

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI - CONSTANTINE**

**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

N° d'ordre : / Doc /2010
Série : / ELC /2010

MÉMOIRE DE THÈSE

*Présenté pour obtenir le diplôme de Doctorat en sciences
En Electrotechnique*

Par : Monsieur
kaikaa Mohamed Yazid

**Modélisation de la machine asynchrone avec prise en
compte de la non uniformité de l'entrefer. Application
au diagnostic**

Soutenu le : 09/06/2010

DEVANT LE JURY :

Président :	Latreche Mohamed Elhadi	Professeur	U.Mentouri Constantine
Rapporteur :	Khezzar Abdelmalek	Professeur	U.Mentouri Constantine
Examineurs:	Zouzou Salaheddine	Professeur	Université de Biskra
	Benalla Hocine	Professeur	U.Mentouri Constantine
	Lebaroud Abdesselem	Maître de conférence	Université de Skikda

Remerciement

Je remercie « ALLAH » le tout puissant de m'avoir donné le courage ainsi que la force pour pouvoir finir ce modeste travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à la réussite de mon travail :

Pour commencer, mes remerciements s'adressent naturellement à Monsieur Khezzar Abdelmalek, professeur à l'université de Constantine, d'avoir bien voulu m'encadrer et pour toutes les idées et l'aide qu'il m'a procurées pendant toute la durée de ce mémoire, ainsi que pour son grand encouragement.

Ensuite, je tiens à remercier vivement Monsieur Mohamed El-hadi Latreche professeur à l'université de Constantine, pour l'intérêt qu'il a porté au travail effectué en acceptant la présidence du jury.

Je tiens à présenter mes respectueux et vifs remerciements à Monsieur Zouzou Salaheddine, professeur à l'université de Biskra, Monsieur Benalla Hocine, professeur à l'université de Constantine et Monsieur Abdesslem Lebaroud docteur à l'université Skikda de m'avoir honoré en acceptant de faire partie du jury de soutenance.

Je ne peux oublier l'ensemble des personnes que j'ai côtoyées pendant mon cursus d'études, qu'elles trouvent ici mes remerciements les plus distingués. Je remercie également tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail. J'ai pu apprécier la disponibilité, les conseils ainsi que la gentillesse de mon ami d'enfance Guouarir Borhan Je ne peux lui être que très reconnaissant. Enfin je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qu'ils trouvent ici, dans ces lignes, l'expression de ma profonde gratitude.

A mes parents

A ma femme et mes deux fils

A mon frère et mes sœurs

Résumé :

Ce travail de thèse, traite de la modélisation et du diagnostic de défauts de la machine asynchrone, par analyse du courant statorique. Après présentation des défauts auxquels la machine à induction est exposée, ainsi d'une brève description de leurs origines et de leurs impacts sur les performances de la machine, un modèle multi enroulements tenant compte de la distribution des enroulements dans les encoches et du non uniformité de l'entrefer rencontré dans les cas d'excentricité statique et dynamique est proposé. Les expressions intégrales des différentes inductances propres et mutuelles ont été obtenues par la combinaison de l'approche de la fonction d'enroulements modifiés et le développement en série de Fourier des fonctions d'enroulements statorique, rotorique et d'entrefers. Une analyse théorique qualitative détaillée expliquant le mécanisme de génération des harmoniques lié aux défauts de barres d'une part, et aux défauts d'excentricités (statique et dynamique) d'autre part, est proposé. L'étude est compléter par l'analyse de la présence simultanée des défauts précités. Des résultats de simulation et expérimentaux permettent de valider les développements théoriques et d'extraire de façon automatique des indicateurs de défaut sont donnée.

Mots clés :

- Machine asynchrone.
- Modélisation
- diagnostic.
- fonction d'enroulement modifiée.
- harmoniques d'encoches rotoriques.
- excentricité.
- cassures de barres.
- défauts combinés
- Analyse spectrale.

Abstract

This thesis deals with modeling and condition monitoring of rotor faults in induction motor by stator current analysis. After introducing the state-of-the-art of this field, and having studied the mains faults which the induction machine is exposed: their origins and their impacts on the machine performance, a detailed model of the machine was developed for the diagnosis purpose. This model is able to take into account the space distribution of rotor bars in squirrel cage induction machine and the non uniformity of the air gap due to static and dynamic eccentricity. The proposed expressions of the self inductances of the stator coils, rotor loops, as well as the mutual inductances between the stator coils and rotor loops in both case of static and dynamic eccentricity are based on the combination of winding function approach (WFA) and the decomposition of windings functions into Fourier series. On the other hand, theoretical analysis which shed light on the additional harmonic components arising respectively from broken bars fault, static eccentricity, dynamic eccentricity, and combined faults, in the stator line current of induction machine, was presented also. Simulations results have shown excellent match with theoretically predicted harmonic components.

Mots clés :

- Induction machine.
- Modeling
- Diagnostic.
- modified winding function approach (MWF).
- Rotor slot harmonics.
- Eccentricity.
- Broken bars.
- combined faults
- Spectral analysis.

ملخص

العمل المنجز في رسالة الدكتوراة، يتمحور حول إعداد نموذج للآلة اللاتزامنية بغرض صيانة و تشخيص الأعطاب التي قد تطرأ عليها، عبر دراسة مكونات التيار المار في الجزء الساكن منها .

بعد وصف أهم الأعطاب التي قد تصيب الآلة اللاتزامنية وعرض أسباب وتأثيرات هذه الاعطاب ، تم تطوير نموذج متعدد اللغات أكثر دقة، يعتمد على تقنيات جديدة لحساب معاملات الحث الحساسة للعطب، وقد سمح هذا، بتحليل أثر العطب الذي يصيب الجزء الدوار من الآلة اللاتزامنية ذات قفص السنجاب من جهة، وتأثير العطب اللاتركزي (السكوني والمتحرك) في الجزء الدوار من جهة الأخرى

بالإضافة الى كل هذا تم إعداد دراسة نظرية لمكونات التيار المار في الجزء الساكن من الآلة اللاتزامنية، مكنت من الحصول على إشارات مميزة للاعطاب الكهربائية والتنبؤ لما قد يحدث لها من تطور .

نتائج الدراسة النظرية جاءت متوافقة مع نتائج العمل التطبيقي ونتائج النموذج المنجز .

الكلمات الجوهرية:

- الآلة اللاتزامنية .
- التشخيص .
- دالة الف المعدلة .
- اللاتركز .
- توافقيات الفراغ .
- التحليل الطيفي .

Table des Matières

<i>Introduction générale.....</i>	01
 Chapitre I : Généralité sur le diagnostic des défauts de la machine à Induction	
<i>I-1. Introduction.....</i>	07
<i>I-2. Concepts et définitions.....</i>	07
<i>I-3. Origine des défauts dans le moteur à cage.....</i>	08
<i>I-4. Principaux défauts de la machine asynchrone.....</i>	09
<i>I-4-1. Etudes statistiques.....</i>	10
<i>I-4-2. Présentation des défauts.....</i>	11
<i>I-4-2-1. Défauts statoriques.....</i>	11
<i>I-4-2-2. Défauts de roulements.....</i>	12
<i>I-4-2-3. Défauts d'excentricités.....</i>	13
<i>I-4-2-4. Cassure de barres rotoriques.....</i>	15
<i>I-5. Méthodes de diagnostic.....</i>	15
<i>I-5-1. Les méthodes à base de modèle</i>	16
<i>I-5-2. Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance.....</i>	17
<i>I-5-2-1. Les réseaux de Neurones.....</i>	17
<i>I-5-2-2. La reconnaissance de formes.....</i>	18
<i>I-5-2-3. Détection des défauts par traitement du signal.....</i>	18
<i>I-6. Application de l'analyse spectrale pour la détection des défauts rotoriques.....</i>	18
<i>I-6-1. Détection des défauts par l'analyse des courants statoriques.....</i>	19
<i>I-6-2. Détection des défauts par l'analyse des flux.....</i>	21
<i>I-6-3. Détection des défauts par l'analyse du couple.....</i>	22
<i>I-6-4. Détection des défauts par l'analyse de la puissance.....</i>	23
<i>I-6-5. Détection des défauts par l'analyse de la tension du neutre.....</i>	23
<i>I-7. Conclusion.....</i>	24

Chapitre II : Modélisation de La MAS avec Pris en compte de l'excentricité rotorique.

II-1. introduction.....	26
II-2. Méthodes de prise en compte des harmoniques d'espace	26
II-3. Mise en équation du modèle.....	28
II-3-1. Équations des tensions statoriques.....	28
II-3-2. Équations des tensions rotoriques.....	29
II-3-3. Équations mécaniques.....	31
II-4. Présentation de l'approche de la fonction d'enroulement.....	31
II-4-1. Développement de l'approche	32
II-4-2. Expression des inductances	35
II-5. Évolution de la perméance d'entrefer	36
II-6. Calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité statique.....	39
II-6-1. Fonction d'enroulement modifiée des phases statoriques.....	39
II-6-2. Fonction d'enroulement modifiée des mailles rotoriques	41
II-6-3. Expressions des inductances statoriques	42
II-6-4. Expressions des inductances rotoriques	43
II-6-5. Inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.....	45
II-7. Calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité dynamique.....	47
II-7-1. Fonction d'enroulement modifiée des phases statoriques	47
II-7-2. Fonction d'enroulement modifiée des mailles rotoriques	47
II-7-3. Expressions des inductances statoriques.....	47
II-7-4. Expressions des Inductances rotoriques.....	48
II-7-5. Inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.....	49
II-8. Conclusion.....	51

Chapitre III : Exploitation des Harmoniques d'espace comme indice de diagnostic de défauts de barres

III-1 Introduction.....	53
III-2. Etude théorique des harmoniques d'espace dans la MAS.....	54
III-2-1. Le contenu spectral du courant statorique de la MAS en absence de défauts.....	54

III-2-2. Le contenu spectral du courant statorique de la MAS en présence de cassure de barres.....	58
III-2-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse	58
III-2-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse.....	59
III-3. Effets du déséquilibre sur le courant statorique de la MAS.....	63
III-3-1. En absence de cassure de barres.....	63
III-3-2. En présence de cassure de barres.....	67
III-3-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse	67
III-3-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse	68
III-4. Validation expérimentale.....	70
III-5. Conclusion.....	82

Chapitre IV : Exploitation des Harmoniques d'espace comme indice de diagnostic de d'excentricités rotoriques

IV-1 Introduction.....	84
IV-2. Mécanisme de génération des harmoniques liés à l'excentricité statique.....	84
IV-2-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique.....	85
IV-2-2. Détermination des harmoniques du courant statorique	87
IV-3. Mécanisme de génération des harmoniques liés à l'excentricité dynamique....	93
IV-3-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique.....	93
IV-3-2. Détermination des harmoniques du courant statorique	95
IV-4. Mécanisme de génération des harmoniques liés à la coexistence des défauts.....	99
IV-5. Résultats de simulations.....	100
IV-5-1. Excentricité statique.....	100
IV-5-2. Excentricité dynamique.....	103
IV-5-3. Défauts combiné : Excentricité + barres cassées.....	104
IV-5-3-1. Excentricité statique + barres cassées	104
IV-5-3-2. Excentricité dynamique + barres cassées	109
IV-6. Conclusion.....	111
Conclusion générale.....	112
Annexe.....	115
Bibliographie.....	117

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Causes externes et internes de défauts de la machine asynchrone.[Sin03]

Figure I.2 : Répartition des défauts selon [Casi02]

Figure I.3 : Répartition des défauts liés au stator [Raison-00].

Figure I.4 : les différents courts-circuits

Figure I.5 : Roulement à bille

Figure I.6: différents types d'excentricité a) statique ; b) dynamique

Figure I.7 : Les différentes méthodes de diagnostic

Figure I.8 : différents types d'excentricité a) statique ; b) dynamique

Figure II.1 : Circuit équivalent du rotor.

Figure II.2 : Machine élémentaire

Figure II.3 : Entrefer de la machine avec rotor excentrique.

Figure II.4 : La fonction de distribution d'une bobine élémentaire.

Figure II.5 : La fonction de distribution d'une maille rotorique

Figure II.6 : l'inductance de magnétisation rotorique pour $\delta_s = 40\%$ et $\delta_s = 20\%$.

Figure II.7 : L'inductance mutuelle rotorique pour $\delta_s = 40\%$ et $\delta_s = 20\%$.

Figure II.8 : Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases ' a', ' b' et ' c', avec la maille 1 ($\delta_s = 40\%$.)

Figure II.9 : Inductances mutuelles stator-rotor pour différentes valeurs de δ_s

Figure II.10 : Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases ' a', ' b' et ' c', avec la maille 1 ($\delta_d = 40\%$.)

Figure II.11 : Les inductances mutuelles stator-rotor

Figure III.1 : Spectre fréquentiel du courant statorique de la machine saine.

Figure III.2 : Schéma équivalent de la cage rotorique. a) machine saine, b) avec une barre cassée.

Figure III.3 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une cage défectueuse (avec prise en compte de la variation de la vitesse), a) Zoom du spectre autour du fondamental, b) Zoom du spectre autour de l'harmonique 5. c) Zoom du spectre autour du premier HER

Figure III.4 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine défectueuse (sans prise en compte de la variation de la vitesse), a) zoom du spectre autour du fondamental, b) zoom du spectre autour de l'harmonique 5. c) zoom du spectre autour du premier HER.

Figure III.5 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine en présence de variation du couple de la charge

Figure III.6 : Phénomène de création de différents harmoniques dans le stator et le rotor d'une machine asynchrone en présence d'un déséquilibre d'alimentation.

Figure III.7 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour un rotor sain et un déséquilibre d'alimentation de 5% (sans prise en compte de la variation de la vitesse)

Figure III.8 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour rotor sain avec un déséquilibre d'alimentation de 5% (avec prise en compte de la variation de la vitesse), a) zoom du spectre autour du fondamental, b) zoom du spectre autour du premier HER.

Figure III.9 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine défectueuse en présence de 5.2 % de déséquilibre d'alimentation. (Sans prise en compte de la variation de la vitesse).

Figure III.10 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine défectueuse en présence de 5.2 % de déséquilibre d'alimentation (avec prise en compte de la variation de la vitesse).

Figure III.11 : Spectre fréquentiel du courant statorique expérimental de la machine saine.

Figure III.12 : Spectre fréquentiel du courant statorique expérimental de la machine saine opérant sous une alimentation déséquilibré de 5,2%

Figure III.13 : Spectre du courant statorique expérimental de la machine avec 1 barre cassée.

Figure III.14 : Spectre du courant statorique expérimental de la machine avec 1 barre cassée et un déséquilibre d'alimentation de 5.2%.

Figure III.15 : Spectres du courant statorique expérimental d'une machine opérant sous une alimentation déséquilibré de 5,2% en présence d'un mauvais alignement moteur –charge. (a) fréquences autour de 50Hz, (b) fréquences autour de l'harmonique 3.

Figure III.16 : Variation de l'amplitude de l'harmonique $(1 - 2s)f_s$, et du premier harmonique d'encoche rotorique $(22(1 - s) + 1)f_s$ en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement.

Figure III.17 : Variation de l'amplitude du deuxième HER $(22(1 - s) - 1)f_s$, en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement

Figure III.18 : Variation de l'amplitude de l'harmonique $(22(1 - s) + 1 - 2s)f_s$ et de l'amplitude de l'harmonique $(3(1 - s) + s)f_s$, en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement

Figure IV.1 : Spectre fréquentiel du courant rotorique de la 11^{ieme} maille pour une excentricité statique de 35 %

Figure IV.2 : Spectre fréquentiel du courant rotorique de la 11^{ieme} maille pour une excentricité dynamique de 35 %

Figure IV.3 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 22 barres avec un défaut d'excentricité statique de 30%.

Figure IV.4 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 24 barres : a) pour un fonctionnement sain. b) avec un défaut d'excentricité statique de 35%

Figure IV.5 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 22barres avec un défaut d'excentricité dynamique de 30%

Figure IV.6 : Spectre fréquentiel du courant statorique avec cassure de 02 barres et 35% d'excentricité statique.

Figure IV.7 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour différent valeur de δ_s

Figure IV.8: Spectre fréquentiel du courant statorique avec cassure de 02 barres et 35% d'excentricité dynamique

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 utilisation de plusieurs indices pour la détection des défauts des machines chargés.

Tableau II.2 utilisation de plusieurs indices pour la détection des défauts des machines non chargés.

Tableau IV.1 : Fréquences des harmoniques du courant rotorique.

Tableau IV.2 : Les harmoniques du flux statorique représentant la contribution de chaque matrice d'inductances mutuelles et de chaque vecteur de courants rotoriques pour ($h' = 1$)

Tableau IV.3. Les harmoniques du flux statorique représentant la contribution de chaque matrice d'inductances mutuelles et de chaque vecteur de courants rotorique.

Tableau IV.4 : Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure IV.6

Tableau IV.5 : Amplitudes des raies caractérisant le défaut combiné autour de la fondamental pour 2 barres cassées.

Tableau IV.6 : Amplitudes des raies caractérisant le défaut combiné autour du premier HER pour 2 barres cassées.

Tableau IV.7 : Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure IV.8

NOMENCLATURE

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

a, b, c	Trois phases du stator.
B	Induction magnétique.
$\gamma_p, \gamma_r, \phi_h, \varphi_h, \rho_h$	Angles constant
F_{ab}	Force magnétomotrice du circuit magnétique –ab–.
f_s	Fréquence d'alimentation.
ψ_{ab}	Flux créée par " a " dans " b ".
s	Glissement.
S_h	Glissement harmonique
h	Rang d'un harmonique.
H	Champ magnétique.
I, i	Courants.
J	Moments d'inertie.
K_{wh}	Coefficient de bobinage.
K_{dh}	Coefficient de distribution.
K_{ph}	Coefficient de raccourcissement.
L	Longueur de fer.
L_a	Inductance de fuite d'une portion d'anneau de court circuit du rotor.
L_b	Inductance de fuite d'un barreau du rotor.
L_{jk}	Inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques.
L_{smq}	Inductance de magnétisation d'une phase statorique.
L_{mrk}	Inductance de magnétisation d'une maille rotorique.
L_{sf}	Inductance de fuite d'une phase statorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une maille
μ_0	Perméabilité du vide.
n_b	Nombre de barres rotoriques.
N_c	Nombre de conducteur par encoche du stator.
N_e	Nombre d'encoches par pôle et par phase.

N_s	Nombre d'encoches statoriques.
N_c	Nombre de spires en série par phase.
ω_s	Pulsation statorique.
ω_{r0}	vitesse rotorique moyenne
ω_r	Vitesse de rotation du rotor.
$\Delta\omega_{r\eta}, \Delta\omega_{r\mu}$	Variation liée à la vitesse rotorique
I_{rp1}	
I_{rn1}	
P	Nombre de paire de pôle.
Q	Pas de l'enroulement en nombre de dents.
r	Rayon moyen au niveau de l'entrefer.
R_b	Résistance d'un barreau du rotor.
R_e	résistance d'une portion d'anneau
R_s	Résistance d'une phase statorique.
T_e	Couple électromagnétique.
C_{sm}	
θ	Position mécanique du rotor.
θ_r	Angle mesuré sur de la périphérie externe du rotor
θ_s	Angle mesuré sur de la périphérie interne du stator
f_{ES}	Fréquence d'harmonique d'excentricité statique
f_{Ed}	Fréquence d'harmonique d'excentricité dynamique
f_{shb}	Fréquence d'harmonique de défaut de cassure de barres
f_{ES+BC}	Fréquence d'harmonique d'excentricité statique+ défaut de barres
f_{ED+BC}	Fréquence d'harmonique d'excentricité dynamique + défaut de barres
f_{shdb}	Fréquence d'harmonique de cassure de barre+ déséquilibre d'alimentation
f_{sh}	Fréquence des harmoniques d'encoches rotoriques.
f_{shp}	Fréquences due au courant de séquence positive
f_{shn}	Fréquence due au courant de séquence negative
f_{rh}	Fréquence rotorique due à l'excentricité rotorique
f_s	Fréquence d'alimentation
Tr, Cr	Couple résistant.
U, u	tensions entre phases
V, v	Tensions par phase.
δ_s	Degré d'excentricité statique.
δ_d	Degré d'excentricité dynamique.
g_0	Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique.

P	Permeance de l'entrefer.
φ	Ouverture angulaire.
μ, η	Constants liés à l'effet de la variation de la vitesse rotorique
	Flux
V_n	Tension du neutre
$I_{rhp+1}, I_{rhp+1}, I_{rhp}$	Amplitude de l'harmonique de rang $hp, hp + 1, hp - 1$, du courant
Λ_k	Coefficient de Fourier de rang k du développement de la fonction
α	est le décalage angulaire entre la direction $O_r O_s$ et l'axe du stator
M_{rhp-1}, M_{rhp+1}	Terme contenu dans une mutuelle stator/rotor d'une machine excentrée
$\phi_{s\alpha}$	Terme contenu dans le flux statorique
$n_{rk}(\theta_r)$	Fonction de distribution de la <i>K ieme</i> maille rotorique
$M_{rk}(\theta_r)$	Fonction d'enroulement modifiée de la <i>K ieme</i> maille rotorique
$n_{sq}(\theta_s)$	Fonction de distribution de la <i>q ieme</i> phase statorique
$M_{sq}(\theta_s)$	Fonction d'enroulement modifiée de la <i>q ieme</i> phase statorique

Liste des Abreviations

HER	Harmonique d'encoche rotorique
MAS	Machine Asynchrone
MCSA	Analyse spectrale du courant statorique
AFE	Approche de la fonction d'enroulement
AFEM	Approche de la fonction d'enroulement modifiée

Introduction Générale

Ce chapitre introductif a une double finalité. La première est de préciser le cadre de la thèse et les problèmes qu'on a tenté de résoudre. Tandis que la seconde consiste à présenter les principales contributions de ce travail en indiquant le fil conducteur reliant ses deux parties.

I- Contexte :

Comme le prouve la diversité de ses applications, la machine asynchrone a fait ses preuves à travers le succès quelle emporte dans le domaine de la variation de vitesse et à travers un afflux de travaux de recherches qui lui sont exceptionnellement destinés. Les raisons particulières de cette confiance acquise en la machine asynchrone reposent sur ses qualités intrinsèques telles que sa simplicité de construction, sa robustesse mécanique et son faible coût d'achat et de fabrication.

Cependant, les machines asynchrones sont souvent soumises pendant leur fonctionnement à plusieurs contraintes de différentes natures (échauffement excessif, fatigue magnétique causée par les forces électromagnétiques et les contraintes de l'environnement que doit subir le rotor pendant son usage habituel). L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties de la machine telle que les cassures des barres rotoriques, les court-circuits statoriques, l'excentricité ...etc., ce qui engendre des arrêts intempestifs conduisant à des pertes de production.

C'est pour éviter ces arrêts non programmés, que la recherche s'emploie depuis plusieurs années à élaborer des techniques de maintenance. Traditionnellement, la procédure de maintenance des machines électriques se fait naturellement par réparation, ce que l'on appelle la maintenance corrective, ou remplacement des équipements suite à l'arrêt. L'inconvénient est que cette procédure présente des pertes économiques considérables. Avec le développement de la technologie une nouvelle approche fait son chemin rapidement dans la gestion de la maintenance, c'est la maintenance prédictive. Celle-ci a pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant

apparaître dans l'un des éléments de la machine afin de planifier une intervention avant la panne. Elle consiste donc, en la détection et la localisation de défauts en vue d'intervenir d'une manière précoce à l'égard des différents types de défauts que ce soit électrique ou mécaniques.

Parmi toutes les méthodes de détection des défauts dans la machine asynchrone, la plus couramment utilisée reste la surveillance par analyse spectrale du courant statorique (ASCS). Elle consiste à effectuer une simple transformée de Fourier du courant statorique affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. La ASCS permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant. Les mesures réalisées sur les machines en fonctionnement sont faciles à mettre en œuvre et la technique permet une détection précoce de la plupart des défauts rencontrés sur les machines électriques.

II- Problématique et objectifs :

On sait que pour un bon fonctionnement d'une machine asynchrone, seule l'onde fondamentale de la force magnétomotrice FMM devrait exister. Cependant, et pour des raisons électrotechniques, thermiques et mécaniques, la réalisation pratique des bobinages nécessite la répartition des conducteurs dans des encoches. La FMM résultante n'est donc pas à répartition spatiale purement sinusoïdale et de nombreux harmoniques se superposent à l'onde fondamentale.

Pour la détection des défauts de la machine, il est nécessaire de disposer d'un modèle de la machine, précis et qui se rapproche le plus fidèlement possible de la configuration géométrique réelle de la machine. Dans la littérature, différentes approches de modélisation ont été proposées. On peut dégager deux grandes familles : la famille des approches analytiques et celle des approches numériques. La première regroupe le modèle de Park, le modèle multi-enrouements, le schéma équivalent...etc. Elle présente l'avantage de permettre une manipulation facile aussi bien en transitoire qu'en permanent en reposant sur des équations où sont mises en jeu des grandeurs globales caractérisant le système tel que le flux par phase, la tension ou le courant. En opposition, la deuxième famille regroupe les modèles basés sur la méthode des éléments ou des volumes finis en 2D et 3D. Elle permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell régissant le fonctionnement du moteur en s'appuyant sur des lois et des grandeurs locales telles les champs magnétiques et électriques, ainsi que des caractéristiques internes des matériaux utilisés.

Bien que les modèles de la deuxième famille permettent d'obtenir assez facilement des résultats numériques satisfaisante en tenant compte de la géométrie réelle de la machine, ils sont pénalisés par : un temps de calcul assez long, ne prévoit que la forme de l'onde des flux et courants statorique mais pas leur expression analytique. De plus, une même simulation ne fournira pas les mêmes résultats si un autre logiciel éléments finis est utilisé, ou une autre formulation est choisie dans le même logiciel, ou bien un maillage différent est réalisé.

D'un autre côté, dès qu'il s'agit d'établir un modèle de la deuxième famille, on a généralement recours à une grossière approximation sinusoïdale de la FMM dans la machine. Cela signifie que l'on fait abstraction des harmoniques d'espace dont il faut tenir en compte.

Entre ces deux extrêmes, d'une part la modélisation complète par éléments finis, et d'autre part l'approximation au premier harmonique du champ, le terrain est relativement vierge, et peu de travaux s'y sont aventurés profondément.

Notre approche de modélisation se situe donc, entre ces deux extrêmes. Elle a pour ambition d'étendre les outils de diagnostic aux distributions non sinusoïdales du champ sans tomber dans le travers d'une modélisation numérique. Ainsi, notre objectif est double :

- Le premier concerne, la mise au point d'une méthode de modélisation qui permet d'introduire au modèle multi-enroulements certains perturbations géométriques (harmonique d'espace dus à la distribution des enroulements dans des encoches et ceux dus à l'excentricité rotorique).
- Le second, et par formulation mathématique concerne, l'élaboration d'un cadre théorique favorable à la détermination des signatures spécifiques aux défauts dans la machine asynchrone (rupture de barres, excentricité statique et défauts combinés). Ceci en considérant certains points comme l'influence du déséquilibre de l'alimentation, l'effet de la variation de la vitesse.

III- Contributions

S'inscrivant dans le cadre de la problématique susmentionnée, les contributions principales de cette thèse sont énumérées comme suit :

- *Modélisation de la machine en prenant en compte l'excentricité statique d'une part et l'excentricité dynamique d'une autre part.*

- *Etude analytique du contenu spectral du courant statorique dans le cas du fonctionnement sain et avec défauts (barre cassée, excentricités statique, excentricité dynamique).*
- *Etude analytique du déséquilibre d'alimentation.*
- *Etude des défauts combinés.*
- *Validation expérimentale.*

IV-Structure de la thèse :

Cette thèse est constituée de la présente introduction, de quatre chapitres illustrant les différents aspects de nos travaux et d'une conclusion générale. Nous avons ajouté, en début de chaque chapitre, une introduction détaillant plus encore le contexte et les enjeux des travaux effectués et une conclusion.

Plus précisément, ce rapport de thèse est organisé comme suit :

Chapitre 0: présente les motivations et l'originalité de ce travail de thèse, précise le cadre technique des problèmes posés et résume nos contributions principales.

Chapitre 1: concerne la présentation de l'état de l'art du diagnostic de la machine synchrone. Les principaux défauts auxquels la machine est exposée sont cités avec une description brève de leurs origines et de leurs impacts sur ces performances. Un accent particulier est mis sur les défauts de cassure de barre et les défauts d'excentricité rotorique. Les méthodes de détection de défauts envisagées sont décrites et évaluées par rapport aux critères de performances de détection désirés.

Chapitre 2: est consacré à la formulation mathématique du modèle de la machine asynchrone et à la modélisation des différentes inductances tenant compte des effets de perturbations géométriques, à savoir les harmoniques d'espace dus à la répartition spatiale des bobines dans les encoches, et ceux dus à l'excentricité rotorique. L'objectif visé est de montrer que le calcul des paramètres inductif de la machine asynchrone en présence de ces types de perturbations géométriques pouvait être effectué de manière analytique.

Chapitre 3 : présente une étude théorique et expérimentale détaillé du contenu spectral du courant statorique en cas de fonctionnement sain et avec barres cassées. L'objectif est de voir s'il est possible d'exploiter les harmoniques d'espace autant qu'un indice de diagnostic fiable.

Chapitre 4 : présente une étude analytique détaillée du contenu spectral du courant statorique en cas d'excentricité statique, excentricité dynamique et en cas de présence simultanée du défaut de barres et des défauts d'excentricités (statique et dynamique).

A la fin de ce manuscrit une conclusion vient résumer les apports essentiels du présent travail ainsi que les directions futures de recherche que nous envisageons.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Sommaire :

<i>I-1. Introduction.....</i>	07
<i>I-2. Concepts et définitions.....</i>	07
<i>I-3. Origine des défauts dans le moteur à cage.....</i>	08
<i>I-4. Principaux défauts de la machine asynchrone.....</i>	09
<i>I-4-1. Etudes statistiques.....</i>	10
<i>I-4-2. Présentation des défauts.....</i>	11
<i>I-4-2-1. Défauts statoriques.....</i>	11
<i>I-4-2-2. Défauts de roulements.....</i>	12
<i>I-4-2-3. Défauts d'excentricités.....</i>	13
<i>I-4-2-4. Cassure de barres rotoriques.....</i>	15
<i>I-5. Méthodes de diagnostic.....</i>	15
<i>I-5-1. Les méthodes à base de modèle.....</i>	16
<i>I-5-2. Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance.....</i>	17
<i>I-5-2-1. Les réseaux de Neurones.....</i>	17
<i>I-5-2-2. La reconnaissance de formes.....</i>	18
<i>I-5-2-3. Détection des défauts par traitement du signal.....</i>	18
<i>I-6. Application de l'analyse spectrale pour la détection des défauts rotoriques.....</i>	18
<i>I-6-1. Détection des défauts par l'analyse des courants statoriques.....</i>	19
<i>I-6-2. Détection des défauts par l'analyse des flux.....</i>	21
<i>I-6-3. Détection des défauts par l'analyse du couple.....</i>	22
<i>I-6-4. Détection des défauts par l'analyse de la puissance.....</i>	23
<i>I-6-5. Détection des défauts par l'analyse de la tension du neutre.....</i>	23
<i>I-7. Conclusion.....</i>	24

I-1. Introduction :

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques. En effet, la détection, et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines. Ces tâches, sont indispensables aussi afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production.

Dans le présent chapitre nous définissons, dans un premier temps, quelques concepts relatifs à la maintenance et au diagnostic industriel, sans oublier de présenter les différents types de défauts apparaissant dans les machines asynchrones. Parmi les défauts existants nous nous attarderons plus précisément aux défauts rotoriques. Dans un deuxième temps, nous décrivons les méthodes de diagnostics les plus convoitées surtout lors de cette dernière décennie. Un intérêt particulier sera consacré aux méthodes basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables, qui sont couramment utilisées par la communauté du génie électrique.

I-2. Concepts et définitions :

Le mot **diagnostic** peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation (AFNOR, CEI), (Association Française de Normalisation), est la suivante:

« **Le diagnostic** est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test». [ZWI95].

La responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance. D'après la norme AFNOR la maintenance est définie ainsi :

« **La maintenance** : ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise.» [Abe02].

On peut citer trois types de maintenance :

Maintenance corrective : intervient après la détection et la localisation d'un défaut.

Maintenance préventive : maintenance effectuée dans l'intention de réduire la probabilité de défaillance d'un bien ou la dégradation d'un service rendu. C'est une intervention de maintenance prévue, préparée et programmée avant la date probable d'apparition d'une défaillance.

Le plus souvent elle est systématique, c'est-à-dire une maintenance préventive effectuée selon un échancier établi suivant le temps ou le nombre d'unités d'usage.

Maintenance conditionnelle : alternative à la maintenance systématique, fait l'objet d'une demande croissante dans un grand nombre d'applications industrielles. Cette maintenance est basée sur la surveillance en continu de l'évolution du système, afin de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive. Elle n'implique pas la connaissance de la loi de dégradation. La décision d'intervention préventive est prise lorsqu'il y a évidence expérimentale du défaut imminent, ou approche d'un seuil de dégradation prédéterminé. Elle impose donc des traitements en ligne, au moins une partie.

Pour accomplir ces fonctions, la maintenance nécessite de connaître l'état de fonctionnement des systèmes. La surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance, sa définition est la suivante.

La surveillance est un dispositif passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indicateurs. La surveillance consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. La surveillance se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic.

I-3. Origine des défauts dans le moteur à cage d'écureuil :

Les origines des défauts peuvent être diverse [Sin03] [Vas93], recensons d'après l'organigramme de la figure (I.1) les origines : mécaniques, électriques, thermiques et environnementales.

Il est clair que, les défauts externes sont provoqués, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, alors que les défauts internes de la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques rotorique et statorique, bobinages statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique,...)

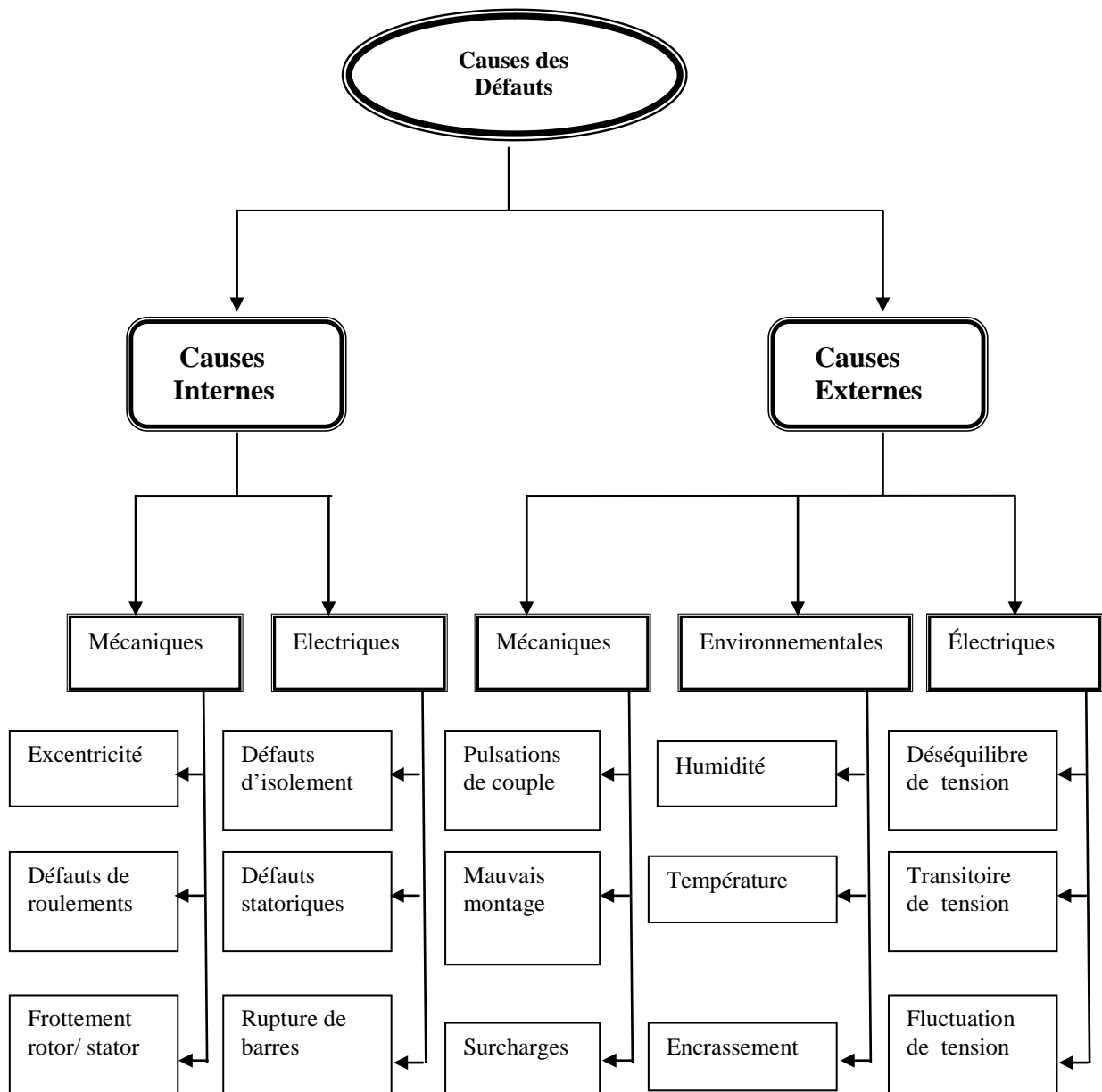


Figure I.1 : Causes externes et internes de défauts de la machine asynchrone.[Sin03]

I-4. Principaux défauts de la machine asynchrone à cage :

Comme nous l'avons souligné plus haut, les machines asynchrone au cours de leurs vies, sont souvent soumises à des contraintes de différentes natures qui peuvent conduire à certain nombre de défauts. Ces derniers peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor).

De nombreuse classification existe dans la littérature, notons par exemple [Vas93], qui recensent les défauts majeurs suivants :

- Défauts statoriques dues à la rupture ou au court-circuit d'une ou plusieurs spires de l'enroulement statorique.
- Défaut de roulements à bille.
- Défauts de cassure des barres rotoriques ou de segments des anneaux rotoriques.
- Arbre déformé (excentricité) qui peut provoquer un frottement entre le rotor et le stator provoquant ainsi un endommagement grave du circuit magnétique.

Tous ces défauts produisent un des symptômes ou plus que nous allons énumérer comme suit:

- Déséquilibre des tensions et courants de ligne.
- Augmentation des pulsations de couple
- Diminution du couple moyen.
- Augmentation des pertes et réduction du rendement
- Échauffement excessif.

I-4-1. Études statistiques :

Dans la littérature, des statistiques ont été émises concernant les défauts pouvant intervenir dans une machine électrique. La classification se fait selon des critères précis mais différents pour chaque auteur :

Pour [Tho95] l'étude statistique a été faite sur des machines de grande puissance (de 100KW à 1MW) et qui a donné les résultats suivants : 51% Enroulements statoriques, 22% Défauts au rotor, 9% Tôlerie stator, 8% Roulements, 10% Autres.

Pour [Mel99] le partage se fera comme suit : 50% pour les défauts statoriques, 20% comme défauts rotoriques, 20% sont des défauts mécaniques et 10% des défauts autres.

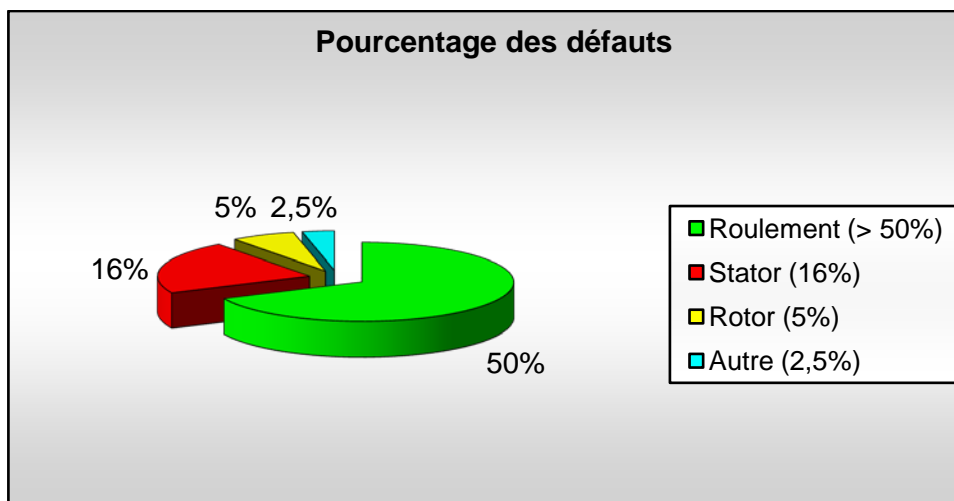


Figure I.2 : Répartition des défauts selon [Casi02]

Pour [Cas02], (voir figure 1.2) plus de 50% de défauts affecte les roulements, environ 16% comme des défauts localisés au stator, 5% apparaîtront au rotor et 2.5% seront des défauts de l'axe et d'accouplement.

