamique

De la même manière adoptée pour la simulation de l'excentricité statique, il est possible de simuler un défaut d'excentricité dynamique, mais cette fois-ci en faisant tendre δ_s vers zéro, et varier δ_d .

Les figures IV.29 et IV.30 présentent l'allure de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, et du courant statorique au régime permanent, et cela sous une charge de 40Nm et avec $\delta_d = 60\%$ [50]. Ainsi, une excentricité dynamique se traduit également par des fluctuations au niveau de la vitesse et de couple électromagnétique. Quand au courant statorique, ça se traduit dans le domaine fréquentiel par l'apparition d'une série d'harmoniques obéissant à (I.13) et (I.14).

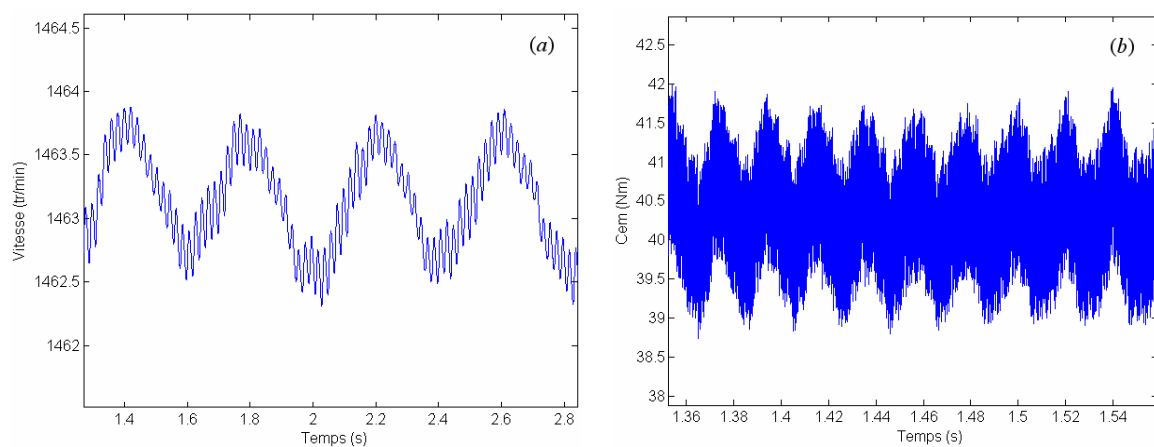


Figure IV.29. (a) Vitesse de rotation et (b) Le couple électromagnétique en régime permanent pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité dynamique $\delta_d = 60\%$, $C_r = 40\text{Nm}$.

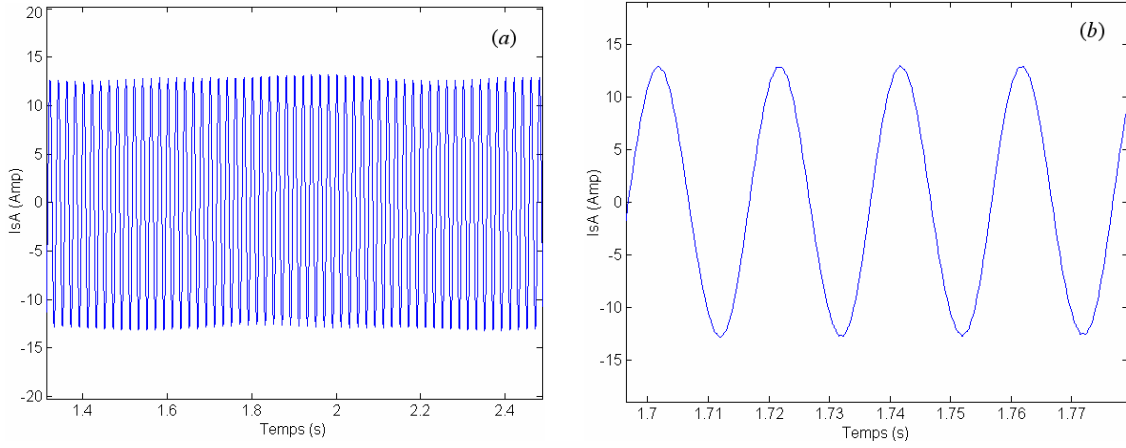


Figure IV.30. (a) Courant de la phase statorique A ,(b) le zoom correspondant :
 $\delta_d = 60\%$, $Cr=40Nm$.

La figure IV.31 représente le spectre du courant statorique pour un fonctionnement sous une charge de 40Nm ($g = 0.0247$) et avec un degré d'excentricité dynamique de 60%. Dans la figure IV.32 relative au basses fréquences apparaissent clairement les fréquences qu'on peut tirer de l'équation (I.14) qu'on rappelle ici :

$$f_{mix} = |f_s \pm kf_r|.$$

En affectant à k la valeur 2 puis 4 nous obtenons les fréquences:

$$f_{mix2}^- = |(1 - 2 \cdot (1 - g) / p) \cdot f_s| = 1.23Hz \quad (IV.7)$$

$$f_{mix2}^+ = |(1 + 2 \cdot (1 - g) / p) \cdot f_s| = 98.76Hz \quad (IV.8)$$

$$f_{mix4}^+ = |(1 + 4 \cdot (1 - g) / p) \cdot f_s| = 147.53Hz \quad (IV.9)$$

$f_{mix4}^- = 47.53Hz$ n'apparaît pas parce qu'elle est très proche de la fondamentale. Pour la mettre en évidence, le recours à une très grande résolution du spectre s'impose. Les amplitudes des raies à partir de $k = 6$ sont très faibles.

Dans la figure IV.33 nous pouvons voir les fréquences additionnelles obéissant à l'équation générale (I.13) donnée par

$$f_{ecc} = \left[\left(\frac{kN_b \pm n_d}{p} \right) (1 - g) \pm n_{os} \right] \cdot f_s,$$

et qu'on peut obtenir en posant $k = 1$, $n_d = 2$ et $n_{os} = 1$. Soit dans ce cas:

$$f_{d1} = ((N_b - 2) \cdot (1 - 0.0247) / p - 1) = 876.53 \text{ Hz} \quad (\text{IV.10})$$

$$f_{d2} = ((N_b - 2) \cdot (1 - 0.0247) / p + 1) = 976.53 \text{ Hz} \quad (\text{IV.11})$$

$$f_{d3} = ((N_b + 2) \cdot (1 - 0.0247) / p - 1) = 974.06 \text{ Hz} \quad (\text{IV.12})$$

$$f_{d4} = ((N_b + 2) \cdot (1 - 0.0247) / p + 1) = 1074.1 \text{ Hz} \quad (\text{IV.13})$$

Dans le cas d'une excentricité purement dynamique, seules ces fréquences peuvent être vues dans le spectre de simulation résultant. Cependant, les cas diagnostiqués pratiquement ont révélé l'apparition d'autres harmoniques qu'on peut avoir par la substitution dans (I.14) des valeurs impaires de k , et aussi $k = 1$, et $n_d = 1$ dans l'équation (I.13).

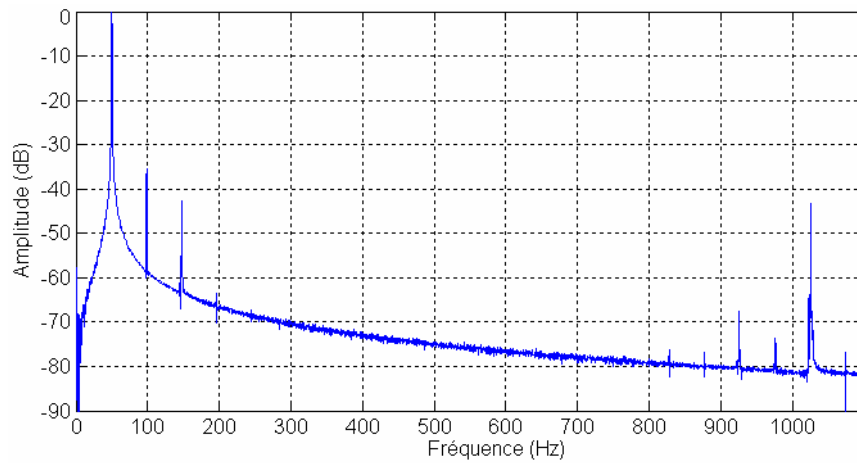


Figure IV.31. Spectre correspondant du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $Cr=40\text{Nm}$.

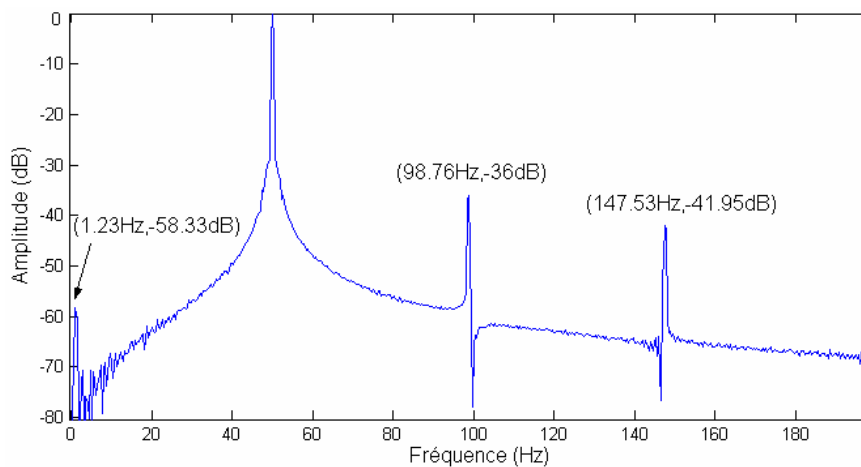


Figure IV.32. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $Cr=40\text{Nm}$.

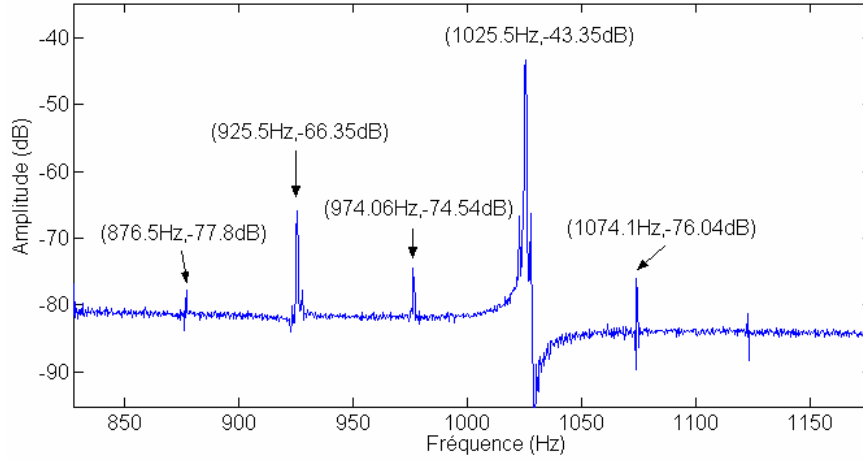


Figure IV.33. Spectre hautes fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $Cr=40Nm$.

Il est admissible maintenant qu'une excentricité purement dynamique ne peut exister seule, et qu'il y'existe toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle [47]. Beaucoup de travaux confirment que seule cette combinaison peut générer les harmoniques obtenus en faisant affecter à k la valeur 1 dans (I.14).

La figure IV.34 représente le spectre du courant statorique pour un fonctionnement sous 40Nm ($g = 0.0245$), et avec une excentricité dynamique de 60% combinée avec un faible degré d'excentricité statique, soit $\delta_s = 10\%$, ce qui peut constituer une simulation d'un cas fréquent d'excentricité dynamique. L'introduction de l'excentricité statique engendre des raies caractéristiques de l'excentricité mixte obéissant à l'équation (I.14) avec $k = 1$. Ces fréquences sont [40]:

$$f_{mix1}^- = |(1 - (1 - g) / p) \cdot f_s| = 25.61Hz . \quad (IV.14)$$

$$f_{mix1}^+ = |(1 + (1 - g) / p) \cdot f_s| = 74.38Hz . \quad (IV.15)$$

Et tel que montre la figure IV.35, ces fréquences sont ajoutées aux précédentes :

$$f_{mix2}^- = |(1 - 2 \cdot (1 - 0.0245) / p) \cdot f_s| = 1.22Hz \quad (IV.16)$$

$$f_{mix2}^+ = |(1 + 2 \cdot (1 - 0.0245) / p) \cdot f_s| = 98.77Hz \quad (IV.17)$$

$$f_{mix4}^+ = |(1 + 4 \cdot (1 - 0.0245) / p) \cdot f_s| = 147.55Hz \quad (IV.18)$$

On peut voir aussi, mais avec de faibles amplitudes, les fréquences correspondant à $k = 3$ dans l'équation (I.14), et qui ont les valeurs suivantes:

$$f_{mix3}^- = |(1 - 3 \cdot (1 - 0.0245) / p) \cdot f_s| = 132.16Hz \quad (IV.19)$$

$$f_{mix3}^+ = \left| (1 + 3 \cdot (1 - 0.0245) / p) \cdot f_s \right| = 23.16Hz \quad (IV.20)$$

Pour les fréquences au voisinage des harmoniques d'encoches principales, les composantes trouvées dans le cas de la pure excentricité dynamique se reproduisent (figure IV.36), mais en addition, on remarque la création d'autres fréquences caractérisant l'excentricité dynamique, relatives à $n_d = 1$ dans l'équation (I.13), et ayant pour valeurs :

$$f_{d5} = ((N_b - 1) \cdot (1 - 0.0245) / p - 1) = 900.52Hz \quad (IV.21)$$

$$f_{d6} = ((N_b - 1) \cdot (1 - 0.0245) / p + 1) = 949.27Hz \quad (IV.22)$$

$$f_{d7} = ((N_b + 1) \cdot (1 - 0.0245) / p - 1) = 1000.5Hz \quad (IV.23)$$

$$f_{d8} = ((N_b + 1) \cdot (1 - 0.0245) / p + 1) = 1049.27Hz \quad (IV.24)$$

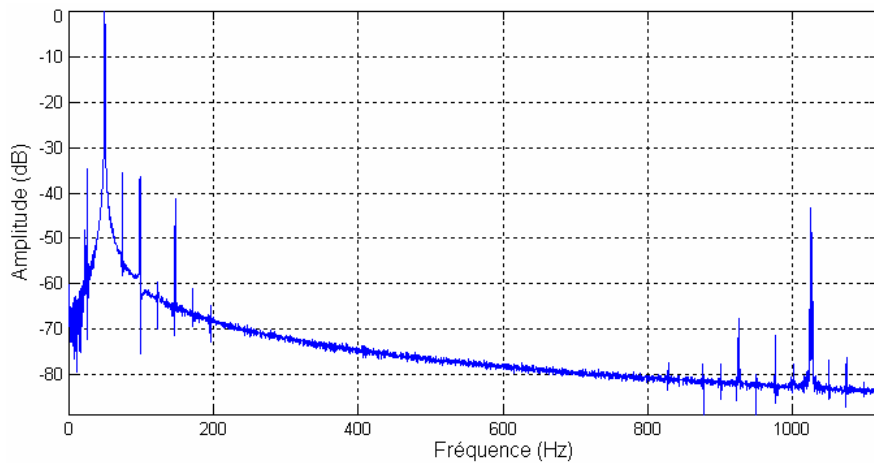


Figure IV.34. Spectre du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $\delta_s = 10\%$, $Cr=40Nm$.

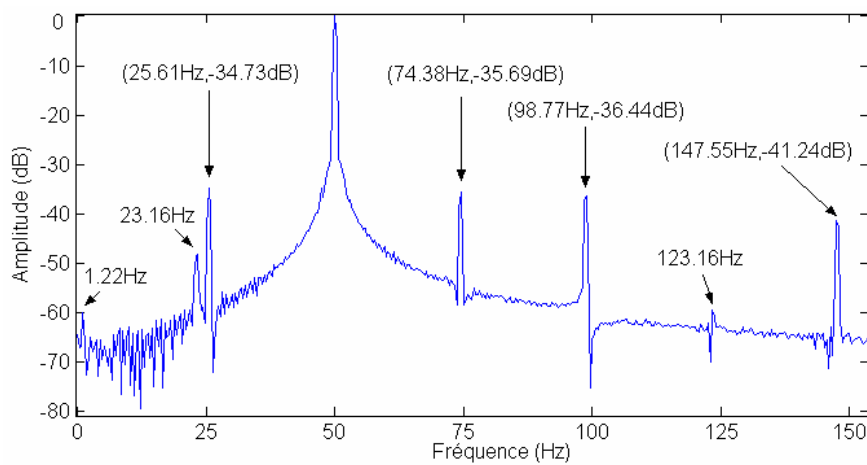


Figure IV.35. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $\delta_s = 10\%$, $Cr=40Nm$.

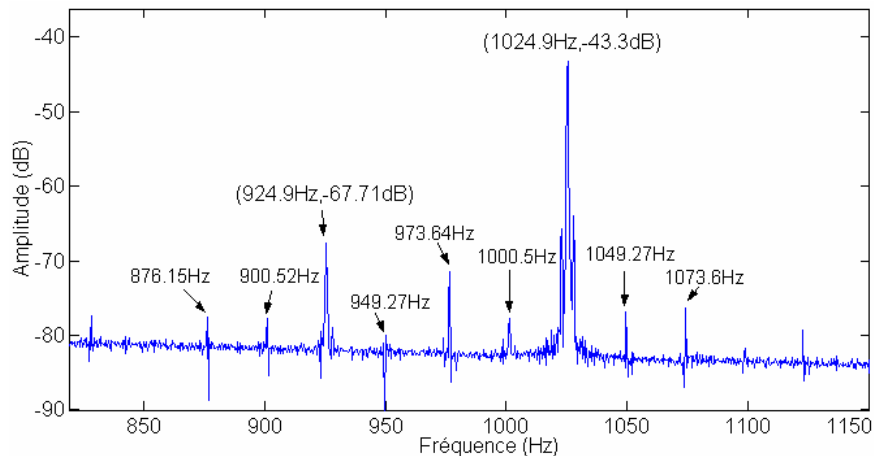


Figure IV.36. Spectre hautes fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 60\%$, $\delta_s = 10\%$, $Cr=40Nm$.

Cela veut dire que ces harmoniques sont autant importantes que le degré d'excentricité statique est important.

A la lumière de ces résultats, on peut dire que l'excentricité dynamique se manifeste par la création d'harmoniques de part et d'autre des harmoniques d'encoches rotoriques dont les amplitudes constituent l'indication majeure de la sévérité du défaut. L'excentricité dynamique ne peut exister seule, elle est toujours combinée à un certain degré d'excentricité statique formant ainsi une excentricité dite mixte.

IV.3.3 Excentricité mixte

Les Figures IV.37, IV.38, IV.39 et IV.40 illustrent les grandeurs électromagnétiques du moteur chargé de 40Nm ($g = 0.0251$) et présentant une excentricité mixte évaluée à 50% statique et 30% dynamique.

La figure IV.37-a- correspondant à la vitesse de rotation, montre le changement qui survient dans le régime transitoire si une excentricité mixte est introduite. Le temps d'établissement du régime permanent est sensiblement plus important. Dans la figure IV.37-b, il est bien évident que la vitesse oscille autour d'un intervalle plus grand que celui correspondant à un cas d'excentricité purement statique ou purement dynamique. Autrement dit, les fluctuations de vitesse sont plus importantes.

La figure IV.38 montre les oscillations que peut générer un défaut d'excentricité mixte dans le couple électromagnétique. La figure IV.39 correspond au courant statorique, avec pour modification par rapport aux cas précédents une légère modulation des fluctuations au régime transitoire. Le même constat quant au courant rotorique représenté par la figure IV.40.