Dans l'article de [Raz03] : Les défauts statoriques 40%, les défauts rotoriques pour presque 20 %, les pannes de types mécaniques pour presque 20 % et autres pour environ 10%.

Les statistiques présentées par [Lu04] destinent quand à eux 40 à 50% comme étant des défauts de roulement. 30-40% sont des défauts statoriques et enfin nous aurons 5 à 10% de défauts rotoriques.

I-4-2. Présentation des défauts :

Au niveau de la littérature, une variété de travaux proposés par différents auteurs tel que [Sin03] ou [Nan05] offrent une synthèse des défauts qui peuvent affecter la machine ainsi que les méthodes de diagnostic possible. Nous nous intéressons ici aux défauts les plus fréquents :

I-4-2-1. Défauts statoriques :

Le stator d'une machine électrique comprend des enroulements logés dans des encoches et une culasse qui assure la voie de retour pour le flux. Les défauts statoriques peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse [Jaw08]. Une étude conduite par [Rai00] a établi une statistique des différents défauts statorique pouvant se produire sur une machine électrique (figure I.3).

Selon [Kli96], les défauts statoriques sont généralement liés à la dégradation de l'isolation électrique. Ils commencent sous forme de court-circuit entre spires non détecté pour arriver en fin de compte à des défauts majeurs.

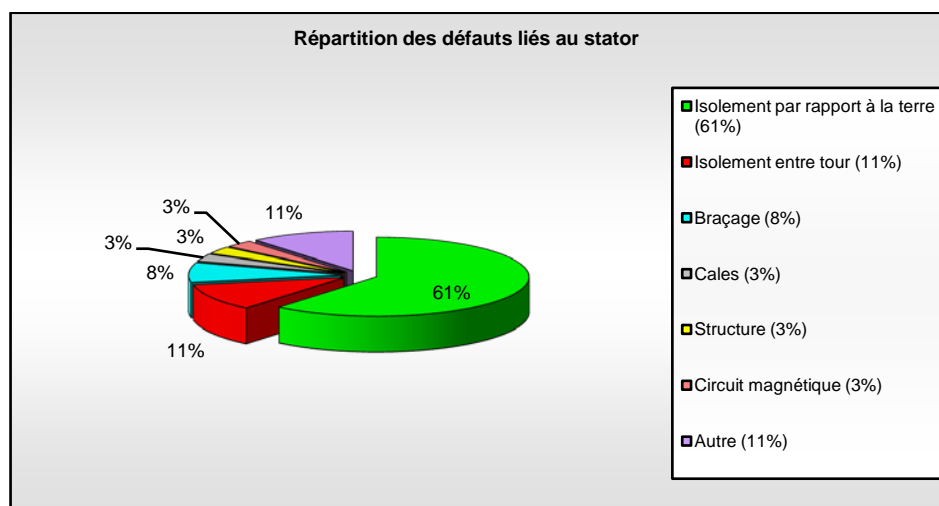


Figure I.3 : Répartition des défauts liés au stator [Raison-00].

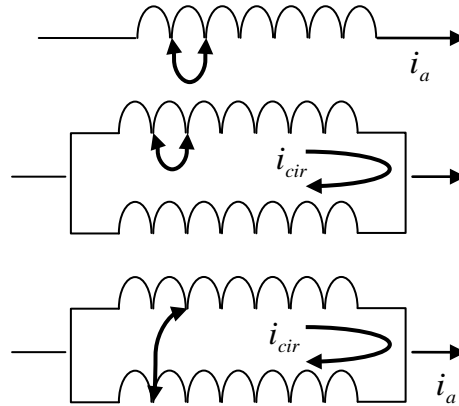


Figure I.4 : les différents courts-circuits.

Les défauts statoriques peuvent se présenter selon les cas ci-dessus (Figure I.4). On peut noter au minimum trois configurations possibles. La première est un court-circuit de spires sur la phase (a). Sur les deux autres représentations la première correspond à un court-circuit entre deux brins d'un même faisceau, l'autre correspond un court-circuit entre deux faisceaux en parallèles.

I-4-2-2. Défauts de roulements :

Les roulements à bille qui assurent la rotation et le maintien de l'axe du rotor sont les composants les plus fragiles des machines électriques et les plus sensibles aux défauts. D'ailleurs, une étude conduite par [Sch95] nous révèle que les défauts des machines électriques proviennent principalement des roulements et du bobinage statorique. Il faut dire que les différents éléments qui les constituent (les billes, la cage et les bagues) sont en permanence sollicités. Le passage répétitif des billes sur les pistes engendre de fortes contraintes mécaniques qui entraînent peu à peu une dégradation du métal par fatigue, et finissent par provoquer l'apparition de défauts ponctuels (des fissures, un écaillage des surfaces, etc.).

Dans la pratique, la défaillance n'est pas causée par la fatigue, mais par l'usure, la corrosion, la pollution, l'erreur de montage...etc. Les mauvaises conditions d'utilisation et d'entretien ont l'influence importante sur la durée de vie des roulements. L'arbre non alignés engendre un couple qui crée une réaction dans les roulements. Ces défauts peuvent provoquer :

- Une augmentation de charge de 2 % qui réduit la durée de vie calculée des roulements de 50 %.
- Une usure des joints qui augmente le risque de détérioration des roulements par pénétration d'impureté.

- Une augmentation des vibrations.
- Une augmentation de la consommation d'énergie.

Ce type de défaut et sa détection est très peu mentionnée dans la littérature. Classiquement il est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire.

Les défauts de roulement peuvent se manifester comme des défauts de l'asymétrie du rotor [Kli90] qui sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité. En outre, les défauts liés au roulement à billes peuvent être classifiés comme suit [Vas93] : défaut de la bague extérieure, défaut de la bague intérieure, défaut de billes et défaut de la cage. Figure (I.5).

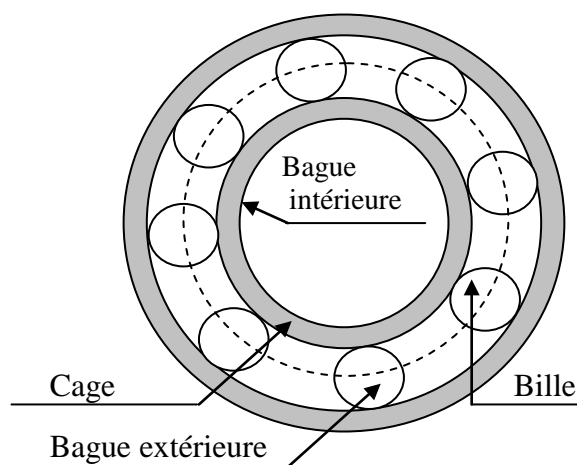


Figure I.5 : Roulement à bille

Un défaut dans les roulements affecte la répartition du flux dans l'entrefer qui n'est plus alors constant (phénomène d'excentricité), ceci se traduit donc par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine.

I-4-2-3. Défauts relatifs à l'excentricité :

Dans une machine électrique idéal, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator comme indiqué sur la figure (I.6). Cependant, suite à la flexion de l'arbre, à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à l'usure des roulements, à un défaut de charge, ou tout simplement à un défaut de fabrication (usinage) la machine peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple.

Ce phénomène est appelé excentricité de type statique ou dynamique, ayant pour conséquence néfaste la création d'une attraction magnétique déséquilibré (Unbalanced

magnetic pull UMP) importante pouvant atteindre plusieurs centaines de tonnes et apte à provoquer dans certains cas un frottement entre le stator et le rotor, qui peut endommager le circuit magnétique et l'enroulement du stator et le rotor.

On distingue principalement deux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes, l'excentricité statique et dynamique

- **L'excentricité statique** : correspond au cas où le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator. Elle 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.

- **L'excentricité dynamique** : correspond, elle, à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator. elle 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.

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.

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. Dans ce cas l'excentricité est dite mixte. La figure I.6 montre la façon dont le rotor va tourner en présence d'excentricité.

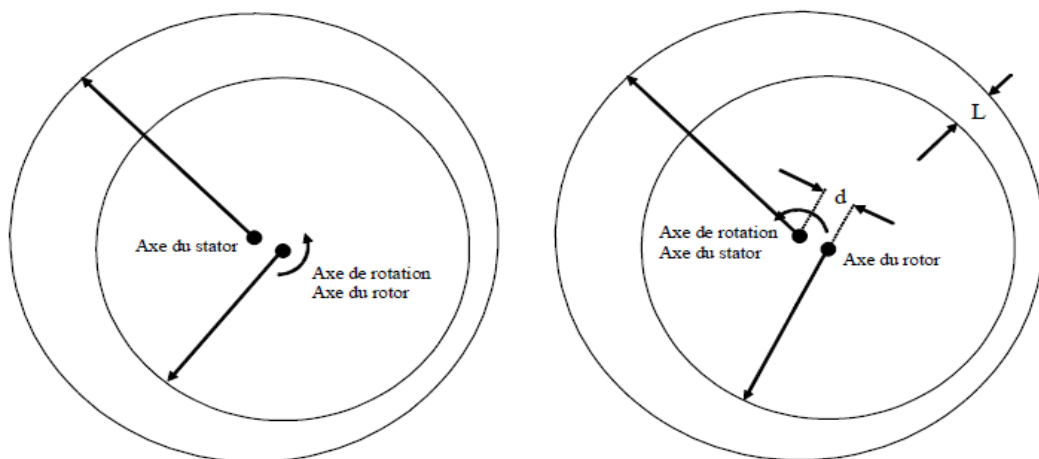


Figure I.6 : différents types d'excentricité a) statique ; b) dynamique

I-4-2-4. Cassure de barres rotoriques :

Parmi les défauts les plus étudiés, la rupture de barres rotoriques de la machine asynchrone à cage, fait sans doute partie des plus courants. La rupture d'une barre rotorique ou d'un segment d'anneau de court-circuit peut être induite par plusieurs facteurs, qui sont souvent indépendants les uns des autres. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer par exemple :

- L'augmentation de la température due à une surcharge de la machine.
- les efforts magnétiques provoqués par les forces électromagnétiques.
- les efforts résiduels dus aux problèmes de fabrication.
- Des efforts environnementaux provoqués par la contamination et l'abrasion du matériel rotorique dues aux produits chimiques ou à l'humidité.
- l'environnement hostile dans lequel la machine fonctionne.

Une défaillance au niveau de la cage rotorique se situe généralement à la jointure entre une barre et un anneau de court-circuit. En effet, les barres rotoriques et les anneaux de court-circuit ne pouvant pas être construits d'un seul bloc (sauf pour les machines de petites puissances), une soudure est pratiquée aux extrémités de chaque barre pour relier ces dernières aux deux anneaux de court-circuit. La fragilité de ces soudures, par rapport aux barres et aux anneaux fabriqués d'un seul bloc, provoque, à ces endroits précis, une fragilité de la cage d'écureuil [Did04].

La cassure des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une détérioration de barre croît sensiblement avec le nombre de barres cassées.

I-5. Méthodes de diagnostic :

Actuellement, il existe différentes communautés de recherche, telles que la communauté de l'automatique, de l'intelligence artificielle, de génie électrique, de traitement de signal qui s'intéressent au diagnostic.

La littérature sur le diagnostic de défauts dans les processus industriels est vaste, étendant des méthodes analytiques à l'intelligence artificielles. D'un point de vue de modélisation, selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes familles. Dans la première, la plus familière aux automaticiens, on utilise des redondances d'informations et la

connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans la deuxième, c'est l'analyse des données fournies par une base de connaissance (reconnaissance de signature déjà observée) qui permet de décider de son état.

Les méthodes de diagnostic industriel tel qu'elles sont présentées dans ce paragraphe sont illustrées sur la (figure I.7). D'autre façon de classer les diverses méthodes et techniques de diagnostic ont été proposées dans [Zwe95].

Dans l'étude qui suit, il sera question de présenter les différentes méthodes des défauts. L'intérêt portera sur les méthodes à base de connaissance.

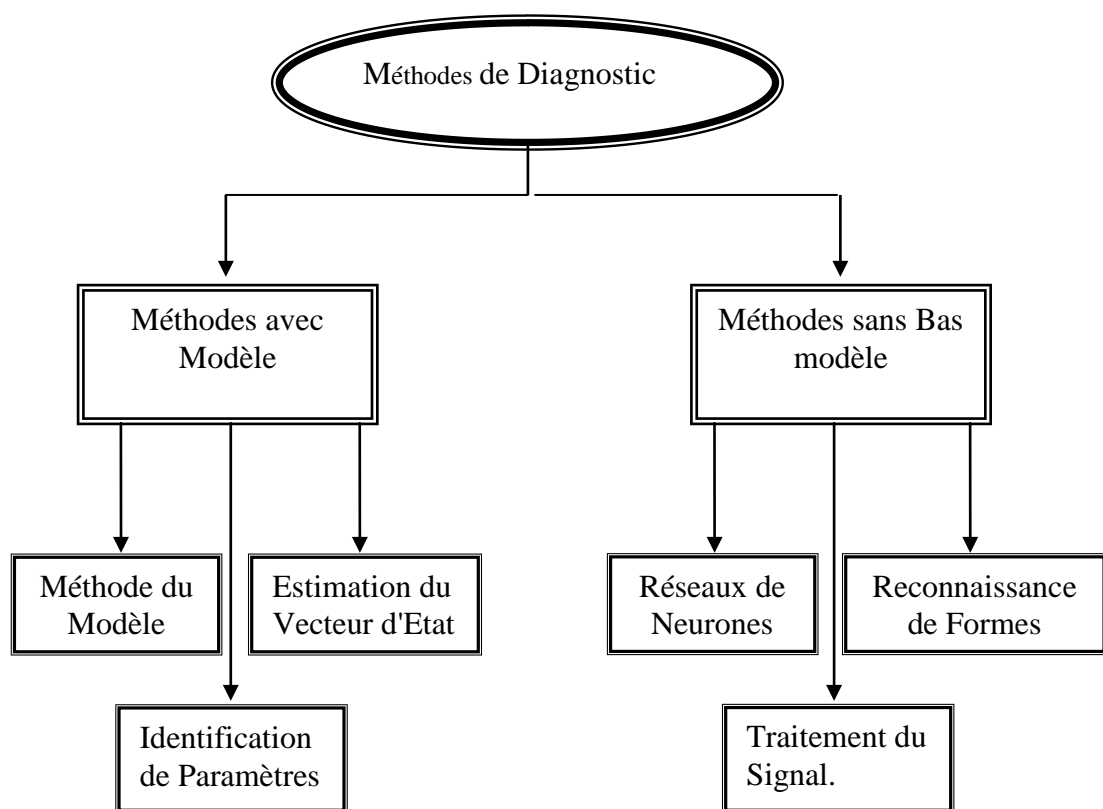


Figure I.7 : Les différentes méthodes de diagnostic

I-5-1. Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes) :

Les méthodes de diagnostic à base de modèle sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles prennent en compte les équations régissant les phénomènes internes du système et qui expriment les connaissances profondes sous la forme d'un modèle mathématique. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en 03 catégories:

- **La méthode du modèle** : la méthode de diagnostic de défaillance par la méthode du modèle consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel.

- **La méthode de diagnostic par identification de paramètres** : cette méthode s'applique au cas très particulier où l'on souhaite suivre l'évolution de certains paramètres physiques critiques pour le fonctionnement d'un processus et qui ne sont pas mesurables directement.

- **La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état**: La généralisation du principe de diagnostic de défaillance par la méthode de l'identification de paramètre a été rendue possible en considérant les modèles physiques d'un processus sous la forme d'équation d'état.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même; il consiste à générer un vecteur caractéristique: le résidu (Signal conçu comme indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales). L'objectif du résidu est d'être sensible aux défauts. Ainsi, normalement, en l'absence de défaut, le résidu doit avoir une valeur nulle. Au contraire, en présence d'un défaut, le résidu aura une valeur non nulle. De ce fait, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus.

I-5-2. Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance (Les méthodes externes) :

Ces méthodes ont la particularité de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, contrairement aux méthodes à base de modèle. Seulement la disponibilité de grande quantité de données historiques du processus (signatures déjà observées) est nécessaire. Il y a diverse façon de traiter ces données et de les présenter en tant que connaissance a priori pour le diagnostic.

Les signatures de défauts obtenus par modélisation ou par mesure sur maquette sont généralement classées dans une base de données. On peut citer :

I-5-2-1. Les réseaux de neurones :

Basés sur des mécanismes d'apprentissage et de reconnaissance sont très performants mais nécessitent un nombre important d'exemples de fonctionnement du système pour constituer la base d'apprentissage, cela peut être coûteux [Pen92] [Fil93] [Hay02] utilise un (RN) pour le diagnostic en temps réel des défauts de la machine à induction à partir de l'analyse spectrale des vibrations ou des bruits.

I-5-2-2. La reconnaissance de formes :

Classifie et discrimine les états d'un système en constituant des classes, chaque classe étant représentative d'un mode de fonctionnement du système.

Il existe deux types de reconnaissance des formes [Casi03] :

Le premier, appelé reconnaissance des formes structurelle, utilise la grammaire. Les formes y sont essentiellement caractérisées par des propriétés grammaticales. Le second type de reconnaissance des formes, couramment qualifié de reconnaissance des formes statistique se base sur des propriétés numériques des formes étudiées.

Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, cette approche, quoique plus rarement utilisée, a été mise en œuvre par [Ond06], [Leb08],[Leb09] par exemple.

I-5-2-3. Détection des défauts par traitement du signal :

Les caractéristiques des signaux fournis par des capteurs sont les données disponibles contenant les informations pertinentes pour le diagnostic. Les méthodes de diagnostic à base de traitement de signal associent, suite à l'analyse des signaux, des signatures propres au fonctionnement sain ou défaillant du système surveillé. La précision de l'analyse effectuée est essentielle pour une bonne décision suite au diagnostic.

Pour extraire les caractéristiques d'un signal relatif à un défaut, généralement, on extrait l'amplitude ou les densités d'amplitude. Il existe toutefois d'autres possibilités qui consistent à déterminer les transformées de Fourier, les fonctions d'auto corrélation ou la densité spectrale [Leb06].

Parmi les approches existantes, les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'un défaut. Il faut également citer les méthodes temps-fréquence qui peuvent être, dans certain configuration, plus riche que l'analyse spectrale, citons comme exemple les ondelettes [Leo01], [Pet01].

1-6. Application de l'analyse spectrale pour la détection des défauts rotoriques :

L'analyse du contenu spectral des signaux électriques (plus particulièrement les courants de ligne) et mécaniques (vibration) permet de dresser un diagnostic de l'état du fonctionnement de la machine asynchrone et de déceler des défauts à un stade précoce.

La surveillance par analyse spectrale consiste à représenter le signal mesuré dans l'espace des fréquences; cette opération se réalise mathématiquement en effectuant une transformée de Fourier. Le résultat est appelé Spectre fréquentiel. Chaque composant du spectre correspond à une fréquence caractéristique bien définie.

Les signaux accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être :

- Les courants absorbés.
- Le flux magnétique.
- La tension du neutre.
- Le couple électromagnétique.
- La vitesse rotorique.

De nos jours, l'analyse spectrale est la méthode de diagnostic la plus économique et la plus rapide. Son succès auprès des industriels est dû à son importance pratique et à la disponibilité croissante des outils avancés de matériels et de logiciels pour le traitement de signal. Cependant, cette méthode se prête uniquement au diagnostic à vitesse constante et principalement sur des machines alimentées par réseau. Avec le développement des applications à vitesse variable, ces méthodes se trouvent inexploitable, principalement à cause de la non-stationnarité des signaux et de l'effet de la Modulation de Largeur d'Impulsion qui parasite le traitement fréquentiel des données, rendant ainsi difficile la détection des fréquences de défaut [Bac02].

1-6-1. Détection des défauts rotoriques par l'analyse des courants statoriques :

L'analyse du spectre du courant statorique (MCSA) est l'une des techniques les plus utilisées pour le diagnostic des défauts. En effet, exigeant uniquement un seul capteur et permettant une détection en ligne des défauts, c'est-à-dire pendant le fonctionnement de la machine, la (MCSA) est de loin la méthode de diagnostic la plus économique et la plus rapide. Cependant avec la multiplication des défauts, la (MCSA) peut devenir onéreuse par le fait que certains types de défauts peuvent produire des harmoniques similaires aux harmoniques du fonctionnement sain.

La détection de cassures de barres rotoriques par la (MCSA) a été l'objet de plusieurs travaux de recherches :

Hargis [Har82] Kliman [Kli88], Thomson [Tho88], Elkasabgy [Elk92] Filippetti [Fil96] ont décrits l'effet principal de l'asymétrie rotorique. Ceci se manifeste par la modulation d'amplitude du courant statorique. Cette modulation est causée par deux courants situés de part et d'autre du fondamental, à la fréquence :

$$(1 \pm 2ks)f_s \tag{I.1}$$

[Fil 96] a donné une justification à l'origine de ces harmoniques, par l'apparition en plus du champ rotorique direct d'un champ inverse de fréquence $-sf_s$. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquences : $f_s (1 - 2s)f_s$, $(1 + 2s)f_s$, d'où des courants statoriques comportant ces composantes.

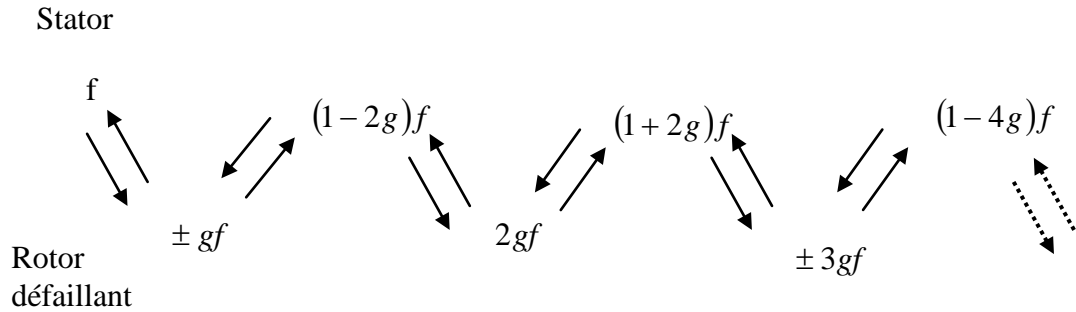


Figure 1.8: Figure 6 : les différentes fréquences [Fil96].

Les champs créés par ces courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses. Donc par le même processus que celui décrit précédemment, on retrouve des composantes dans le courant statorique de fréquences $(1 \pm 2ks)f_s$. (Figure 1.8)

Par ailleurs, Certains auteurs se sont penchés sur l'analyse d'autres composantes données par l'expression ci-dessous [Del82],[Kli88],[Hen05] :

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

avec :

$$\frac{k}{p} = 1, 3, 5 \dots$$

En ce qui concerne l'excentricité rotorique, de très nombreuse publication traitent la détection de ce défaut par la MCSA, citons parmi elles [Cam 86] [Dor97] [Nan01] [Gul03], [Joc05]. Nous pouvons retenir que, la présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par :

$$f_{ex} = \left[(kn_b \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right] f_s \quad (I.3)$$

Avec :

p : Nombre de paire de pole

n_b : Nombre de barre

s le glissement.

n_d : est l'ordre d'excentricité.

v : L'ordre des harmoniques de temps.

$n_d = 0 \dots$ pour l'excentricité statique.

$n_d = 1 \dots$ pour l'excentricité dynamique.

f_s : Fréquence d'alimentation.

En présence de l'excentricité mixte, il y a création des harmoniques de basse fréquence de part et d'autre du fondamental à des fréquences données par la relation [DOR97], [Nan02]:

$$f_{ex} = \left| f_s - \frac{1-s}{p} f_s \right| \quad (I.4)$$

1-6-2. Détection des défauts rotoriques par l'analyse des flux magnétique :

L'analyse des moteurs électriques par le suivi du flux magnétique permet une détection de quasiment tous les défauts, notamment ceux électriques, pouvant se produire dans la machine. En effet, tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator est reflété dans le spectre du flux d'entrefer. La mesure du flux peut être réalisée à partir des bobines exploratrices, placés soit à l'extérieur soit à l'intérieur de la machine perpendiculairement à l'axe du rotor. Les bobines externes sont utilisées lorsque la machine est déjà en service.

L'étude des variations du flux d'entrefer est donc considérée par beaucoup d'auteurs comme une solution pour détecter et localiser les défauts de la machine. Dans cet axe, nous pouvons citer :

Mr Thomson [Tho83] place des spires d'une part sur l'enveloppe extérieure du moteur pour mesurer l'étendue des flux de fuites des têtes de bobines et d'autre part autour de l'arbre du rotor pour mesurer le niveau du flux axial ; il montre les spectres calculés à partir des signaux issus de ce dernier type de capteur dans le cas d'un moteur sain et dans celui où un des barreaux du rotor est cassé.

M. Delaroi [Del82] exploite la tension fournie par une spire de flux placée directement autour d'une dent du stator et montre que la cassure de barre se manifeste par la création des harmonique dans le spectre du flux à des fréquences donnée par l'équation (I.2), mais avec $\frac{k}{p} = 1, 2, 3$

Kliman [Kli88] montre que la cassure de barres rotorique produit des perturbations significatives et relativement localisées du flux magnétique dans l'entrefer. Tandis que les défauts tels que l'excentricité de rotor produit une perturbation plus propagée des champs tournants mais à des harmoniques plus faibles.

M. Ritchie [Rit94] propose aussi l'observation du flux. Mais dans son exemple ce type de signal nécessite la connaissance des courants, des tensions et de la vitesse de rotation du moteur, soit au minimum cinq capteurs pour une machine triphasée asynchrone.

Nandi [Nan02] démontre qu'il existe un lien entre les harmoniques de courant statorique de basses fréquences et celles de hautes fréquences. Pour différents degrés d'excentricité mixte, il parvient à montrer aussi que les composants fréquentiels du flux autour du fondamental et autour des RSH sont présents aussi dans le spectre du courant statorique.

1-6-3. Détection des défauts rotoriques par l'analyse du couple électromagnétique :

La surveillance du couple électromagnétique des machines électriques peut également donner des informations sur l'état de la machine asynchrone. Malheureusement le couple électromagnétique n'est pas une quantité directement mesurable, de ce fait certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courants mesurés sur la machine. Par exemple [Thol93] reconstruit le couple électromagnétique à partir de deux des trois courants statoriques et par ajout de spires de flux dans ces deux phases (cela permet d'obtenir les forces électromotrices qui y sont induites) et en se basant sur ces signaux il analyse le couple électromagnétique d'une machine asynchrone présentant des portions d'anneaux cassées. [Kral99] utilise le modèle triphasé pour estimer le flux statorique, ce qui permet d'estimer le couple utile. Or, en présence d'excentricité, le spectre du couple C_u présente des informations aux fréquences :

$$f_{cu} = h \left(1 - \frac{s+1}{p} \right) f_s \quad (1.7)$$

Selon [Yah96] lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent paraître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2k g f_s$. Selon [Boum01], la détrition des barre réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, pour cinq barre cassé sur vingt huit au rotor, le couple diminue de 25 % et l'amplitude de son oscillation est de l'ordre de 40 % du couple moyen.

Dans son article, [Mel99] montre expérimentalement qu'après l'occurrence d'un court-circuit entre spires il y aura l'apparition des fréquences $\pm 2s f_s$ au niveau du couple électromagnétique.

Cependant, cette approche reste moins efficace que les méthodes précédemment citées car l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones.

1-6-4. Détection des défauts rotoriques par l'analyse de la puissance instantanée :

Sachant que la quantité d'information donnée par la puissance instantanée d'une phase, qui n'est autre que le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul, plusieurs auteurs basent leurs méthodes de diagnostic sur l'identification de certains harmoniques dans le spectre de la puissance instantanée. [Leg96]

Dans sa publication [did06], l'auteur expose les signatures présentes dans la puissance instantanée comme indice de cassure de barre. Il met en évidence la présence dans le spectre de la puissance instantanée, en plus de la composante fondamentale et des deux composants latéraux défauts, d'une composante additionnelle située à la fréquence de défauts.

Dans [Leg96] l'auteur propose une comparaison entre l'analyse des signatures des courants du moteur et celles de la puissance instantanée. Il remarque que les raies propres au défaut qu'il a provoqué (oscillation du couple de charge, semblable à des défauts mécaniques liés au rotor) sont 5dB supérieures dans le cas du spectre de la puissance instantanée par rapport à celui du courant.

1-6-5. Détection des défauts rotoriques par l'analyse de la tension du neutre :

Comme pour le courant statorique, la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone peut être utilisée pour la détection des défauts de la machine. Cette technique a tout d'abord été appliquée dans le diagnostic des défauts d'enroulements statoriques. Dans [Cash98] l'auteur a additionné les trois tensions présentes aux bornes de la machine asynchrone pour obtenir une tension résiduelle, et a basé son diagnostic des défauts de courts circuits entre spires, sur la valeur efficace de celle-ci.

Parmi les auteurs à l'avoir utilisé pour la détection des défauts de barres nous pouvons citer [Raz04] qui montre que l'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquence $f = [3(1 - s) \pm s]f_s$. Le même résultat a été trouvé par [Aba05] qui propose une comparaison entre l'analyse des signatures des courants statorique et celles de la tension du neutre. Les résultats présentés dans son article montre que l'analyse de la tension du neutre donne des résultats plus pertinents que ceux obtenus avec l'analyse habituelle du courant absorbé.

Toujours dans la même tendance on distingue [Khe09] qui propose, une étude analytique du contenu spectral de la tension du neutre, expliquant le mécanisme de générations des harmoniques liés à la cassure de barres

I-7. Conclusion :

Ce chapitre a eu pour objectif d'introduire les différents concepts relatifs au diagnostic des défauts et de présenter les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Bien qu'il existe dans la littérature plusieurs méthodes notre intérêt a porté sur l'analyse spectrale car elle semblerait être la méthode la plus fiable et la plus simple à mettre en œuvre.

Nous avons également fait état des différents défauts auxquels les machines sont exposées avec une description de leurs causes de genèses et de leurs impacts sur les performances des machines.

Au niveau de quelques travaux, le point a été mis sur la nécessité d'avoir un modèle optimal afin de pouvoir diagnostiquer au mieux la machine. La modélisation de cette dernière est donc un enjeu de taille. Ce sujet fera l'intérêt du prochain chapitre.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MAS AVEC PRISE EN COMPTE DE L'EXCENTRICITE ROTORIQUE.

Sommaire :

<i>II-1. introduction.....</i>	26
<i>II-2. Méthodes de prise en compte des harmoniques d'espace</i>	26
<i>II-3. Mise en équation du modèle.....</i>	28
<i>II-3-1. Équations des tensions statoriques.....</i>	28
<i>II-3-2. Équations des tensions rotoriques.....</i>	29
<i>II-3-3. Équations mécaniques.....</i>	31
<i>II-4. Présentation de l'approche de la fonction d'enroulement.....</i>	31
<i>II-4-1. Développement de l'approche</i>	32
<i>II-4-2. Expression des inductances</i>	35
<i>II-5. Évolution de la perméance d'entrefer</i>	36
<i>II-6. Calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité statique.....</i>	39
<i>II-6-1. Fonction d'enroulement modifiée des phases statoriques.....</i>	39
<i>II-6-2. Fonction d'enroulement modifiée des mailles rotoriques</i>	41
<i>II-6-3. Expressions des inductances statoriques</i>	42
<i>II-6-4. Expressions des inductances rotoriques</i>	43
<i>II-6-5. Inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.....</i>	45
<i>II-7. Calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité dynamique.....</i>	47
<i>II-7-1. Fonction d'enroulement modifiée des phases statoriques</i>	47
<i>II-7-2. Fonction d'enroulement modifiée des mailles rotoriques</i>	47
<i>II-7-3. Expressions des inductances statoriques.....</i>	47
<i>II-7-4. Expressions des Inductances rotoriques.....</i>	48
<i>II-7-5. Inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.....</i>	49
<i>II-8. Conclusion.....</i>	51

II-1. Introduction :

Grace à sa flexibilité et sa capacité de simuler, avec une bonne précision, les défauts de la machine asynchrone, et plus particulièrement la cassure de barres rotoriques, le modèle multi-enroulements semble établir un large consensus auprès des chercheurs. Pourtant, si le problème de la modélisation analytique tenant compte des harmoniques d'espace, semble être résolu depuis quelques années, les chercheurs s'accordent sur le fait que pour améliorer la capacité de prédiction de ce modèle, il est impératif d'y incorporer les effets de la non uniformité de l'entrefer, dus à l'excentricité rotorique.

Dans ce chapitre, nous allons décrire une démarche de modélisation d'une machine asynchrone, fondée sur l'approche de la fonction d'enroulements modifiée (AFEM) [Aln98][Fai02][Bos04]. Les modèles résultants seront aptes à prendre en compte, en plus des harmoniques d'espace liés à la distribution des enroulements, ceux dus à l'excentricité statique d'une part, et à l'excentricité dynamique d'une autre part.

Afin de parvenir aux expressions analytiques des paramètres inductifs, nous allons utiliser la décomposition en série de Fourier des fonctions d'enroulements statoriques, rotoriques et d'entrefer. Ces expressions servent à la prédiction du contenu fréquentiel du courant statorique en présence de défaut d'excentricité; elles servent également à optimiser la machine asynchrone en tenant compte des contraintes technico-économiques imposées par l'utilisateur.

II-2. Méthodes de prise en compte des harmoniques d'espace :

Le domaine des harmoniques d'espace a déjà souvent été étudié. Les objectifs ont été de différentes natures telles la détection de la vitesse rotorique [Nan03][Sta05][Vac07], la modélisation en vue du diagnostic [Stav01][Bou06],[Kai05], l'élimination des bruits magnétiques et de vibrations [Cas03] [Bes08], la description et l'élimination des oscillations parasites du couple Ham09], ou plus généralement en vue d'exprimer plus précisément le comportement des machines [Paa91][Net99].

Selon Ferrah [FER97], les harmoniques d'espace sont générés dans le courant statorique à cause de deux facteurs majeurs :

- La répartition des bobines dans un nombre fini d'encoches (harmoniques de bobinage).
- Les ouvertures d'encoches qui modifient la longueur effective de l'entrefer et le rend non uniforme (harmonique de perméance).

Ce dernier facteur, qui n'est pas considéré dans notre étude, est toutefois faible par rapport au premier [Nan04] et peut être partiellement pris en compte dans le modèle de la machine, en introduisant des coefficients correctifs (coefficient de Carter) [Aja97]. Un autre moyen consiste à assimiler les variations de l'entrefer dues aux encoches à des fonctions rectangulaires, qui peuvent être décomposées en séries de Fourier [Hes92].

Notons cependant, qu'une partie des harmoniques d'espace dans la machine asynchrone, provient de la saturation des circuits magnétique [Mor92],[sob06] et de l'excentricité éventuelle du rotor liée aux forces radiales et à la construction.

Les publications sur l'influence de l'excentricité sont nombreuses, et les auteurs proposent différentes approches décrivant les différents types d'excentricité rencontrée dans une machine asynchrone. L'effet de cette perturbation géométrique peut être traité avec la précision désirée selon le choix du modèle approximant les inductances. La littérature, fait apparaître deux manières de prise en compte de l'excentricité rotoriques :

- **Approche Numérique (éléments finis)** : C'est l'approche qui reproduit le plus fidèlement le comportement électromagnétique de la machine. Le principe de calcul est de diviser la structure de la machine étudié en un nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. [Tho99][Bar97] [Ban00][Fai08].
- **Approche Analytique** : dans cette approche, les inductances sont calculées en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine comme l'ont fait certains auteurs [Aja97], soit en utilisant les fonctions d'enroulements ; cette dernière méthode est basée sur l'utilisation de fonction discrète de distribution de la perméance d'entrefer d'où on détermine, à chaque position du rotor, la distribution de la force magnétomotrice de l'entrefer et on déduit ainsi la valeur discrète des mutuelles stator-rotor.

Chacune de ces approches présente des avantages et des inconvénients. L'approche numérique d'éléments finis permet la prise en compte de l'état magnétique de la machine. Cependant, les moyens et temps de calcul nécessaires à cette approche constituent son handicap majeur et freinent son utilisation pour la simulation et l'évaluation d'algorithmes de détection de défauts.

La démarche analytique conduit à des expressions où les caractéristiques géométriques de la machine apparaissent de manière explicite. Cela permet au concepteur de mettre en évidence les paramètres sensibles qu'il convient de maîtriser. En revanche, elle ne permet pas la prise en compte rigoureuse de l'état magnétique de la machine.

En ce qui nous concerne, cette dernière approche nous a semblé la plus adéquate étant donné qu'elle nous offre la possibilité de caractériser analytiquement les fréquences des harmoniques du courant statorique associées à l'excentricité du rotor. Ces fréquences qui servent d'outil de détection du défaut et de surveillance permanente de son évolution.

II-3. Mise en équations du modèle :

Dans le domaine des approches analytiques, il est toujours nécessaire de faire des hypothèses simplificatrices avant d'étudier un phénomène, sans quoi l'étude serait le plus souvent impossible. Dans notre travail, le développement du modèle multi-enroulements de la machine asynchrone est établi à partir des hypothèses suivantes :

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

Ces hypothèses sont indispensables aussi pour mener à bien le calcul d'inductances de la machine tout au long de ce rapport.

II-3-1. Équations des tensions statoriques :

Les équations des tensions pour les trois enroulements du stator peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \times [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] + [V_n] \quad (\text{II. 1})$$

Pour éliminer la tension du neutre (V_n) on utilise les tensions composées données par l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{sab} \\ V_{sbc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -R_s \\ R_s & 2R_s \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{sab} \\ \psi_{sbc} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

où, le flux statorique est donné par :

$$[\psi_{sabc}] = [L_s] \times [I_{sabc}] + [M_{sr}] \times [I_{rk}] \quad (\text{II. 3})$$

Les vecteurs des tensions statoriques $[V_{sabc}]$, des courants de phases statoriques $[I_{sabc}]$, et des courants de mailles rotoriques $[I_{rk}]$ sont respectivement donnés par les équations suivantes :

$$[V_{sabc}] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \quad (\text{II. 4})$$

$$[I_{sabc}] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T \quad (\text{II. 5})$$

$$[I_{rk}] = [I_1 \quad I_2 \quad \dots \quad I_{rn_b}]^T \quad (\text{II. 6})$$

$[R_s]$: est une matrice diagonale $[3 \times 3]$ éléments, donnée par la relation suivante :

$$[R_s] = r_s \times [1]_{3 \times 3} \quad (\text{II. 7})$$

$[1]_{3 \times 3}$: est une matrice identité 3×3

« r_s » représente la résistance de chaque phase statorique.

$[L_s]$ est la matrice des inductances propres statoriques de dimensions 3×3 dont les paramètres sont les inductances propres de chaque phase L_{smq} et les mutuelles entre phases statoriques, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sm1} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{sm2} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{sm3} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 8})$$

$[M_{sr}]$ est La matrice des inductances mutuelles stator rotor, elle est de la forme :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{a1}^{sr} & \dots & M_{an_b}^{sr} \\ M_{b1}^{sr} & \dots & M_{bn_b}^{sr} \\ M_{c1}^{sr} & \dots & M_{cn_b}^{sr} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont respectivement de dimensions $[3 \times n_b]$ et $[n_b \times 3]$.

II-3-2. Équations des tensions rotoriques :

A partir du circuit équivalent du rotor (figure II.1) on peut tirer les équations des tensions rotoriques.

$$\begin{bmatrix} [V_r] \\ [V_e] \end{bmatrix} = [0] = [R_r] \times \begin{bmatrix} [I_{rk}] \\ [I_e] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\psi_{rk}] \quad (\text{II. 10})$$

Où

$[V_r] = [V_{r1} \quad V_{r2} \quad \dots V_{rn_b} \quad V_e]^T$ est le vecteur des tensions rotoriques.