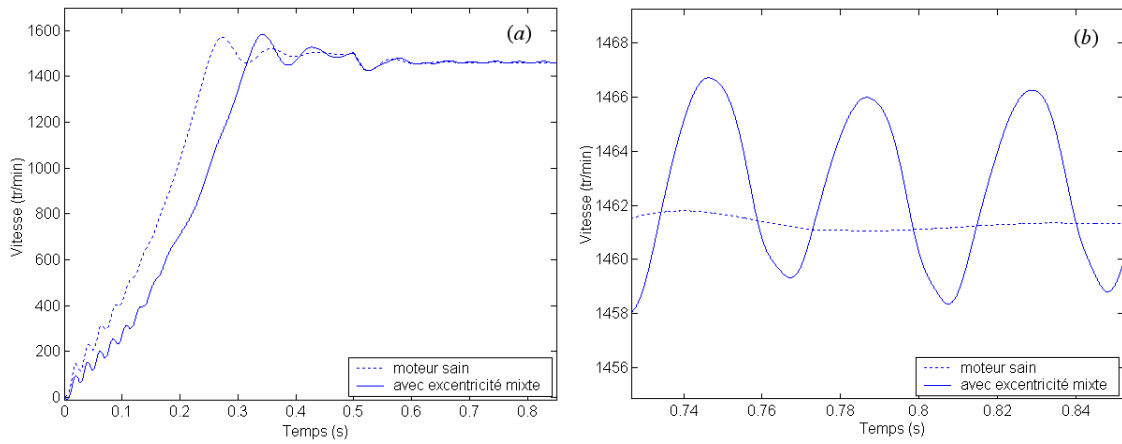


Figure IV.37. Vitesse de rotation (a) au démarrage, (b) en régime permanent, pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité statique $\delta_s = 50\%$ et dynamique $\delta_d = 30\%$, $Cr=40Nm$.

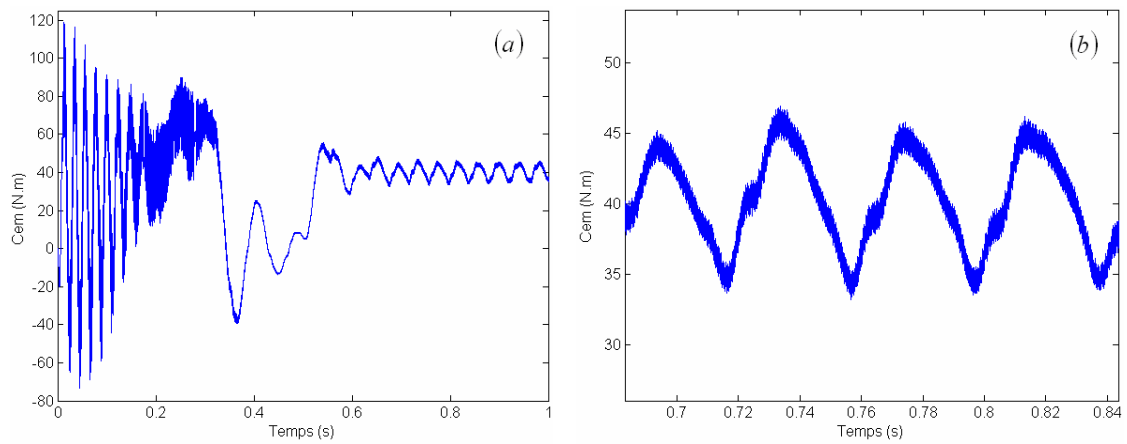


Figure IV.38. Couple électromagnétique, (a) au démarrage, (b) zoom en régime permanent, pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité statique $\delta_s = 50\%$ et dynamique $\delta_d = 30\%$, $Cr=40Nm$.

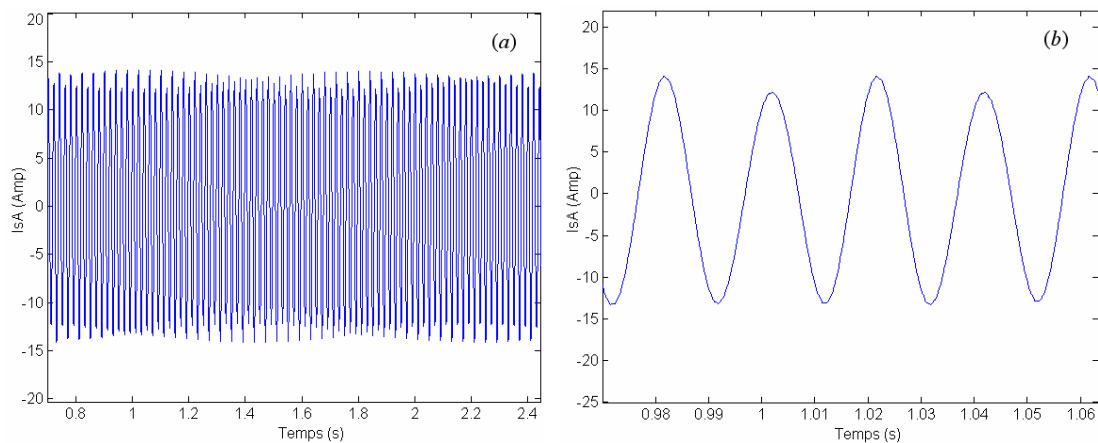


Figure IV.39. Courant statorique (a) en régime permanent, (b) le zoom correspondant, pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité statique $\delta_s = 50\%$ et dynamique $\delta_d = 30\%$, $Cr=40Nm$.

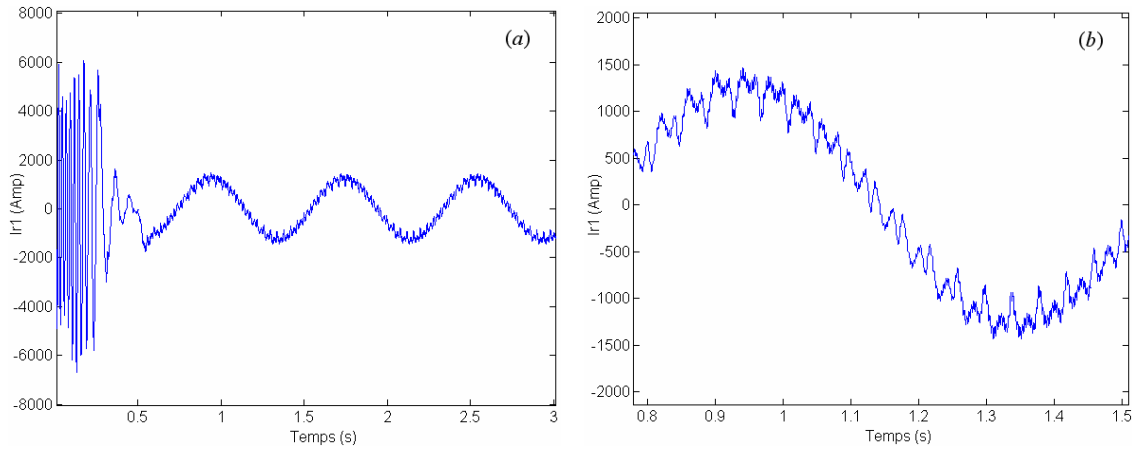


Figure IV.40. (a) Courant de la maille r_1 rotorique, (b) le zoom correspondant, pour un fonctionnement avec un degré d'excentricité statique $\delta_s = 50\%$ et dynamique $\delta_d = 30\%$, $Cr=40Nm$.

Le spectre du courant statorique de la figure IV.41 met en évidence les fréquences prédites par [40]. Dans la figure IV.42 apparaissent les fréquences considérées comme caractéristiques du défaut d'excentricité mixte, et sont ceux obtenues en remplaçant par $k=1$ dans l'équation (I.14). Ils ont pour valeurs :

$$f_{mix1}^- = |(1 - (1 - g) / p) \cdot f_s| = 25.63Hz \quad (IV.25)$$

$$f_{mix1}^+ = |(1 + (1 - g) / p) \cdot f_s| = 74.37Hz \quad (IV.26)$$

Il est bien clair que leurs modules sont significatifs par rapport aux autres harmoniques, et que ceux-ci sont une bonne indication de la sévérité du défaut.

Dans la figure IV.43, et par comparaison avec le cas où, dans l'excentricité mixte, le degré d'excentricité statique est très faible devant le degré d'excentricité dynamique, nous pouvons remarquer que les fréquences issues de la substitution de k par 1 dans (I.13) prennent de l'ampleur avec l'augmentation du degré d'excentricité statique, et que, par conséquent, les fréquences issues de la substitution de k par 2 dans (I.13), et caractérisant l'excentricité dynamique, se voient réduites.

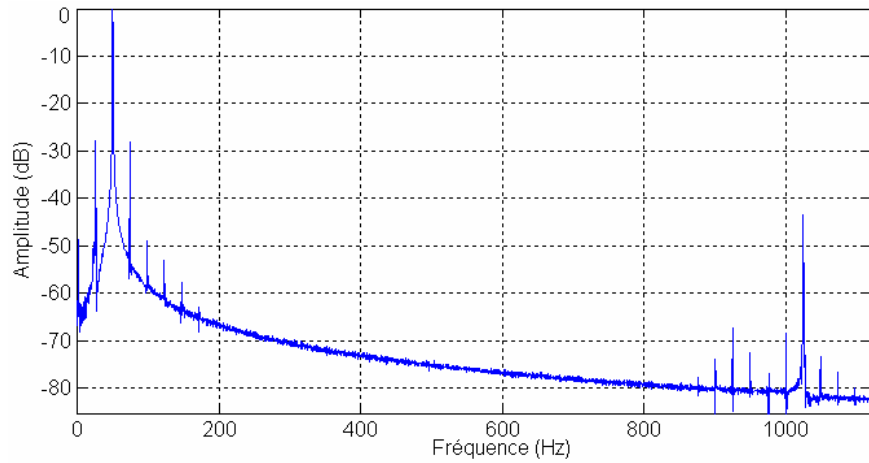


Figure IV.41. Spectre du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 30\%$, $\delta_s = 50\%$, $Cr=40Nm$.