$[R_r]$: est une matrice symétrique de dimensions $[n_b + 1] \times [n_b + 1]$ représentant les mailles rotoriques est constituée conformément à la méthode des mailles programmée par la résistance d'une barre R_b et d'une portion d'anneau de court-circuit R_e .

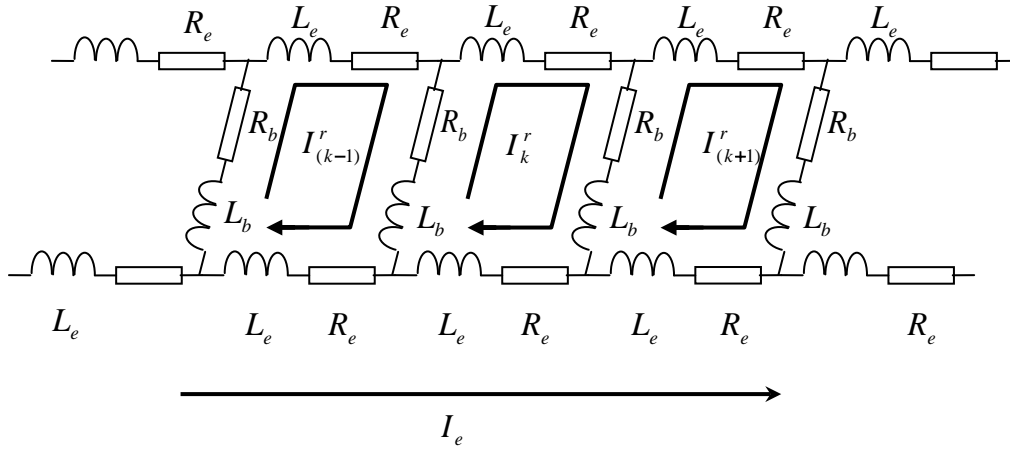


Figure II.1 : Circuit équivalent du rotor.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & 0 \dots 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 \dots 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & 0 \dots -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_b & -R_e & -R_e & -R_e \dots -R_e & -R_e & n_b R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les flux rotoriques sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} [\psi_{rk}] \\ \psi_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{sr}] & [I_{sabc}] \\ 0 & \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_r] & L_e/n_b \\ L_e/n_b & L_e \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [I_{rk}] \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$[L_r]$: est la matrice des inductances rotoriques, ou L_b et L_e représentent les inductances de fuites, M_{rr} représente l'inductance mutuelle des mailles rotoriques et L_{rp} représente inductance propre.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{n_b} \dots & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \dots \\ M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{n_b} & M_{rr} - L_b \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II-3-3. Équations mécaniques :

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge, qui diffèrent largement d'une application à l'autre. Nous ne prenons en considération que le couple d'inertie et le couple externe qui constituent le couple de charge de la machine. Par conséquent les équations mécaniques du mouvement s'écrivent sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + T_e = T_c \quad (\text{II. 14})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (\text{II. 15})$$

Le couple électromagnétique est déduit de la co-énergie magnétique W_{co} à l'aide de l'équation suivante :

$$T_e = \left[\frac{\delta W_{co}}{\delta \theta} \right]_{I_s, I_r \text{ constants}} \quad (\text{II. 16})$$

La co-énergie est l'énergie électrique moins l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique, par conséquent dans le cas du moteur à cage, elle peut être exprimée par la relation suivante:

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[[I_{sabc}]^T \cdot [I_{rk}]^T \right] \cdot \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{sabc}] \\ [I_{rk}] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

La modélisation de la matrice des inductances constitue la dernière étape dans notre modélisation de la machine à induction. Cette étape est importante car l'exactitude du modèle repose sur l'exactitude du calcul des inductances et de leurs dérivations.

II-4. Présentation de l'approche de la fonction d'enroulement :

Cette approche de calcul d'inductances est largement développée et utilisée dans la littérature. C'est une méthode efficace pour étudier les machines électriques du fait qu'elle garantit la prise en considération de la géométrie réelle de la machine. Selon [Fai02], elle a été initialement appliquée pour mettre en évidence les performances de la machine à induction à entrefer constant: elle avait tout d'abord été testée sur un moteur monophasé en 1969 [Dav69], sur un moteur linéaire [Lip79], sur un moteur triphasé à cage [Tol91] et puis sur un moteur saturé [Mor92]. En 1992 et afin de montrer tout l'intérêt de celle-ci, Toliyat, pour la première fois a mis en évidence la possibilité de faire du diagnostic des défauts internes à la machine [Tol92] et depuis, beaucoup d'auteurs l'ont utilisée pour la détection des différents défauts: les courts-circuits statoriques [Joc00], les cassures de barres [Tol95],[Khe05] et l'excentricité rotorique [Nan01] [Xia07].

Il est à signaler, que cette approche a été également appliquée pour l'analyse d'autres types de machines : la machine synchrone à pôles saillant [Tol99][Fai09], le moteur à courant continu [Haj04].

En réalité, l'approche utilisée pour la modélisation de la non-uniformité de l'entrefer traduite par l'excentricité rotorique est différente de l'approche précédente menée pour les calculs à entrefer constant. Elle repose sur l'extension de la (AFE) au cas des machines à entrefer variable développée dans [Aln98], [Joc00], [Tol96] [Fai02], [Bos04]. Dans [Fai02] une modification majeure est apportée par rapport à [Tol96] et [Joc00]. Cette modification garantit la symétrie de la matrice des inductances statoriques exprimée dans le référentiel naturel, quelque soit la distribution de la fonction de perméance d'entrefer.

Dans [Bos04] l'ajout de la dimension axiale a permis au modèle de devenir apte à définir les inductances d'une machine en tenant compte de l'ouverture et /ou l'inclinaison des encoches, ce modèle peut être étendue à l'étude d'autres types d'asymétries axiales, à savoir, l'excentricité axiale [Gho09]

II-4-1. Développement de l'approche :

Dans la machine asynchrone les enroulements sont constitués de bobines à une ou plusieurs spires en série formant un circuit, ceux-ci sont distribués dans des encoches. Dans ce qui suit, nous développerons la fonction d'enroulement modifiée pour le calcul des inductances à partir de la distribution de ces enroulements. Pour montrer comment développer la fonction d'enroulement nous prendrons comme un titre illustratif une machine élémentaire à double cylindre excentrique (figure II.2). Cette machine est constituée de deux enroulements « A » et « B » dont le point de référence est l'angle ($\theta_s = 0$).

Nous considérons un contour fermé ($abcd$), où (a) et (d) sont situés sur le stator respectivement aux angles 0 et θ_s , et (b) et (c) sur le rotor. Nous considérons que l'angle θ_s varie dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

Afin de parvenir à l'expression de la fonction d'enroulement modifiée, nous reprenons les mêmes étapes de [Aln98].

En appliquant le théorème d'Ampère sur le contour fermé ($abcd$), la circulation du champ magnétique H créé par la densité de courant j en un point quelconque est fournie par l'expression :

$$\oint_{abcd} H dl = \oint_s J \cdot ds \quad (\text{II. 18})$$

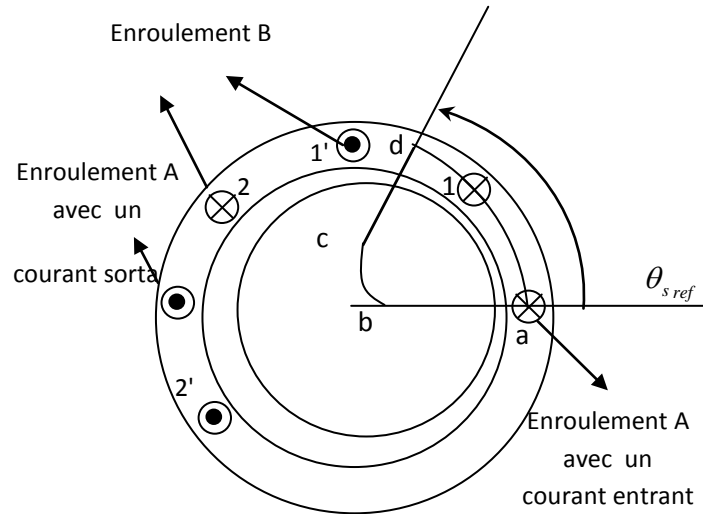


Figure II.2 : Machine élémentaire

dl représente un déplacement élémentaire sur le contour fermé. Cette expression pourra être écrite en fonction du nombre de tours enfermés par le contour ($abcd$), et parcourus par un même courant i . Soit dans ce cas :

$$\oint_{abcd} H dl = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (\text{II.19})$$

La fonction relative au nombre de tours $n(\theta_s, \theta)$ est appelée la fonction de distribution ou la fonction de tours. Pour les machines électriques, elle est généralement associée à une bobine élémentaire ou bien à un enroulement constitué de plusieurs bobines.

En termes de FMM existantes dans le circuit magnétique, l'équation (II.19) peut être écrite comme suit :

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{bc}(\theta_s, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) + F_{da}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (\text{II.20})$$

Comme la perméabilité du fer est supposée très élevée, le champ régnant dans la partie du fer est pratiquement nul. On peut admettre donc que F_{bc} et F_{da} sont nulles, ainsi, l'équation (II.20) peut être réécrite de la façon suivante:

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta) \cdot i \quad (\text{II.21})$$

La division par la fonction d'entrefer $g(\theta_s, \theta)$ et l'intégration de cette équation dans l'intervalle $0 \leq \theta_s \leq 2\pi$, nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta) \cdot i}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s \quad (\text{II. 22})$$

D'une autre part, selon le théorème de Gausse, on a:

$$\oint_S B \cdot dS = 0 \quad (\text{II. 23})$$

S: la surface d'un volume cylindrique mesuré par rapport au rayon moyen de l'entrefer.

L'équation (II.23) peut être écrite en fonction de l'intensité du champ magnétique H tel que :

$$\iint_{00}^{2\pi L} \mu_0 \cdot H(\theta_s, \theta) \cdot r dl d\theta_s = 0 \quad (\text{II. 24})$$

Sachant que la FMM est le produit de la fonction d'entrefer définie pour n'importe quel point par l'intensité du champ magnétique, l'équation (II.24) devient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = 0 \quad (\text{II. 25})$$

On introduisant l'équation (II.25) dans l'équation (II.22), on obtient :

$$F_{ab}(0, \theta) \int_0^{2\pi} \frac{1}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s = i \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s \quad (\text{II. 26})$$

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

$$\langle g(\theta_s, \theta) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 27})$$

Le développement de l'équation (II.26) tenant en compte des équations (II.21) et (II.27) nous donne :

$$F_{cd}(\theta_s, \theta) = \left(n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi \langle g(\theta_s, \theta) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) \cdot g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \right) \times i \quad (\text{II. 28})$$

En divisant les membres de cette équation par le courant on parvient à l'expression de la fonction d'enroulement modifié :

$$M = n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi \langle g(\theta_s, \theta) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) \cdot g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 29})$$

Il est à remarquer que, si on admet que l'entrefer est uniforme, et que, par conséquent, $g(\theta_s, \theta)^{-1}$ est constante, on obtient l'expression de la première forme de la fonction d'enroulement [Tol95], donnée par :

$$N(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta) - \langle n(\theta_s, \theta) \rangle = n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) d\theta_s \quad (\text{II. 30})$$

II-4-2. Expressions des inductances :

Soit A et B deux enroulements quelconques de la machine. A partir des équations (II.28) et (II.29), la FMM le long de l'entrefer dû au courant i_A traversant l'enroulement A est de la forme :

$$F_A(\theta_s, \theta) = M_A(\theta_s, \theta) i_A \quad (\text{II. 31})$$

Avec : $M_A(\theta_s, \theta)$ la fonction d'enroulement modifié de l'enroulement A .

Le flux élémentaire traversant l'entrefer à travers un volume élémentaire de longueur $g(\theta_s, \theta)$ et de section $r l d\theta_s$ est donné par l'expression suivante :

$$d\phi = F_A(\theta_s, \theta) \frac{\mu_0 r l}{g(\theta_s, \theta)} d\theta_s \quad (\text{II. 32})$$

En général pour le calcul du flux traversant une bobine ($k-k'$) de l'enroulement B de nombre de spire $n_{Bk}(\theta_s, \theta)$ et d'ouverture, $[0, 2\pi]$ nous avons :

$$\phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{Bk}(\theta_s, \theta) F_A(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 33})$$

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

$$\psi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\theta_s, \theta) F_A(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 34})$$

Avec : $n_B(\theta_s, \theta) = \sum_{k=1}^q n_{Bk}(\theta_s, \theta)$: la fonction de distribution de l'enroulement B . L'inductance mutuelle L_{BA} est donc le flux traversant l'enroulement B divisé par le courant de l'enroulement A .

En introduisant l'équation (II.31) dans (II.34), nous obtenons :

$$L_{BA} = \frac{\psi_{BA}}{i_A} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\theta_s, \theta) M_A(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 35})$$

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

$$L_{AA} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_A(\theta_s, \theta) M_A(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (\text{II. 36})$$

Ainsi on parvient à l'expression donnant les inductances de magnétisation et les inductances mutuelles entre des enroulements qu'ils soient fixes, tournants ou tournants l'un par rapport à l'autre.

II-5. Evolution de la perméance d'entrefer :

Avant d'aborder le calcul analytique des inductances de la machine, il est nécessaire de définir l'expression analytique de la perméance d'entrefer, c'est la que réside toute la difficulté de l'approche : être capable de définir la perméance qui traduit au mieux l'excentricité rotorique. En effet, l'essentiel des échanges d'énergie ayant lieu dans l'entrefer, la validité des simulations dépend de la finesse avec laquelle cette partie est modélisée [Haq01]. De plus, la qualité du calcul de cette perméance permet une étude précise du contenu spectral du flux et du courant statorique.

Dans le cas de l'excentricité statique, et comme le présente la (figure II.3), L'axe O_r du rotor se trouve déplacé par rapport au centre O_s du stator. Par définition, le degré d'excentration statique δ_s est défini par le rapport entre $O_s O_r$ et l'entrefer moyen de la machine g_0 :

$$\delta_s = \frac{O_s O_r}{g_0} \quad (\text{II. 37})$$

Lorsque l'excentricité dynamique survient dans la machine, le centre du rotor tourne autour du centre du stator. Le rayon de ce cercle est la distance $O_s O_r$. Il s'ensuit que le degré d'excentricité dynamique est défini par :

$$\delta_d = \frac{O_s O_r}{g_0} \quad (\text{II. 38})$$

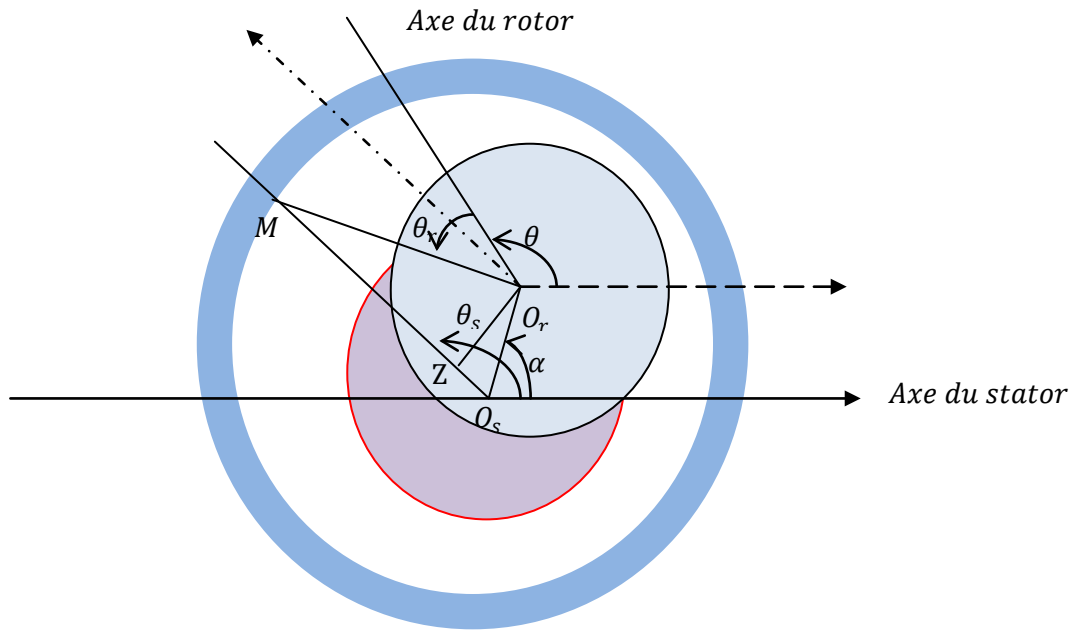


Figure II.3 : Représentation schématique de l'excentricité

La figure (II.3) met en évidence une vue de face d'un rotor statiquement excentrique par rapport à l'axe de la machine. M est un point situé sur la périphérie du stator. Le point Z est la projection orthogonale du point O_r sur la droite $(O_s M)$. α est le décalage angulaire entre la direction $O_r O_s$ et l'axe du stator, θ_s est un angle mesuré autour de la périphérie interne du stator, θ_r est un angle mesuré autour de la périphérie externe du rotor. En désignant par θ la position angulaire instantanée du rotor, nous avons les relations suivantes :

$$\theta_s = \theta_r + \theta - \arcsin\left(\frac{O_r Z}{O_r M}\right) \quad (\text{II. 39})$$

$$O_r M = \delta_s g_0 \sin(\theta_s - \alpha) \quad (\text{II. 40})$$

Or, dans la majorité des cas,

$$O_r Z \lll O_r M \quad (\text{II. 41})$$

Il s'ensuit que :

$$\theta_s \cong \theta_r + \theta \quad (\text{II. 42})$$

Physiquement, la longueur effective de l'entrefer est la longueur de la ligne de champ. Pour une machine excentrée, cette ligne est a priori une courbe dont la longueur exacte est difficile à déterminer. Ce problème nous amène à en prendre une approximation.

Dans la littérature, Il existe plusieurs méthodes analytiques d'évaluation de la fonction d'entrefer et de la fonction de perméance associée. Nous présentons ici la méthode usuelle qui donne des expressions admissent par de nombreux auteurs [Nan01], [Dor97].

Dans cette méthode, on admet que l'entrefer est modulé d'une variation Δg_0 qui est calculée, comme suit, au moyen d'une légère approximation :

$$g(\theta_s) = g_0 + \Delta g_0 \quad (\text{II. 43})$$

En se référant encore à la figure (I.12), nous avons :

$$\begin{cases} O_r M^2 - O_s M^2 = \delta_s^2 g_0^2 - 2\delta_s g_0 r \cos(\theta_s - \alpha) \\ O_r M^2 - O_s M^2 = (O_r M - O_s M) (O_r M + O_s M) \cong 2r \Delta g_0 \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

Après calcul, on obtient

$$\Delta g_0 = \frac{\delta_s^2 g_0^2}{2r} - \delta_s g_0 r \cos(\theta_s - \alpha) \cong -\delta_s g_0 \cos(\theta_s - \alpha) \quad (\text{II. 45})$$

Alors la fonction d'entrefer vaut :

$$g(\theta_s) = g_0 (1 - \delta_s \cos(\theta_s - \alpha)) \quad (\text{II. 46})$$

et la fonction perméance correspondant s'écrit :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0 (1 - \delta_s \cos(\theta_s - \alpha))} \quad (\text{II. 47})$$

Le développement en série de Fourier de cette fonction donne :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} (\Lambda_0 + \Lambda_k \cos(\theta_s - \alpha) + \dots) \quad (\text{II. 48})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} \\ \Lambda_k = 2\Lambda_0 \left(\frac{\delta_s}{1 + \sqrt{1 - \delta_s^2}} \right)^k \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

Pour de faibles degré d'excentricité statique, une approximation se limitant au deuxième ordre du développement serait raisonnable [Dor97], et comme nombre d'auteurs, pour ne pas alourdir les études analytiques, nous supposons que $\alpha = 0$, ce qui signifie que la

direction ($O_s O_r$) est colinéaire de l'axe de la phase statorique. Ainsi l'expression de la fonction de perméance est :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} (1 + \delta_s \cos \theta_s) \quad (\text{II. 50})$$

Pour l'excentricité dynamique, les étapes d'évaluation de la fonction perméance sont semblable à celles de l'excentricité statique, la relation (II.46) est toujours vraie sauf que, l'angle positionnant l'entrefer minimal varie en fonction du temps, ce qui conduit à la fonction d'entrefer suivante :

$$g(\theta, \theta_s) = g_0 (1 - \delta_d \cos(\theta_s - \theta)) \quad (\text{II. 51})$$

Et la fonction de perméance associée :

$$g(\theta, \theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} (1 + \delta_d \cos \theta - \theta_s) \quad (\text{II. 52})$$

II-6. Calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité statique :

Cette partie portera sur l'incidence de l'excentricité statique sur la forme des paramètres inductifs du modèle de la machine à induction. En fonction de la précision du modèle que nous cherchons à obtenir, il est possible de proposer une écriture générale des termes constituant la matrice des inductances. Le développement de ce type de calcul, à notre connaissance, n'existe pas dans la littérature.

La présence d'excentricité se traduit par une répartition spatiale non sinusoïdale des mutuelles inductances dans la machine à induction. Par conséquent, une première étape consiste à obtenir l'expression analytique de la fonction d'enroulement modifié relative aux phases statoriques et celle relative aux mailles rotoriques en cas d'excentricité statique, pour ensuite en déduire celles des inductances. Ces fonctions permettent de caractériser spatialement les bobinages au sens harmonique.

II-6-1. Fonction d'enroulement modifié des phases statoriques :

La figure (II.4) représente une bobine élémentaire « b » formée de N_c conducteurs (faisceau) "aller " et de N_c conducteurs " retour " constituant ainsi N_s spires en série dans une partie d'une encoche statorique.

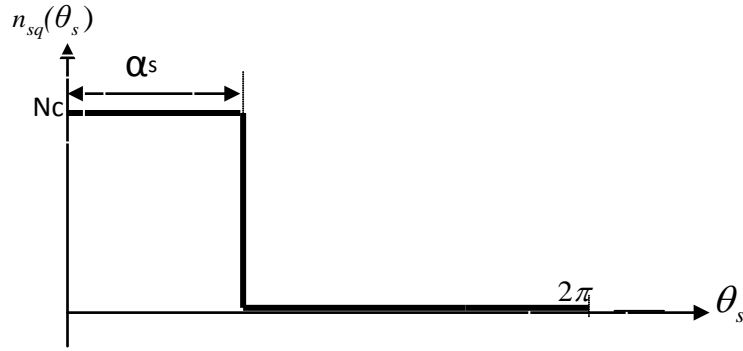


Figure II.4 : La fonction de distribution d'une bobine élémentaire.

Pour obtenir la fonction de distribution totale d'une bobine complète, il faut sommer les contributions sur le nombre d'encoches composant la bobine. Cela se fait en deux temps. Tout d'abord la sommation sur le nombre d'encoches par pôle et par phase puis sur le nombre de pôles. A chaque fois, la formulation de la fonction de distribution initiale sera décalée en espace pour prendre en compte le décalage entre l'encoche de base et celle concernée.

De ce fait, la fonction de distribution totale d'une q^{ieme} phase statorique s'exprime de la manière suivante :

$$n_{sq}(\theta_s) = \sum_{j=0}^{p-1} \sum_{i=0}^{N_e} n \left(\theta_s + i \frac{2\pi}{N_s} + j \frac{2\pi}{p} - (q-1) \frac{2\pi}{3p} \right) \quad (\text{II.53})$$

En opérant une décomposition en série de Fourier, nous arrivons à l'équation suivante:

$$n_{sq}(\theta_s) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h} \cdot \cos \left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p} \right) \right) \quad (\text{II.54})$$

dans laquelle, les coefficients de bobinage, de distribution et de raccourcissement, sont fournis par :

$$\left\{ \begin{array}{l} N_t = pN_c N_e \\ K_{dh} = \frac{\sin \left(hp\pi \frac{N_e}{N_c} \right)}{N_e \sin \left(hp \frac{\pi}{N_s} \right)} \\ C_0 = \frac{N_t \cdot Q}{N_s} = \langle n_q(\theta) \rangle \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} K_{wh} = K_{ph} \cdot K_{dh} \\ K_{ph} = \sin \left(hp\pi \frac{Q}{N_s} \right) \\ \theta_0 = (N_e - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s} \end{array} \right. \quad (\text{II.55})$$

Avec : K_{wh} : coefficient de bobinage, K_{dh} : coefficient de distribution, et K_{ph} : le coefficient de raccourcissement , N_t : Le nombre de spire en série par phase et Q : Le nombre de dents par pas d'enroulement.

Le développement de (II.29) compte tenu des expressions (II.50) et (II.54), conduit à l'expression de la fonction d'enroulement modifié d'une phase statorique. On distingue deux cas :

- Pour une machine ayant un nombre de paire de pole $p = 1$

$$M_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) - \delta_s \frac{N_t}{p\pi} K_{w1} \cos\left(\theta + \theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right) \quad (\text{II.56})$$

- Pour une machine ayant un nombre de paire de pole $p \neq 1$

$$M_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (\text{II.57})$$

II-6-2. Fonction d'enroulement modifié des mailles rotoriques :

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\left(a = \frac{2\pi}{n_b}\right)$. Une maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant (I_{rj}) . La figure (II.5) représente la fonction de distribution d'une maille rotorique.

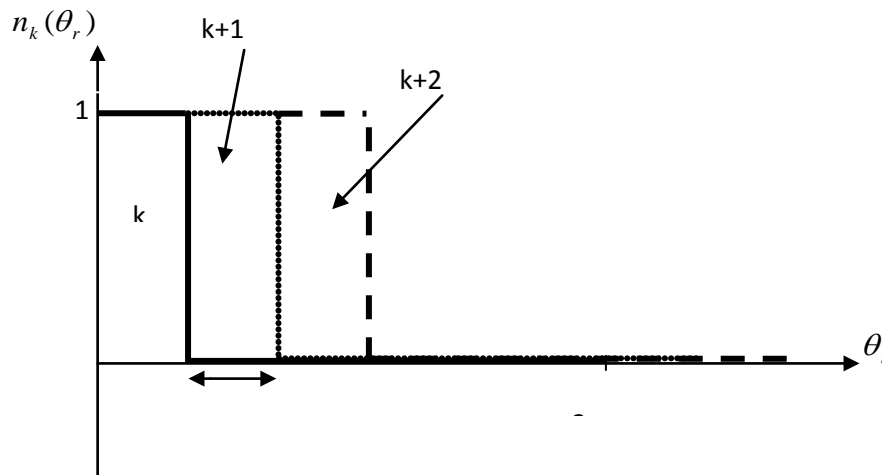


Figure II.5 : La fonction de distribution d'une maille rotorique

En opérant une décomposition en série de Fourier, nous arrivons à :

$$n_{rk}(\theta_r) = \frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right) a\right)\right) \quad (\text{II.58})$$

Le développement de (II.29) compte tenu des expressions (II.50) et (II.58), conduit à l'expression de la fonction d'enroulement modifié d'une maille rotorique :

$$M_{rk}(\theta_r) = \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right) a\right)\right) - \frac{\delta_s}{\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right) a\right) \quad (\text{II.59})$$

II-6-3. Expressions des inductances statorique :

En disposant des expressions analytiques : de la fonction d'enroulement modifié relative aux phases statoriques et celle relative aux mailles rotoriques nous pouvons achever le calcul des inductances d'une machine asynchrone. Pour déterminer les inductances statorique, il suffit d'appliquer les formules générales (II.35) et (II.36).

a. L'inductance de magnétisation :

En remplaçant les équations (II.50), (II.54) et (II.57) dans (II.36), L'inductance de magnétisation d'une phase ' q ' du stator est calculé par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{smq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \right) \times \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \times (1 + \delta_s \cos \theta_s) d\theta_s \quad (\text{II.60})$$

Le développement de (II.60) aboutit au résultat suivant:

$$L_{smq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0 \pi} \left(\frac{2N_t}{p}\right)^2 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{wh}}{h}\right)^2 \quad (\text{II.61})$$

b. Inductances mutuelles entre phases statorique :

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

$$M_s = L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} \quad (\text{II.62})$$

Avec :

$$M_s = \frac{\mu_0 r l}{g_0 \pi} \left(\frac{2N_t}{p} \right)^2 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{wh}}{h} \right)^2 \cos \left(h \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.63})$$

On vérifie dans (II.61) et (II.63) que les inductances statoriques ne sont pas affectées par la présence de l'excentricité statique.

II-6-4. Expressions des inductances rotoriques :

D'une manière analogue, en se servant des relations (II.35) et (II.36), on peut calculer les inductances rotoriques. Cependant, il faut remplacer θ_s dans (II.50) en recourant à la relation (II.42). Ces inductances sont alors fournies comme suit :

a. Inductance de magnétisation d'une maille rotorique :

En remplaçant les équations (II.50) (II.58) et (II.59) dans (II.36), l'inductance de magnétisation de la k ème maille rotorique peut être calculée par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{mrk}(\theta_r) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin \left(m \frac{a}{2} \right) \cos \left(m \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2} \right) a \right) \right) \right) \times \\ \left(\frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin \left(m \frac{a}{2} \right) \cos \left(m \left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2} \right) a \right) \right) - \frac{\delta_s}{\pi} \sin \left(\frac{a}{2} \right) \cos \left(\theta + \left(k - \frac{1}{2} \right) a \right) \right) \times \\ (1 + \delta_s \cos \theta_s) d\theta_r \quad (\text{II.64})$$

Le développement de (II.54) aboutit au résultat suivant:

$$L_{mrk} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\pi}{n_b} \left(1 - \frac{1}{n_b} \right) + \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\delta_s}{n_b} \sin \frac{\pi}{n_b} \cos \left(\theta + \left(k - \frac{1}{2} \right) a \right) \\ - \delta_s^2 \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sin \left(\frac{\pi}{n_b} \right)^2 \left(1 + \cos 2 \left(\theta + \left(k - \frac{1}{2} \right) a \right) \right) \quad (\text{II.65})$$

La figure (II.6) représente l'inductance de magnétisation d'une maille rotorique pour différents degrés d'excentricité statique.

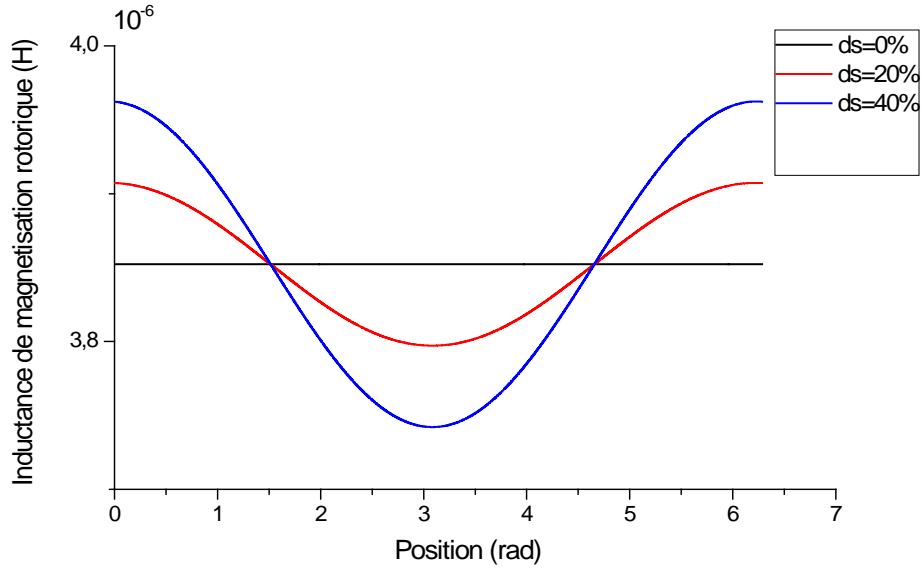


Figure II.6 : l'inductance de magnétisation rotorique pour $\delta s = 40\%$ et $\delta s = 20\%$.

b. Inductance mutuelles entre mailles du rotor :

Pareillement, de la formule générale (II.35), on déduit que les inductances mutuelles rotoriques d'obtiennent de l'intégrale ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 L_{rjk}(\theta_r) = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(j - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) \right) \times \\
 & \left(\frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) - \frac{\delta_s}{\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \times \\
 & (1 + \delta_s \cos(\theta_r + \theta_s)) d\theta_r
 \end{aligned} \tag{II.66}$$

Il en résulte, que :

$$\begin{aligned}
 L_{rjk} = & -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\pi}{n_b^2} + \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\delta_s}{n_b} \sin \frac{\pi}{n_b} \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\
 & - \delta_s^2 \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sin\left(\frac{\pi}{n_b}\right)^2 \left(1 + \cos 2\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right)
 \end{aligned} \tag{II.67}$$

L'inductance mutuelle rotorique pour différents degrés d'excentricités est illustrée dans la figure (II.7).

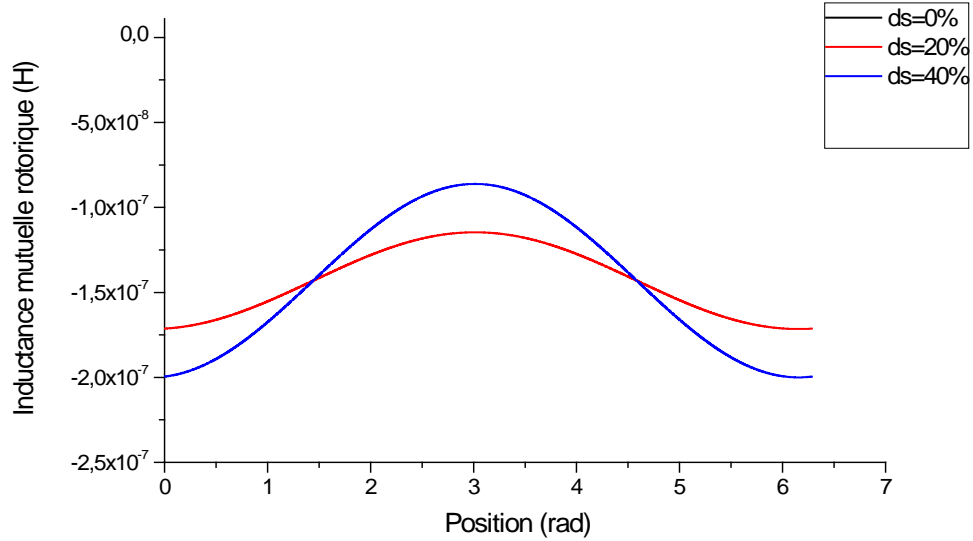


Figure II.7 : L'inductance mutuelle rotorique pour $\delta s = 40\%$ et $\delta s = 20\%$.

II-6-5. Expression des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques :

D'une manière analogue, en se servant de la relation (II.42), et en remplaçant les équations (II.50) (II.57) et (II.58) dans (II.35), on vérifie que toute inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor s'exprime par la relation :

$$M_{sr} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(j - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) \right) \times \left(\frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) \right) \times (1 + \delta_s \cos(\theta_r + \theta)) d\theta_r \quad (\text{II.68})$$

D'où :

$$M_{sr} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{4N_t}{\pi p^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h^2} \cdot \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times \cos\left(hp\theta + hp\left(k - \frac{1}{2}\right)a - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) + \delta_s \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h(hp+1)} \cdot \sin\left((hp+1)\frac{a}{2}\right) \times \cos\left((hp+1)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) + \delta_s \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h(hp-1)} \cdot \sin\left((hp-1)\frac{a}{2}\right) \times \cos\left((hp-1)\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (\text{II.69})$$

Rappelons au passage que, la matrice M_{rs} des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statorique est simplement donnée par la transposé de la matrice M_{sr} . Il est également important de signaler qu'on retrouve les résultats classiques du modèle caractérisant le fonctionnement sain en posant $\delta_s = 0$ dans les équations précédentes.

La figure (II.8) représente les inductances mutuelles entre les phases 'a', 'b' et 'c' et la première maille en cas d'excentricité statique. La figure (II.9) illustre les variations des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statorique, en fonction de la position du rotor, et cela, en réponse à plusieurs cas possibles.

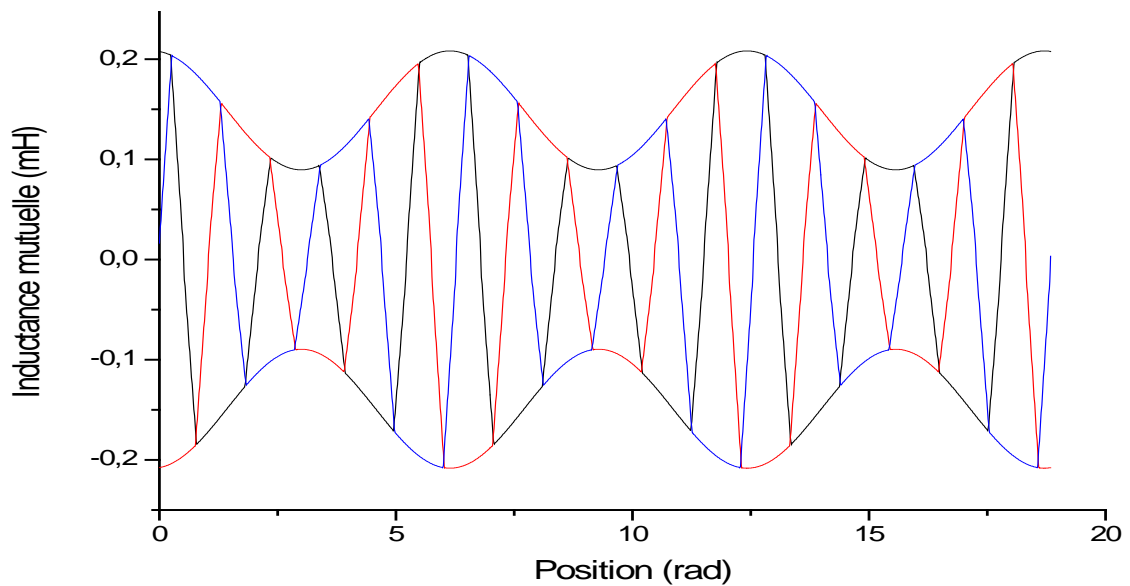


Figure II.8 : Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases 'a', 'b' et 'c', avec la maille 1 ($\delta_s = 40\%$.)

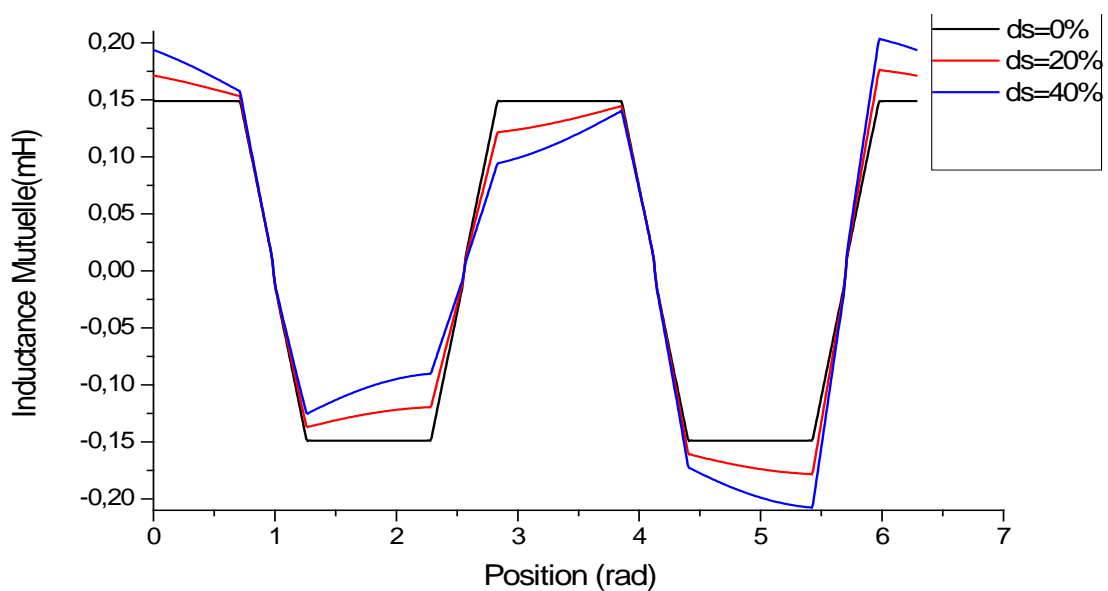


Figure II.9 : Inductances mutuelles stator-rotor pour différentes valeurs de δ_s

II-7. Calcul des inductances de la machine étudiée en cas d'excentricité dynamique :

En se basant toujours sur la méthodologie développée précédemment, on peut calculer les inductances de la machine en présence d'excentricité dynamique. Recherchons tout d'abord l'expression analytique de la fonction d'enroulement modifié relative aux phases statoriques et celle relative aux mailles rotoriques, qui permettent de tenir compte de l'excentricité dynamique.