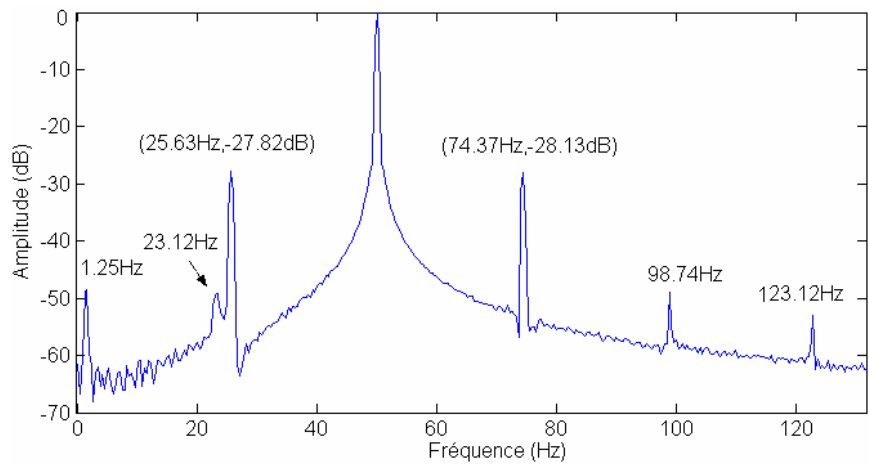


Figure IV.42. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 30\%$,
 $\delta_s = 50\%$, $Cr=40Nm$.

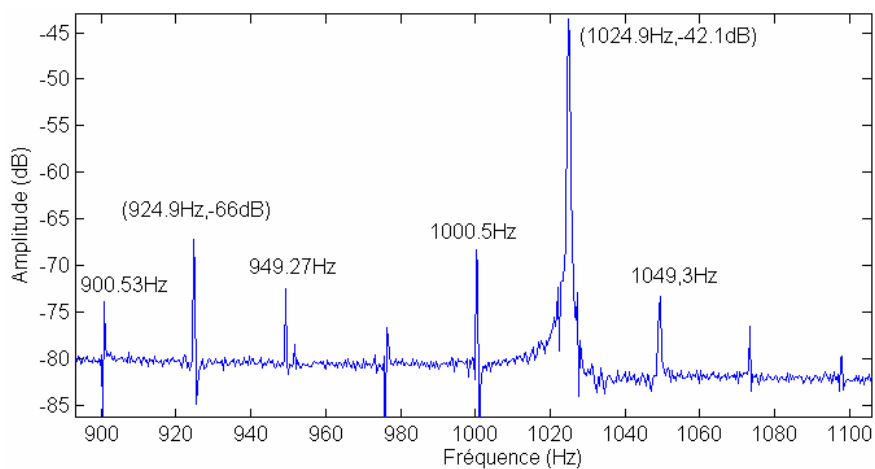


Figure IV.43. Spectre des hautes fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 30\%$,
 $\delta_s = 50\%$, $Cr=40Nm$.

IV.4 : CONCLUSION

Les raies de part et d'autre de la fondamentale du courant statorique sont les plus adaptées à être prises comme moyen de détection des ruptures de barres, mais cela n'exclut pas notre besoin aux autres harmoniques d'ordre supérieur, surtout si la nature de la charge sera à l'origine de fréquences similaires à ceux de basses fréquences générées par les cassures de barres. L'excentricité possède ces propres raies caractéristiques, parfois confondues avec les harmoniques d'encoches rotoriques, mais entraînant leurs modulation dès qu'une excentricité survient. Il est à noter que le fait d'avoir pris en considération l'inclinaison des barres, cela s'est traduit par l'atténuation des harmoniques d'encoches rotoriques. Par conséquent, la modulation de ses harmoniques en fonction du degré d'excentricité statique, ainsi que les raies générées par l'excentricité dynamique, ne sera pas significative. Dans ce contexte, quelques travaux de recherche confirment que le fait d'incliner les encoches contribue à faire minimiser les conséquences des défauts, et notamment les harmoniques qui en découlent [2]. Il convient de signaler aussi qu'il suffit de surveiller le courant d'une seule phase pour détecter l'excentricité, il a été démontré avec des essais pratiques que les raies caractéristiques de l'excentricité ont presque les mêmes amplitudes dans les trois phases. La charge elle aussi n'influe pas sur ces raies en la comparant avec le degré de sévérité du défaut [47].

Chapitre V.

Fonctionnement avec Defauts Combinés

V.1. INTRODUCTION	91
V.2. FONCTIONNEMENT AVEC DEFAUT DE BARRES ET D'EXCENTRICITE ...	91
V.3. QUELQUES RESULTATS PRATIQUES.....	93
V.4. CONCLUSION.....	98

V.1 : INTRODUCTION

Il se peut qu'un défaut commence sa manifestation par des signes poussant le technicien à soupçonner un défaut et non pas un autre. Mais en inspectant les relevés spectraux du moteur, on se trouve face à des signaux très riches en harmoniques, liés à la structure et à la construction de la machine, liés à des défauts qui n'ont pas encore atteint un stade préoccupant, ou bien liés à des phénomènes qu'on ignore encore. Ce qui fait que dans les meilleurs cas, un défaut peut cacher un autre, ou il est souvent combiné avec un défaut différent, si ce n'est pas plus.

Ce chapitre expose un cas de cassure d'une barre rotorique accompagné d'une excentricité mixte, et un cas pratique issu de l'acquisition des signaux réels d'un moteur avec un rotor sain, un moteur avec un rotor présentant une rupture partielle d'une barre et d'un moteur présentant un défaut de roulement. Les résultats trouvés vont être examinés à la base des produits de la simulation.

V.2 : FONCTIONNEMENT AVEC DEFAUTS DE BARRES ET D'EXCENTRICITE

La figure V.1 illustre les fluctuations que présentent les grandeurs électromagnétiques en cas de défaut de barre combiné avec une excentricité du rotor, les fluctuations sont plus importantes par rapport à l'état sain, ou par rapport au cas de défauts uniques. Le même constat quant au courant statorique présenté dans la figure V.2.

Dans le spectre de la figure V.3, et V.4, on peut distinguer les raies caractérisant les cassures de barres, des raies indiquant l'excentricité du rotor. Il en résulte qu'un défaut de barres ne peut pas voiler un défaut d'excentricité, et inversement, à moins que ces raies ne soient superposées, du fait qu'elles se manifestent aux mêmes fréquences.

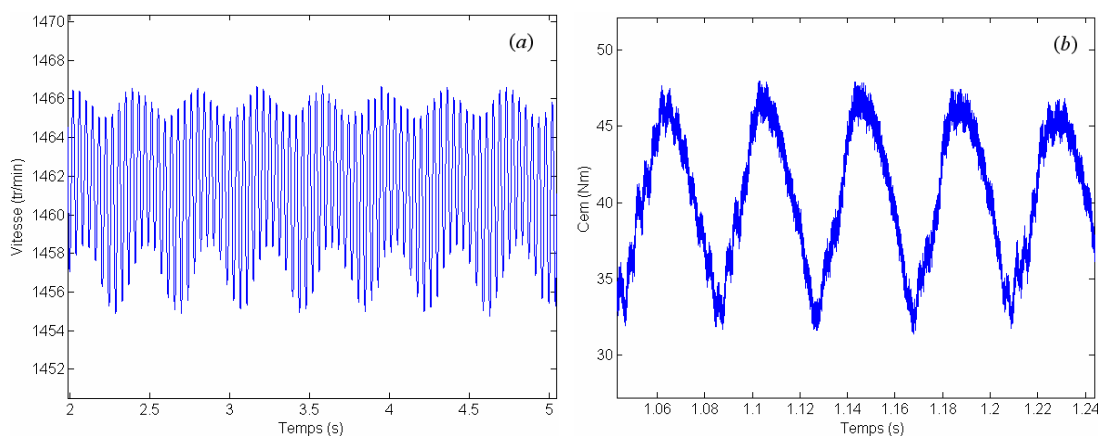


Figure V.1. Vitesse de rotation (a) et couple électromagnétique (b) en régime permanent : $\delta_d = 30\%$, $\delta_s = 50\%$, et une barre cassée. $C_r = 40 \text{ Nm}$.

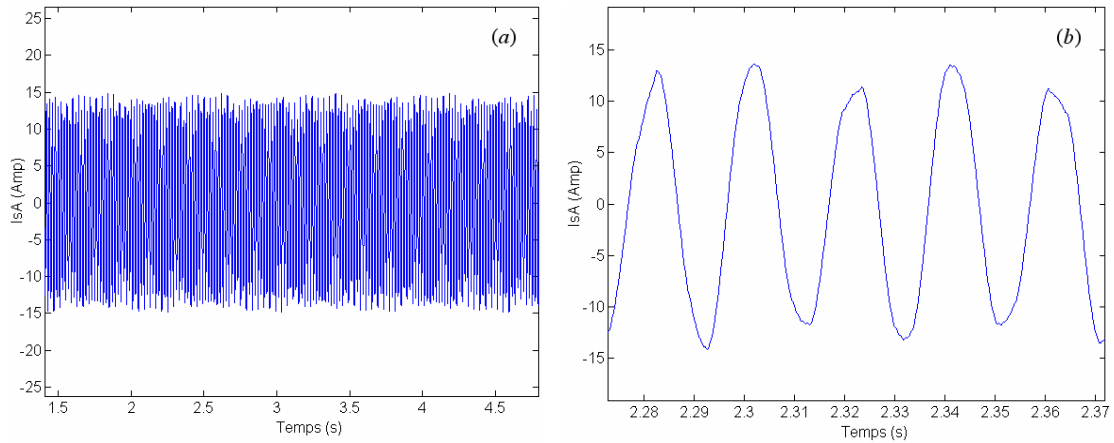


Figure V.2. Courant statorique (a) en régime permanent, (b) le zoom correspondant : $\delta_d = 30\%$, $\delta_s = 50\%$, et une barre cassée. $Cr=40Nm$.