II-7-1. Fonction d'enroulement modifié des enroulements statoriques :

Compte tenu des équations (II.29), (II.52) et (II.54), on peut montrer facilement que la fonction d'enroulement modifié d'une phase statorique en présence d'excentricité dynamique, s'écrit:

- Pour une machine ayant un nombre de paire de pôle $p = 1$

$$M_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) - \delta_d \frac{N_t}{p\pi} K_{w1} \cos\left(\theta + \theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right) \quad (\text{II.70})$$

- Pour une machine ayant un nombre de paire de pôle $p \neq 1$

$$M_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (\text{II.71})$$

II-7-2. Fonction d'enroulement modifié des enroulements rotoriques :

Une fois de plus, on peut montrer, que la fonction d'enroulement modifié d'une maille rotorique en présence d'excentricité dynamique, est de la forme :

$$M_{rk}(\theta_r) = \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m\frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) - \frac{\delta_d}{\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \quad (\text{II.72})$$

II-7-3. Expressions des inductances statoriques :

Ces expressions peuvent être obtenues de manière identique à celle décrite pour le calcul des inductances de la machine en cas d'excentricité statique.

a. L'inductance de magnétisation :

L'inductance de magnétisation d'une phase 'q' du stator est calculé, donc par l'intégrale ci-dessous :

$$L_{smq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos \left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p} \right) \right) \right) \times \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos \left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p} \right) \right) \times (1 + \delta_d \cos(\theta - \theta_s)) d\theta_s \quad (\text{II.73})$$

Il en résulte que :

$$L_{smq} = \frac{\mu_0 r l}{g_0 \pi} \left(\frac{2N_t}{p} \right)^2 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{wh}}{h} \right)^2 \quad (\text{II.74})$$

b. Inductances mutuelles entre phases statoriques :

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

$$M_s = L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} \quad (\text{II.75})$$

Avec :

$$M_s = \frac{\mu_0 r l}{g_0 \pi} \left(\frac{2N_t}{p} \right)^2 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{K_{wh}}{h} \right)^2 \cos \left(h \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.76})$$

Comme dans le cas de l'excentricité statique, la présence de l'excentricité dynamique n'a aucune influence sur les inductances statorique.

II-7-4. Expressions des inductances rotoriques :

La même procédure permet également de définir les inductances rotoriques.

a. Inductance de magnétisation d'une maille rotorique :

L'inductance de magnétisation de la *kème* maille rotorique est calculé par l'intégrale ci-dessous :

$$\begin{aligned}
L_{mrk}(\theta_r) = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) \right) \times \\
& \left(\frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) - \frac{\delta_d}{\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \times \\
& (1 + \delta_d \cos \theta_r) d\theta_r
\end{aligned} \tag{II.77}$$

Le développement de (II.76) nous donne le résultat suivant :

$$\begin{aligned}
L_{mrk} = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\pi}{n_b} \left(1 - \frac{1}{n_b}\right) \\
& + \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{\delta_d a}{\pi} \sin \frac{a}{2} \cos \left(k - \frac{1}{2}\right) a - \delta_d^2 \frac{\mu_0 r l}{g_0} \sin^2 \left(\frac{a}{2}\right) \left(1 + \cos 2\left(k - \frac{1}{2}\right) a\right)
\end{aligned} \tag{II.78}$$

b. Inductances mutuelles entre mailles du rotor :

L'inductance mutuelle rotorique est calculée par l'intégrale ci-dessous :

$$\begin{aligned}
L_{rjk}(\theta_r) = & \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(j - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) \right) \times \\
& \left(\frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right)\right) - \frac{\delta_d}{\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(\theta + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \times \\
& (1 + \delta_s \cos \theta_s) d\theta_r
\end{aligned} \tag{II.78}$$

Il en résulte:

$$\begin{aligned}
L_{rjk} = & -\frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2\pi}{n_b^2} \\
& + \delta_d \frac{2\mu_0 r l}{g_0} \frac{a}{2\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \cos\left(k - \frac{1}{2}\right) a - \delta_d^2 \frac{\mu_0 r l}{\pi g_0} \sin^2\left(\frac{a}{2}\right) \left(1 + \cos 2\left(k - \frac{1}{2}\right) a\right)
\end{aligned} \tag{II.79}$$

II-7-5. Expression des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques :

L'inductance mutuelle entre la q ème phase statorique et la k ème maille rotorique est obtenue à l'aide de l'intégrale suivante :

$$M_{sr} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} \left(\frac{a}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sin\left(m \frac{a}{2}\right) \cos\left(m \left(\theta_r - \left(j - \frac{1}{2}\right) a\right)\right) \right) \times \left(\frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h} \cdot \cos\left(h p \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \right) \times (1 + \delta_d \cos \theta_r) d\theta_r \quad (\text{II. 80})$$

Il en résulte :

$$M_{sr} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{4N_t}{\pi p^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h^2} \cdot \sin\left(h p \frac{a}{2}\right) \cos\left(h p \theta + h p (k-1) a - h p \left(\theta_0 + (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) + \delta_d \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h(hp+1)} \cdot \sin\left((hp+1) \frac{a}{2}\right) \cos\left(h p \theta + (hp+1)(k-1) a - hp \left(\theta_0 + (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) + \delta_d \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{wh}}{h(hp-1)} \cdot \sin\left((hp-1) \frac{a}{2}\right) \cos\left(h p \theta + (hp-1)(k-1) a - hp \left(\theta_0 + (q-1) \frac{2\pi}{3p}\right)\right) \quad (\text{II. 81})$$

Comme déjà signalé, la matrice Mrs des inductances mutuelles entre les phases rotoriques et les phases statorique est simplement donnée par la transposé de la matrice Msr .

Les figures (II.10) représente les inductances mutuelles entre les phases 'a', 'b' et 'c' et le première maille rotoriques, en cas d'excentricité dynamique.

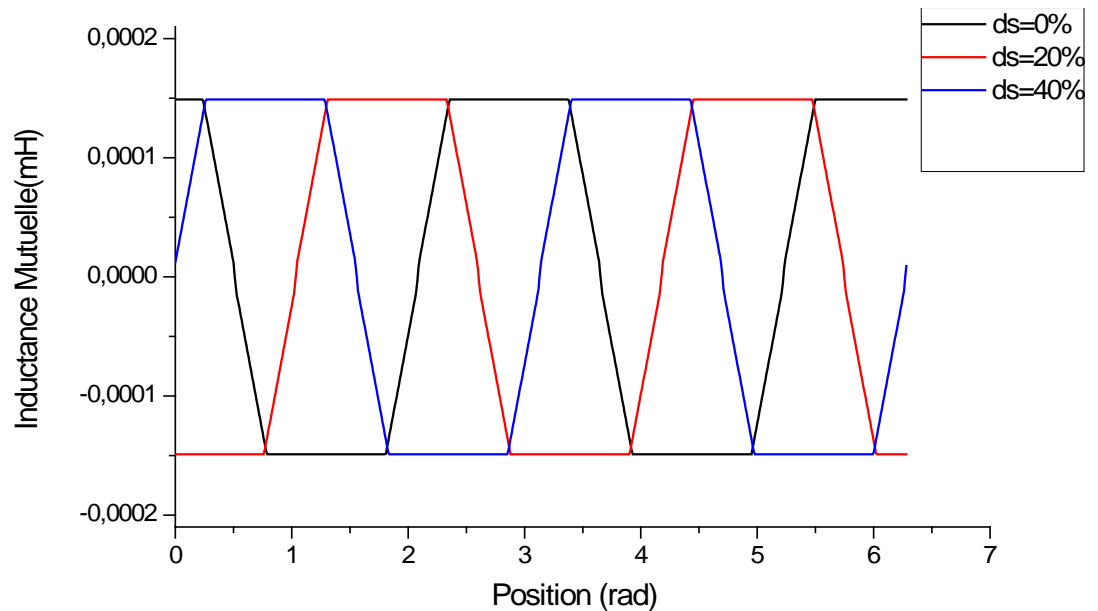


Figure II.10 : Les inductances mutuelles stator-rotor pour les phases 'a', 'b' et 'c', avec la maille 1 ($\delta_d = 40\%$.)

La figure (II.11) illustre les variations des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statorique, en fonction de la position du rotor, et cela, en réponse à plusieurs cas possibles.

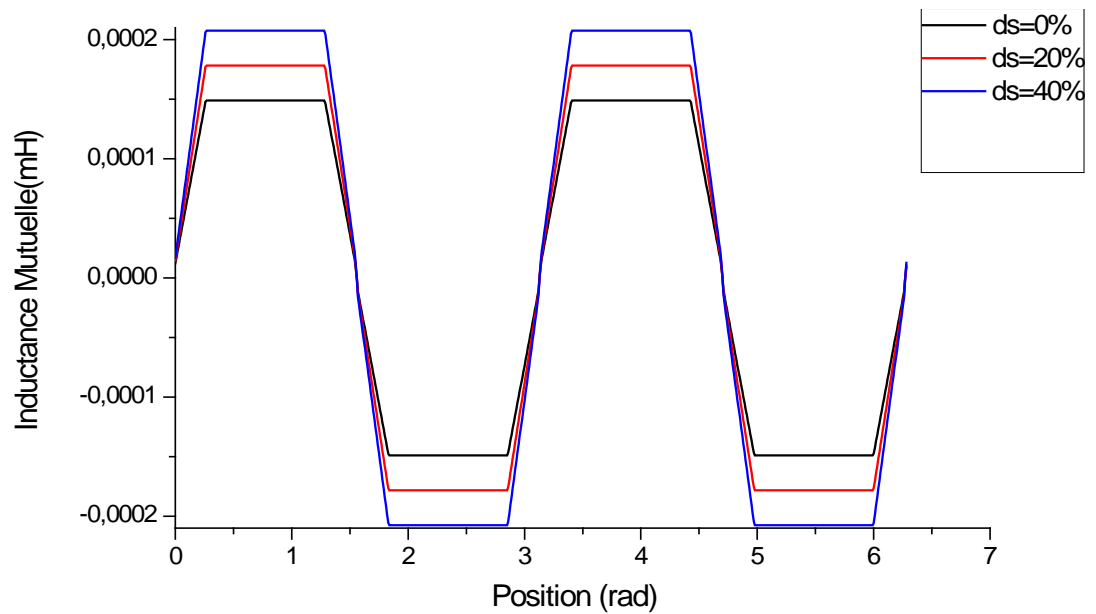


Figure II.11 : Les inductances mutuelles stator-rotor

I.8. Conclusion :

Le travail présenté dans ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte des harmoniques d'espace liés à la distribution des bobines et des effets dus à l'excentricité du rotor. Nous avons choisi une méthode analytique pour le calcul des paramètres du moteur en régime permanent. La méthode est formulée par la combinaison de l'approche de la fonction d'enroulements modifiés et le développement en série de Fourier des fonctions d'enroulements statorique, rotorique et d'entrefer. Le recours à cette technique s'inscrit dans la volonté d'obtenir des expressions analytiques des paramètres inductifs de la machine.

Ce que nous avons vu dans ce chapitre constitue ce qu'il y a d'essentiel pour nous permettre d'effectuer l'étude à venir, à savoir, la description des effets, d'une part, de la cassure de barres rotoriques (troisième chapitre), et d'une autre part, de la non uniformité de l'entrefer, plus précisément pour un rotor excentrique, sur le courant statorique de la machine (quatrième chapitre).

CHAPITRE III

EXPLOITATION DES HARMONIQUES D'ENCOCHES ROTORIQUES COMME INDICE DE DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS DE BARRES

Sommaire :

<i>III-1 Introduction.....</i>	53
<i>III-2. Etude théorique des harmoniques d'espace dans la MAS.....</i>	54
<i>III-2-1. Le contenu spectral du courant statorique de la MAS en absence de défauts.....</i>	54
<i>III-2-2. Le contenu spectral du courant statorique de la MAS en présence de cassure de barres.....</i>	58
<i>III-2-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse</i>	58
<i>III-2-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse.....</i>	59
<i>III-3. Effets du déséquilibre sur le courant statorique de la MAS.....</i>	63
<i>III-3-1. En absence de cassure de barres.....</i>	63
<i>III-3-2. En présence de cassure de barres.....</i>	67
<i>III-3-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse</i>	67
<i>III-3-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse</i>	68
<i>III-4. Validation expérimentale.....</i>	70
<i>III-5. Conclusion.....</i>	82

III-1. Introduction :

Comme nous l'avons souligné dans le premier chapitre, la détection des cassures de barres rotoriques par la l'analyse spectrale du courant statorique est basée notamment sur la surveillance des bandes latérales $(1 \pm 2ks)f_s$ aux alentours du fondamental. Cependant, cette technique est pénalisée par :

- Son unique application : dans le cas où la machine fonctionne en charge. En effet, quoique la MCSA doit fonctionner depuis les conditions de marche nominale jusqu'à la marche à vide, ces harmoniques semblent être incapable de détecter l'anomalie lorsque la machine fonctionne à vide [Abe02] [Did04].
- L'interférence qui peut avoir lieu entre le moteur et la charge, risque d'induire en erreur le processus du diagnostic. Effectivement, l'ondulation de la charge induit dans le spectre du courant statorique, des composants harmoniques similaires à ces bandes latérales [Tho92],[Fil98], et ceci peut causer de sérieuses ambiguïtés entre un défaut rotorique de type barre cassée et un défaut mécanique de type variation du couple de charge.

Dans le cas réel, les bandes latérales autour du fondamental ne sont pas le seul effet que peut causer une cassure de barres rotoriques, il existe d'autres harmoniques, relativement peu exploité, situé aux voisinages des harmoniques d'espace 5, 7, 11 etc. Cela, nous conduit à formuler la question suivante :

Est-ce que le suivi de l'évolution de ces harmoniques peut apporter un complément d'information sur l'état de la cage rotorique ?

Le travail présenté dans ce chapitre devra apporter réponse à cette problématique. Pour cela, nous allons présenter une étude théorique permettant la description des effets engendrés par la cassure de barres rotoriques sur le courant statorique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Au début, le contenu fréquentiel du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain sera analysé. Ensuite, l'étude proposée sera étendue à l'analyse du contenu fréquentiel du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec une ou plusieurs barres cassées. Afin d'étaler notre étude d'avantage, les effets du déséquilibre d'alimentation vont être pris en compte.

D'autre part, bien que les travaux de Filippetti [FIL96], Bellini [Bel01], et d'autres, ont permis de mieux appréhender l'effet de l'ondulation de la vitesse, les développements théoriques permettant de prévoir les harmoniques de courants restent limités. De ce fait, une partie de notre étude dans ce chapitre, consiste à tenter de mieux cerner ce phénomène.

Enfin, dans le but de vérifier les résultats théoriques, un cas pratique issu de l'acquisition du courant statorique réel d'un moteur avec un rotor sain, un moteur avec un rotor présentant une cassure de barre vient clôturer le chapitre.

III-2. Etude théorique des harmoniques d'espace dans la MAS :

III-2-1. Le contenu fréquentiel du courant statorique de la MAS en absence de défauts :

Il paraît évident que la surveillance de la machine asynchrone passe par la connaissance de son comportement sain. La maîtrise totale du mode normal (sain) de fonctionnement est alors obligatoire lorsqu'on envisage une surveillance avancée de la machine. Ainsi, le diagnostic des cassures de barres rotoriques par l'analyse du courant statorique, passe par une bonne connaissance du contenu fréquentiel du courant statorique correspondant au bon fonctionnement.

Lorsqu'on alimente une machine asynchrone à cage par un système de tensions triphasées équilibrées, la machine crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ tournant induit un courant à la fréquence ($S_h f_s$) dans la première maille rotorique. Dans la maille voisine qui est décalée dans l'espace par un angle mécanique (a/p) circule un courant de même amplitude mais décalé, en phase, par un angle électrique (hpa). Nous verrons plus en détails dans le prochain chapitre que, les courants qui circulent dans l'ensemble des mailles rotoriques, peuvent être exprimés de la manière suivante :

$$[I_{rk}] = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rp} h' \cos \left(S_h' \omega_s + \left(k - \frac{1}{2} \right) h' p a - \gamma_p \right) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (\text{III. 1})$$

$$\text{Avec : } S_h' = h' (1 - s) \pm 1$$

Pour le moment, afin de ne pas alourdir l'étude analytique, nous nous limitons aux premiers harmoniques de courants rotoriques ($h' = 1$), et on verra dans le prochain chapitre que le reste des harmoniques ne contribue pas à la création d'harmoniques supplémentaires dans le spectre du courant statorique.)

Les équations des tensions et des flux pour les trois enroulements statoriques sont données par les équations (II.1) et (II.3), qu'on rappelle ici :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \times [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] + [V_n] \quad (\text{III. 2})$$

$$[\psi_{sabc}] = [L_s] \times [I_{sabc}] + [M_{sr}] \times [I_{rk}] \quad (\text{III. 3})$$

Dans le cas où la machine est saine, la matrice $[M_{sr}]$ de $[3 \times n_b]$ éléments qui constituent les inductances mutuelles stator/rotor est donnée par l'équation (II.69) en posant $\delta_s = 0$.

$$[M_{sr}]_{sain} = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{4\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 \pi (ph)^2} \times \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos hp(\theta - \theta_0) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a - \frac{2\pi}{3p}\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a + \frac{2\pi}{3p}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 4})$$

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

Comme il n'y a aucune manière de déterminer la tension du neutre (V_n) dans l'équation (III.2), la transformation de Concordia est utilisée afin de l'éviter.

Cette transformation est donnée par les expressions suivantes :

$$[X_{sodq}] = [X_o \quad X_d \quad X_q]^T = [C(\theta_s)]^T \cdot [X_{abc}] \quad (\text{III. 5})$$

avec :

$$[C(0)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

En appliquant la transformation de Concordia à l'équation des tensions statoriques, on obtient l'équation suivante :

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (\text{III. 7})$$

et pour le courant statorique :

$$I_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{sd} \quad (\text{III. 8})$$

À partir des équations (III.7) et (III.8), on constate que pour déterminer le contenu fréquentiel du flux statorique on a besoin que de calculer la composante directe. Tenons en compte des équations (III.3) et (III.5), le flux statorique direct dans le repère de Concordia s'écrit de la manière suivante :

$$\psi_{sd} = L_{sc} \cdot I_{sd} + \sum_{h=6v \pm 1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{4\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \left[\cos hp(\theta - \theta_0) \quad \dots \quad \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \quad \dots \right] \times [I_{rk}] \quad (\text{III. 9})$$

En introduisant l'expression des courants rotoriques $[I_{rk}]$ et en remplaçant θ par sa valeur $\left(\frac{(1-s)\omega_s t}{p}\right)$ dans l'équation précédente, la composante directe du dérivé du flux statorique prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sd}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{sd}}{dt} + s\omega_s \sum_{h=6v \pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rp1} \times \\ \left\{ \sin\left((h(1-s) - s)\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p\right) \right. \\ \left. - \sin\left((h(1-s) + s)\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p\right) \right\} \\ - \frac{d\theta}{dt} \sum_{h=6v \pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} h \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rp1} \times \\ \left\{ \sin\left((h(1-s) - s)\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p\right) \right. \\ \left. + \sin\left((h(1-s) + s)\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p\right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{III. 10})$$

L'analyse de l'équation (III.10) montre que, $\left(\frac{d\psi_{sd}}{dt}\right)$ est nul sauf dans les cas où (h) appartient à l'ensemble (G) :

$$G = \left\{ \left(h = 1 \cup h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \right) \cap h = (6v \pm 1)_{v=1,2} \right\} \quad (\text{III. 11})$$

Avec cette condition, on constate que, indépendamment de l'harmonique fondamental, il apparaît sur le spectre du flux statorique des harmoniques appelés harmoniques d'encoches rotoriques (HER), de l'ordre de $h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1\right)_{\lambda=1,2,\dots}$ à des fréquences f_{sh} données par l'expression suivante :

$$f_{sh} = (h(1 - s) \pm s)f_s \quad (\text{III. 12})$$

Cette relation peut encore s'écrire, selon la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{sh1}(\lambda) = (h(1 - s) + s)f_s = \left(\frac{\lambda n_b}{p}(1 - s) + 1\right) f_s \quad \text{Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1\right)_{\lambda=1,2,..} \\ f_{sh2}(\lambda) = (h(1 - s) - s)f_s = \left(\frac{\lambda n_b}{p}(1 - s) - 1\right) f_s \quad \text{Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1\right)_{\lambda=1,2,..} \end{array} \right. \quad (\text{III. 13})$$

L'examen de ces deux dernières équations, indique que les HER se manifestent par paires et dépendent essentiellement du nombre de paire de pôle de la machine, et du nombre de barres rotoriques. Pour vérifier ce résultat théorique, nous avons réalisé une simulation avec le modèle décrit dans le chapitre précédent. La figure (III.1) présente le spectre du courant statorique de la machine, dans le cas d'un fonctionnement sans défaut. On constate, qu'en plus de l'harmonique fondamental, il existe des harmoniques d'espace (HER).

Pour $\lambda = 1$ et un glissement $s = 0.042$, comme il a été prévu par les équations (III.11), (III.13) et (III.14), les deux premier HER : $f_{sh1}(1) = 576.9 \text{ Hz}$ et $f_{sh2}(1) = 476.9 \text{ Hz}$, ne sont pas présents sur le spectre du courant statorique, cela est dû au fait que leurs rangs, respectivement, $h = 12$ et $h = 10$, n'appartiennent pas à l'ensemble G.

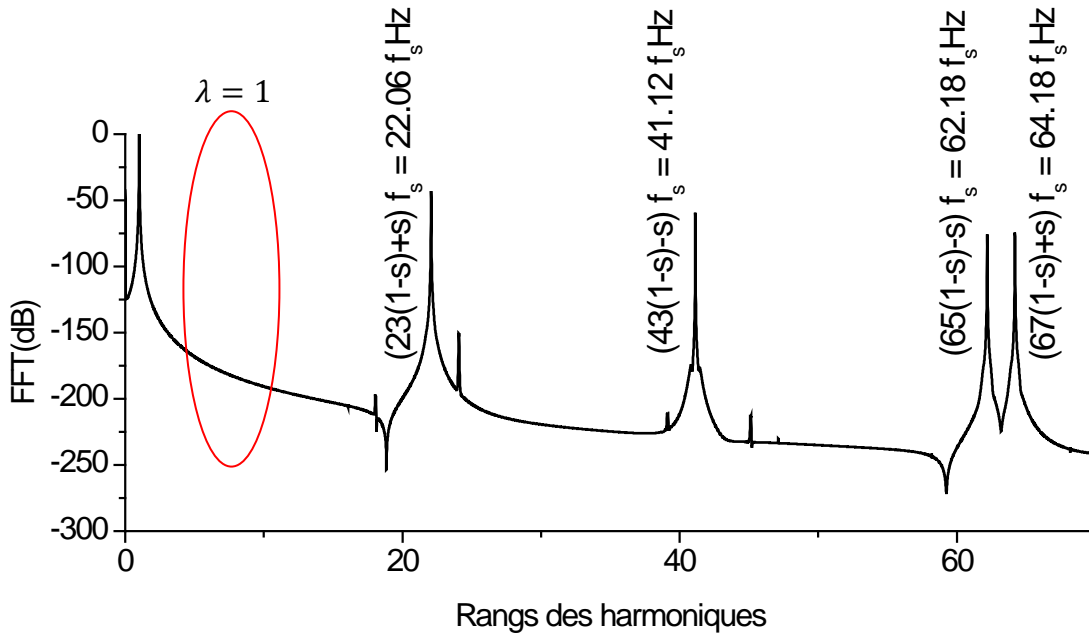


Figure III.1 : Spectre fréquentiel du courant statorique de la machine saine.

Pour $\lambda = 2$, seul $f_{sh1}(2)$ est présent sur le spectre du courant statorique. Cela est dû au fait que son rang $h = 23$ appartient à G.

Par le même raisonnement on peut expliquer l'absence ou/et la présence des autres HER pour les différentes valeurs de λ .

L'étude que nous venons d'effectuer correspond à ce que l'on peut appeler le premier niveau d'harmoniques car il existe une génération successive des harmoniques conduisant à d'autres niveaux. En effet, le processus de génération des courants statoriques puis des courants rotoriques ne s'arrête pas avec la création du premier jeu d'harmoniques. Les harmoniques du courant statorique créés (f_{sh}) vont eux mêmes réagir sur le rotor et induire de nouveaux courants harmoniques rotoriques qui vont apporter de nouveaux harmoniques de courants statoriques et ce, indéfiniment. Bien entendu, à chaque niveau, les contributions de ces harmoniques s'atténuent et deviennent négligeables.

III-2-2. Le contenu fréquentiel du courant statorique de la MAS en présence de cassure de barres :

L'étude classique de la machine asynchrone fait appel à des hypothèses de symétrie des circuits qui conduisent à des simplifications considérables. Les circuits du rotor à cage, notamment, sont assimilés à un circuit triphasé équilibré. La présence d'une barre rompue constitue une irrégularité géométrique et par conséquent électromagnétique et électrique pour les circuits du rotor. Ce paragraphe présente une étude théorique de la cage non symétrique soumise au champ tournant statorique. L'objectif est d'analyser le contenu spectral du courant statorique.

III-2-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse :

La rupture des barres dans la cage rotorique, produit une asymétrie géométrique et électromagnétique dans les circuits du rotor. Les courants ainsi induits vont avoir des amplitudes différentes ($I_{rk} \neq I_{rm} |_{k \neq m}$), (figure III.2.). Avec cette condition, et à partir de l'équation (III.10), on remarque cette fois ci que, la dérivée du flux direct $\left(\frac{d\psi_{sd}}{dt}\right)$ n'est pas nulle quelque soit la valeur de (h), par conséquent, une série d'harmoniques additionnels apparaissent dans le spectre du courant statorique à des fréquences (f_{shb}) données par:

$$\begin{cases} f_{shb} = (h(1-s) \pm s)f_s \\ h = 6v \pm 1 |_{v=1,2,3\dots} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

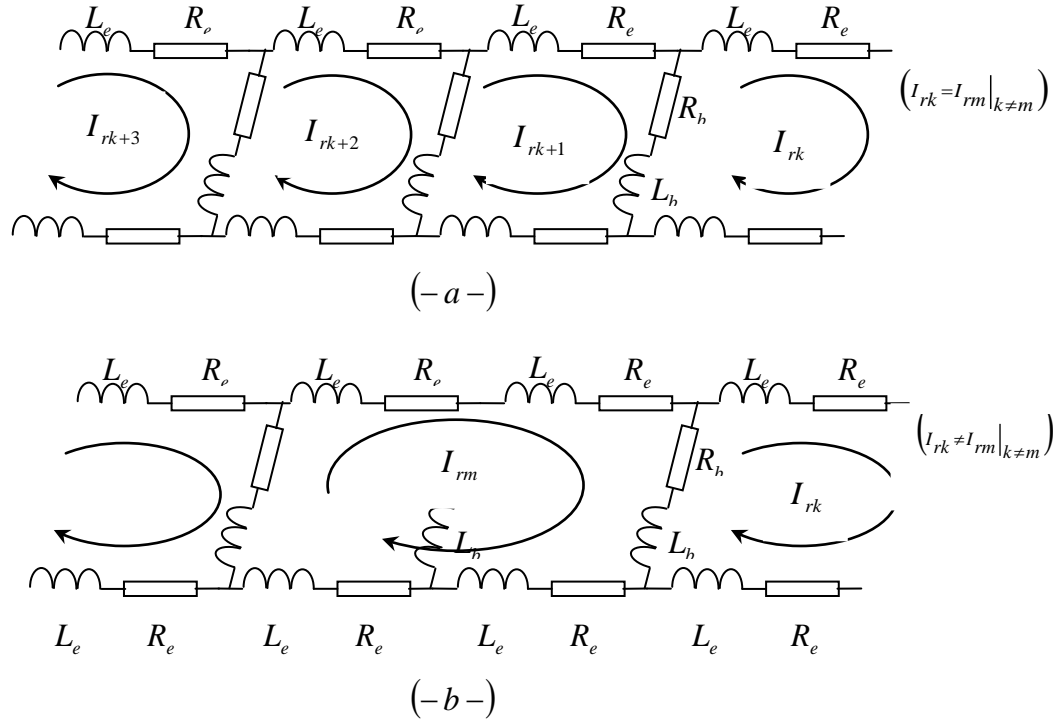


Figure III.2 : Schéma équivalent de la cage rotorique. a) machine saine, b) avec une barre cassée.

Nous pouvons constater également que des composantes additionnelles apparaissent autour des HER à des fréquences données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{shb1}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 1 + 2s \right) f_s \quad \text{Pour} \quad h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \end{array} \right. \quad (\text{III. 16})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{shb2}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 1 - 2s \right) f_s \quad \text{Pour} \quad h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1 \right)_{\lambda=1,2,\dots} \end{array} \right. \quad (\text{III. 17})$$

III-4-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse :

Lors d'une rupture de barre, le rotor crée en plus du champ direct ($s\omega_s$), un champ rotorique inverse de pulsation ($-s\omega_s$) dû au déséquilibre des enroulements rotoriques. On peut montrer que l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique qui est la somme d'une composante constante et une série de composantes oscillatoires [Khe09]. Ces oscillations de couple créent inévitablement des oscillations de la vitesse rotorique aux mêmes fréquences :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{r0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{r\mu} \cdot \cos(2\mu s\omega_s t + v_n) \quad (\text{III. 18})$$

En introduisant l'équation (III.18) dans l'équation (III.10), la dérivée du flux statorique direct prend la forme suivante:

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = \frac{d\psi_{sd\bar{\omega}r}}{dt} + \frac{d\psi_{sd\tilde{\omega}r}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

D'où $\left(\frac{d\psi_{sd\bar{\omega}r}}{dt}\right)$ est la dérivée du flux statorique direct qui correspond à la composante constante de la vitesse de rotation (ω_0), son expression est identique à celle donnée par l'équation (III.10). La composante additionnelle $\left(\frac{d\psi_{sd\tilde{\omega}r}}{dt}\right)$ est la dérivée du flux statorique direct due à l'effet de l'ondulation de la vitesse, son expression est:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sd\tilde{\omega}r}}{dt} = & - \sum_{\mu} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} h \Delta\omega_{r\mu} \frac{\mu_0 r l N_t k_w h}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rp1} \times \\ & \left\{ \begin{aligned} & \sin\left((h(1-s) - s + 2\mu s)\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p + \nu_{\mu}\right) \\ & + \sin\left((h(1-s) - s - 2\mu s)\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p - \nu_{\mu}\right) \\ & + \sin\left((h(1-s) + s + 2\mu s)\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p + \nu_{\mu}\right) \\ & + \sin\left((h(1-s) + s - 2\mu s)\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p - \nu_{\mu}\right) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Cette composante additionnelle à son tour, crée une nouvelle série d'harmoniques à des fréquences données par :

$$f_{sh}(h, \mu) = (h(1-s) \pm s \pm 2\mu s)f_s \quad (\text{III.21})$$

La figure (III.3) présente le spectre du courant statorique d'une machine ayant une barre cassé, et opérant sous une alimentation équilibrée, elle met en évidence, en plus du fondamental, les fréquences caractéristiques du défaut $(1 \pm 2s)f_s$. On peut noter aussi la présence d'autres harmoniques de haute fréquence comme indiquée dans l'équation (III.21). Si nous effectuons un zoom sur les parties fréquentielles où se situent ces harmoniques nous nous apercevons qu'ils sont espacés les uns des autres de $(2sf_s)$.

Si nous reprenons la simulation effectuée à vitesse constante, nous remarquerons que le spectre du courant statorique devient moins riche en harmonique, (figure III.4). En effet seule la composante $(1 - 2s)f_s$ est présente au voisinage du fondamental. Ceci se vérifie aux alentours des harmoniques de rangs 7, 11, 13, ... etc. seules les composantes obéissant à l'équation (III.15) sont présentes dans le spectre hautes fréquences du courant.

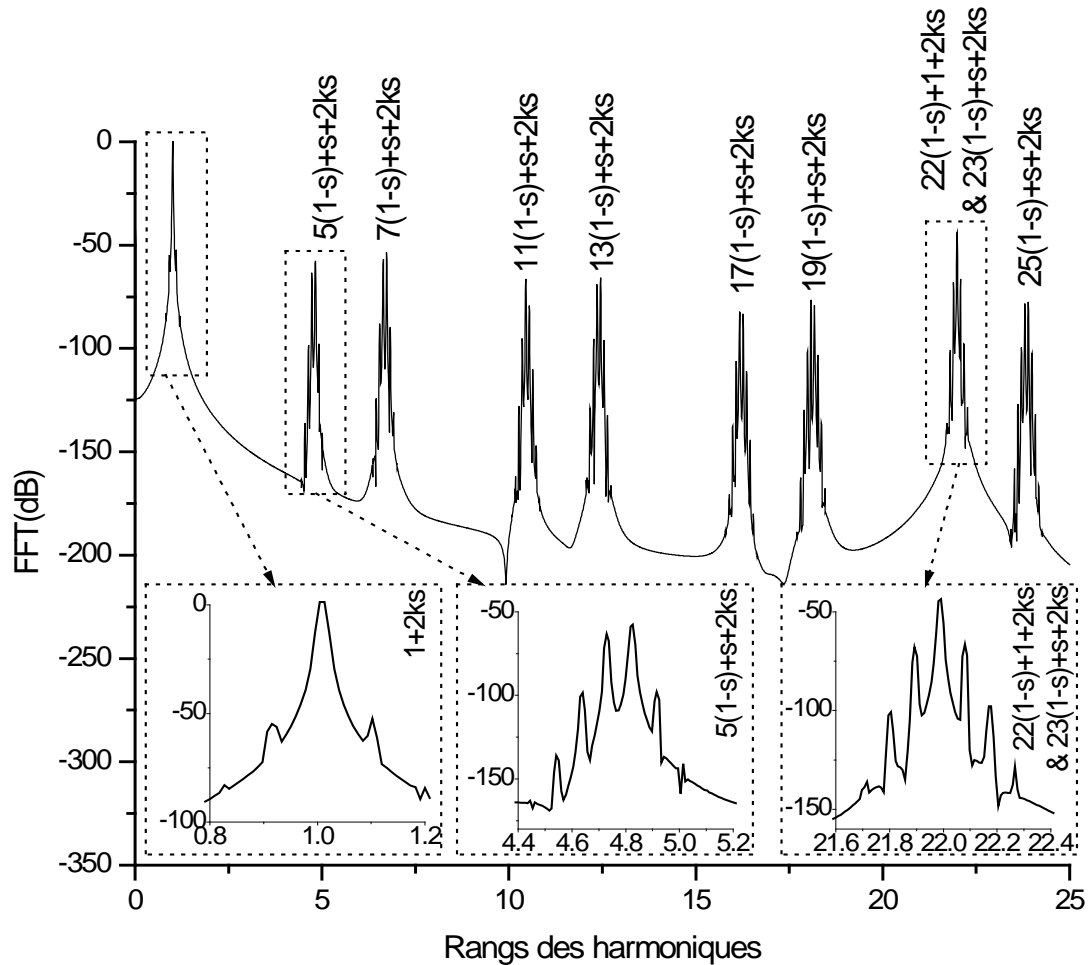


Figure III.3 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une cage défectueuse (avec prise en compte de la variation de la vitesse), a) Zoom du spectre autour du fondamental, b) Zoom du spectre autour de l'harmonique 5. c) Zoom du spectre autour du premier HER

Dans le but de montrer que le suivi de l'amplitude de ces composants harmoniques permet d'apporter un complément d'information sur l'état de la cage rotorique, nous avons effectué une simulation du fonctionnement de la machine avec une variation du couple de charge, de fréquence ($2sf_s$). Les résultats sont présentés dans la figure (III.5). Le spectre du courant statorique en basse fréquence montre que la variation du couple génère des harmoniques situés aux mêmes fréquences que celles créées par une cassure de barre de part et d'autre du fondamental. Cependant, au voisinage de l'harmonique 5 et au voisinage de l'harmonique 7, il n'existe aucune fréquence additionnelle liée à ce type de variation. Ceci nous amène à dire que la méthode de discerner un défaut rotorique de type barre cassée d'un défaut mécanique de type variation du couple de charge, consiste à analyser les composantes fréquentielles autour des harmoniques d'espace.

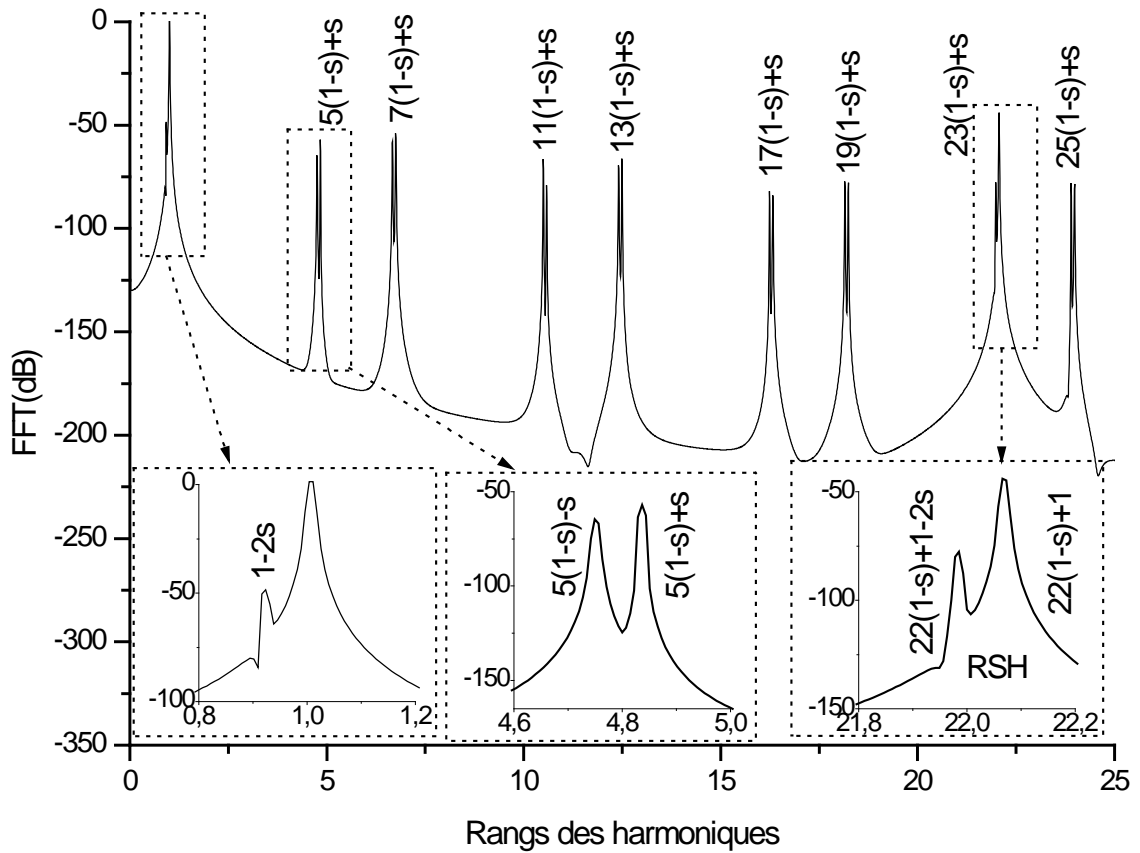


Figure III.4 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine défectueuse (sans prise en compte de la variation de la vitesse), a) zoom du spectre autour du fondamental, b) zoom du spectre autour de l'harmonique 5. c) zoom du spectre autour du premier HER.

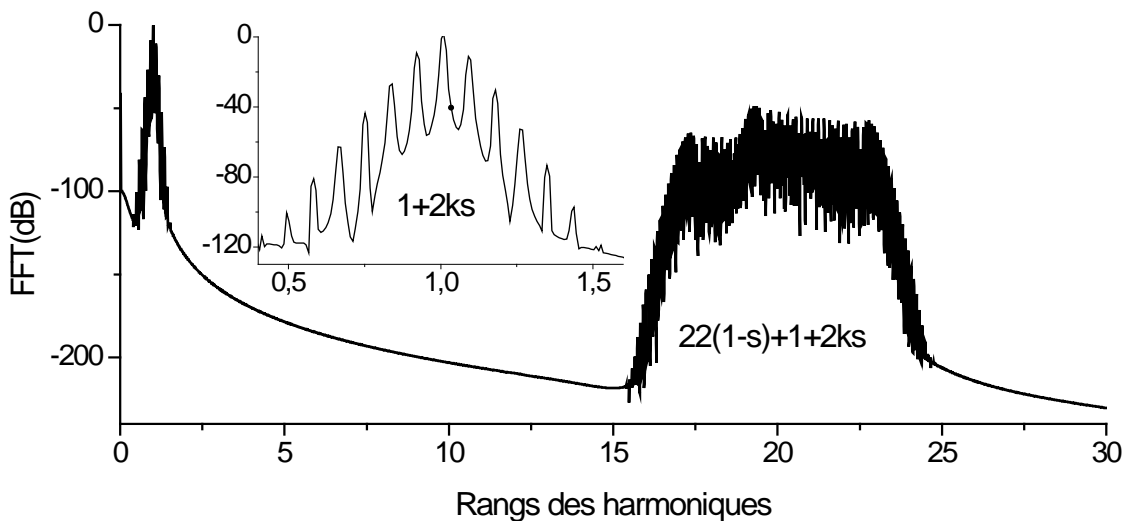


Figure III.5 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine en présence de variation du couple de la charge

III-3. Effets du déséquilibre sur le courant statorique de la MAS :

Les résultats de la surveillance en temps réel des défauts de la machine sont désavantageusement influencés par le déséquilibre de l'alimentation et les défauts de construction. Cependant dans la pratique, il est impossible de réaliser un moteur symétrique, alimenté par une source d'alimentation équilibrée. De plus, le déséquilibre dans l'alimentation induit des harmoniques similaires aux HER, un fait qui peut causer de sérieuses ambiguïtés entre le déséquilibre de l'alimentation et l'état sain de la machine. Par conséquent, il devient nécessaire d'étudier l'influence du déséquilibre sur le contenu spectral du courant statorique du moteur dans le cas sain et défectueux. Le résultat d'une telle étude va être un moyen utile pour développer un outil de diagnostic fiable.

III-3-1. En absence de cassure de barres :

Un déséquilibre dans les tensions d'alimentation à pour conséquence la création des courants de séquence négative (champ inverse) dans les enroulements statoriques. L'interaction entre la séquence négative du courant avec la fréquence fondamentale des courants rotoriques, produit un couple ondulateur de double fréquence. Ce couple ondulateur produit une ondulation au niveau de la vitesse. La variation de vitesse pour sa part donne naissance à d'autres fréquences dans les enroulements statoriques : $3f_s$, $5f_s$, ..., $(2\eta + s)f_s$ (de séquence positive), et $-3f_s$, $-5f_s$, ..., $-(2\eta + s)f_s$ (de séquence négative), avec $\eta = 0,1,2,3, \dots$. Par conséquent, des nouveaux composants harmoniques se produisent dans les différentes mailles rotoriques: $(2 + s)f_s$, $(s - 4)f_s$, $(4 + s)f_s$, $(s - 6)f_s$, ... et $(2\eta + s)f_s$, $(s - (2\eta + 1))f_s$. (Figure III.6).

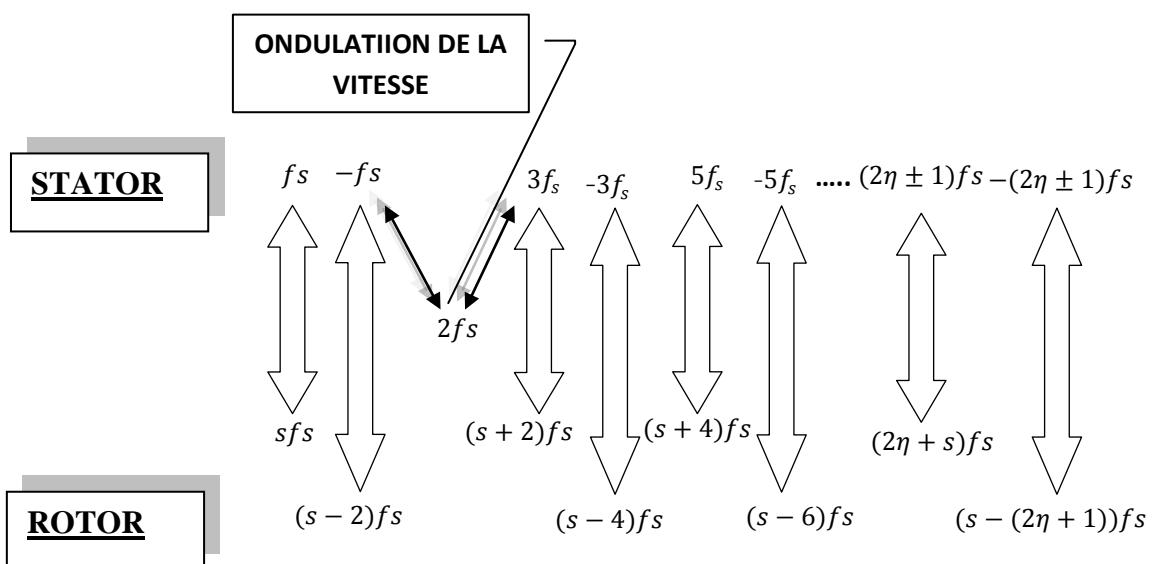


Figure III.6 : Phénomène de création de différents harmoniques dans le stator et le rotor d'une machine asynchrone en présence d'un déséquilibre d'alimentation.

Dans ce cas, les courants des mailles rotoriques, peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$[I_{rk}] = [I_{rkp}] + [I_{rkn}] \quad (\text{III. 22})$$

tel que le vecteur des courants de séquence positive est de la forme :

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rkp} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rp1} \cos(2\eta + s)\omega_s t - \left(k - \frac{1}{2}\right)pa + \gamma_p \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (\text{III. 23})$$

et le vecteur des courants de séquence négative est de la forme :

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rkn} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rn1} \cos((2\eta + 1) - s)\omega_s t + \left(k - \frac{1}{2}\right)pa + \gamma_n \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (\text{III. 24})$$

Introduisant l'équation (III.22) dans l'équation (III.9), la dérivée du flux statorique direct prend la forme :

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = \frac{d\psi_{sdp}}{dt} + \frac{d\psi_{sdn}}{dt} \quad (\text{III. 25})$$

D'où $\left(\frac{d\psi_{sdp}}{dt}\right)$ est la dérivée du flux statorique direct due au courant de séquence positive. Son expression est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sp}}{dt} = & L_{sc} \frac{dI_{sd}}{dt} + s\omega_s \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rp1} \times \\ & \left\{ \sin\left((h(1-s) - (2\eta + s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p\right) \right. \\ & \left. - \sin\left((h(1-s) + (2\eta + s))\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p\right) \right\} \\ & - \frac{d\theta}{dt} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} h \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rp1} \times \\ & \left\{ \sin\left((h(1-s) - (2\eta + s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_p\right) \right. \\ & \left. + \sin\left((h(1-s) + (2\eta + s))\omega_s t + (h-1)pka - hp\theta_0 + \gamma_p\right) \right\} \quad (\text{III. 26}) \end{aligned}$$

$\left(\frac{d\psi_{sdn}}{dt}\right)$ est la dérivée du flux statorique direct due au courant de séquence négative.

Son expression est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sn}}{dt} = & L_{sc} \frac{dI_{sd}}{dt} + s\omega_s \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rn1} \times \\ & \left\{ \sin\left((h(1-s) - (2(\eta+1) - s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_n\right) \right. \\ & \left. - \sin\left((h(1-s) + (2(\eta+1) - s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 + \gamma_n\right) \right\} \\ & - \frac{d\theta}{dt} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} h \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times I_{rn1} \times \\ & \left\{ \sin\left((h(1-s) - (2(\eta+1) - s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 - \gamma_n\right) \right. \\ & \left. + \sin\left((h(1-s) + (2(\eta+1) - s))\omega_s t + (h+1)pka - hp\theta_0 + \gamma_n\right) \right\} \end{aligned} \quad (III.27)$$

Les équations (III.26) et (III.27), montrent clairement que le déséquilibre d'alimentation crée dans le courant statorique des harmoniques de hautes fréquences que l'on résume comme suit :

- Des harmoniques dus au courant de séquence positive $[I_{rkp}]$:

$$\left\{ f_{shp1}(\lambda, \eta) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 1 + 2\eta\right) f_s \text{ Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1\right)_{\lambda=1,2,..} \right. \quad (III.28)$$

$$\left\{ f_{shp2}(\lambda, \eta) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 1 - 2\eta\right) f_s \text{ Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1\right)_{\lambda=1,2,..} \right. \quad (III.29)$$

- Des harmoniques dus au courant de séquence négative $[I_{rkn}]$:

$$\left\{ f_{shn1}(\lambda, \eta) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 1 + 2\eta\right) f_s \text{ Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1\right)_{\lambda=1,2,..} \right. \quad (III.30)$$

$$\left\{ f_{shn2}(\lambda, \eta) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 1 - 2\eta\right) f_s \text{ Pour } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1\right)_{\lambda=1,2,..} \right. \quad (III.31)$$

Il est important de mentionner que le cas de $(\eta = 0)$ correspond au cas où on néglige les effets de l'ondulation de la vitesse.

Dans le but vérifier ces résultats théoriques, nous avons effectués une simulation portant sur la machine ayant 22 barres à vitesse constante. Les résultats sont présentés sur la figure (III.7).

Comme il a été prévu par les équations (II.28), (II.29), (II.30) et (II.31), nous pouvons remarquer que :

- Pour $\lambda = 1$: les deux HER restent invisibles sur le spectre du courant statorique.
- Pour $\lambda = 2$: les deux HER sont présents sur le spectre du courant statorique. En effet, le système de courant direct au rotor est à l'origine du premier harmonique de rang $h = 22 + 1 = 23$ à la fréquence $f_{shp1}(1,1) = 576.9 \text{ Hz}$; en présence du déséquilibre, le système inverse de courant au rotor produit le deuxième harmonique à la fréquence $f_{shn2}(1,1) = 476.9 \text{ Hz}$ et $h = 23$.
- Pour $\lambda = 3$: aucun HER n'est présent sur le spectre du courant statorique.

Le contenu spectral du courant statorique ne se limite pas seulement à ces fréquences. En effet, des harmoniques dus à la variation de la vitesse rotorique contribuent à augmenter la richesse harmonique de ce signal. Si nous reprenons la simulation effectuée à vitesse variable (Figure III.8), nous remarquons la présence de composantes additionnelles obéissant aux équations (II.28), (II.29), (II.30) et (II.31).

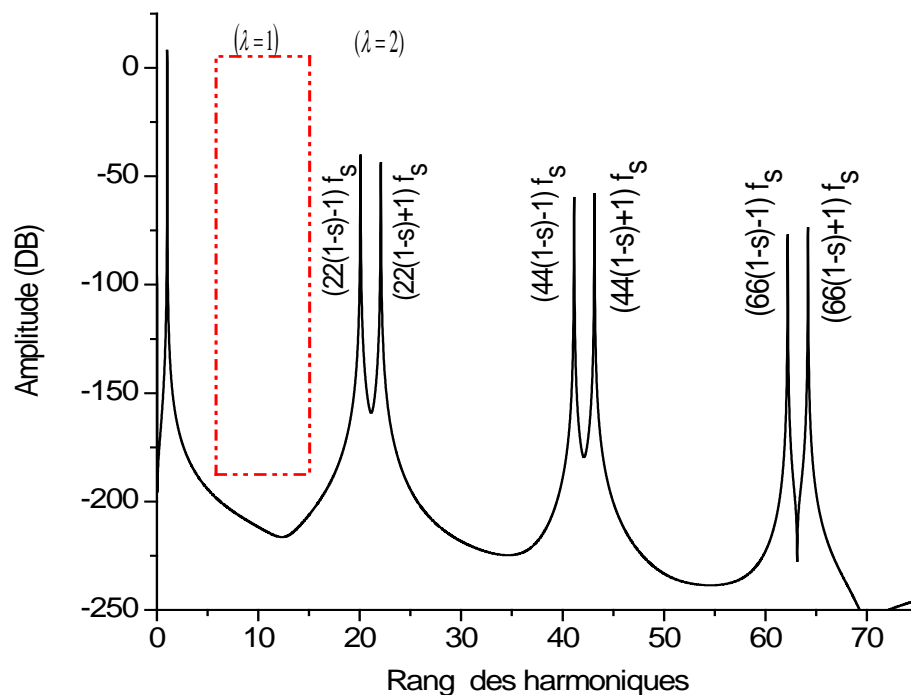


Figure III.7 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour un rotor sain et un déséquilibre d'alimentation de 5% (sans prise en compte de la variation de la vitesse)

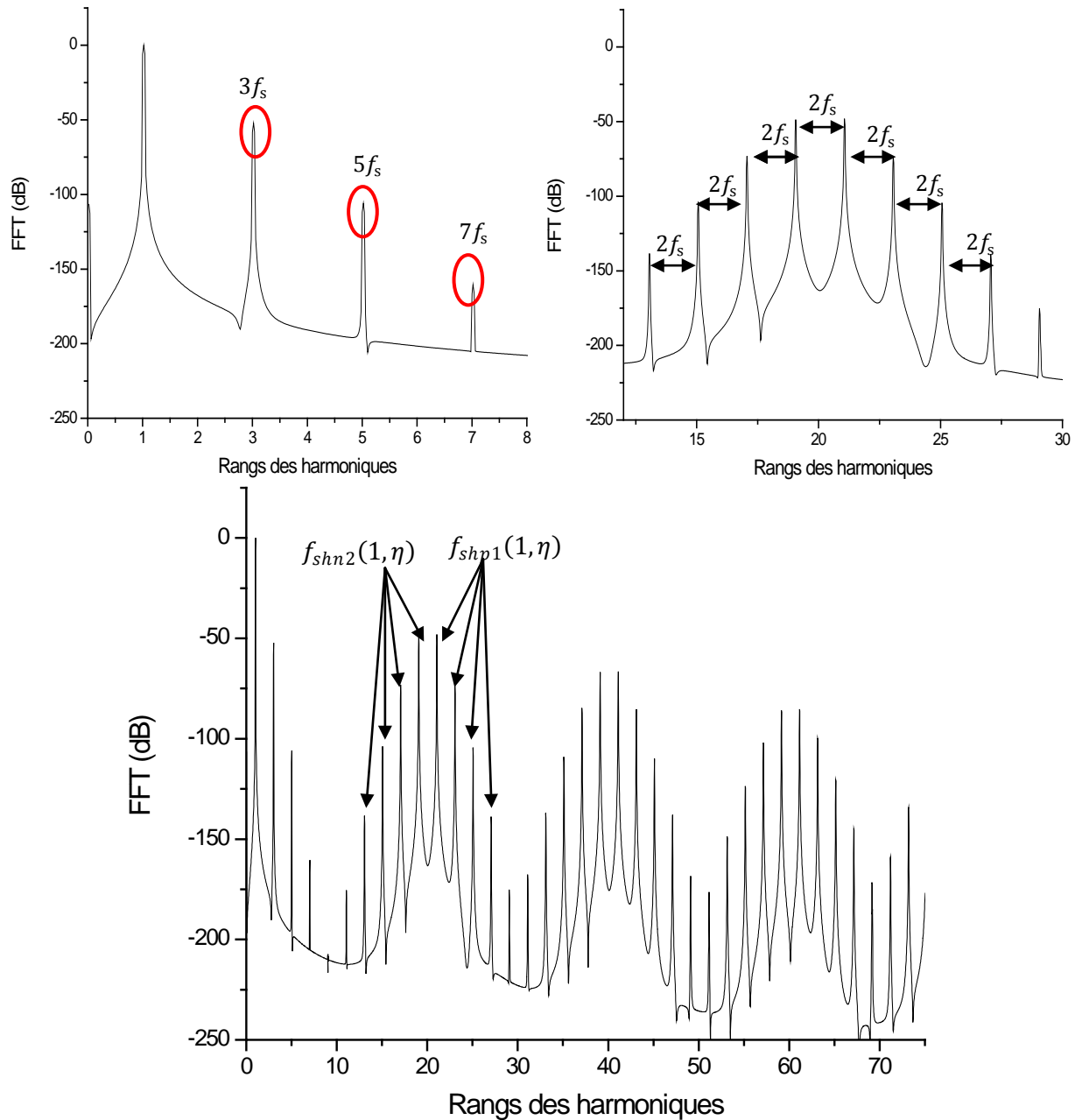


Figure III.8 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour rotor sain avec un déséquilibre d'alimentation de 5% (avec prise en compte de la variation de la vitesse), a) zoom du spectre autour du fondamental, b) zoom du spectre autour du premier HER.

III-3-2. En présence de la cassure de barres :

III-3-2-1. Sans prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse :

À partir des équations (III.26) et (III.27) on peut tirer les expressions des fréquences des harmoniques liés à la présence simultanée de la cassure de barre et du déséquilibre d'alimentation, en absence des ondulations de la vitesse.

Pour cela il faut appliquer les deux conditions suivantes :

$$(\eta = 0) \text{ et } (I_{rk} \neq I_{rm} |_{k \neq m})$$

Sous ces deux conditions. Les expressions des fréquences additionnelles seront :

$$\begin{cases} f_{shn1}(\lambda) = (h(1-s) - s + 2) f_s & \text{(III. 32)} \\ f_{shn2}(\lambda) = (h(1-s) + s - 2) f_s & \text{(III. 33)} \end{cases}$$

On remarque que les deux premières fréquences $f_{shn1}(1)$, $f_{shn2}(5)$ sont situées au voisinage de l'harmonique 3 :

$$f_{shdb} = 3(1-s) \pm s \quad \text{(III. 34)}$$

De même, aux alentours des HER apparaissent des fréquences additionnelles :

$$\text{pour } \frac{\lambda n_b}{p} + 1 \begin{cases} f_{shn1}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 2s + 3 \right) f_s & \text{(III. 35)} \\ f_{shn2}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) - 1 \right) f_s & \text{(III. 36)} \end{cases}$$

$$\text{pour } \frac{\lambda n_b}{p} + 1 \begin{cases} f_{shn1}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 1 \right) f_s & \text{(III. 37)} \\ f_{shn2}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) + 2s - 3 \right) f_s & \text{(III. 38)} \end{cases}$$

III-3-2-2. Avec prise en compte des effets de l'ondulation de la vitesse :

En présence de l'ondulation de la vitesse, le spectre du courant statorique devient plus riche en harmonique. Dans ce cas, la vitesse de rotation est de la forme :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{r0} + \sum_{\mu=1}^{\infty} \Delta\omega_{r\mu} \cdot \cos(2\mu s \omega_s t + v_\mu) + \sum_{\eta=1}^{\infty} \Delta\omega_{r\eta} \cdot \cos(2\eta \omega_s t + v_\eta) \quad \text{(III. 39)}$$

On peut montrer facilement en suivant la même logique, que les fréquences induites dans le courant statorique sont de la forme :

$$f_{sh}(h, \mu, \eta) = (h(1-s) \pm s \pm 2\mu s \pm 2\eta) f_s \quad \text{(III. 40)}$$

avec: $h \in G$ donnée par l'équation (III.11) pour le cas d'une machine saine.

$h = 6v \pm 1|_{v=1,2,3...}$ pour le cas d'une machine ayant des barres cassées.

$h = 6v \pm 1|_{v=1,2,3...}$ ou $h = 3v|_{v=1,2,3...}$ pour le cas d'une machine ayant des barres cassées et opérant sous une alimentation déséquilibrée

$\mu, \eta = 1, 2, 3 \dots$ Liés à l'ondulation de la vitesse dus respectivement à la cassure de barre et au déséquilibre de l'alimentation

Les figures (III.9) et (III.10) présentent le spectre du courant statorique d'une machine ayant une barre cassée, et opérant sous une alimentation déséquilibrée, respectivement, avec et sans prise en compte de la variation de la vitesse rotorique.

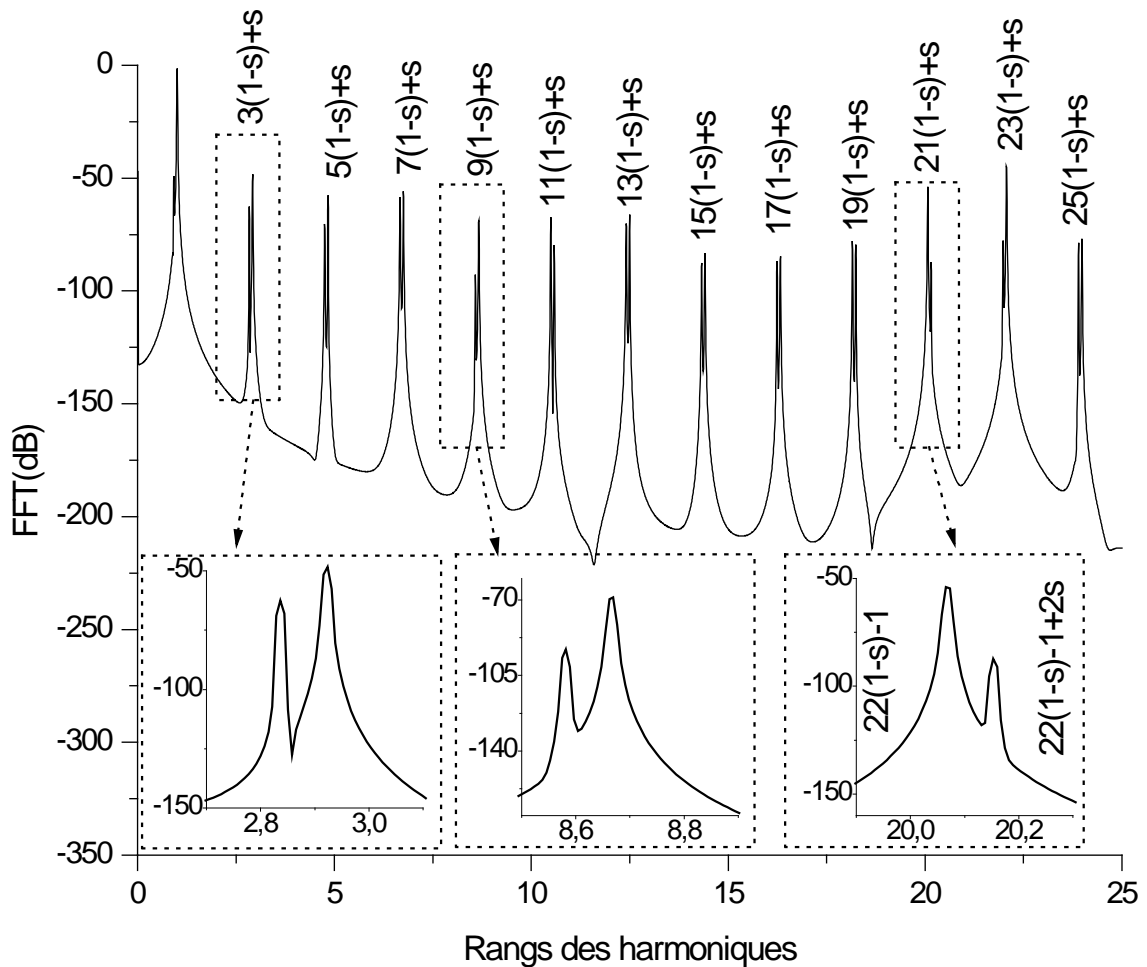


Figure III.9 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine défectueuse en présence de 5.2 % de déséquilibre d'alimentation. (Sans prise en compte de la variation de la vitesse).

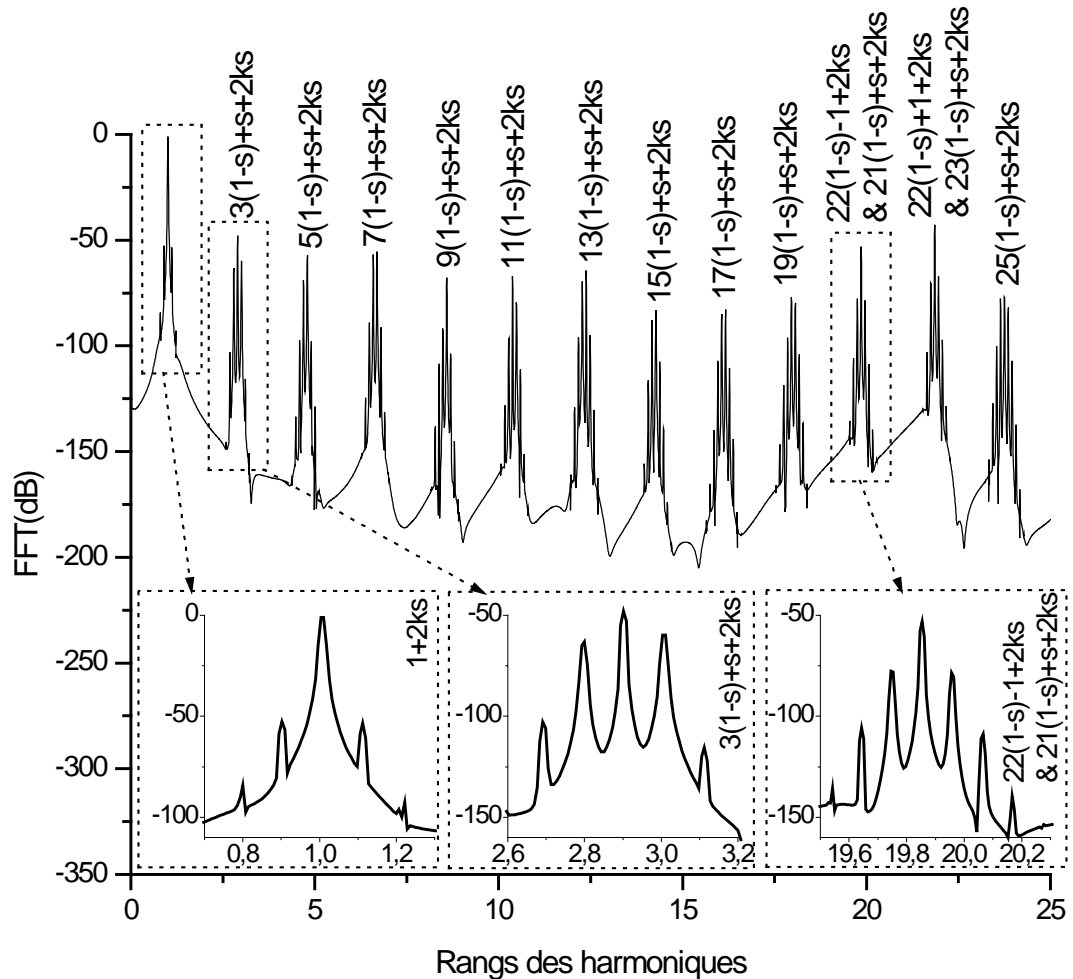


Figure III.10 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour une machine déficiente en présence de 5.2 % de déséquilibre d'alimentation (avec prise en compte de la variation de la vitesse).

Si on néglige l'effet de la variation de la vitesse, nous remarquerons que la présence simultanée des barres cassées et du déséquilibre de l'alimentation se traduit par la création des composantes harmoniques au voisinage de l'harmonique 3 (ainsi qu'au voisinage des HER), à des fréquences données par l'équation (III.34). Ces harmoniques se manifestent par paires à des intervalles réguliers. Si on prend en compte la variation de la vitesse, nous remarquons que le spectre du courant statorique devient riche en harmonique.

III-4. Validation expérimentale :

Dans le domaine de l'électrotechnique l'aspect expérimental d'une étude constitue une part très importante voire essentielle. Il permet, d'une part, de caractériser le travail de recherche et d'autre part, de valider ou non l'étude théorique.

Dans notre étude, la partie expérimentale a été réalisée au niveau du laboratoire d'électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine. À cela, nous avons utilisé une machine asynchrone de 1.1 kW avec deux paires de pôles et 22 barres rotoriques alimentée directement par le réseau triphasé. Les photos et la description totale du banc sont données dans l'annexe B de ce document.

Nous avons effectué plusieurs essais expérimentaux pour analyser le courant statorique de la machine asynchrone. Nous avons, dans un premier temps, analysé ce signal lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain pour une alimentation équilibrée et ensuite, pour une alimentation déséquilibrée. D'après les figures (III.11) et (III.12) qui représentent le spectre du courant statorique de la machine saine respectivement pour une alimentation équilibrée, et un déséquilibre d'alimentation de 20 % d'une phase statorique, on peut noter les remarques suivantes :

- En plus du fondamental, le spectre du courant statorique contient des harmoniques d'encoche rotorique. En effet, conformément à notre développement théorique le premier HER est présent dans le spectre du courant statorique tandis que le deuxième ne peut être visible que lorsque la machine opère sous une alimentation déséquilibrée.

- bien que la machine est à l'état sain, on observe quelques harmoniques liés à la cassure de barre et qui obéissent à l'équation (III-12) (avec $h = 11$ et 13). Ceci est dû à l'asymétrie naturelle du rotor.

- En équilibré, on observe la présence d'un harmonique 3 à 150 Hz et un harmonique 5 à 250 Hz. Ces courants harmoniques sont dus à la présence de deux systèmes triphasés harmoniques, l'un de rang 3 et l'autre de rang 5 au niveau de la tension d'alimentation.

- En déséquilibré, on peut observer que les composants harmoniques du courant à 150Hz et 250 Hz sont toujours présents. Leurs amplitudes n'ont pratiquement pas changées.

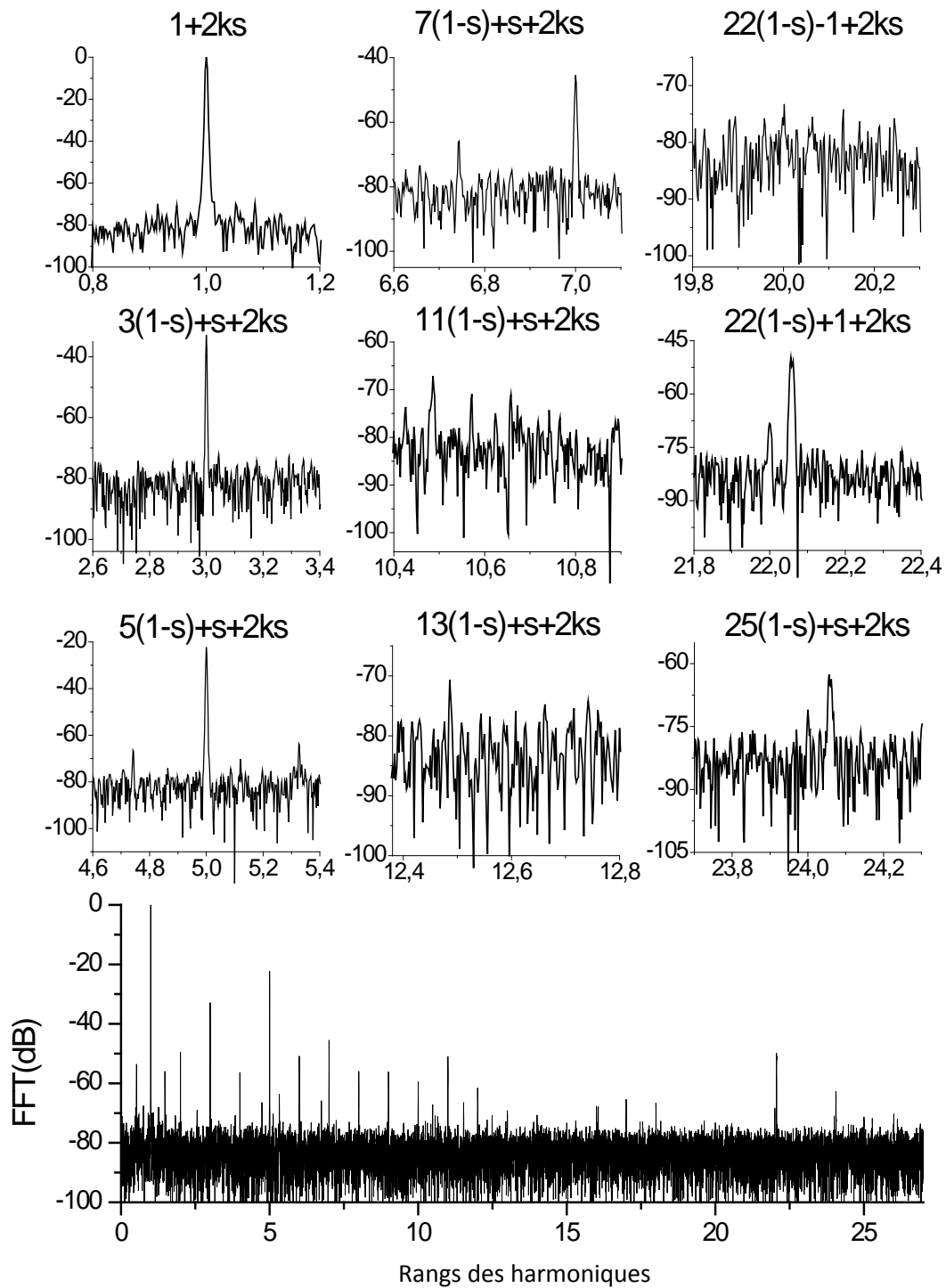


Figure III.11 : Spectre fréquentiel du courant statorique expérimental de la machine saine.

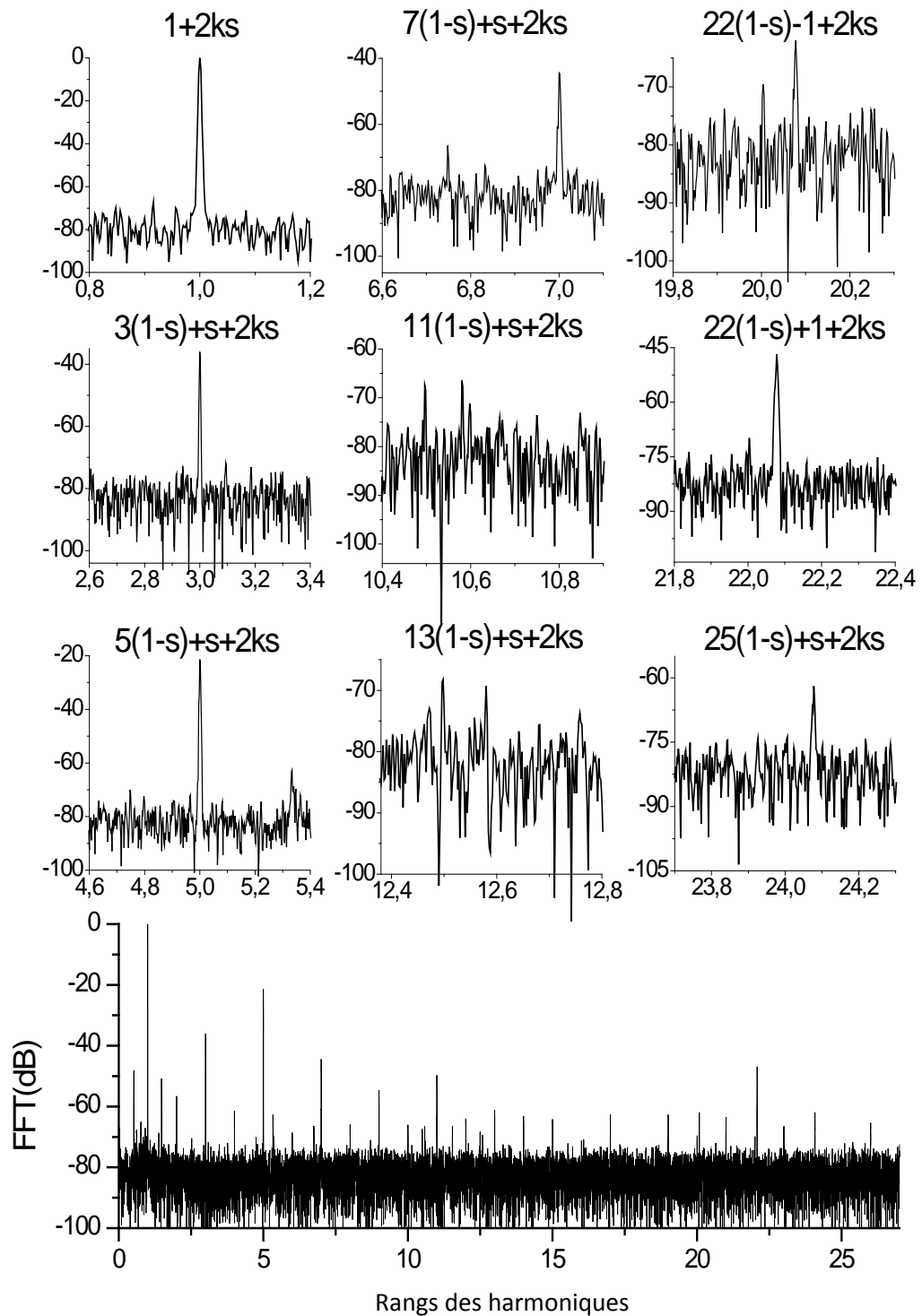


Figure III.12 : Spectre fréquentiel du courant statorique expérimental de la machine saine opérant sous une alimentation déséquilibrée de 5,2%

Ensuite, nous avons effectué l'analyse du courant statorique avec d'une barre cassée, Ceci est représenté sur la figure (III.13). Il est clairement visible que le spectre présenté est beaucoup plus riche en harmonique que celui issu de l'analyse avec un rotor sain. Cette modification apparaît aussi bien dans la partie basse fréquence que dans la partie haute fréquence. En effet, nous observons l'apparition de raies autour du fondamental et des HER. Ces raies sont le résultat direct du défaut créé dans le rotor. Les fréquences de ces raies correspondent exactement à la formule (III.21).

D'autre part, nous avons voulu montrer l'effet du déséquilibre de la tension d'alimentation sur le courant statorique en présence de barre cassée. Ceci est représenté sur la figure (III.14).

Comme il a été prévu par notre étude théorique et vérifié par la simulation, le déséquilibre de la tension d'alimentation fait apparaître des composants harmoniques au voisinage de l'harmonique $3k$ et des HER, à des fréquences données par l'équation (III.40). Nous portons plus particulièrement attention sur les composants harmoniques au voisinage de l'harmonique 3 et qui ont pour fréquence $f_{sh}(3, k, 0) = (3(1 - s) \pm s \pm 2ks)f_s$, car ce sont les amplitudes de celles-ci qui augmentent le plus significativement lors de l'apparition du défaut au rotor lorsque la machine opère sous une alimentation déséquilibrée.

Dans le but de montrer que le suivi de l'amplitude de ces composantes peut apporter un complément d'information sur l'état de la cage rotorique, nous avons effectué un essai sur une machine opérant sous une alimentation déséquilibré de 5% en présence d'un mauvais alignement moteur –charge. Les résultats sont présentés dans la figure (III.15).

Nous pouvons remarquer la présence de composantes ayant pour fréquences $(1 \pm 2ks)f_s$, alors que nous n'avons aucune composante correspondant aux fréquences $f_{sh}(3, k, 0) = (3(1 - s) \pm s \pm 2ks)f_s$. Dans ce cas d'étude, l'analyse de l'amplitude de ces composants harmoniques est très importante pour permettre de dissocier un défaut mécanique de type mauvais alignement moteur –charge d'un défaut de barre.