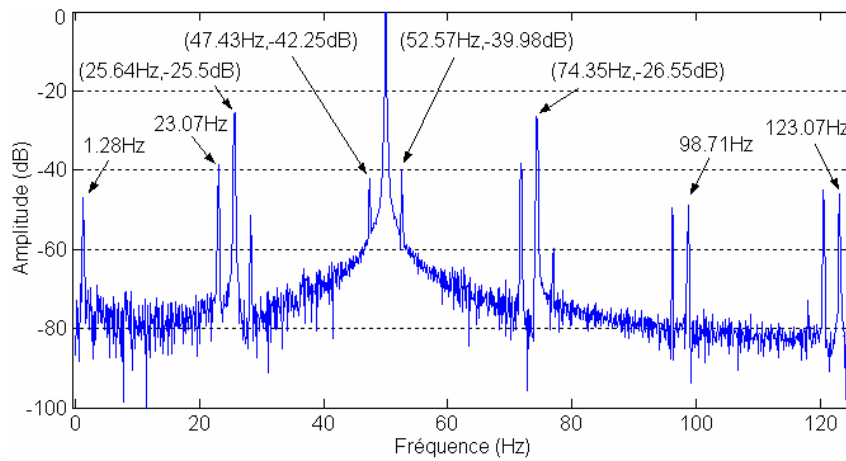


Figure V.3. Spectre basses fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 30\%$, $\delta_s = 50\%$, et une barre cassée. $Cr=40Nm$.

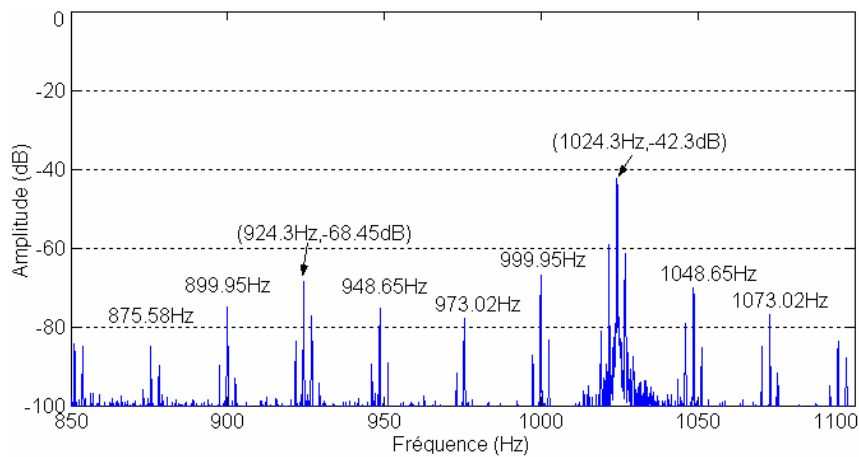


Figure V.4. Spectre hautes fréquences du courant de la phase statorique A : $\delta_d = 30\%$, $\delta_s = 50\%$, et une barre cassée. $Cr=40Nm$.

D'après les figures V.3 et V.4, il est à noter aussi, que les amplitudes des raies sont plus importantes que si le défaut était seul. De même en ce qui concerne les harmoniques supérieurs et les harmoniques d'encoches rotoriques.

V.3 : QUELQUES RESULTATS PRATIQUES

V.3.1. Détection des défauts rotoriques par l'analyse du courant statorique

Les tests pratiques sont effectués sur un banc expérimental au sein du laboratoire du GREEN-UHP à Nancy. Le moteur utilisé est de : 3 kW, 2p=2, 230/400 V, 2800 tr/mn et une fréquence de 50 Hz, fabriqué par Sew-UScome [3].

Le moteur est couplé avec une génératrice à courant continu chargée par des résistances variables, c'est le moyen qui permet de changer le couple de la charge. Le contenu spectral des courants et des tensions est enregistré et exploité en utilisant un programme implanté sous l'environnement MATLAB.

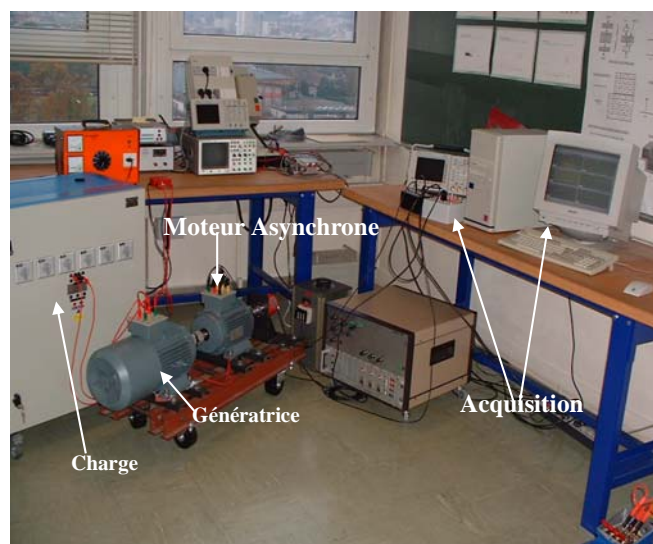


Photo V.1. Le banc d'essai utilisé [55].

a) - Moteur sain

Les résultats ci-dessous sont issus de l'acquisition du courant de la première phase statorique. Le spectre du courant statorique de la figure V.5-a montre bien la composante fondamentale à 50 Hz. Le moteur étant à l'état sain, fonctionnant avec un glissement de $g=0.079$ (100% de la charge). Malgré cela, la composante $(1-2g)f_s$ apparaît clairement indiquant la présence d'une certaine asymétrie naturelle du rotor due à l'inadéquation des méthodes et conditions de fabrication. Les composantes fréquentielles relatives aux harmoniques principales d'encoches rotoriques peuvent être calculées, puis vérifiées dans la figure V.5-b.

$$f_{psh1} = 1239.4Hz. \quad (V.1)$$

$$f_{psh2} = 1339.4Hz. \quad (V.2)$$

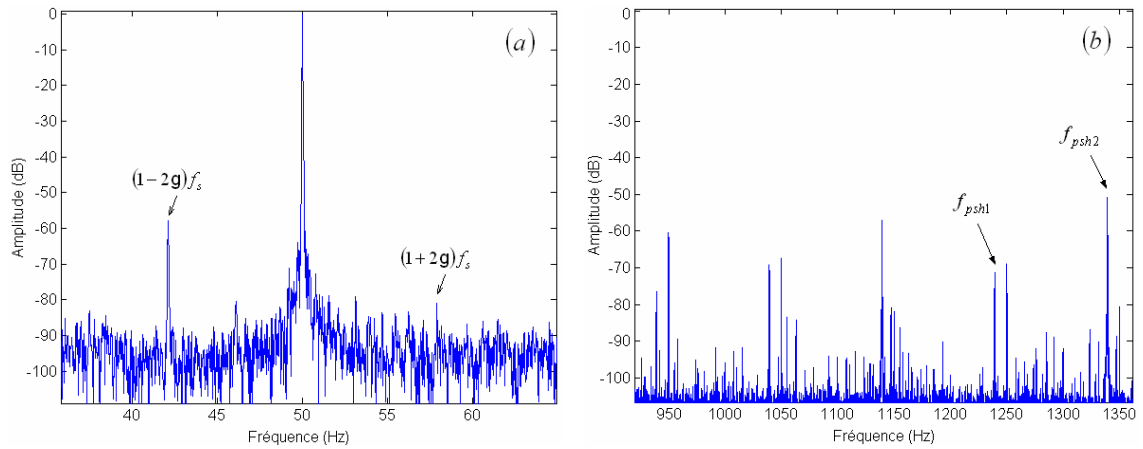


Figure V.5. Spectres du courant statorique du moteur sain. $g=0.079$.

b) -Moteur avec une barre cassée

Avec la même charge et une barre rompue, les composantes fréquentielles caractérisant le défaut se voient amplifiées, avec une claire apparition des autres fréquences issues de la substitution des autres valeurs de k dans l'expression $(1-2kg)f_s$. Plus on s'éloigne de la fondamentale, plus les amplitudes de ces raies s'affaiblissent (figure V.6-a)

Il est possible de vérifier les raies caractéristiques de l'excentricité mixte faisant état de l'existence d'un faible degré d'excentricité naturelle due aux erreurs de fabrication, ou peut être à l'état du moteur. Ces fréquences sont :

$$f_{mix1}^+ = |(1+1 \cdot (1-g)) \cdot f_s| = 96Hz \quad (V.3)$$

$$f_{mix1}^- = |(1-(1-g)) \cdot f_s| = 4Hz \quad (V.4)$$

$$f_{mix3}^- = |(1-3 \cdot (1-g)) \cdot f_s| = 87.97Hz \quad (V.5)$$

Dans la figure V.6-b, on voit que les harmoniques d'encoches principales ont eu une légère diminution après la rupture de la barre.

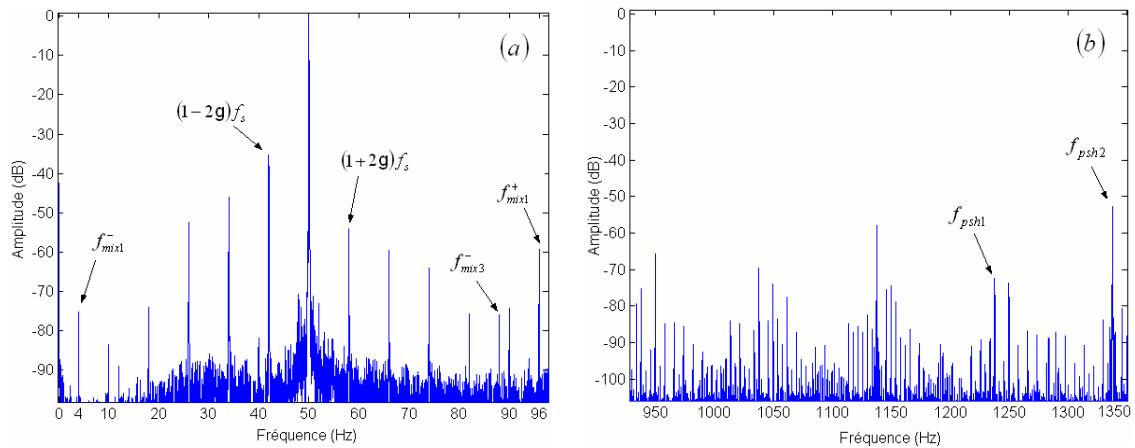


Figure V.6. Spectres du courant statorique pour une barre cassée. $g=0.0802$.