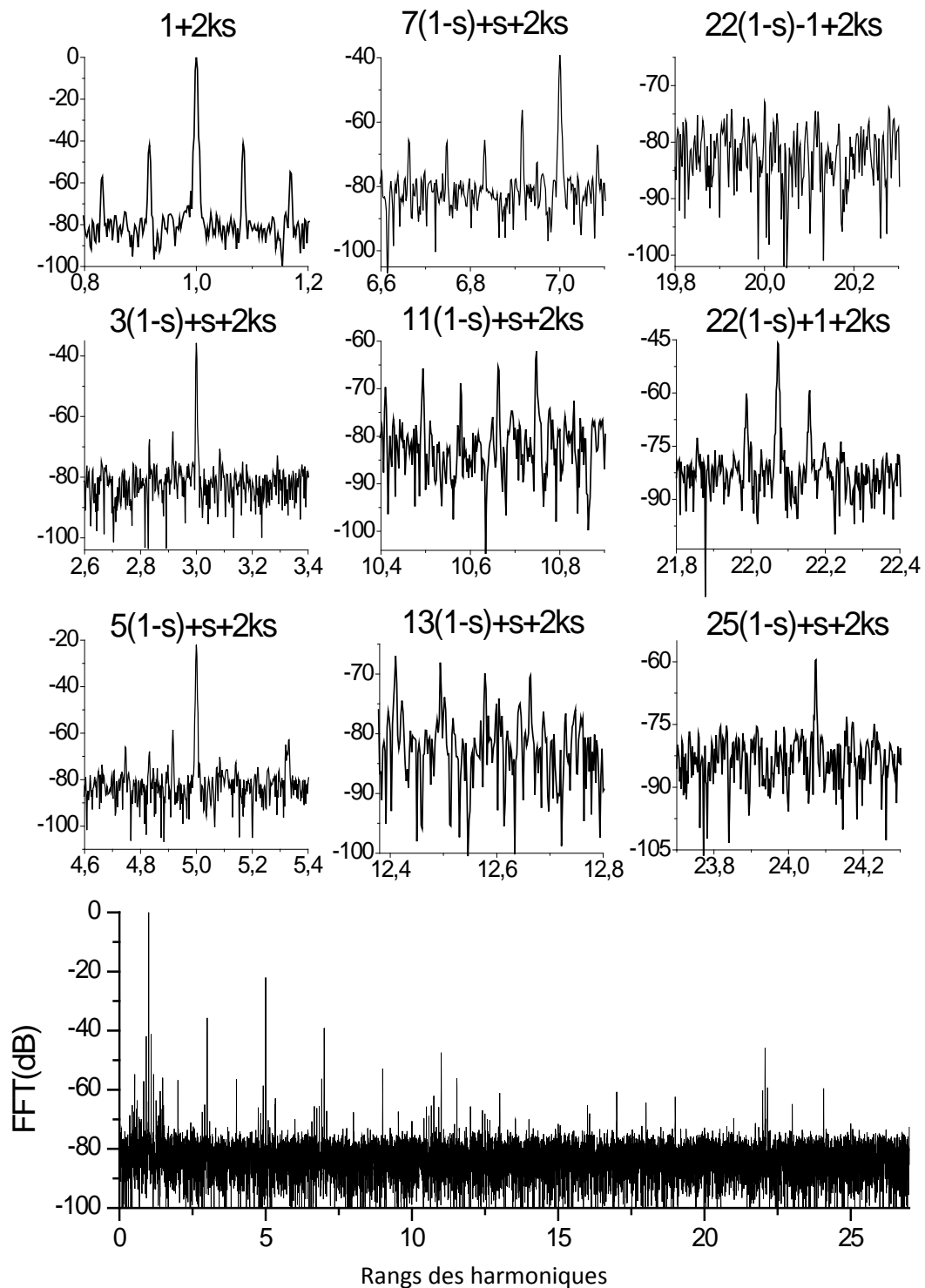


Figure III.13 : Spectre du courant statorique expérimental de la machine avec 1 barre cassée.

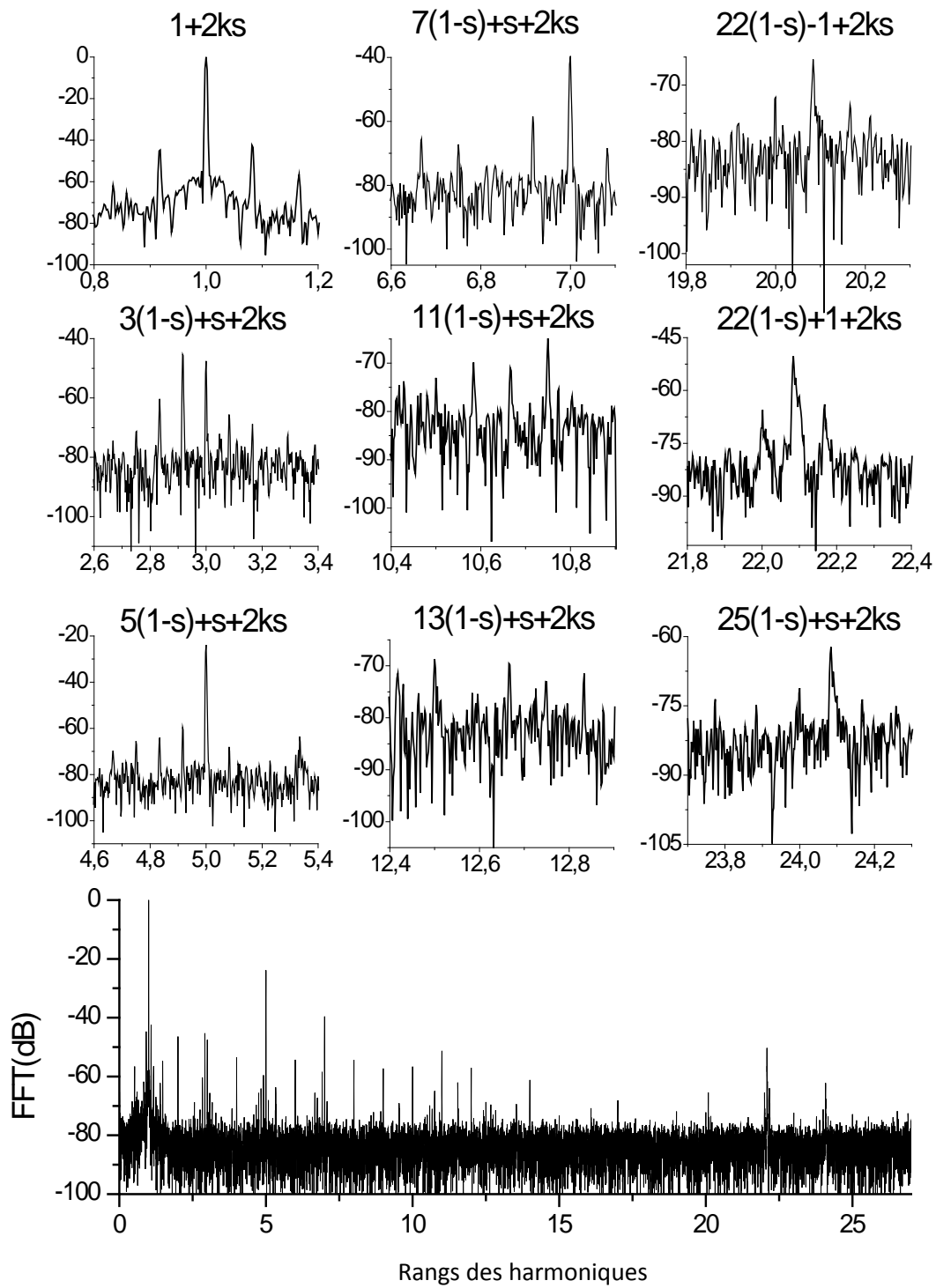


Figure III.14 : Spectre du courant statorique expérimental de la machine avec 1 barre cassée et un déséquilibre d'alimentation de 5.2%.

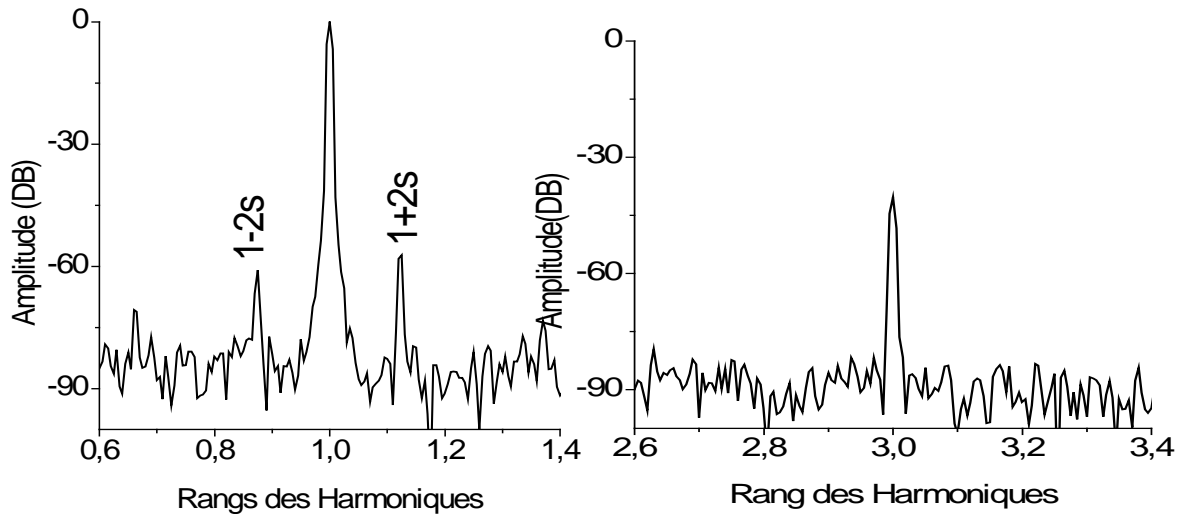


Figure III.15 : Spectres du courant statorique expérimental d'une machine opérant sous une alimentation déséquilibrée de 5,2% en présence d'un mauvais alignement moteur-charge. (a) fréquences autour de 50Hz, (b) fréquences autour de l'harmonique 3.

Afin de mettre en évidence l'influence de la charge sur le contenu fréquentiel du courant statorique, nous avons effectué une série d'essais sur la machine saine et défectueuse pour différentes valeurs de couples de charge. Les figures (III.16), (III.17) et (III.18) montrent la variation de l'amplitude en fonction de la charge, respectivement dans l'ordre, de l'harmonique caractéristique du défaut $(1 - 2s)f_s$, du premier HER, du deuxième HER, de l'harmonique ayant pour fréquence $(22(1 - s) + 1 - 2s)f_s$ et de l'harmonique ayant pour fréquence $(3(1 - s) + s)f_s$, pour les différents modes de fonctionnements. On peut noter les remarques suivantes :

- Pour l'harmonique $(1 - 2s)f_s$: Lorsque la machine fonctionne à vide, cet harmonique a une faible amplitude et semble être incapable de détecter l'anomalie. Toutefois, cet harmonique est sensible à la variation de la charge, une augmentation importante de son amplitude (environ 30 dB) est observée lorsque la machine est chargée.
- Pour le premier HER $(22(1 - s) + 1)f_s$: son amplitude n'est pas affectée ni par la présence du défaut ni par la présence du déséquilibre d'alimentation. Cela nous permet de dire que cet harmonique est un bon paramètre pour l'estimation de la vitesse de rotation.

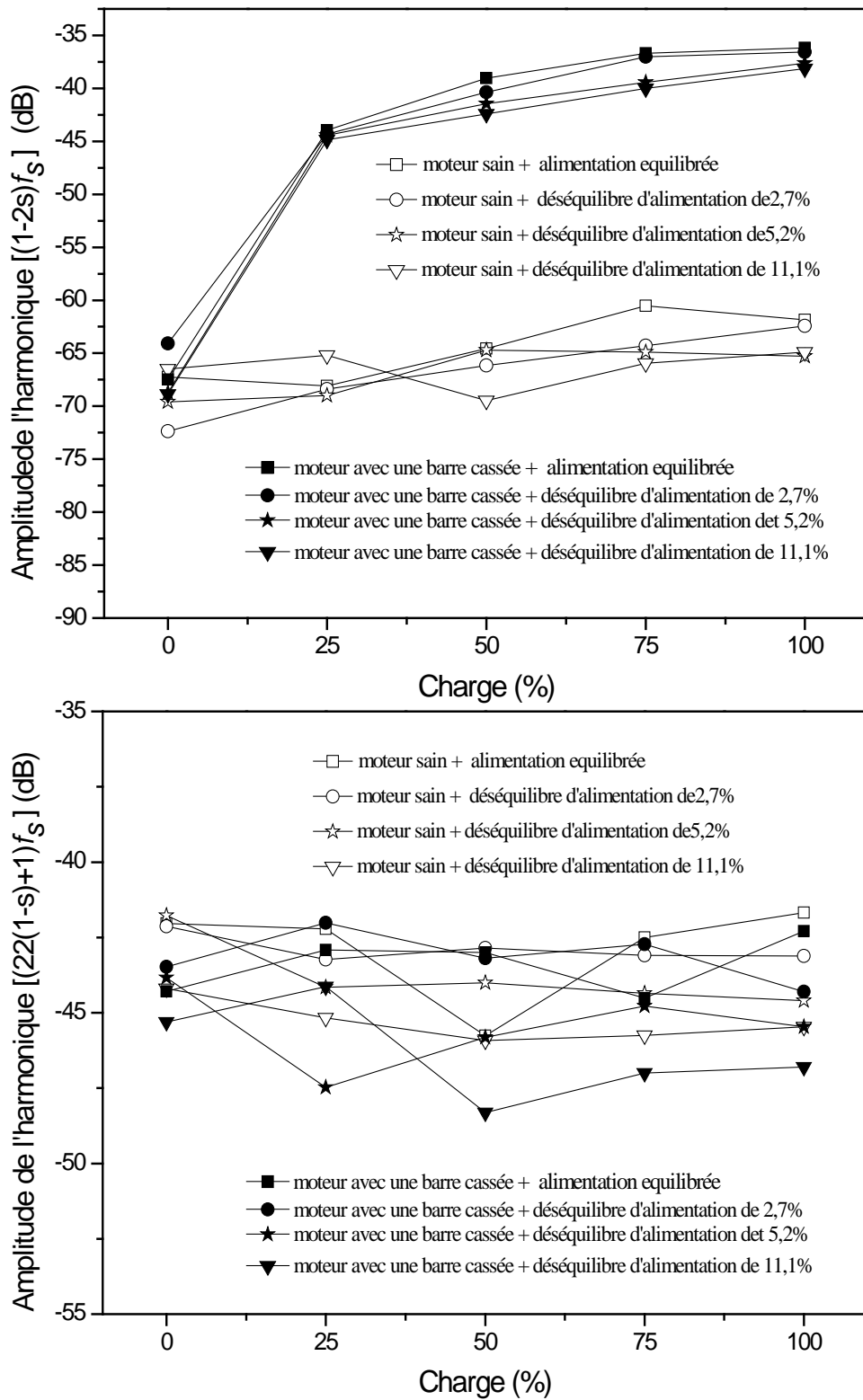


Figure III.16 : Variation de l'amplitude de l'harmonique $(1 - 2s)f_s$, et du premier harmonique d'encoche rotorique $(22(1 - s) + 1)f_s$ en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement.

➤ Pour le deuxième HER $(22(1 - s) - 1)f_s$: cet harmonique apparaît seulement lorsque la machine fonctionne sous une alimentation déséquilibrée, son amplitude est seulement proportionnelle au degré du déséquilibre ce qui lui permet d'être un bon indicateur de ce mode de fonctionnement.

➤ Pour l'harmonique $(22(1 - s) + 1 - 2s)f_s$: Lorsque la machine fonctionne à vide, cet harmonique a une amplitude plus grande que celle de l'harmonique $(1 - 2s)f_s$ (d'environ 5 dB). C'est la raison pour laquelle on se permet de dire qu'il faut adopter cet harmonique comme indice supplémentaire pouvant conforter le diagnostic des cassures de barres, en comparaison avec une simple analyse des bandes $(1 \pm 2s)f_s$ autour du fondamental

➤ Pour l'harmonique de fréquence $(3(1 - s) + s)f_s$: L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique lorsque la machine fonctionne sous une alimentation déséquilibrée, en présence de barre cassée se situe au niveau de cet harmonique. En effet, son amplitude est insensible à la variation de la charge, de plus elle augmente avec l'augmentation du degré du déséquilibre.

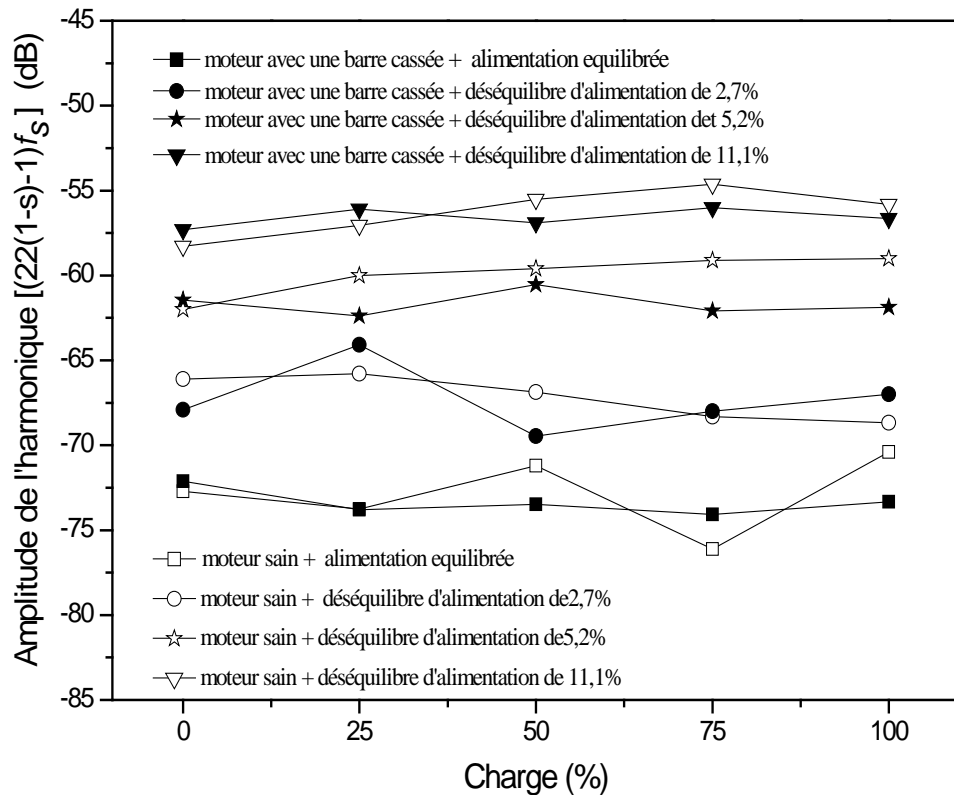


Figure III.17 : Variation de l'amplitude du deuxième HER $(22(1 - s) - 1)f_s$, en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement

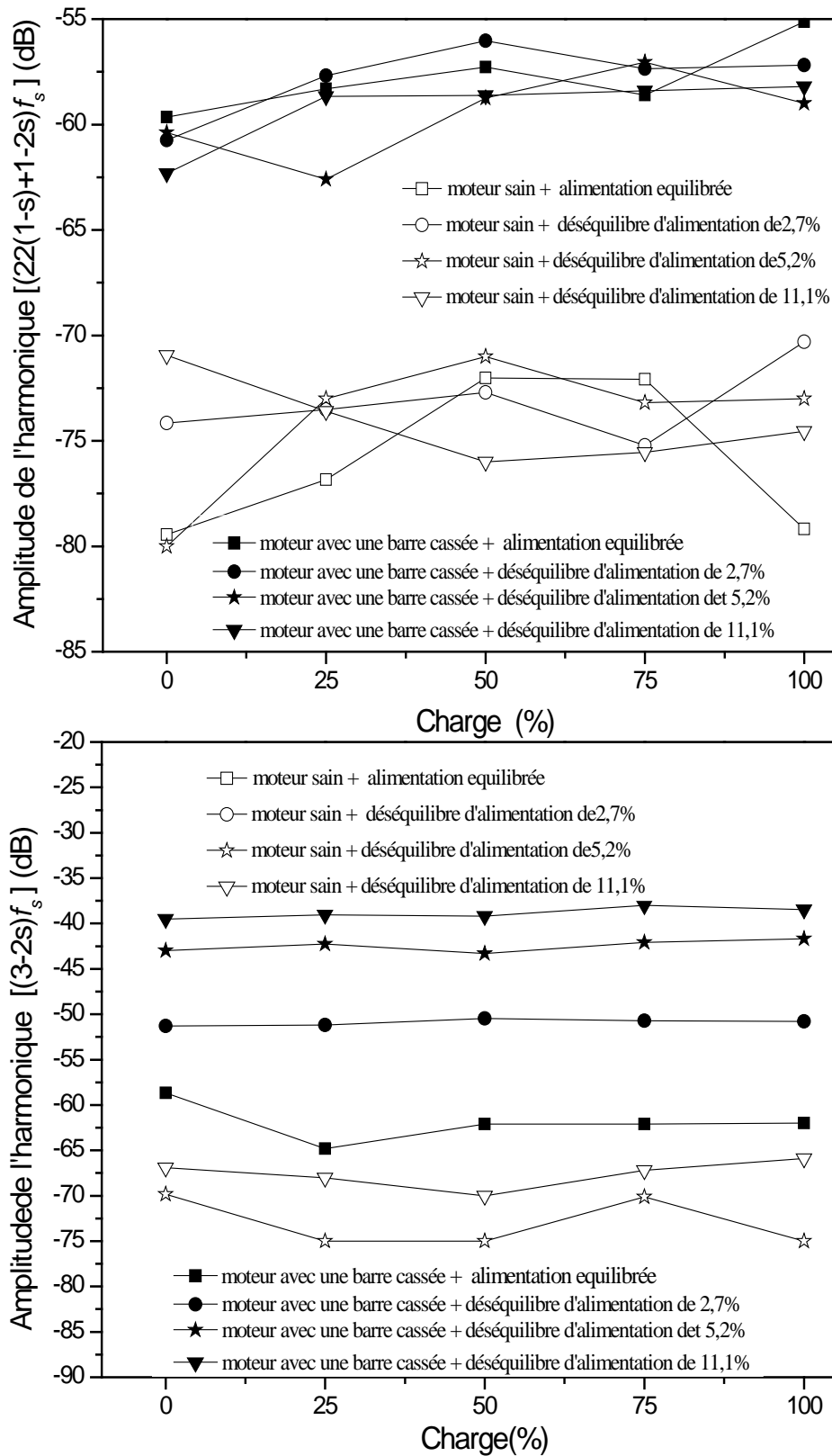


Figure III.18 : Variation de l'amplitude de l'harmonique $(22(1-s) + 1 - 2s)f_s$ et de l'amplitude de l'harmonique $(3(1-s) + s)f_s$, en fonction de la charge pour les différents modes de fonctionnement

Les tableaux ci-dessous regroupent les indices caractérisant différents défauts pour différents mode d'alimentation selon notre étude pour une machine chargée et non chargée respectivement.

Tableau II.1 utilisation de plusieurs indices pour la détection des défauts des machines chargées.

harmonique	$(1 - 2s)fs$	$(3 - 2s)fs$	$22(1 - s) + 1 - 2s)fs$	$22(1 - s) - 1)fs$	défaut
Amplitude	+ — + ---				Barre Cassés
	+	+	+	+	Barre Cassés
	— — — +				Déséquilibre d'alimentation
	+	---	+	+	Défaut inconnu+ Dés
	— — — —				Machine saine

Tableau II.2 utilisation de plusieurs indices pour la détection des défauts des machines non chargées.

harmonique	$(1 - 2s)fs$	$(3 - 2s)fs$	$22(1 - s) - 1)fs$	défauts
Amplitude	— + —			Barres cassées
	+	+	+	BC+ Dés
	— — +			Dés
	—	—	—	Machine saine

III-5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons montré que le contenu fréquentiel du courant statorique relatif au défaut de type cassure de barre peut être prévu de manière complète et théorique. Nous avons pu obtenir des résultats satisfaisants qui restent en bon accord avec les résultats expérimentaux. Nous avons également analysé l'influence respective de l'ondulation de la vitesse et de la variation de la charge, en nous essayant à nous rapprocher d'avantage de la réalité physique et à mieux d'entrer dans le fonctionnement même du moteur.

Grâce à la prise en compte de l'effet de la distribution réelle des bobines dans les encoches, et des ondulations de la vitesse, nous avons pu mettre en évidence le fait que des composantes additionnelles apparaissent aux alentours des harmoniques d'encoches rotoriques, lors de la création du défaut de barres. En fait, nous avons montré que l'analyse de l'amplitude de ces composantes permet de conforter et d'améliorer le diagnostic du défaut rotorique en comparaison avec une simple analyse de l'amplitude des composantes présentes de part et d'autre du fondamental du courant statorique.

L'ensemble des harmoniques additionnels que nous avons étudiés peut être classé en quatre groupes bien distincts:

✓ Le premier groupe comprend les harmoniques qui sont liés directement à la cassure de barre rotorique. À savoir, ceux situés aux alentours des HER et les bandes latérales $(1 \pm 2ks)f_s$ aux alentours du fondamental. Ces derniers ne peuvent pas être détectés dans le cas où la machine fonctionne à vide.

✓ Le second, inclut les harmoniques qui sont situés près de l'harmonique 3, et qui sont la conséquence directe de la présence souvent simultanée de la cassure de barre et du déséquilibre d'alimentation.

✓ Le troisième, comprend les harmoniques d'encoches rotoriques qui ne sont pas perturbés ni par le défaut de barre ni par le déséquilibre de l'alimentation. Ces harmoniques sont utilisés dans les techniques modernes de détection de vitesse.

✓ Le dernier groupe comprend les harmoniques d'espace dont la cause est le déséquilibre d'alimentation.

CHAPITRE IV

EXPLOITATION DES HARMONIQUES D'ENCOCHES ROTORIQUES AUTANT QU'INDICE DE DIAGNOSTIC D'EXCENTRICITE ROTORIQUE

Sommaire:

<i>IV-1 Introduction.....</i>	84
<i>IV-2. Mécanisme de génération des harmoniques liés à l'excentricité statique.....</i>	84
<i>IV-2-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique.....</i>	85
<i>IV-2-2. Détermination des harmoniques du courant statorique</i>	87
<i>IV-3. Mécanisme de génération des harmoniques liés à l'excentricité dynamique....</i>	93
<i>IV-3-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique.....</i>	93
<i>IV-3-2. Détermination des harmoniques du courant statorique</i>	95
<i>IV-4. Mécanisme de génération des harmoniques liés à la coexistence des défauts.....</i>	99
<i>IV-5. Résultats de simulations.....</i>	100
<i>IV-5-1. Excentricité statique.....</i>	100
<i>IV-5-2. Excentricité dynamique.....</i>	103
<i>IV-5-3. Défauts combiné : Excentricité + barres cassées.....</i>	104
<i>IV-5-3-1. Excentricité statique + barres cassées</i>	104
<i>IV-5-3-2. Excentricité dynamique + barres cassées</i>	109
<i>IV-6. Conclusion.....</i>	111

IV-1. Introduction :

Bien que la machine à cage soit conçue pour être symétrique et ne doit pas comporter d'excentricité, il est presque impossible de la construire sans que l'excentricité ne soit présente. Ceci justifie l'importance qu'il faut attacher à l'étude de ce type de non uniformité de l'entrefer.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté l'approche de la fonction d'enroulement modifié, qui nous a permis d'élaborer un modèle qui tient en compte de l'excentricité statique et un autre qui tient en compte de l'excentricité dynamique. Nous avons vu, que l'intérêt de notre démarche de modélisation est de fournir des expressions analytiques des différentes inductances propres et mutuelles à partir des dimensions géométriques de la machine. Afin de tirer profit de cette démarche, nous allons dans ce chapitre, effectuer à partir de ces expressions un développement analytique permettant de déterminer les harmoniques liés respectivement à l'excentricité statique et l'excentricité dynamique, ceci à fin de pouvoir détecter ces non uniformités de l'entrefer à travers une analyse spectrale du courant statorique.

Dans un second temps, étant donné que les défauts peuvent coexister, nous allons essayer d'enrichir notre étude en cherchant les signatures des défauts combinés de la machine, en l'occurrence, les ruptures de barres au rotor et l'excentricité statique et dynamique. L'étude de ce défaut au même titre que les défauts combinés en générale, présente un manque dans la littérature.

IV-2. Mécanisme de génération des harmoniques liés à l'excentricité statique :

L'étude de l'excentricité dans la machine asynchrone n'est pas un sujet récent. Des études ont été menées de manière importantes depuis quelques décennies. La plupart de ces anciens articles de référence avaient pour but de déterminer l'influence de l'excentricité sur les efforts radiaux (en anglais "unbalanced magnetic pull") que subit le rotor et, par extension, d'estimer les niveaux de bruit associés à l'excentricité afin d'y remédier.

Cependant, nous avons pu constater, de part la recherche bibliographique effectuée, que peu sont les travaux ayant pour base d'expliquer le mécanisme de génération, dans le spectre du courant statorique, des harmoniques liés à l'excentricité rotorique. Néanmoins, nous pouvons citer, dans cet axe, les travaux de Cameron [Cam86], Vas [Vas93] Nandi [Nan01] et Sahraoui [Sah08]. Ainsi, notre travail, dans ce chapitre, s'est orienté vers le développement d'étude dans ce domaine.

IV-2-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique :

Cette partie a pour but de caractériser le contenu spectral du courant rotorique en présence d'excentricité statique. Le flux rotorique est la somme de deux produits : le produit du vecteur des courants statoriques avec la matrice des inductances mutuelles et le produit du vecteur des courants rotoriques avec la matrice des inductances rotoriques. En revanche, nous choisissons de tenir compte uniquement du premier produit afin de s'affranchir de certaine complication du calcul analytique.

On assumera donc, que les inductances rotoriques ne sont pas influencés par l'excentricité statique, cette hypothèse malgré qu'elle est forte, elle n'empêchera pas de tirer l'essentielle de l'étude.

Supposons le stator parcouru par un système triphasé équilibré de séquence directe de courants sinusoïdaux de pulsation ω_s . En adoptant pour origine des temps l'instant qui coïncide avec le passage par un maximum du courant dans la phase 1 du stator, les courant statorique ont pour expression :

$$[I_{sabc}] = I_{sm} \cos\left(\omega_s t - (q-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.1})$$

En introduisant l'expression des courants statoriques et l'expression des inductances mutuelles donnée par l'équation (II.69) dans l'équation (II.12), le flux rotorique prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} [\psi_{rk}] = [L_r][I_{rk}] &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \sin \frac{hpa}{2} \times \begin{bmatrix} \vdots \\ \cos\left(S_h \omega_s t + hp\left(k - \frac{1}{2}\right)a - hp\theta_0\right) \\ \vdots \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \frac{hp}{2(hp+1)} \times \\ &\sin\left(\frac{(hp+1)a}{2}\right) \begin{bmatrix} \vdots \\ \cos\left(S_h + \frac{(1-s)}{p} \omega_s t + (hp+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a - hp\theta_0\right) \\ \vdots \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \frac{hp}{2(hp-1)} \times \\ &\sin\left(\frac{(hp-1)a}{2}\right) \begin{bmatrix} \vdots \\ \cos\left(S_h + \frac{(1-s)}{p} \omega_s t + (hp-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a - hp\theta_0\right) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2}) \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{cases} S_h = h(1 - s) \pm 1 \\ M_h^{sr} = \frac{4\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 \pi (ph)^2} \end{cases} \quad (IV.3)$$

L'expression (IV.2) permet d'identifier les rangs et les fréquences composants le flux rotorique, ceux-ci sont reportés dans le tableau (IV.1). Les fréquences du flux rotorique sont notées f_{rh} car elles dépendent à la fois de la fréquence des courants statoriques f_s et du glissement harmonique S_h .

La dérivée du flux rotorique va créer à son tour des FEM produisant des courants rotoriques, de même forme. L'existence de trois types de flux rotorique permet donc d'écrire le courant rotorique comme la somme de trois vecteurs, tel que :

$$I_{rk}(hp) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{rhp} \left[\begin{array}{c} \vdots \\ \cos \left(S_h \omega_s t + hp \left(k - \frac{1}{2} \right) a - hp \theta_0 \right) \\ \vdots \end{array} \right]_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (IV.4)$$

$$I_{rk}(hp + 1) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{rhp+1} \left[\begin{array}{c} \vdots \\ \cos \left(\left(S_h + \frac{(1-s)}{p} \right) \omega_s t + (hp + 1) \left(k - \frac{1}{2} \right) a - hp \theta_0 \right) \\ \vdots \end{array} \right]_{k=0,n_b-1} \quad (IV.5)$$

$$I_{rk}(hp - 1) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{rhp-1} \left[\begin{array}{c} \vdots \\ \cos \left(\left(S_h - \frac{(1-s)}{p} \right) \omega_s t + (hp - 1) \left(k - \frac{1}{2} \right) a - hp \theta_0 \right) \\ \vdots \end{array} \right]_{k=0,n_b-1} \quad (IV.6)$$

Le spectre du courant rotorique de la 11^{ème} maille représenté par la figure (IV.1) met en évidence toutes les fréquences prédites par ce développement théorique.

Tableau IV.1 : Fréquences des harmoniques du courant rotorique.

Rang de	Glissement	Fréquences f_{rh}
$h = 6\nu - 1$	$S_h = h(1 - s) + 1$	$S_h f_s, \left(S_h + \frac{1-s}{p} \right) f_s, \left(S_h - \frac{1-s}{p} \right) f_s$
$h = 6\nu + 1$	$S_h = h(1 - s) - 1$	$S_h f_s, \left(S_h + \frac{1-s}{p} \right) f_s, \left(S_h - \frac{1-s}{p} \right) f_s$

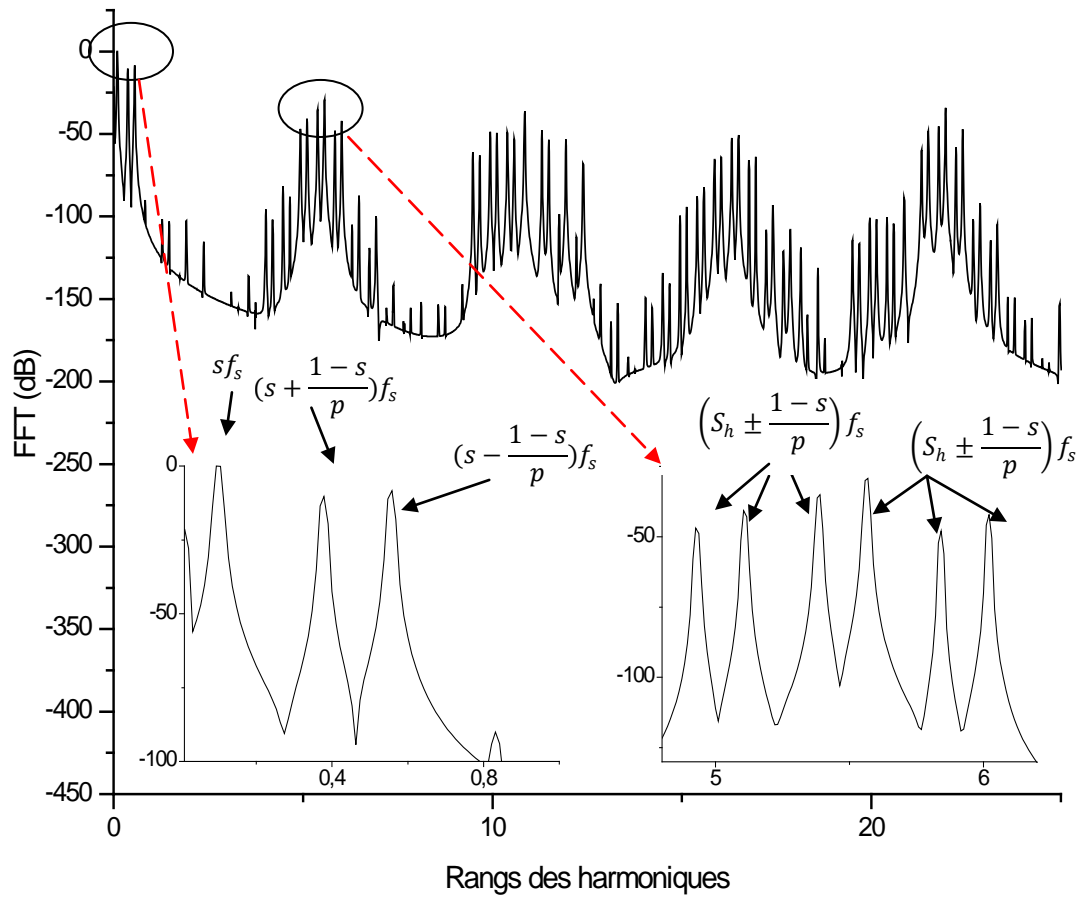


Figure IV.1 : Spectre fréquentiel du courant rotorique de la 11^{ème} maille pour une excentricité statique de 35 %

IV-2-2. Détermination des harmoniques du courant statorique :

La même analyse peut être faite avec le flux statorique. Ce dernier est la somme de deux produits : le produit du vecteur des courants rotoriques de fréquence f_{rh} avec la matrice des inductances mutuelles et le produit du vecteur des courants statoriques avec la matrice des inductances statoriques.

L'expression des inductances mutuelles donnée par l'équation (II.69), peut être réécrite sous forme d'une somme de trois matrices comme suit :

$$[M_{sr}] = [M_{sr}(hp)] + [M_{sr}(hp + 1)] + [M_{sr}(hp - 1)] \quad (IV.7)$$

avec:

$$[M_{sr}(hp)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{4\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos hp(\theta - \theta_0) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a - \frac{2\pi}{3p}\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a + \frac{2\pi}{3p}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

$$[M_{sr}(hp + 1)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 p \pi h (hp + 1)} \times \sin\left((hp + 1) \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos(hp + 1)(\theta - \theta_0) & \dots & \cos(hp + 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos(hp + 1)\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos(hp + 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a - \frac{2\pi}{3p}\right) \\ \cos(hp + 1)\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos(hp + 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a + \frac{2\pi}{3p}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$[M_{sr}(hp - 1)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 p \pi h (hp - 1)} \times \sin\left((hp - 1) \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos(hp - 1)(\theta - \theta_0) & \dots & \cos(hp - 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos(hp - 1)\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos(hp - 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a - \frac{2\pi}{3p}\right) \\ \cos(hp - 1)\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos(hp - 1)\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a + \frac{2\pi}{3p}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

Ainsi, la définition de 03 matrices d'inductances mutuelles et de 03 vecteurs de courants rotoriques permet de réécrire l'équation des flux statoriques sous la forme suivante :

$$[\psi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + \{[M_{sr}(hp)] + [M_{sr}(hp + 1)] + [M_{sr}(hp - 1)]\} \times \{[I_{rk}(h'p)] + [I_{rk}(h'p + 1)] + [I_{rk}(h'p - 1)]\} \quad (\text{IV.11})$$

Dans cette relation, pour pouvoir distinguer les différents termes, on a introduit le paramètre h' qui joue le même rôle que h .

Si on se concentre par exemple sur le terme ϕ_{sa} repris de (IV.11), dont l'expression est donnée par :

$$\phi_{sa} = [M_{sr}(hp)] \times \{[I_{rk}(h'p)] + [I_{rk}(h'p + 1)] + [I_{rk}(h'p - 1)]\} \quad (IV.12)$$

Alors, on peut écrire en remplaçant la matrice des inductances mutuelles et les vecteurs des courants rotoriques par leurs expressions :

$$\begin{aligned} \phi_{sa} = & \sum_{k=0}^{n_b-1} \sum_{h'=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times \\ & \left\{ I_{rhp} \left(\cos\left((hp\theta + S_{h'})\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (h+h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \cos\left((hp\theta - S_{h'})\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (h-h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\ & I_{rhp+1} \left(\cos\left(\left(hp\theta + \frac{(1-s)}{p} + S_{h'} \right) \omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\ & \quad \left. \left. + \cos\left(\left(hp\theta - \frac{(1-s)}{p} - S_{h'} \right) \omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\ & I_{rhp-1} \left(\cos\left(\left(hp\theta - \frac{(1-s)}{p} + S_{h'} \right) \omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\ & \quad \left. \left. + \cos\left(\left(hp\theta + \frac{(1-s)}{p} - S_{h'} \right) \omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right\} \end{aligned} \quad (IV.13)$$

En introduisant l'expression du glissement harmonique $S_{h'}$ et en remplaçant θ par sa valeur $\left(\frac{(1-s)\omega_s t}{p}\right)$ dans l'équation précédente, le terme ϕ_{sa} prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} = & \sum_{k=0}^{n_b-1} \sum_{h'=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times \\
& \left\{ I_{rhp} \left(\cos\left(\left((h+h')(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (h+h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(\left((h-h')(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (h-h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \right. \\
& I_{rhp+1} \left(\cos\left(\left(\frac{(h+h')p+1}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(\left(\frac{(h-h')p-1}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \right. \\
& I_{rhp-1} \left(\cos\left(\left(\frac{(h+h')p-1}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(\left(\frac{(h-h')p+1}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{IV.14}$$

En observant l'équation (IV.14), on voit bien que ϕ_{sa} est égal à zéro si et seulement si :

$$h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm h'\right)_{\lambda=1,2,\dots} \quad \text{ou} \quad h = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm h'\right)_{\lambda=1,2,\dots} \quad \text{ou} \quad h = \left(\frac{h'p \pm 1}{p}\right) \quad \text{ou} \quad h = h' \tag{IV.15}$$

Ces conditions étant respectées, on obtient :

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} = & M_{rhp} \left(\cos \omega_s t + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - \lambda n_b \theta_0\right) \right. \\
& \quad \left. + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - \lambda n_b \theta_0\right) \right) \\
& M_{rhp+1} \left(\cos(\omega_s t - \theta_0) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right. \\
& \quad \left. + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \right) \\
& M_{rhp-1} \left(\cos(\omega_s t + \theta_0) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \right. \\
& \quad \left. + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right)
\end{aligned} \tag{IV.16}$$

L'équation (IV.16) montre que, indépendamment de l'harmonique fondamental, il existe dans le spectre du flux statorique ϕ_{sa} des harmoniques de fréquences f_{ES} identiques à celles des HER dont l'expression est donnée par les équations (III. 13) et (III. 14).

En dérivant le flux ϕ_{sa} on peut montrer facilement que la FEM induite produit dans l'enroulement statorique, un courant qui contient les mêmes harmoniques.

Pour obtenir le spectre total du flux statorique, on réalise toutes les combinaisons possibles entre la matrice des inductances mutuelles et le vecteur des courants rotoriques. En se limitant par exemple au premier rang d'harmoniques de courant rotorique ($h' = 1$) on obtient les résultats regroupés dans le tableau (IV.2).

L'examen de ce tableau montre que l'excentricité statique ne modifie pas le contenu fréquentiel du courant statorique de la machine asynchrone, mais les rangs de ses harmoniques. Elle fait, en particulier, apparaître les rangs $h = \frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm 1$ et $h = \frac{\lambda n_b \pm 2}{p} \pm 1$, ce qui crée de nouveaux HER.

Remarque :

Ce que nous venons de considérer est un cas particulier d'alimentation dont la forme est purement sinusoïdale. Mais pour un cas plus général, nous remplaçons le nombre 1 dans les équations (III. 13) et (III. 14) par un nombre v que nous allons appeler le rang d'harmonique de temps. La forme générale devient donc :

$$\begin{cases} f_{SE} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1 - s) \pm v \right) f_s \\ v = 6k \pm 1 \end{cases} \quad (IV.17)$$

Tableau IV.2 : Les harmoniques du flux statorique représentant la contribution de chaque matrice d'inductances mutuelles et de chaque vecteur de courants rotoriques pour ($h' = 1$)

Combinassions	$[M_{sr}(hp)][I_{rk}(hp)]$		$[M_{sr}(hp)][I_{rk}(hp + 1)]$		$[M_{sr}(hp)][I_{rk}(hp - 1)]$	
Rang spatial	$\frac{\lambda n_b}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} - 1$
Fréquence	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$
Combinassions	$[M_{sr}(hp + 1)][I_{rk}(hp)]$		$[M_{sr}(hp + 1)][I_{rk}(hp + 1)]$		$[M_{sr}(hp + 1)][I_{rk}(hp - 1)]$	
Rang spatial	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b - 2}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b - 2}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b}{p} - 1$
Fréquence	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$
Combinassions	$[M_{sr}(hp - 1)][I_{rk}(hp)]$		$[M_{sr}(hp - 1)][I_{rk}(hp + 1)]$		$[M_{sr}(hp - 1)][I_{rk}(hp - 1)]$	
Rang spatial	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b + 2}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b}{p} - 1$	$\frac{\lambda n_b}{p} + 1$	$\frac{\lambda n_b + 2}{p} - 1$
Fréquence	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$

IV-3. Mécanisme de génération des harmoniques liés a l'excentricité dynamique :

En se basant toujours sur la méthodologie développée précédemment, on peut déterminer les harmoniques du courant statorique liés à l'excentricité dynamique. Recherchons tout d'abord l'expression des courants rotoriques, qui permette de tenir compte de l'excentricité dynamique.

IV-3-1. Expression des courants de la cage rotor rotorique :

Pour déterminer les courants circulant dans la cage rotorique en présence d'excentricité dynamique, on opère de la même façon que dans le cas précédent. En introduisant l'expression des courants statorique et l'expression des inductances mutuelles donnée par l'équation (II.82) dans l'équation (II.12), le flux rotorique prend la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 [\psi_{rk}] = [L_r][I_{rk}] &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \sin \frac{hpa}{2} \times \left[\cos \left(S_h \omega_s t + hp \begin{pmatrix} \vdots \\ k - \frac{1}{2} \\ \vdots \end{pmatrix} a - hp\theta_0 \right) \right]_{k=0, n_b-1} \\
 &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \frac{hp}{2(hp+1)} \times \\
 &\sin \left(\frac{(hp+1)a}{2} \right) \left[\cos \left(S_h \omega_s t + (hp+1) \begin{pmatrix} \vdots \\ k - \frac{1}{2} \\ \vdots \end{pmatrix} a - hp\theta_0 \right) \right]_{k=0, n_b-1} \\
 &+ \frac{1}{2} I_{sm} \sum_{h=1}^{\infty} M_h^{sr} \frac{hp}{2(hp-1)} \times \\
 &+ \sin \left(\frac{(hp-1)a}{2} \right) \left[\cos \left(S_h \omega_s t + (hp-1) \begin{pmatrix} \vdots \\ k - \frac{1}{2} \\ \vdots \end{pmatrix} a - hp\theta_0 \right) \right]_{k=0, n_b-1}
 \end{aligned} \tag{IV.18}$$

La dérivée du flux va créer des FEM produisant des courants I_{rk} dans les mailles rotoriques de la même forme. Ces courants, ont les mêmes fréquences que ceux qui circulent dans l'ensemble des mailles rotoriques dans le cas d'un fonctionnement sain. Notons que contrairement à ces derniers, les courant dues à l'excentricité dynamique sont décalé en phase l'un par rapport à l'autre par les angles $(hp+1) \left(k - \frac{1}{2} \right) a - hp\theta_0$ et $(hp-1) \left(k - \frac{1}{2} \right) a - hp\theta_0$. Ces courants sont donc, la superposition de 03 vecteurs :

IV-3-2. Détermination des harmoniques du courant statorique :

Les courants rotoriques étant maintenant définie, l'étape suivante de notre travail et de trouver l'expression analytique des raies du spectre du courant statorique. Comme dans le cas d'excentricité statique, l'expression des inductances mutuelles données par l'équation (II.82) peut être réécrite sous forme d'une somme de trois matrices comme suit :

$$[M_{sr}(hp)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{4\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos hp(\theta - \theta_0) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a - \frac{2\pi}{3p}\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \left(k - \frac{1}{2}\right)a + \frac{2\pi}{3p}\right) \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

$$[M_{sr}(hp + 1)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 p \pi h (hp + 1)} \times \sin\left((hp + 1) \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos hp(\theta - \theta_0) & \dots & \cos\left(hp(\theta - \theta_0) + (hp + 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos\left(hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) + (hp + 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos\left(hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) + (hp + 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

$$[M_{sr}(hp - 1)] = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wn}}{g_0 p \pi h (hp - 1)} \times \sin\left((hp - 1) \frac{a}{2}\right) \begin{bmatrix} \cos hp(\theta - \theta_0) & \dots & \cos\left(hp(\theta - \theta_0) + (hp - 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos\left(hp\left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}\right) + (hp - 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \\ \cos hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) & \dots & \cos\left(hp\left(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}\right) + (hp - 1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a\right) \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

L'expression des raies du spectre du flux statorique en présence d'excentricité dynamique s'obtient de la même façon que dans le cas d'excentricité statique. Si on se concentre par exemple sur le terme ϕ_{sa} donnée par l'équation (IV.12), alors on peut écrire en remplaçant la matrice des inductances et les vecteurs des courants rotoriques par leurs expressions :

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} = & \sum_{k=0}^{n_b-1} \sum_{h'=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times \\
& \left\{ I_{rhp} \left(\cos\left((hp\theta + S_{h'})\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (h+h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left((hp\theta - S_{h'})\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (h-h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\
& I_{rhp+1} \left(\cos\left((hp\theta + S_{h'})\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left((hp\theta - S_{h'})\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\
& I_{rhp-1} \left(\cos\left((hp\theta + S_{h'})\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left((hp\theta - S_{h'})\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{IV.25}$$

En introduisant l'expression du glissement harmonique $S_{h'}$ et en remplaçant θ par sa valeur $\left(\frac{(1-s)\omega_s t}{p}\right)$ dans l'équation précédente, le terme ϕ_{sa} prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\phi_{sa} = & \sum_{k=0}^{n_b-1} \sum_{h'=6v\pm 1}^{\infty} \sum_{h=6v\pm 1}^{\infty} \frac{2\mu_0 r l N_t k_{wh}}{g_0 \pi (ph)^2} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \times \\
& \left\{ I_{rhp} \left(\cos\left(((h+h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (h+h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(((h-h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (h-h')p\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\
& I_{rhp+1} \left(\cos\left(((h+h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(((h-h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right. \\
& I_{rhp-1} \left(\cos\left(((h+h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h+h')p\theta_0 + (hp+h'p-1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right. \\
& \quad \left. \left. + \cos\left(((h-h')(1-s) \pm 1)\omega_s t - (h-h')p\theta_0 + (hp-h'p+1)\left(k - \frac{1}{2}\right)a \right) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{IV.26}$$

En observant l'équation (IV.26), on voit bien que ϕ_{sa} est égal a zéro si et seulement si :

$$h = h' \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm h' \right)_{\lambda=1,2,..}, \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm h' \right)_{\lambda=1,2,..} \text{ ou } h = \left(\frac{h' p \pm 1}{p} \right) \quad (\text{IV.27})$$

Ces conditions étant respectées, le terme ϕ_{sa} s'écrit:

$$\begin{aligned} \phi_{sa} = & M_{rhp} \left(\cos \omega_s t + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - \lambda n_b \theta_0 \right) \right. \\ & \left. + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - \lambda n_b \theta_0 \right) \right) \\ & M_{rhp+1} \left(\cos(\omega_s t - \theta_0) + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - (\lambda n_b - 1) \theta_0 \right) \right. \\ & \left. + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - (\lambda n_b + 1) \theta_0 \right) \right) \\ & M_{rhp-1} \left(\cos(\omega_s t + \theta_0) + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - (\lambda n_b + 1) \theta_0 \right) \right. \\ & \left. + \cos \left(\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p} (1-s) \pm 1 \right) \omega_s t - (\lambda n_b - 1) \theta_0 \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

A l'examen de cette équation, il parait qu'en plus de l'harmonique fondamental du flux ($h=1$) et des HER, le spectre du flux statorique possède des harmoniques de rang élevé dus à l'excentricité dynamique, dont les fréquences f_{Ed} sont données par :

$$f_{Ed} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} (1-s) \pm 1 \right) f_s \quad (\text{IV.29})$$

La dérivée de flux va créer des FEM produisant des courants dans l'enroulement statorique de même forme. Si on reprend maintenant les mêmes développements pour l'ensemble de l'expression (IV.11) (i.e pour toutes les combinaisons possibles entre inductances mutuelles et courants rotoriques), et en se limitant au premier rang d'harmoniques de courant rotorique ($h' = 1$) alors on obtient les résultats regroupés dans le tableau (IV.3). Le contenu de ces cases donne les rangs et les fréquences de ces harmoniques.

Tableau (IV.3). Les harmoniques du flux statorique représentant la contribution de chaque matrice d'inductances mutuelles et de chaque vecteur de courants rotorique.

	Rangs	Fréquences		Rangs	Fréquences		Rangs	Fréquences
$[M_{sr}(hp)]$ $[I_{rk}(hp)]$	1	f_s	$[M_{sr}(hp+1)]$ $[I_{rk}(hp)]$	$\frac{p-1}{p}$	$\left(1 - \frac{1-s}{p}\right) f_s$	$[M_{sr}(hp-1)]$ $[I_{rk}(hp)]$	$\frac{p+1}{p}$	$\left(1 + \frac{1-s}{p}\right) f_s$
	$\frac{\lambda n_b}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 1}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 1}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-s) + 1\right) f_s$
	$\frac{\lambda n_b}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 1}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 1}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-s) - 1\right) f_s$
$[M_{sr}(hp)]$ $[I_{rk}(hp+1)]$	$\frac{p+1}{p}$	$\left(1 + \frac{1-s}{p}\right) f_s$	$[M_{sr}(hp+1)]$ $[I_{rk}(hp+1)]$	1	f_s	$[M_{sr}(hp-1)]$ $[I_{rk}(hp+1)]$	$\frac{p+2}{p}$	$\left(1 + 2\frac{1-s}{p}\right) f_s$
	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 1}{p}$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 2}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 2}{p}(1-s) + 1\right) f_s$
	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 2}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 2}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 1}{p}$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$
	$\frac{p-1}{p}$	$\left(1 - \frac{1-s}{p}\right) f_s$	$[M_{sr}(hp+1)]$ $[I_{rk}(hp-1)]$	$\frac{p-2}{p}$	$\left(1 - 2\frac{1-s}{p}\right) f_s$	$[M_{sr}(hp-1)]$ $[I_{rk}(hp-1)]$	1	f_s
	$\frac{\lambda n_b - 1}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 2}{p} + 1$	$\left(\frac{\lambda n_b - 2}{p}(1-s) + 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 1}{p}$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) + 1\right) f_s$
	$\frac{\lambda n_b + 1}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b - 1}{p}$	$\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-s) - 1\right) f_s$		$\frac{\lambda n_b + 2}{p} - 1$	$\left(\frac{\lambda n_b + 2}{p}(1-s) - 1\right) f_s$

L'examen de ce tableau indique que, l'excentricité dynamique introduit à la fois de nouveaux rangs et de nouvelles fréquences dans le spectre du courant statorique. On constate notamment, qu'en plus du fondamental, le spectre du courant statorique possède des harmoniques de rang élevé :

$$f_{Ed} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 2}{p} (1 - s) \pm 1 \right) f_s \quad (\text{IV. 30})$$

IV-4. Mécanisme de génération des harmoniques liés à la coexistence de l'excentricité et le défaut de barres :

Parmi les défauts combinés les plus importants dans une machine asynchrone on trouve l'excentricité et la cassure de barres rotoriques. En effet, une fois survenu ce défaut peut affecter les performances globales de la machine. De plus, l'étude de ce défaut en particulier au même titre que les autres types de défauts combinés, en générale, présente un manque dans la littérature mondiale. Ainsi une partie de notre travail, dans ce chapitre, s'est orienté vers le développement d'étude dans ce domaine. Deux cas sont considérés : le premier concerne la cassure de barres et l'excentricité statique, le deuxième retient l'excentricité dynamique et la cassure de barres.

En suivant la même démarche développée dans les sections précédentes, on peut établir la signature de ces défauts combinés dans les courants statoriques de la machine asynchrone. Nous avons vu dans le troisième chapitre, qu'en vertu du phénomène de déséquilibre des courants rotorique $I_{rk} \neq I_{rm}$, la signature du défaut de barre dans le courant statorique se déduit des fréquences des HER en considérant que le rang (h) n'est plus gouverné par la relation (III.11). Il en découle immédiatement, que :

- D'une part, les harmoniques dans le courant statorique dus à la coexistence du défaut de barres et de l'excentricité statique admettent comme fréquences :

$$f_{ES+BC}(h) = \begin{cases} \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} (1 - s) \pm s \right) f_s \\ \left(\frac{\lambda n_b \pm 2}{p} (1 - s) \pm s \right) f_s \\ (h(1 - s) \pm s) f_s \end{cases} \quad (\text{IV. 31})$$

Avec $h = 6k \pm 1$

A l'examen de cette équation, il paraît que si une excentricité statique est accompagné en même temps d'une cassure de barres rotoriques, il va y avoir en plus des harmoniques liés à chaque défaut, d'autre harmoniques autour du fondamental ainsi qu'autour des HER.

- D'une autre part, les harmoniques dans le courant statorique dus à la coexistence du défaut de barres et de l'excentricité dynamique admettent comme fréquences:

$$f_{ED+BC}(h) = (h(1 - s) \pm s)f_s \quad (IV.32)$$

A l'examen de cette équation, il paraît que la présence simultanée du défaut de barre et de l'excentricité dynamique se traduit par l'apparition seulement des harmoniques liés à chaque défaut. En effet, contrairement au cas précédent, aucun harmonique additionnel ne peut surgir suite à ce type de variation.

IV-5. Résultats de simulation :

Pour l'aspect simulation, nous avons scindé notre travail en trois parties : Les première et deuxième parties concernent, respectivement, l'analyse de l'influence de l'excentricité statique et de l'excentricité dynamique, sur le courant statorique. La dernière partie retient l'analyse du courant statorique, lorsque une excentricité est accompagné en même temps d'une cassure de barres rotoriques. On distingue les cas d'une excentricité statique accompagnée de barres cassées et d'excentricité dynamique accompagnée de barres cassées. Cette étude s'impose dans le but de voir s'il existe une influence de l'un des défauts sur les harmoniques caractéristiques de l'autre.

IV-5-1. Excentricité statique :

Nous avons effectué 02 simulations pour analyser le courant statorique de la machine asynchrone en présence d'excentricité statique. Nous avons, dans un premier temps, analysé ce signal pour une machine ayant 22 barres et 4 pole.

La figure (IV.3) représente le spectre du courant statorique pour une excentricité statique caractérisé par $\delta_s = 35\%$. Nous pouvons voir nettement, l'apparition de composantes harmoniques aux fréquences données par l'équation (III.13) et (III.14).

Comme il a été prévu par notre étude théorique, nous pouvons remarquer que :

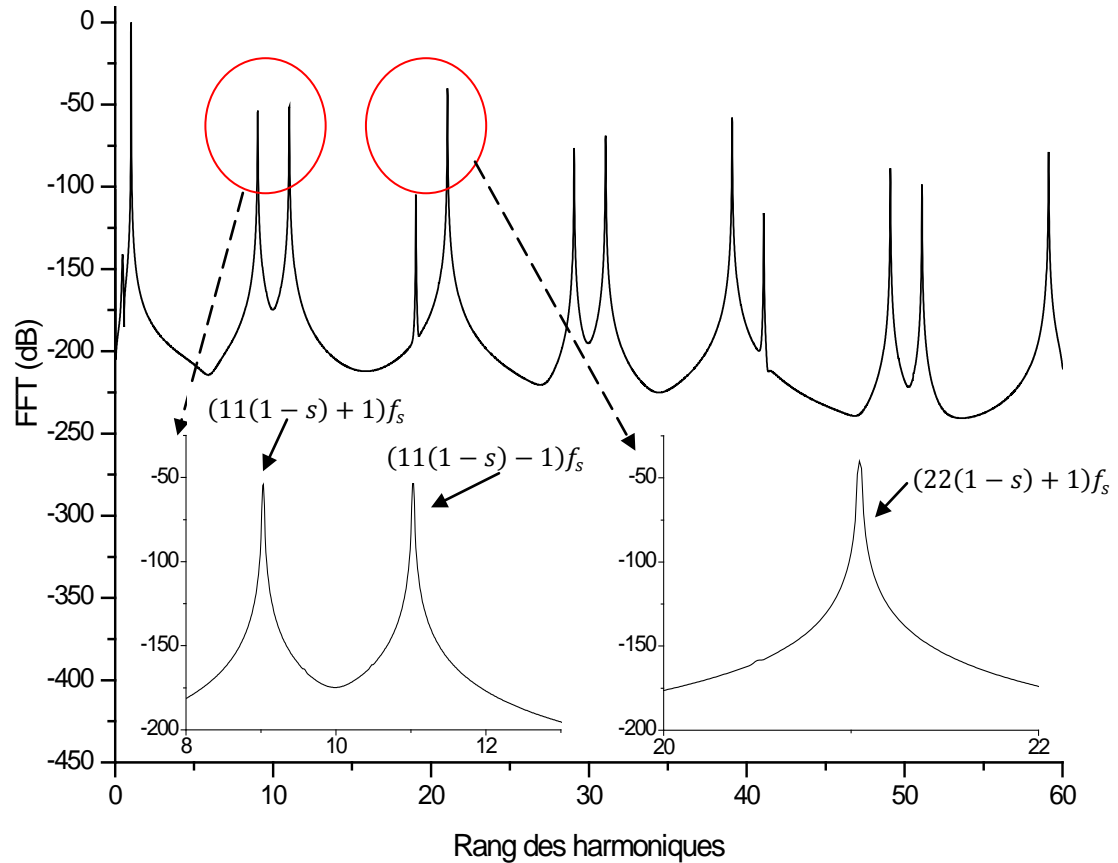


Figure IV.3 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 22 barres avec un défaut d'excentricité statique de 30%.

- Pour $\lambda = 1$: Contrairement au cas où la machine est saine, les deux HER sont présents sur le spectre du courant statorique. Ceci se justifie par le fait qu'en présence d'excentricité statique le rang associé au premier HER de fréquence $\left(\left(\frac{22}{2}(1-s) + 1\right)f_s = 550,8 \text{ Hz}\right)$ passe de $\left(\frac{22}{2} + 1 = 12\right)$ à $\left(\frac{22+2}{2} + 1 = 13\right)$, ainsi que le rang associé au deuxième HER de fréquence $\left(\left(\frac{22}{2}(1-s) - 1\right)f_s = 450,8 \text{ Hz}\right)$ passe de $\left(\frac{22}{2} - 1 = 10\right)$ à $\left(\frac{22-2}{2} + 1 = 11\right)$, et ces deux rangs (13 et 11) appartiennent à l'ensemble G donnée par l'équation (IV.73).

- Pour $\lambda = 2$: Le deuxième HER n'est pas présent sur le spectre du courant statorique malgré l'existence de l'excentricité statique. Ceci se justifie par le fait que tous les rangs qui peuvent être associé à cet harmonique, n'appartiennent pas à l'ensemble G.

- Pour $\lambda = 3$: Aucun des deux HER n'est présent sur le spectre du courant statorique, et ceci pour la même raison.

Dans un second temps, et afin de montrer que le choix du nombre de barre rotoriques influe directement sur l'existence des harmoniques liés à l'excentricité statique, nous avons effectué une simulation portant sur une machine ayant 24 barres. Les résultats sont présentés dans la figure (IV.8).

Il est clair que le spectre du courant statorique dans le cas d'une excentricité statique est identique à celui d'une machine saine. Ceci nous amène à dire que ce défaut ne se manifeste pas par la création d'harmoniques supplémentaires dans le spectre du courants statorique pour toutes les machines. D'autre part, nous constatons que les amplitudes des deux premiers HER augmentent par comparaison à ceux d'un moteur sain. La variation des amplitudes des HER pour une charge fixe est une indication sur la présence du défaut d'excentricité statique. Ceci requit au préalable la connaissance du spectre du courant dans le cas d'un fonctionnement sans défaut afin de faire la comparaison.

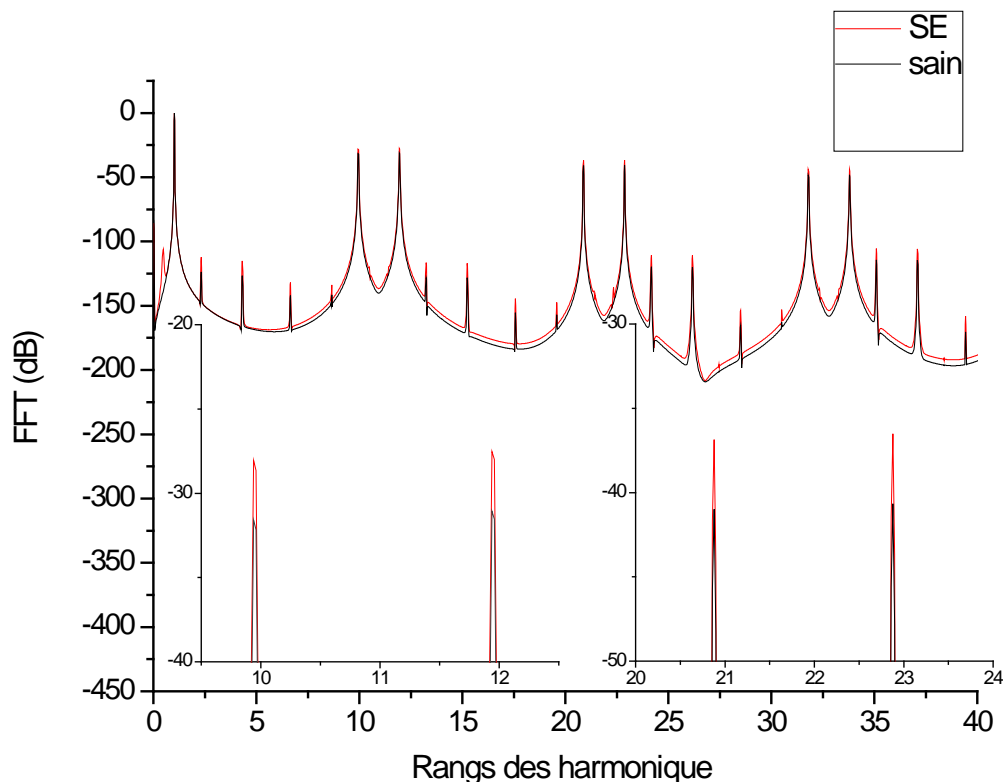


Figure IV.4 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 24 barres : a) pour un fonctionnement sain. b) avec un défaut d'excentricité statique de 35%

IV-5-2. Excentricité dynamique :

Nous avons effectué la simulation dans les mêmes conditions qu'avec l'excentricité statique. La figure IV-5 représente le spectre du courant statorique pour $\delta_d = 35\%$. On remarque bien l'apparition des mêmes raies observées dans le spectre issu de la simulation de la machine en cas de fonctionnement sain. Mais en addition, on remarque que le défaut d'excentricité dynamique fait apparaître de nouvelles raies aux fréquences prévues théoriquement.

Pour $\lambda = 1$: on retrouve la raie de fréquence ($f_{DE1} = \left(\frac{22+2}{2}(1-s) + 1\right) f_s = 596,4 \text{ Hz}$) et de rang $\frac{22+2}{2} + 1 = 13$, ainsi que la raie de fréquence ($f_{DE2} = \left(\frac{22+2}{2}(1-s) - 1\right) f_s = 496,4 \text{ Hz}$) et de rang $\frac{22+2}{2} - 1 = 11$. La présence de ces 02 HER ce justifie de la même manière qu'a été justifié la présence des mêmes liés à l'excentricité statique.

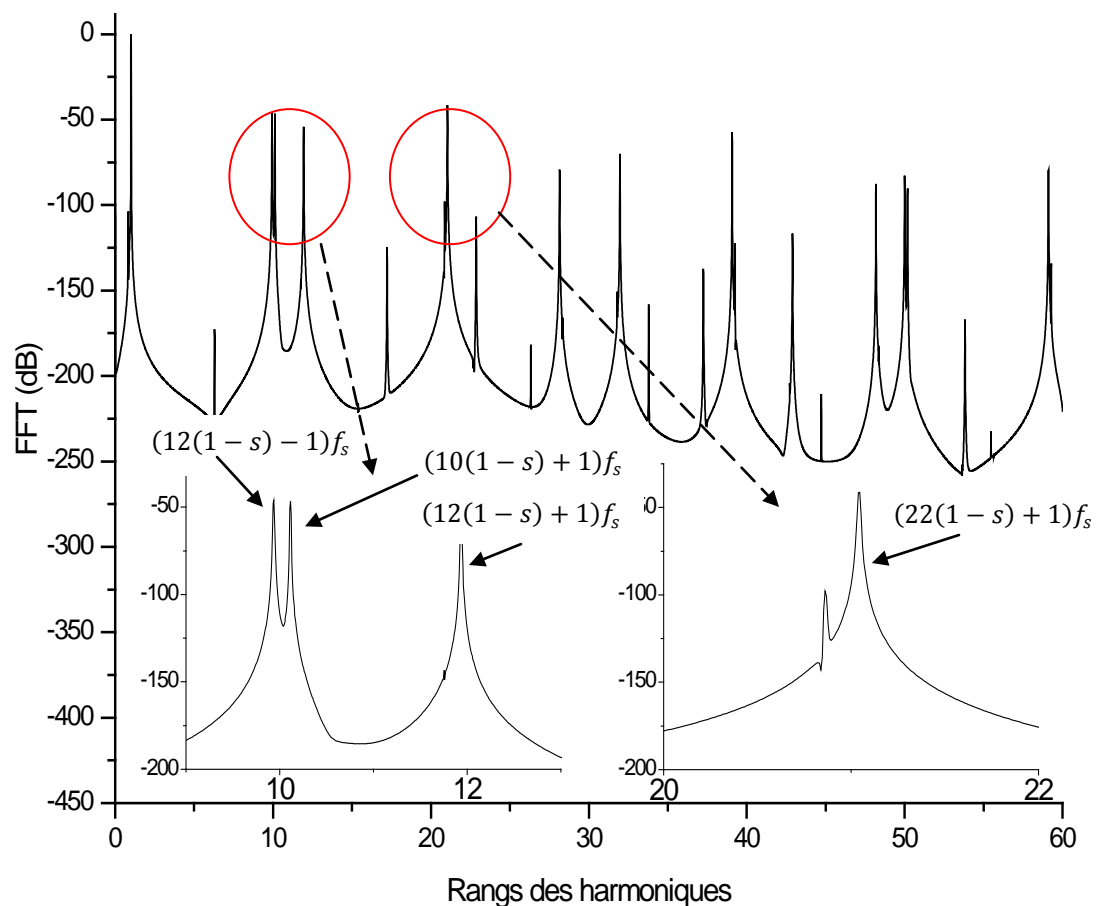


Figure IV.5 : Spectre fréquentiel du courant statorique d'une machine ayant 22 barres avec un défaut d'excentricité dynamique de 35%.

Ces quelques exemples montrent que les résultats de simulation sont bien conformes à notre développement théorique (tableau IV.3).

Par ailleurs, la comparaison entre le spectre du courant statorique relatif à l'excentricité statique et celui relatif à l'excentricité dynamique montre que :

- Des différences notables apparaissent dans la plage fréquentielle [450,600 Hz]. En effet les 02 harmoniques liés à d'excentricité dynamique se manifestent à des fréquences différentes de celles observées dans le cas de l'excentricité statique, qui eux sont les mêmes que celles des HER.
- En plus de f_{DE1} et f_{DE2} , il existe un troisième harmonique de fréquence, $\left(f_{DE3} \left(\frac{22-2}{2}(1-s) + 1\right) f_s = 505,3 \text{ Hz}\right)$ et de rang $\frac{22-2}{2} + 1 = 11$ lié à l'excentricité dynamique.

De cette analyse nous pouvons affirmer que, l'excentricité dynamique introduit à la fois de nouveaux rangs et de nouvelles fréquences dans le spectre du courant statorique. Tandis que l'excentricité statique ne modifie pas le contenu fréquentiel du courant statorique de la machine asynchrone, mais les rangs de ses harmoniques.

IV-5-3. Défauts combinés : Excentricité + cassure de barres :

Dans la dernière partie, nous avons testé par simulation la validité du modèle et de la prédiction des harmoniques liés à la coexistence de l'excentricité rotorique et du défaut de barres, établies dans les paragraphes précédents.

IV-5-3-1. Excentricité statique + cassure de barres :

Dans un premier temps, nous avons introduit dans une machine ayant 02 barres cassées, une excentricité statique caractérisée par $\delta_s = 35\%$. La machine tourne à une vitesse de 1366 tours/min, ce qui correspond à un glissement $s = 0,089$. La connaissance du glissement et de la fréquence d'alimentation permet de calculer les fréquences de défaut dans le courants statorique grâce à la relation (IV.31)

La figure (IV.6) représente le courant statorique et différentes parties de son spectre respectivement autour du fondamental et autour des harmoniques liés à l'excentricité statique. Nous remarquons:

- La présence des mêmes raies observées dans le cas du fonctionnement avec seulement le défaut de cassure de barre. Exemple $(1 - 2s)f_s$
- La présence des mêmes raies observées dans le cas du fonctionnement avec seulement le défaut d'excentricité statique. Exemple $20f_r - sf_s$ et $24f_r + sf_s$.
- La présence de raies supplémentaires aussi bien autour du fondamental qu'autour des harmoniques d'espace de rang 5, 7, ... HER1..etc. Exemple $f_r + sf_s = 27.23$ et $21f_r - sf_s = 473$.

Sur le tableau I.1, en nous servant de la relation (IV.31), nous avons recueilli les valeurs de fréquences de défaut calculées. L'analyse comparative de ces informations montre que les harmoniques de défaut pré-calculés sont tous présents dans le spectre de la figure.

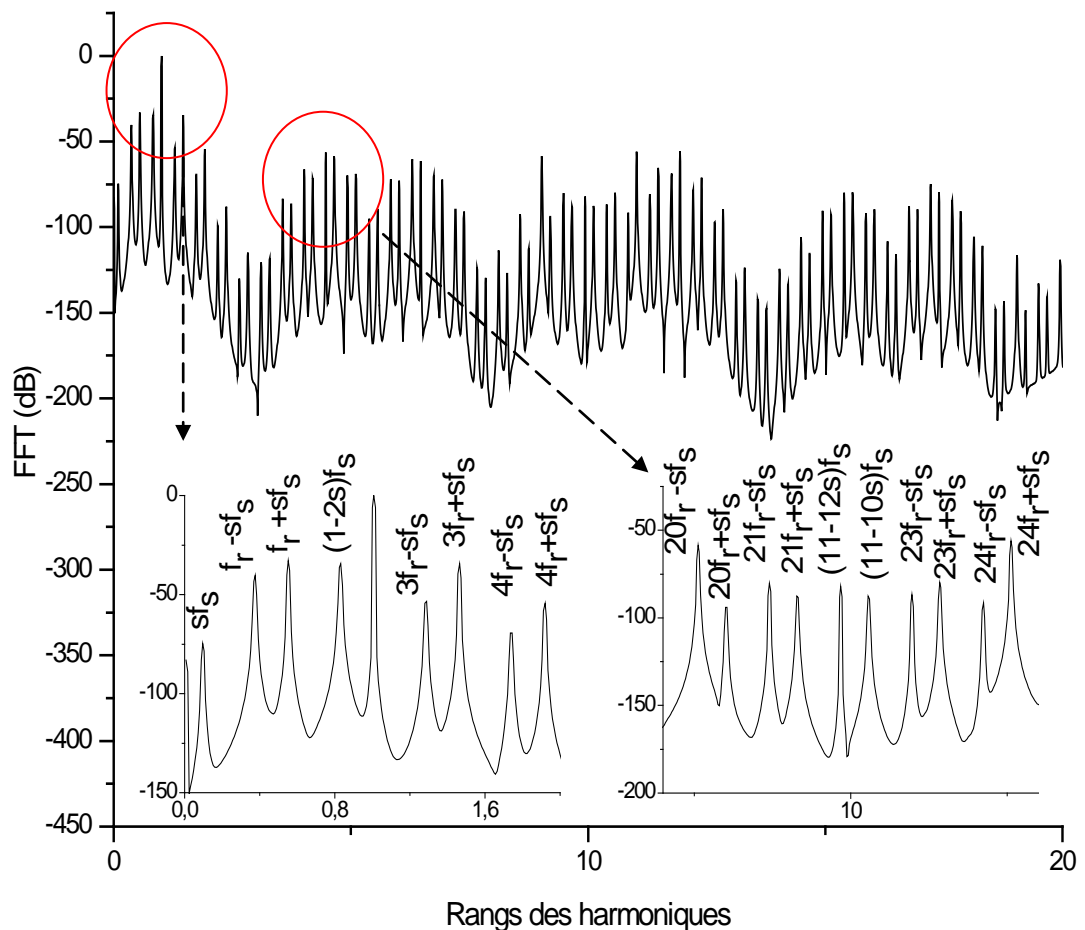


Figure IV.6 : Spectre fréquentiel du courant statorique avec cassure de 02 barres et de 35% d'excentricité statique.

Tableau IV.4 : Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure IV.6

	$f_{sb} = (h(1-s) \pm s)f_s$	$f_{sb} = \left(hp \pm 1\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm s\right) f_s$	$f_{sb} = \left(hp \pm 2\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm s\right) f_s$
$h = 1$	$f_s = 50$	$f_r + sf_s = 27.23$	$4f_r + sf_s = 95.93$
		$f_r - sf_s = 18.30$	$4f_r - sf_s = 86.60$
	$(1 - 2s)f_s = 41.06$	$3f_r + sf_s = 72.76$	$sf_s = 4.64$
		$3f_r - sf_s = 63.83$	$sf_s = 4.64$
$h = 11$	$(11 - 10s)f_s = 505,3$	$21f_r + sf_s = 482.5$	$20f_r + sf_s = 459.3$
		$21f_r - sf_s = 473.5$	$20f_r - sf_s = 450.8$
	$(11 - 12s)f_s = 492$	$23f_r + sf_s = 528,1$	$24f_r + sf_s = 550.8$
		$23f_r - sf_s = 519, 16$	$24f_r - sf_s = 541, 9$

La simulation du fonctionnement en faisant varier le degré d'excentricité statique est l'un des moyens qui nous permet d'inspecter la sensibilité de ces raies, et de prédire leurs lois de variation. Pour cela, nous avons exploité le contenu spectral du courant statorique en nous plaçant les plages de fréquence [0 Hz ; 100Hz] et [400 Hz ; 600 Hz]. Les tableaux (IV.5) et (IV.6) regroupent les amplitudes des raies du défaut combiné pour un nombre de barres cassées égal à 2 et pour différentes valeurs de δ_s

Tableau IV.5 : Amplitudes des raies caractérisant le défaut combiné autour de la fondamentale pour 2 barres cassées.

	$\delta_s = 15\%$	$\delta_s = 25\%$	$\delta_s = 35\%$	$\delta_s = 45\%$
$f_r + sf_s$	-41.1	-36.4	-32.9	-30
$f_r - sf_s$	-48.6	-43.3	-40.5	-37.5
$3f_r + sf_s$	-42.2	-37.6	-34.5	-32
$3f_r - sf_s$	-61.6	-57	-53.8	-51.3
$4f_r + sf_s$	-69.8	-60.6	-54.3	-49.3
$4f_r - sf_s$	-84.8	-75.7	-69.4	-64.4
sf_s	-89.3	-80.48	-74.7	-70.4
$(1 - 2s)f_s$	-34.5	-34.4	-34.3	-34.4

Tableau IV.6 : Amplitudes des raies caractérisant le défaut combiné autour du premier RSH pour 2 barres cassées.

	$\delta_s = 15\%$	$\delta_s = 25\%$	$\delta_s = 35\%$	$\delta_s = 45\%$
$(11 - 10s)f_s$	-89	88,5	-87.5	-86.2
$(11 - 12s)f_s$	-83.6	83	-82	-80.6
$21f_r + sf_s$	-98.2	92.5	-87.5	-82.8
$21f_r - sf_s$	-90.9	85.1	-80.1	-75.2
$23f_r + sf_s$	-91.5	85.2	-80.8	-74.3
$23f_r - sf_s$	-98.2	92	-86.6	-81.1
$20f_r + sf_s$	-110	-100.6	-94	-88.4
$20f_r - sf_s$	-74.4	65.1	-58.6	53.2
$24f_r + sf_s$	-71.8	-62	-55.9	-50.5
$24f_r - sf_s$	-107.6	-98.2	-91.5	-85.9

Les points qui ressortent de l'analyse faite sur ces deux tableaux sont :

- Pour un même nombre de barres cassées, l'augmentation du degré d'excentricité statique δ_s contribue de sa part à faire évoluer l'amplitude des raies caractéristiques du défaut d'excentricité statique. Par contre, l'amplitude des harmoniques relatifs au défaut de barres semble être insensible à cette variation.
- Les amplitudes des harmoniques supplémentaire autour du fondamental et du premier HER évoluent aussi avec l'augmentation du degré d'excentricité statique. Cependant, un constat important s'impose, c'est qu'elles sont plus significative que celles des autres harmoniques.