Dans la figure V.7 apparaissent la fréquence 150Hz toujours présente du fait que le parfait équilibre de l'impédance n'est jamais réalisé, et qu'un certain niveau de saturation est très probable. Les fréquences $f_1=96\text{Hz}$, ainsi que $f_2=133.96\text{Hz}$ et $f_3=141.98\text{Hz}$ vérifient en même temps l'expression relative aux fréquences du défauts de barres et aux fréquences de l'excentricité mixte, toutes ces fréquences ont tendance à accroître sous l'effet de la rupture de barre (figure V.7-b).

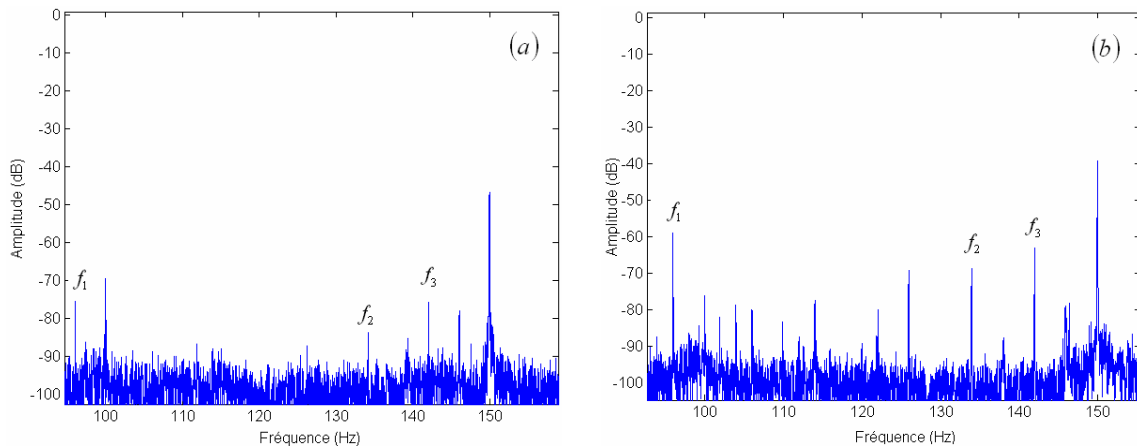


Figure V.7. Spectres du courant statorique. Mise en évidence de l'harmonique 150Hz. (a) état sain, (b) avec barre cassée.

c) -Moteur avec un défaut de roulements

Dans cet essai, le défaut de roulement a été provoqué par la confection d'un défaut au niveau des deux roulements supportant l'arbre. Comme indiqué dans le premier chapitre, un défaut de roulement est à l'origine de fréquences vibratoires appropriées, mais aussi, la variation de l'entrefer qui en découle est définie bien l'excentricité du rotor. Par conséquence,

on doit s'attendre à l'apparition des raies spectrales obéissant à l'expression (I.13), et notamment (I.14).

La figure V.8 représente le spectre du courant de la première phase statorique du moteur opérant avec un glissement de 0.0597. Le spectre résultant est très riche en harmoniques, mais cela n'empêche pas la distinction des raies caractérisant les défauts d'asymétrie naturelle et d'excentricité.

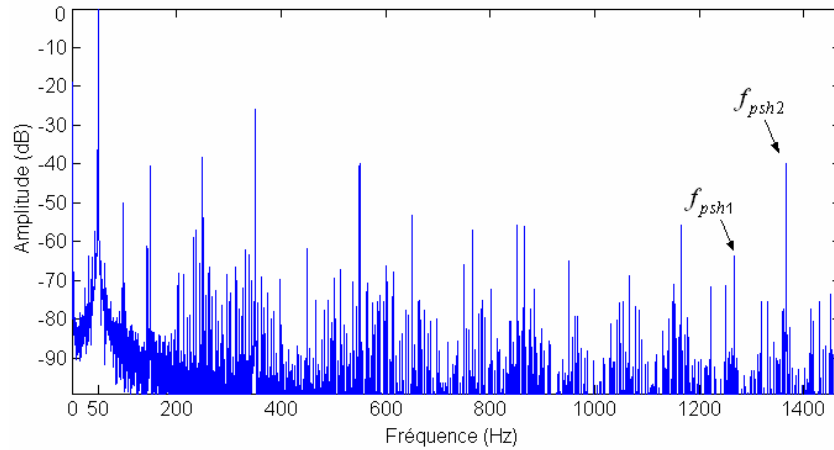


Figure V.8. Spectre du courant statorique pour un défaut de roulement. $g=0.0597$.

Dans les agrandissements donnés par la figure V.9 correspondant au spectre de la figure V.8, on remarque que le défaut de roulement s'est manifesté par la création d'harmoniques dont les fréquences sont issues de l'expression (I.14). Soit f_{mix1}^- et f_{mix1}^+ tel que :

$$f_{mix1}^+ = |(1 + 1 \cdot (1 - g)) \cdot f_s| = 96.85 \text{ Hz} \quad (\text{V.6})$$

$$f_{mix1}^- = |(1 - (1 - g)) \cdot f_s| = 3.1 \text{ Hz} \quad (\text{V.7})$$

Leurs amplitudes sont très significatives si on les compare avec celles du moteur avec roulements sains et une barre rompue (figure V.6). Remarquons aussi que les raies $(1 - 2kg)f_s$ apparaissent toujours comme signe d'une asymétrie naturelle. Ainsi, nous pouvons admettre relativement que cet essai constitue un cas de problème combiné par la présence simultanée des raies de l'excentricité et des cassures de barres (figure V.9-a).

Dans la figure V.9-b, il est possible d'extraire les composantes fréquentielles de l'excentricité obéissant à l'expression (I.13). Pour $n_d = 0$ on trouve les raies caractérisant l'excentricité statique, les deux premières sont les PSH, et ont pour

fréquences $f_{psh1} = 1266\text{Hz}$ et $f_{psh2} = 1366\text{Hz}$. Et pour les combinaisons obtenues avec $k=1, n_d = 1$ et $n_{os} = 1$ on trouve :

$$f_{d1} = \left(\left(\frac{N_b - 1}{p} \right) (1 - 0.0597) - 1 \right) \cdot f_s = 1219\text{Hz}$$

$$f_{d2} = \left(\left(\frac{N_b + 1}{p} \right) (1 - 0.0597) - 1 \right) \cdot f_s = 1313\text{Hz}$$

$$f_{d3} = \left(\left(\frac{N_b - 1}{p} \right) (1 - 0.0597) + 1 \right) \cdot f_s = 1319\text{Hz}$$

$$f_{d4} = \left(\left(\frac{N_b + 1}{p} \right) (1 - 0.0597) + 1 \right) \cdot f_s = 1413\text{Hz}$$

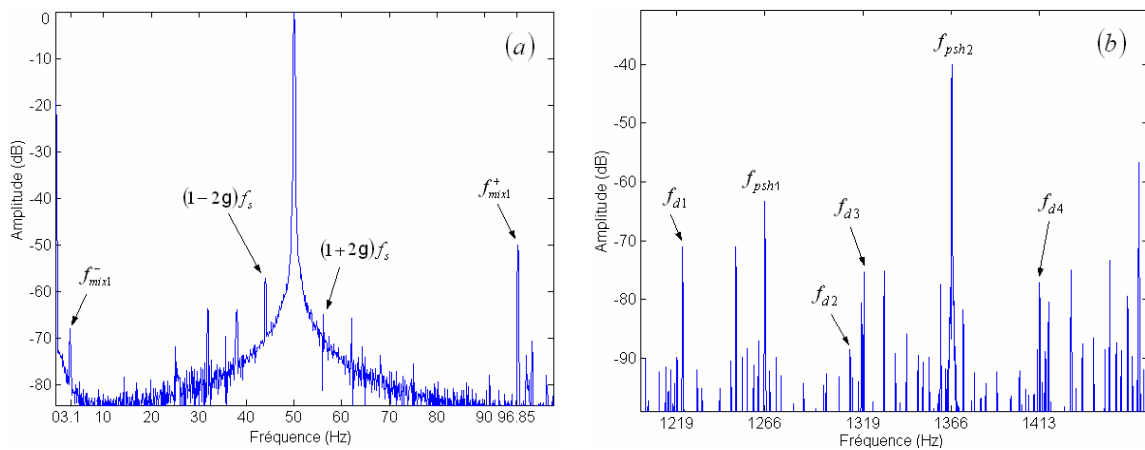


Figure V.9. Spectres du courant statorique pour un défaut de roulement. (a) fréquences autour de 50Hz, (b) fréquences autour des harmoniques d'encoches rotoriques.

V.3.2 Détection de la cassure de barre par l'analyse vibratoire

L'objet de cet essai est la vérification des raies $(1 \pm 2g) \cdot f_r$ dans le spectre résultant relatif à la vibration mécanique (Figure V.10). Il est réalisé par le placement de capteurs de vibration sur les paliers du moteur selon la position radiale. Une fois le moteur démarré, les signaux de vibration sont acquises et stockées afin de les analyser séparément.

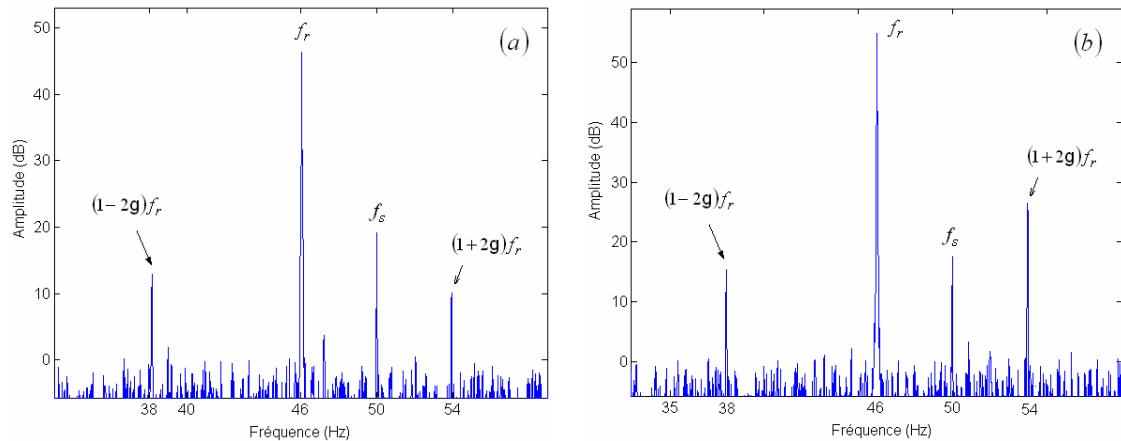


Figure V.10. Spectre de la vibration mécanique. (a) état sain, (b) moteur avec une barre cassée.

La figure V.10 montre que les raies cherchées apparaissent clairement, aussi bien à l'état sain qu'à l'état de défaut. Cependant, et comme était le cas avec les courants statoriques, leurs amplitudes sont plus significatives avec une barre cassée, de sorte qu'on parvient à les différencier des raies décrivant l'asymétrie naturelle.

V.4 : CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a vu que les défauts sont généralement combinés. Les relevés spectraux sont toujours riches en harmoniques indiquant la multitude de phénomènes ou éventuellement, de problèmes définissant l'état de la machine. Pour se rapprocher de la réalité, nous avons simulé un fonctionnement avec cassure d'une barre et excentricité mixte, et nous avons introduit les résultats pratiques concernant le diagnostic de la rupture d'une barre et d'un défaut de roulements. Une concordance acceptable avec ce qui a été prédit par l'analyse analytique et la simulation a été constatée.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés. Nous avons focalisé l'étude sur les moteurs à cage pour deux raisons : La première est parce que les moteurs asynchrones à cage sont les plus utilisés, tandis que la deuxième réside dans le fait que d'un point de vue structure multi-enroulement, les moteurs à rotors bobinés constituent un cas particulier des moteurs à cage. Les ruptures de barres et d'anneaux de court-circuit, les excentricités statiques et/ou dynamiques et les courts-circuits entre spires statoriques ont été le centre de notre intérêt dans ce présent travail.

Le début de ce mémoire a été marqué par un rappel des différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement des machines asynchrones triphasées à cage, ainsi que leurs causes et leurs signatures spectrales. Selon la littérature et la brève présentation des diverses méthodes du diagnostic, nous avons constaté que l'analyse du courant statorique est la méthode la plus utilisée vu sa simplicité et son efficacité de prévoir un défaut dès lors que ses premiers signes commencent à apparaître, ce qui nous a incité à adopter cette technique.

Afin de représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons commencé par un modèle simple où on a supposé une parfaite répartition des enroulements statoriques. Ainsi, et afin de se rapprocher de la réalité, nous avons développé un autre modèle mathématique basé sur une extension de l'approche de la fonction d'enroulement modifiée. Cette forme été apte à prendre en charge la simulation des effets engendrés par les inclinaisons des encoches, les asymétries de l'entrefer, traduites par l'excentricité du rotor, statique soit-elle ou bien dynamique, radiale ou bien axiale. Le calcul de la FMM résultante entre les deux extrémités de l'encoche, a été une première tentative d'introduire l'ouverture de l'encoche dans le modèle analytique, et dans tout les cas, la structure multi-enroulement été la particularité de ce modèle. Grâce à cette représentation, nous avons modélisé les inductances de la machine en cas de courts-circuits entre spires statoriques. Toutes ces théories et ces développements mathématiques ont été implantés sous l'environnement MATLAB ce qui nous a permis de calculer et visualiser toutes les inductances d'un moteur de 11 kW [25] (pris comme exemple d'application) selon différentes préoccupations. Nous avons effectué l'analyse spectrale ayant recours à la procédure de la transformée de Fourier rapide (FFT) sous MATLAB.

Le modèle ainsi obtenu a été exploité afin de simuler certaines configurations de défauts typiques de la machine, et par conséquent de visualiser les différentes grandeurs électriques et

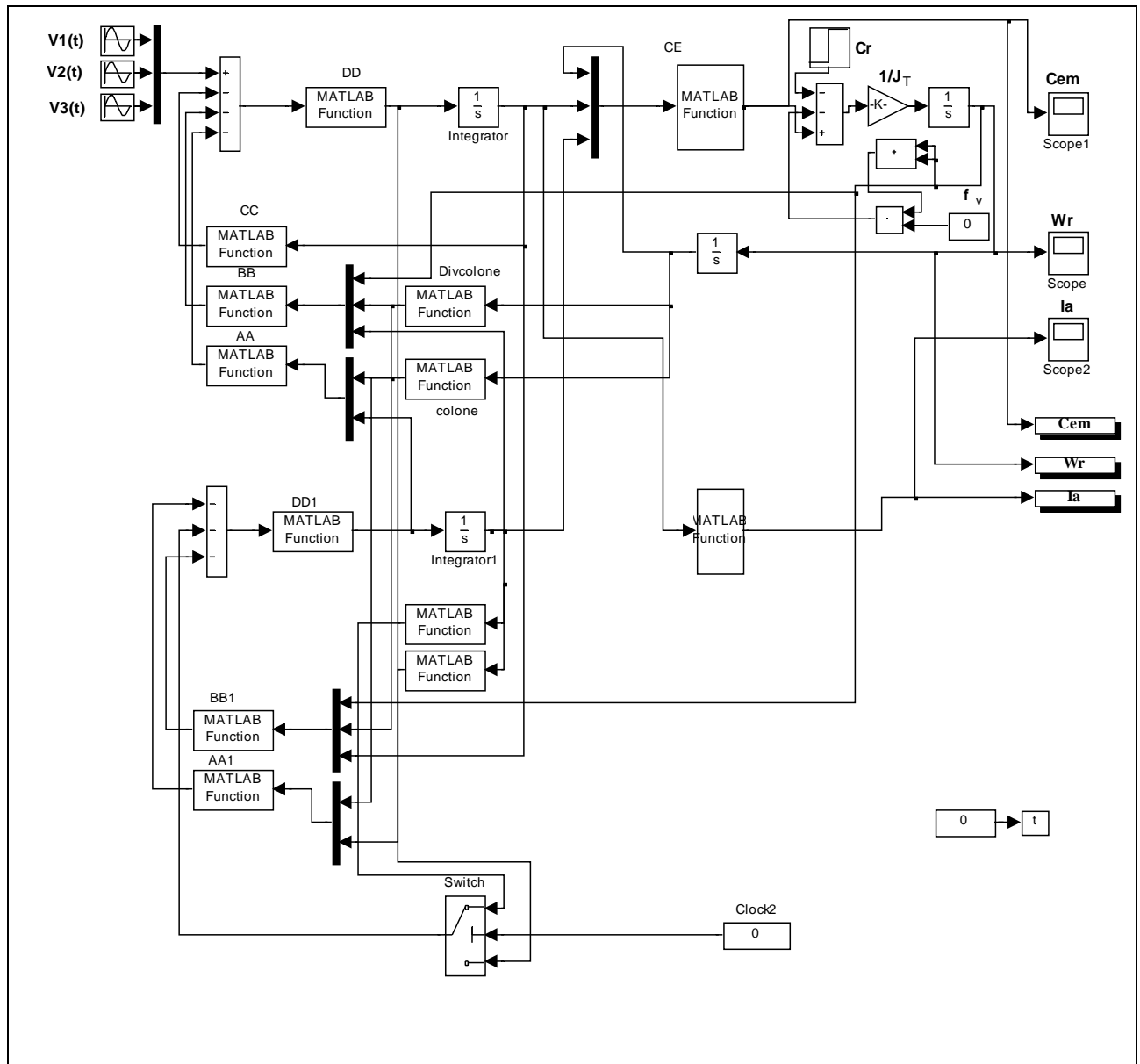
mécaniques. Nous avons constaté les améliorations qu'apporte l'inclinaison des barres, notamment en terme de réduction des harmoniques de couple et les fluctuations dans les courants statoriques. La simulation des courts-circuits entre spires d'une phase statorique a donné des résultats en parfaite concordance du point de vue qualitative et quantitative avec les résultats de [32].

La simulation des cassures de barres a montré que les raies autour de la fondamentale sont les plus adaptées à être prises comme moyen de détection de ce genre de défaut. Mais cela n'exclut pas notre besoin constant aux autres harmoniques d'ordre supérieurs, surtout si la nature de la charge sera à l'origine de fréquences similaires à ceux de basses fréquences générées par les ruptures de barres. En ce qui concerne le défaut d'excentricité, et au plan des résultats obtenus, on peut dire que l'excentricité statique se traduit par la modulation des harmoniques d'encoches rotoriques, quant à l'excentricité dynamique, elle se manifeste par la création des composantes fréquentielles de part et d'autre des harmoniques d'encoches rotoriques dont les amplitudes constituent l'indication majeur de la sévérité du défaut. L'excentricité dynamique ou bien statique, ne peut exister seule, on est toujours confronté à une combinaison des deux types d'excentricité en même temps, donnant naissance à une autre série d'harmoniques de part et d'autre de la fondamentale du courant statorique.

Nous avons testé l'efficacité de la technique MCSA dans le cas des défauts combinés. Pour cela, on a simulé la manifestation simultanée de deux défauts déferents (cassures de barres et excentricité), les résultats obtenus montrent que chaque défaut se traduit par une signature spectrale propre à lui dans le spectre du courant statorique. Mais en réalité, les spectres des moteurs sont très riches en harmoniques indiquant la multitude et la diversité des phénomènes qui entrent en jeu lors d'une apparition d'un défaut quelconque, ce qui complique la procédure de détection et rend la tâche de diagnostic extrêmement délicate. Pour cela, on a toujours besoin de l'expérience solide et du savoir faire des opérateurs de maintenance qui joue un rôle capital dans l'identification et la localisation des défauts.

En perspective, il nous semble important d'envisager la prise en compte des effets des encoches dans le calcul de la perméance de l'entrefer, d'introduire la saturation dans le modèle mathématique et d'étudier l'effet des variateurs de vitesse (onduleurs) ; tous ça, dans le but d'évoquer l'impact de ces effets sur la procédure du diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones.

SCHEMA SIMULINK DU PREMIER MODELE



PARAMETRES DU MOTEUR UTILISE

- $g_0 = 0.0008m$
- $r = 0.082m$
- $l = 0.11m$
- $w = 28$
- $N_b = 40$
- $N_e = 48$
- $L_b = 95nH$
- $L_e = 18nH$
- $L_{fA} = 0.062H.$
- $R_s = 1.75\Omega$
- $R_b = 31\mu\Omega$
- $R_e = 2.2\mu\Omega$
- $J_T = 0.0754kgm^2$
- $\gamma = \pi / 20rad$
- $\beta = \pi / 86rad$

Bibliographie

- [1] X. Luo, Y. Liao, H.A. Toliyat, A. El-Antably, and T.A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 2, March/April 1995, pp. 311-318.
- [2] M. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "Induction motors faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 14, no. 1, January 1999, pp. 14-22.
- [3] A. Abed, "Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone," Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, France, mars 2002.
- [4] A. Abed, L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug, "Modelling Induction motors for diagnostic purposes," *EPE'99*, 7-9 September 1999, 233.pdf, Lausanne, Suisse, pp. 1-9.
- [5] P. Vas, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassonic, "Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries," in *Proceeding of ICEM, C.3 Monitoring and Diagnostics*, vol.2, Paris, France, 1994, pp. 62-67.
- [6] H. A Toliyat, T.A Lipo, "Transient analyse of induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, June 1995, pp. 241-247.
- [7] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic and A. B. Obradovic, "Skew and linear rise of MMF across slot modeling-Winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, September 1999, pp. 315-320.
- [8] N.A. Al-Nuaim and H.A. Toliyat, "A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 13, no. 2, June 1998, pp. 156-162.
- [9] G.Bossio, C.D. Angelo, J.Solsona, G. García and MI. Valla, "A 2-D Model of the induction machine: Extension of the modified winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, March 2004, pp. 144-150.
- [10] H.R. Fudeh, C.M. Ong, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics," *IEEE Trans. PAS, Part I*, vol. PAS-102, no. 8, August 1983.
- [11] H. Razik, G.Didier, "Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone," Notes de cours, I.U.F.M. de Lorraine, Maxeville, 7 janvier 2003.
- [12] W.T. Thomson, "On-line MCSA to diagnostise shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure," in *Proceeding of IEMDC 2001*.

- [13] J. Faiz and I. Tabatabaei, "Extension of winding function theory for nonuniform air-gap in electric machinery," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 38, no. 6, November 2002, pp. 3654-3657.
- [14] S. Williamson, T.J. Flack, A.F. Volschenk, "Representation of skew in time-stepped two-dimensional finite-element models of electrical machines," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, no. 5, September/October 1995, pp. 1009-1015.
- [15] S. Nandi, R.M. Bharadwaj and H.A. Toliyat, "Performance analysis of three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, September 2002, pp. 392-399.
- [16] H.A. Toliyat, T.A. Lipo, and J.C. White, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications," Part 1 (Motor Analysis) *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, December 1991, pp. 679-683.
- [17] A.J.M. Cardoso, S.M.A. Cruz, J.F.S. Carvalho and E.S. Saraiva, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by park's vector approach," in *Proceeding of Rec. 1995 IEEE Trans. Industry Applications*, Soc. Annu. Meet. Orlando, Florida USA, vol. I, pp. 642-646.
- [18] A. Jaco, A. Makki, H. Yahoui, G. Grellet, "Modelling of three-phase asynchronous motors application to magnetic faults diagnostic", in *Proceeding of ICEM 1998*, Istanbul, Turkey, vol 1, 1998, pp. 443-447.
- [19] A. Barbour, W.T. Thomson, "Finite element study of rotor slot designs with respect to current monitoring for detecting static air-gap eccentricity in squirrel cage induction motors," in *Proceeding of IEEE Industrial Application Society*, Annual meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-8, 1997.
- [20] W.T. Thomson, A. Barbour, "On-line current monitoring and application of finite element method to predict the level of static air-gap eccentricity in three-phase induction motors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 13, no. 4, December 1998, pp. 347-357.
- [21] A. Barbour, W.T. Thomson, "An industrial case of on-line current monitoring and finite element analysis to diagnose air-gap eccentricity problems in large high voltage 3-phase induction motors," in *Proceeding of IEE, Ninth International Conference on Electrical Machines and drives*, Conference publication, no. 468, 1999, pp. 242-246.
- [22] D.G. Dorrell, N.C. Paterson, and J.F. Watson, "The causes and confirmation of sideband currents for use in rotor fault detection systems for cage induction motors," in

- Proceeding of ICEM*, vol.2, Vigo-Spain, 1996, pp. 414-119.
- [23] W.T. Thomson, M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Industry Applications Magazine*, July/August 2001, pp. 26-34.
- [24] S. Nandi, H.A. Tolyat, "Novel frequency based technique to detect incipient stator inter-turn faults in Induction machines," in *Proceeding of IAS 2000*.
- [25] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic, J. Penman and N. Arthur, "Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-Winding function approach," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, June 2000, pp. 143-148.
- [26] J.R. Cameron, W.T. Thomson and A.B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors," *IEE*, vol 133, Pt. B, no. 3, May 1986, pp 155-163.
- [27] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Analysis of Rotor Failures in Squirrel-Cage Induction Motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 24, no. 6, November/December 1988, pp. 1124-1130.
- [28] A. H. Bonnett and G.C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, July/August 1992, pp. 921-937.
- [29] H.A. Toliyat, M.S. Arfeen, A.J. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machine," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, July/August 1996, pp. 910-918.
- [30] D. Toumi, "Détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone (cassure des barres et excentricité)," Mémoire de Magistère, Université Mohamed Boudiaf, Oran, Avril 2002.
- [31] M. Sahraoui, "Contribution aux diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage," Mémoire de Magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, Décembre 2003.
- [32] V. Devanneau, B. Dagues, J. Faucher, and G. Barakat, "An accurate model of squirrel cage induction machine under stator faults," *IMACS 2003. Published by Elsevier B.V.*, 2003, pp. 377-391.
- [33] M. G. Joksimovic, J. Penman and N. Arthur, "The detection of inter-turn short circuits in the stator winding of operating motors," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, October 2000, pp. 1078-1084.
- [35] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, E. Destobbeleer, and C. Nichita, "A coupled magnetic circuit based global method for simulation of cage induction machines under

- rotor and stator faults," in *Proceeding of ELECTRIMACS , 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems*, Montréal, August 18-21, 2002.
- [36] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, , "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended park's vector approach," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, pp. 289-299, 2000.
- [37] D.G. Dorrell, "The influence of rotor skew on unbalanced magnetic pull in large induction motors with eccentric rotors," in *Proceeding of IEE, Electric Machines and Drives*, Conference Publication no. 412, 11-13 September 1995, pp. 67-71.
- [38] J. Faiz, I.T. Ardekaneï, H.A. Toliyat, "An Evaluation of inductances of squirrel-cage Induction motor under mixed eccentric conditions," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, June 2003, pp. 252-258.
- [39] R. Hirvonen, "On-line condition monitoring of defects in squirrel cage induction motors," in *Proceeding of ICEM, D.9 Monitorage et Diagnostic*, vol. 2, Paris, France, 1994, pp. 267-272.
- [40] D.G. Dorrell, W.T. Thomson and S.Roach, "Analyse of air-gap flux, current, and vibration signals as function of combination static and dynamic air-gap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 1, January /February 1997, pp. 24-34.
- [41] J. Penman, J. Sedding, H.G. Lloyed, 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.
- [42] S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois and E. Etien, "New parameter estimation method applied to broken rotor bars detection in induction machine," in *Proceeding of ELECTRIMACS , 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems*, Montréal, August 18-21, 2002.
- [43] R. Maier, "Protection of squirrel-cage motor utilizing instantaneous power and phase information," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 2, March/April 1992, pp. 376-380.
- [44] M. Sahraoui, S. E. Zouzou, A. Aboubou, A. Ghoggal, "Etude comparative entre deux méthodes du diagnostic des cassures de barres dans les moteurs à induction," in *Proceeding of the 3rd Conference on Engineering*, Batna, Algeria, October, 2004.
- [45] J.S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque

- observation," *IEEE Trans. on Industry Applications*. vol. 31, no. 5, September/October 1995, pp. 1016-1021.
- [46] R.R. Schoen, T.G. Habetler, F. Kamran, R.G. Bartheld, "Motor Bearing damage detection using stator current monitoring," *IEEE Trans. on Industry Applications*. vol. 31, no. 6, november/december 1995, pp. 1274-1279.
- [47] 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.
- [48] W.T. Thomson, D. Rankin, D.G. Dorrell, "On-line current monitoring to diagnose airgap eccentricity in large three-phase Induction motors-Industrial case histories verify the predictions," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, December 1999, pp. 1372-1378.
- [49] E. Ritchie, X. Deng, "Dunamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults," in *Proceeding of ICEM94, B.6 Modelling and Simulation*, Paris, France, 1994, pp. 694-698.
- [50] J. Rusek, "Reflection of eccentricities in spectral composition of currents of induction machines," in *Proceeding of ICEM*, vol.2, Vigo-Spain, 1996, pp. 470-475.
- [51] M.S. Nait Said, M.H. Benbouzid, A. Benchaib, "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for resistance sensorless estimation," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 15, no. 1, March 2000, pp. 66-70.
- [52] R. Fišer, V. Ambrožič, R. Leskovec, "Modelling of dynamic and steady state performance of induction motor having rotor asymmetry," 2000.
- [53] A. Ghoggal, S. E. Zouzou, A. Aboubou, M. Sahraoui, "A 2-D Modeling of Induction Machine Inductances – Extension of Modified Winding Function," *Accepté à l'ELECTRIMACS 2005*, Hammamet, Tunisie, 17 au 20 Avril, 2005.
- [54] B. Cart, V. Gosseume, F. Kogut-Kubiak, M.H. Toutin (Céreq), "La maintenance industrielle; une fonction en évolution, des emplois en mutation," *BREF Centre d'études et de recherches sur les qualifications*, Céreq Bref, no. 174, Marseille, Avril 2001.
- [55] A. Aboubou, M.Sahraoui, S.E Zouzou, N. Harid, H. Razik, A. Rezzoug, "Comparaison de trois techniques dédiées au diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage" *Revue la RIGE* 2005.