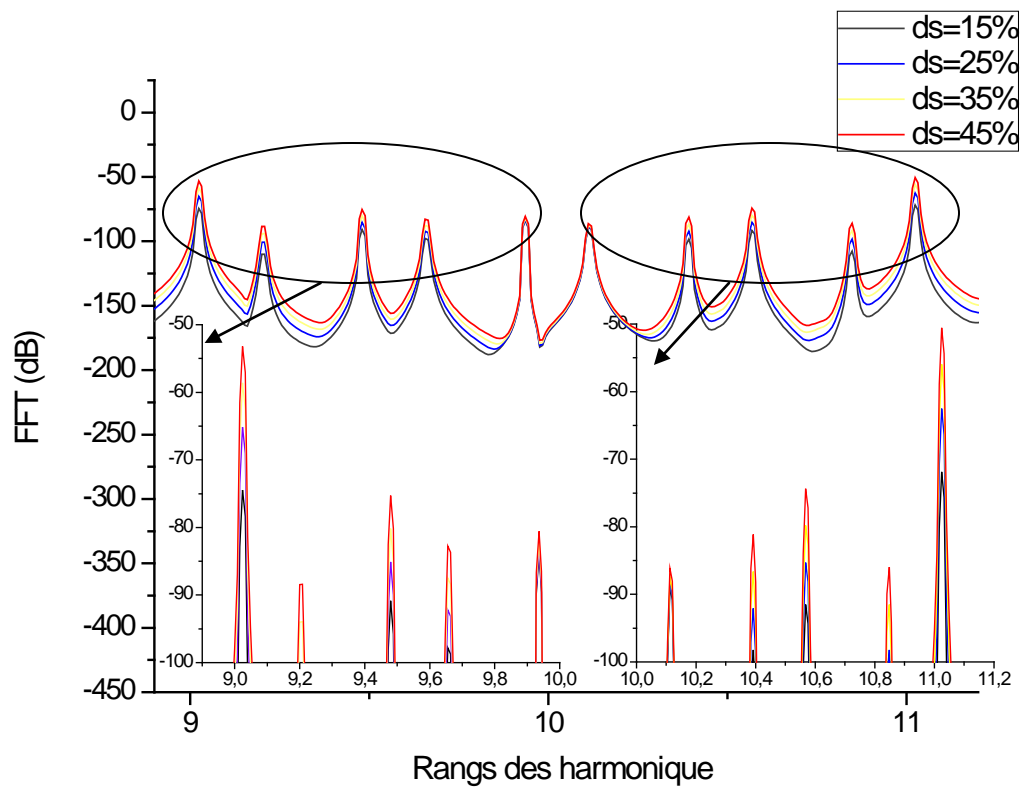
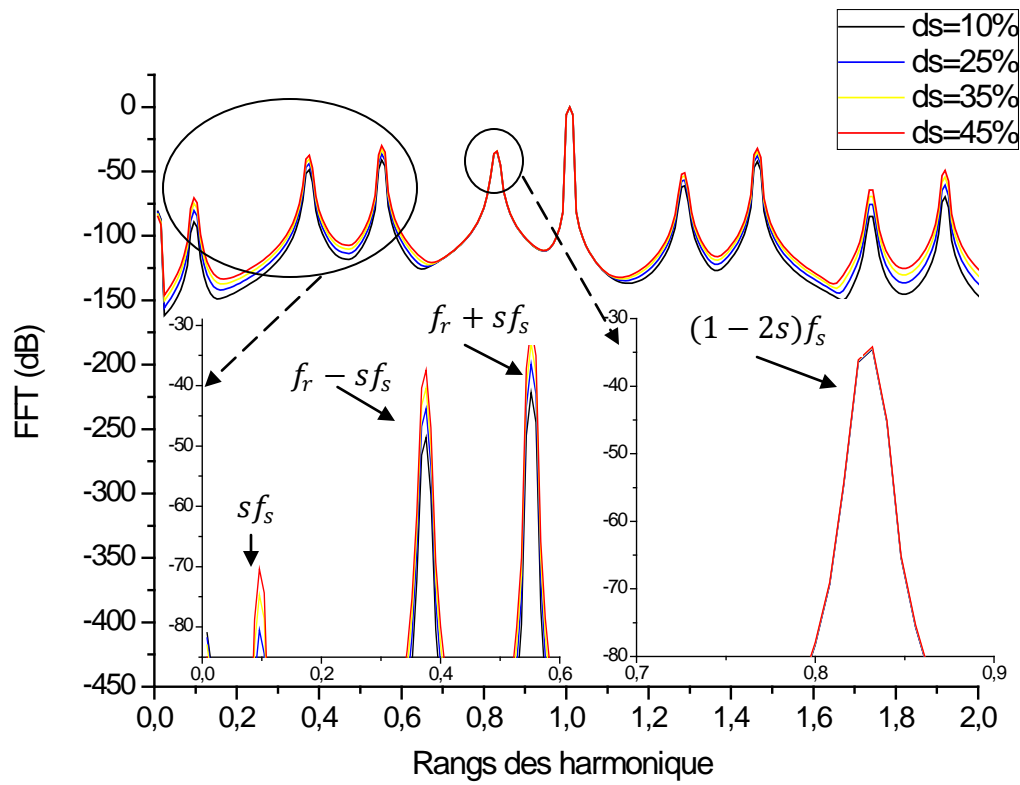


Figure IV.7 : Spectre fréquentiel du courant statorique pour différent valeur de δ_s .

IV-5-3-2. Excentricité dynamique + cassure de barre :

Dans un second temps, nous avons introduit dans la machine ayant 02 barres cassées, une excentricité dynamique caractérisée par $\delta_d = 35\%$.

La figure (IV.8) donne le spectre du courant statorique. Pour mieux visualiser la présence des raies de défaut, nous avons effectué un zoom sur les plages de fréquence [0 Hz ; 200Hz] et [200 Hz ; 500 Hz]. Sur le tableau (IV.7), en nous servant de la relation (IV.32), nous avons recueilli les valeurs de fréquences de défaut calculées. L'examen de ces valeurs des fréquences et du spectre du courant statorique permet de conclure avec certitude la présence de défaut combiné puisque les deux informations sont cohérentes.

De plus, comme il a été prévu par notre étude théorique, le spectre du courant statorique contient seulement les harmoniques caractéristiques de chaque défaut (il n'y a pas d'harmonique supplémentaires). Cependant un constat important s'impose c'est que :

Dans la plage fréquentielle [400,100] : les raies caractérisant la cassure de barres et celle indiquant l'excentricité dynamique, sont superposées du fait qu'elles se manifestent aux mêmes fréquences. Effectivement, les fréquences $f_{Ed+Bc1} = 596,4$ Hz, et $f_{ES+Bc2} = 496,4$ Hz, vérifient en même temps l'expression relative aux fréquences du défauts de barres (équation III.12) et celle relative aux fréquences d'excentricité dynamique (équation IV.30). C'est la raison pour la quelle on se permet de dire que le défaut de barre peut voiler un défaut d'excentricité dynamique.

Tableau IV.7 : Tableau donnant les fréquences de défaut présentées dans la figure IV.8

h	$f_{sb} = (h(1-s) \pm s)f_s$ [Hz]
1	$f_s = 50$
	$(1-2s)f_s = 41,06$
5	$(5-6s)f_s = 223,2$
	$(5-4s)f_s = 232,13$
11	$(11-10s)f_s = 505,3$
	$(11-12s)f_s = 496,4$
13	$(13-14s)f_s = 587,4$
	$(13-12s)f_s = 596,4$

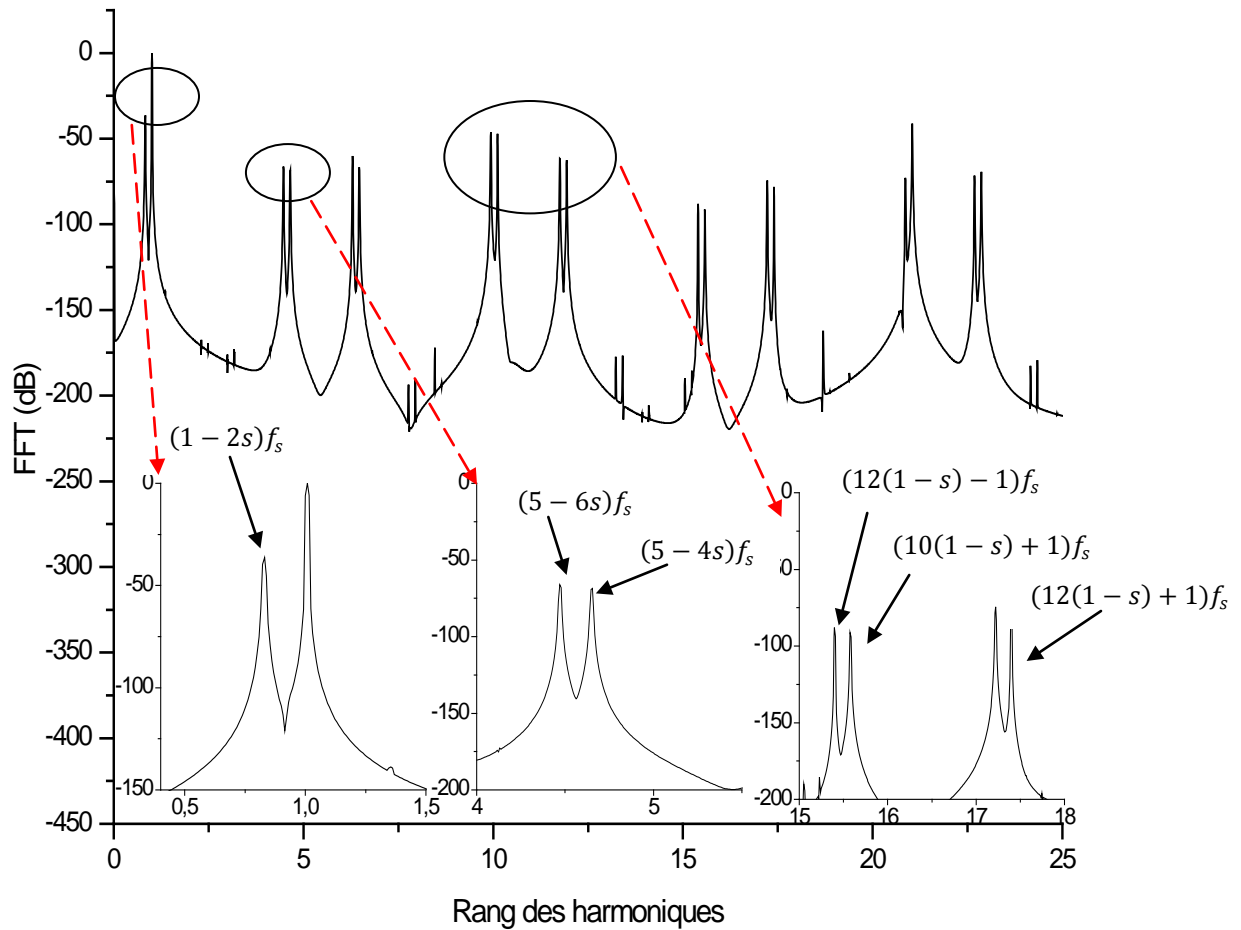


Figure IV.8 : Spectre fréquentiel du courant statorique avec cassure de 02 barres et de 35% d'excentricité dynamique.

Par contre, Dans la plage fréquentielle [0,100 Hz] : on peut détecter facilement la raie caractérisant la cassure de barres, et cela malgré la présence de l'excentricité dynamique. Il en résulte qu'un défaut d'excentricité dynamique ne peut pas voiler un défaut de barre.

IV.6. Conclusion :

Nous avons, dans ce chapitre analysé les effets de la non uniformité de l'entrefer rencontrée dans le cas d'excentricité rotorique, sur le courant statorique de la machine asynchrone. Notre apport a porté sur le développement d'une méthode générale destinée à caractériser le contenu fréquentiel du courant statorique en présence d'une part, d'excentricité statique, et d'autre part d'excentricité dynamique. Les résultats obtenus sont intéressants, du fait que tous les raies prédits par les développements analytiques peuvent être observées dans les spectres issus de la simulation. Pour rappel, on a montré que l'excentricité statique ne modifie pas le contenu fréquentiel du courant statorique de la machine asynchrone, mais les rangs de ses harmoniques. En revanche l'excentricité dynamique introduit dans le spectre du courant statorique à la fois de nouveaux rangs et de nouvelles fréquences.

Par ailleurs, étant donné que les défauts peuvent coexister, nous avons exposé un cas de cassure de barre rotorique accompagné d'une excentricité statique, et un cas de cassure de barre rotorique accompagné d'une excentricité dynamique. L'objectif est de tirer des enseignements concernant les harmoniques caractéristiques de chacun de ces deux défauts combinés. Nous avons pu mettre en évidence un point important, dont les conséquences peuvent être intéressantes quand il s'agit de détecter les défauts de la machine par l'analyse du courant statorique. En effet, nous avons montré que le défaut de barres peut voiler un défaut de type excentricité dynamique, mais pas un défaut de type excentricité statique. Par contre, chacun des deux types d'excentricité ne peut voiler la cassure de barres.

Conclusion Générale

Le travail qui a été présenté tout au long de ce mémoire a traité de la modélisation et de la prédiction théorique qualitative (rang, fréquence) des harmoniques du courant statorique, ceci en vue du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, par la technique de l'analyse spectrale.

Pour améliorer le diagnostic de la machine asynchrone, l'utilisation d'un modèle au premier harmonique ne suffit plus pour représenter la réalité des phénomènes présents dans la machine asynchrone. Suivant la géométrie des machines asynchrones, il existe des phénomènes secondaires qui ont une influence sur la génération des harmoniques dans le spectre du courant statorique. Pour affiner ce modèle, nous avons retenu les harmoniques d'espace liés à la distribution des enroulements dans les encoches, et ceux liée à la non uniformité de l'entrefer dus à l'excentricité rotorique.

Ainsi, en quatre chapitres, nous avons successivement travaillé sur les points suivants :

Le premier chapitre, a tout d'abord permis de positionner notre étude en dressant un état de l'art des principaux défauts pouvant intervenir dans la machine asynchrone, nous avons montrer les cause de leurs apparitions ainsi que leurs impacts sur le comportement du moteur. Dans un second temps, nous avons décrit les méthodes utilisées dans la littérature pour la détection des défauts. Nous nous sommes alors penchés plus particulièrement sur les méthodes basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables.

Dans le deuxième chapitre, et à partir de l'approche de la fonction d'enroulement modifiée, nous avons proposé un modèle multi enroulements de la machine à cage, tenant compte de la distribution des enroulements dans les encoches et de l'excentricité rotorique. L'intérêt de notre travail par rapport aux études antérieures est de proposer des expressions analytiques des paramètres inductifs du modèle de la machine.

Ainsi, une partie importante du chapitre a été consacré à l'identification des inductances propres et mutuelles, qui ont été directement influencées par la présence de ces perturbations géométriques. Ces expressions constituent une bonne base pour la suite de notre travail.

La détermination théorique et expérimentale des harmoniques du courant statorique de la machine en présence de barres cassées, a fait l'objet du troisième chapitre. Un développement analytique conduisant aux signatures spécifiques du défaut de barres a été réalisé. Ceci, est dans le but d'expliquer le mécanisme de génération des harmoniques d'espace ainsi que des harmoniques liés aux défauts de barres. Dans un second temps, ayant soulevé le problème des similitudes de signature entre les différents défauts, souvent signalé dans la littérature [Abd91], [Fil98], nous avons cherché une signature effective et propre au défaut de barres au niveau des signatures du courant statorique. Effectivement, nous avons trouvé qu'il était possible de différencier un défaut de barre d'un défaut de type mécanique (variation du couple de charge) en analysant l'évolution de l'amplitude des harmoniques d'espace. Nous avons montré, également, que l'utilisation de plusieurs indices permet de conforter et d'améliorer le diagnostic des défauts, en comparaison avec une simple analyse des bandes $(1 \pm 2s)f_s$.

Par ailleurs, dans le souci de se rapprocher d'avantage d'une source d'alimentation réelle, on a envisagé le cas d'un déséquilibre dans le système de tensions statorique. Cela nous a permis la mise en évidence des effets liés au déséquilibre (champs inverse, variation de la vitesse) qui peuvent être la cause d'apparition d'harmoniques additionnels dans le spectre du courant statorique. Enfin, une validation expérimentale a justifié largement la modélisation de la machine ainsi que l'étude analytique proposée.

Si l'on se compare à d'autres travaux [Fil98][Bil00], notre contribution est d'avoir étudié l'effet de la variation de vitesse dans la plage haute fréquence du spectre du courant rotorique, et déterminer le contenu spectral du courant statorique relatif au défaut de barres d'une manière complète.

Le quatrième chapitre de notre étude, était aussi consacré au but principal que nous nous étions fixé à l'origine : rechercher théoriquement les harmoniques du courant statorique dus aux défauts. Le type de défaut que nous avons traité, est l'excentricité rotorique. En partant du principe que l'entrefer n'est plus constant en présence de l'excentricité rotorique, nous avons montré que cette information était aussi présente dans le spectre du courant statorique. Effectivement, Nous avons montré que la présence d'un défaut de type excentricité statique ou dynamique affecte le spectre du courant statorique

soit en faisant apparaître des nouvelles raies spectrales, soit en modifiant l'amplitude des raies déjà présentés en fonctionnement normal.

Dans un second temps, étant donné que les défauts dans la machine asynchrone peuvent coexister, nous avons exposé un cas de cassure de barres accompagné d'une excentricité rotorique. Notre objectif était de tirer des enseignements concernant les harmoniques liés directement à ce type de défauts d'une part, et de voir s'il existe une influence de l'un des défauts sur les harmoniques caractéristiques de l'autre d'une autre part. En effet, nous avons montré que le défaut de barres peut voiler un défaut de type excentricité dynamique, mais pas un défaut de type excentricité statique. Par contre, chacun des deux types d'excentricité ne peut voiler la cassure de barres.

Notre travail est cependant loin d'être achevé, et pour plusieurs raisons. La première réside dans le fait que l'efficacité du diagnostic est sensible à la précision des paramètres de la machine. Cela impose des efforts importants au niveau de l'identification paramétrique. Un autre point important à noter est la nécessité de concevoir un modèle mathématique qui tient en compte, et à la fois, de la saturation des circuits magnétiques et les harmoniques d'espace. Enfin, il est intéressant de s'appliquer à introduire plus de traitement de signal, ce qui permettra d'utiliser au mieux les informations disponibles au niveau des modèles développés. Tout ceci améliorera beaucoup le diagnostic des machines asynchrones.

Annexe

A.1 Banc d'essai et mesure :

Pour l'aspect expérimental, le laboratoire d'électrotechnique de Constantine est doté d'un banc d'essai et mesure, composé d'une machine asynchrone triphasée FIMET de 1.1 kW (02 paire de pôle) et d'une machine à courant continu. La machine asynchrone étudiée fonctionne avec une cage rotorique de 22 barres, alimentée directement par le réseau.

La charge appliquée à la machine asynchrone est créée en connectant une caisse de résistance aux bornes de la machine à courant continu. (Figure A1)

Les essais sont réalisés pour différentes charges pour le cas d'une alimentation équilibrée d'une part, et pour le cas d'une alimentation déséquilibré d'une autre part. Le déséquilibre est crée par l'insertion d'une série de résistance dans l'une des phases alimentant le moteur. Ainsi on obtient une atténuation de 5%, 15% and 30% sur l'amplitude de la phase concerné.

Le courant statorique peut être mesuré grâce à l'oscilloscope de type «Le Croy Wave Runner 6050». L'échantillonnage du signal peut s'effectuer en choisissant une fréquence de 50 KHz.

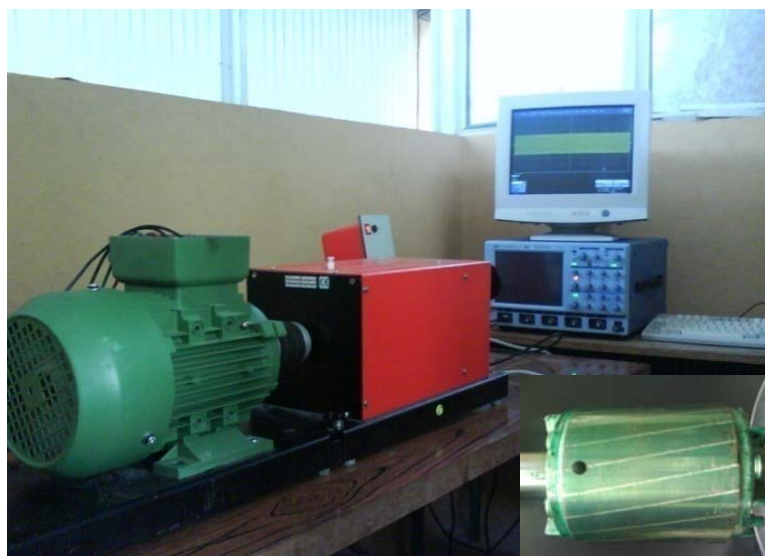


Figure. A : Vue sur le banc d'essai.

A.2. Paramètres du moteur utilisé :

Puissance	1,1KW
Nombre de paire de pôle	2
Nombre d'encoches statoriques	36
Nombre de barres rotoriques	22
Epaisseur de l'entrefer	0.5 mm
Rayon moyen de l'entrefer	75×10^{-3} m
Nombre de spires en série par phase	280
Longueur de la machine	0.4 m
Moment d'inertie	0.062 Kg.m ²
Résistance d'une phase statorique	6,85 Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique	0.0129 H
Résistance d'une barre rotorique	1.92×10^{-4} Ω
Inductance d'une barre rotorique	4.39×10^{-7} H
Résistance d'un segment d'anneau de court-circuit	3.2×10^{-6} Ω
Inductance d'un segment d'anneau de court-circuit	$6,2 \times 10^{-9}$ H

- [ABE02] M.A. Abed, "Contribution à L'étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, mars 2002.
- [AJA97] A.J Aimé "modélisation des moteurs asynchrone en régime transitoire avec saturation et harmonique " thèse de doctorat, université Claude - Bernard Lyon 1997.
- [Aln98] 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.
- [Bac02] S. Bachir, « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique », Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [Ban00] J. F. Bangura, N. A. Demerdash, "Comparison Between Characterization and Diagnosis of Broken Bars/End-Ring Connectors and Airgap Eccentricities of Induction Motors in ASD's Using a Coupled Finite Element-State Space Method" IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 15, N°. 1, march 2000 .
- [Bar97] 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.
- [Bes08] J. LE Besnerais, "Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines – low-noise design rules and multi-objective optimisation" Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electricité et d'Electronique de Puissance de Lille ,2008
- [Bil01] Bellini, A. Filippetti, F. Franceschini, G. Tassoni, C. Kliman, G.B. " Quantitative valuation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis" Industry Applications, IEEE Transactions on Publication Date: Sep/Oct 2001 Volume: 37 Issue: 5 On page(s): 1248 - 1255
- [Bos04] 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.
- [Bouc06] M. Boucherma; M. Y. Kaikaa, A. Khezzer," Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects", Journal of Electrical Engineering vol. 57, no. 4, 2006, pp. 193–199.
- [Bou01] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2001.

- [Cash98] M. A. Cash, T. G. Habetler, G. B. Kliman, "Insulation Failure Prediction in AC Machines Using Line-Neutral Voltages", in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No 6, pp. 1234–1239, November/ December 1998
- [Cam86] 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.
- [Cas02] R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc et F. Chappuis, "Comparative Study of Diagnosis Methods for Induction Motors", In proc ICEM 2002.
- [Caso03] B. Cassoret, R. Corton, D.Roger, and J.F Brudny, "Magnetic Noise Reduction of Induction Machines" IEEE Transactions on power electronics, vol. 18, N°. 2, March 2003.
- [Casi03] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [Dav69] J. H. Davis and D. W. Novotny, "Equivalent circuits for single phase squirrel cage induction with both odd and even order MMF harmonics," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-88, pp. 1080–1085, 1969.
- [Del82] W. Deleroi "Squirrel cage motor with broken bar in the rotor – physical phenomena and their experimental assessment", ICEM, Budapest, 1982.
- [Dia05] D. Diallo, M.E.H. Benbouzid, D. Hamad, X. Pierre, "Fault detection and diagnosis in induction machine drive: A pattern recognition approach based on Concordia stator mean current vector" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 3, pp. 512-519, Sept. 2005.
- [Did04] G. Didier," Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances". Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre2004.
- [DID06] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, and H. Rzik, "Fault Fetection of Brokeb Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index ", IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 42, No. 1, Jan/Feb. 2006.
- [Dor97] 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, Jan /Feb 1997, pp. 24-34.

- [Elk92] N.M. Elkasabgy, A.R. Eastharq G.E. Dawson “Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine”, IEEE Trans. Ind. Appl, vol. IA-22, no.6, pp. 165-171, Jan./Feb. 1992.
- [Fai02] J. Faiz, I. Tabatabaei, “Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery”, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 38, No. 6, Nov. 2002.
- [Fai06] J. Faiz , B. M. Ebrahimi “Faiz, J. and B. M. Ebrahimi, “Mixed fault diagnosis in three-phase squirrel-cage induction motor using analysis of air-gap magnetic field " Progress In Electromagnetics Research, PIER 64, 239–255, 2006
- [Fai08] Faiz, J., B.M.Ebrahimi, B.Akin, and H.A.T oliyat, “Finite element transient analysis of induction motors under mixed eccentricity fault,” IEEE Trans. on Magnetics, 66–74, Jan. 2008.
- [Fai09] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, and M. Valavi “ mixed eccentricity fault diagnosis in sailant pole synchronous generator using modified winding function met” Progress in Electromagnetics, Research B, Vol. 11, 155–172, 2009.
- [Fer97] A. Ferrah, P.J. Hogben-Laing, K.J. Bradley, G.M Asher and MS Woolfson “The effect of rotor design on sensorless speed estimation using rotor slot harmonics identified by adaptive digital filtering using the maximum likelihood approach” IEEE-IAS Annual Meeting, IAS '97. Industry Applications Conference, 1997. vol. 1, 5-9 Oct. 1997, pp. 128-135.
- [Fil93] F. Filippetti, G. Franceschini, and C. Tassoni, “Neural network aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults”, Conference proceedings of the IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 316–323, 1993.
- [Fil96] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas., “AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect”, IEEE-IAS Annual meeting conference, San Diego, pp. 655–662, Oct 6-10, 1996.
- [Fil98] F.Fillippetti G .Grellet, G .Salles, G .Francheschini, C .Tassoni. “ Monitoring of induction machines load torque disturbances: an alternative NN-based method”. IEEE-IAS Annual Meeting IAS'98, St. Louis; October,1998. pp. 103–110.
- [Fra07] P. Frauman, A. Burakov, and A. Arkkio “Effects of the Slot Harmonics on the Unbalanced Magnetic Pull in an Induction Motor With an Eccentric Rotor ” IEEE Transactions on magnetics vol. 43, N°. 8, August 2007, p 34-41.
- [Gho09] A. Ghoggal, M. Sahraoui, S.E Zouzou. “A Comprehensive Method for the Modeling of Axial Air-gap Eccentricities in Induction Motors” Engineering Letter, 17:2, EL_17_2_01.

- [Gul03] H. Guldemir, "Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors" *Electric Power Systems Research*, vol. 64, no. 2, February 2003, Pages 109-117
- [Haj04] M. Hajiaghajani, H.A. Toliyat, M.S. Panahi, "Advanced Fault Diagnosis of a DC Motor" *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 19, N°. 1, MARCH 2004
- [Ham09] M.O. Hamiti, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable. Approches par la structure et par la commande" Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I 1, 15 Juin 2009.
- [Har82] C. Hargis, B.G. Gaydon., K. Kamash "The Detection of rotor defects in induction motors" *IEE Int. Conf. on Electrical Machines Design and Applications*, pp216-220, July 1982.
- [Hay02] S. HAYASHI, T. ASAKURA, S. ZHANG "Study of Machine Fault Diagnosis System Using Neural Networks", *IEEE, IJCNN*, pp. 956-961-WCCI 2002.
- [Hec06] M. Hecquet « Contribution a l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques » rapport de synthèse pour l'habilitation à diriger des recherches, université de Lille,2006.
- [Hen02] H. Henao, C. Demian, G. Capolino, " A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machines Using an External Flux Sensor", *IEEE industry applications conference 37th IAS annual Meeting*, October 2002, Pittsburgh Pennsylvania, USA.
- [Hen95] H. Henao, H. Razik and G.A. Capolino, "Analytical Approach of the Stator Current Frequency Harmonics Computation for Detection of Induction Machine Rotor Faults", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, No. 3, May-June 2005, pp. 801 – 807.
- [Hes92] H. Hesse, "Air Gap Permeance in Doubly-Slotted Asynchronous Machine", in *IEEE Transaction Energy Conversion*, vol . 7, No. 3, pp. 491–499, Sept.1992.
- [Jaw08] J. Farooq " Etude des problèmes inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents. Thèse de doctorat, université de technologie de Belfort- Montbéliard, 2008.
- [Joc001] G. M. Joksimovic, J. Penman "The Detection of Inter-Turn Short-Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No.5 , Oct. 2000 ,pp:1078 – 1084

- [Joc002] G. M. Joksimovic, J. Penman, and N. Arthur, "Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 15, pp. 143–148, June 2000.
- [Joc05] G. Joksimovic, "Dynamic simulation of cage induction machine with air gap eccentricity, IEE Proc. Electr. Power Appl. 152 (4) (2005), pp. 803–810.
- [Joc99] 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.
- [Kai06] M. Y. Kaikaa, F. Babaa, A. Khezzar, M. Boucherma "Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors"; Journal of Electrical Engineering vol. 57, no. 1, 2006, pp. 12–19
- [Khe05] A. Khezzar, M.Y. Kaikaa, and M. Boucherma, "Analytical Investigation of Rotor Slot Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Broken Rotor Bars," in Proc. EPE 2005, Dresden, 11-14 Sept. 2005.
- [Khe05] A. Khezzar, M.Y. Kaikaa, and M. Boucherma, "Analytical Investigation of Rotor Slot Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Broken Rotor Bars," in Proc. EPE 2005, Dresden, 11-14 Sept. 2005.
- [Khe09] A. Khezzar, M.Y. Kaikaa, , M. E. Oumaamar, M. Boucherma and H .Razik ” On the Use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the Induction Machine; , vol. 56 Issue: 11, 2009, pp. 4592 - 4605
- [Kli88] G.B. Kliman, R.A. Koegl, J. Stein, R.D. Endicott et M.W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", IEEE Trans. Energy Conv. vol. EC-3, no.4, pp.873-879, Dec. 1988.
- [Kli90] G.B. Kilman and J. Stein "Induction motor fault detection via passive current monitoring" International Conference in electrical Machines, Cambridge, pp13,17 August 1990
- [Kli92] G.B. Kliman and J. Stein "Method of current signature analysis," Electric Machines and Power Systems, vol. 20, no. 5, Sep. 1992, pp. 463-474.
- [Kli96] G.B. Kliman, W.J. Premerlani, R.A. Koegl, D. Hoeweler, "A new approach to on-line turn fault detection in AC motors", Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, Conference Record of the 1996 IEEE, Volume: 1 , 6-10 Oct. 1996, Pages:687 - 693 vol.1.

- [Kra99] : C. Kral, F. Pirker, "Rotor eccentricity detection of induction machines by torque estimation" Proc. IEEE SDEMPED'99 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp 283 - 287, September 1 –3, Gijon, Spain.
- [Leb06] A. Lebaroud " Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables" Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [Leg96] S. F. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, A. M. Trzynadlowski, "Instantaneous Stator Power As A Medium For The Signature Analysis Of Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n. 4, July/August 1996, pp. 904-909.
- [Leo01] A. Leopoldo et all «Wavelet Network-Based Detection and Classification of Transients», IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 50, no. 5, October, 2001.
- [Li07] X. Li, Q. Wu, and S. Nandi, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine With Inclined Static Eccentricity" IEEE Trans. on. Ind. App. vol.43, no. 2 2007, pp. 531-541
- [Lip79] T. A. Lipo and T. Nondalah, "Pole by pole d-q model of a linear induction machine," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-98, pp. 629–642, Mar. 1979.
- [Lu04] Q.F. Lu, E. Ritchie, Z.T. Cao, "Experimental Study of MCSA to Detect Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults on Cage Induction Motors" In proc ICEM 2004.
- [Luo95] 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.
- [Mel99] M. G. Melero, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas, J. Solares, "Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors", EPE 99.
- [Mor92] J.C. Moreria and T.A. Lipo, "Modeling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components," IEEE Trans. Ind. App, vol. 28, pp. 343–349, Mar. 1992.
- [Nan01] S. Nandi, S. Ahmed, and H.A. Toliyat, "Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, no. 3, pp. 253-260, Sept. 2001.

- [Nan02]: S. Nandi, R.M. Bharadwaj, H.A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Volume: 17, Issue: 3, Sept. 2002, Pages: 392 - 399.
- [Nan03] S. Nandi, S. Ahmed, H.A. Toliyat, R.M. Bharadwaj " Selection Criteria of Induction Machines for Speed-Sensorless Drive Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, Issue: 3 , May-June 2003, pp. 704 – 712.
- [Nan04] S. Nandi "Modeling of Induction Machines Including Stator and Rotor Slot Effects", *IEEE, Transaction on industry applications*, Vol.40, N°4, July/August 2004
- [Nan05] S. Nandi, H A. Toliyat, and X. Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, N°. 4, december 2005
- [Net99] Neto, Camacho, and Salerno " Analysis of a three-phase induction machine including time and space harmonic effects : the a,b,c reference frame". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(1), march 1999.
- [Ond06] O. Ondel, "Diagnostic par Reconnaissance des Formes: Application a un Ensemble Convertisseur - Machine ", Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [Paa91] G.C .Paap, "On the theory of 3-phase squirrel-cage induction motors including space harmonics and mutual slotting" *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Volume: 6, Issue: 1 , March 1991 Pages:76 – 82
- [Pen92] J. Penman, C. M. Yin, "The application of artificial NN in identify faults in induction machines," in *Proc. ICEM'92, Manchester, U.K., Sept. 1992*, pp. 1256–1260.
- [Pen94]: J. Penman,; H.G. Sedding, B.A. Lloyd, W.T. Fink "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", *Energy Conversion, IEEE Transactions on* ,Volume: 9 , Issue: 4 , Dec. 1994, Pages:652 – 658.
- [Pet01] S. Petropol "Ondelettes et Diagnostic : Application aux Défauts Diélectriques et Électriques des Machines Tournantes" thèse de doctorat, université de Grenoble, septembre 2001.
- [Rai00] B. Raison "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 19 Septembre 2000.
- [Raz03] H. Razik, "Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose" *Proceedings of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, P. 807-812.

- [Raz04] H. Razik, G. Didier “ Anovel methode of induction motor diagnosis using the line neutral voltage” EPE, PEMC, September, 2004.
- [Rit94] E. Ritchie and X. Deng, “Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motor with rotor faults”, Conference Proceedings of the International Conference on Electrical Machine8, ICEM, pp. 694498, 1994.
- [Sah08] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S.E. Zouzou, M.E. Benbouzid “Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors – Simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents” Elsevier Simulation Modelling Practice and Theory 16 (2008) 1503–1513
- [Sch95] : R.R. Schoen ;T.G. Habetler ; F. Kamran ; R.G. Bartheld; “Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”. IEEE, Transaction on Industry Applications. vol 31 N°6. pp 1274-1279. November- December 1995.
- [Sin03] G.K. Singh, S. AlKazzaz “Induction machine drive condition monitoring and diagnostic Research-a survey”, Electric Power Systems Research, 64 ; 2003, p145-158
- [Sob06] T. Sobczyk, K. Weinreb, M. Sułowicz, T. Wegiel and A. Warzecha “Slot harmonics in cage motors due to saturation of a main magnetic circuit” COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering Vol. 25 No. 1, 2006 pp. 128-139
- [Stav01] A. Stavrou, H.G. Sedding, J. Penman ‘Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors’, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, no. 1, 2001, pp. 32-37.
- [Sta05] C.S. Staines, C. Caruana, G.M. Asher and M. Sumner; “Sensorless control of induction Machines at zero and low frequency using zero sequence currents”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, Dec. 2005, pp. 195 – 206.
- [Tho83] W.T. Thomson “Failure identification of offshore induction motor using on-line condition monitoring” Proceedings of Fourth National Reliability Conference, page 1/11, Juillet 1983.
- [Tho88] W.T. Thomson, and I.D. Stewart, “On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors”, IEE, Third international conference on power electronics and drives, London, pp.432-435, 1988.
- [Tho92] W.Thompson “On-line current monitoring–the influence of mechanical loads/unique rotor designs on the detection of broken rotor bars in SCIMs”, ICEM’92, UMIST, Manchester; September, 1992. pp.1236–1240.

- [Tho95] O.V. Thorsen, M. Dalva "A Survey of Fault on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals, And oil Refineries", IEEE Trans on Industry Applications, Vol.31, No5, Sep 1995.
- [Tho98] 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.
- [Tho99] W.T. Thomson,; A. Barbour, "An industrial case study of on-line current monitoring and finite element analysis to diagnose airgap eccentricity problems in large high voltage 3-phase induction motors" Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) , 1-3 Sept. 1999, Pages:242 – 246
- [Thol93] : F. Thollon, G. Grellet, A. Jammal, "Asynchronous motor cage fault detection through electromagnetic torque measurement" Proc ETEP Vol. 3, N° ,September/October 1993.
- [Tol91] H. A. Toliyat and T. A Lipo, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive application. Part 1: Motor analysis," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 6, pp. 679–684, Dec. 1991.
- [Tol92] H. A. Toliyat, M. M. Rahimian, and T. A Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under internal faults using winding function," 3rd Int. Conf. Electrical Rotating Machines-ELROMA 1992.
- [Tol95] 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.
- [Tol96] H. A. Toliyat and M. S. Arefeen, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," IEEE Trans. Ind. Applicat. vol. 5, pp. 910–918, July/Aug. 1996.
- [Tol99] Toliyat, H.A.and N.A.Al-Nuaim, "Simulation and detection of dynamic air-gap eccentricity in salient-pole synchronous machines," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.35, 86–93, Feb.1999.
- [Vac07] P. Vaclavek, and P. Blaha, "Speed Estimation Scheme for Small AC Induction Machine Sensorless Control", 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007, 5-8 Nov. 2007, pp. 986 – 991.
- [Vas93] P. Vas, "Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines", Clarendon Press, Oxford, 1993

[Yah96] H. Yahoui, J. Seetohul, G. Grellet, "Detection of broken bar or ring in asynchronous machines by the spectrum analysis of the observed electromagnetic torque" Electricmacs'96, Saint Nazaire (France), septembre 1996.

[Zwi95] G. Zwingelstein, "Diagnostic des Défaillances ", Paris, Hermes, 1995.

1. Publications internationales:

Auteur/Co-auteurs	Intitulé de l'article	Intitulé de la revue	Site web de la revue
M. Y. Kaikaa, F. Babaa, A. Khezzar, M. Boucherma	Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors; vol. 57, no. 1, 2006, pp. 12–19	Journal of Electrical Engineering	http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=pr&no=1_106
M. Boucherma; M. Y. Kaikaa, A. Khezzar,	Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects, vol. 57, no. 4, 2006, pp. 193–199	Journal of Electrical Engineering	http://iris.elf.stuba.sk/cgi-bin/jeeec?act=pr&no=4_106
Khezzar, A. Kaikaa, M.Y. El Kamel Oumaamar, M. Boucherma, M. Razik, H.	On the Use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the Induction Machine; , vol. 56 Issue: 11, 2009, pp. 4592 - 4605	IEEE Transactions on Industrial Electronics	http://ieeexplore.ieee.org/xpl/RecentIssue.jsp?punumber=41

2. Communications internationales

Auteur	Intitulé	Date	Lieu
A. Khezzar, M. Y. Kaikaa, M. Boucherma,	Analytical investigation of rotor slot harmonics in a three phase induction motor with broken rotor bars	EPE'05 11-14 septembre 2005.	Dresden, Allemagne
M. Y. Kaikaa, A. Khezzar and M. Boucherma and M.E.K. Oumaamar,	Analysis of Rotor Slot harmonics Rotation in Squirrel Cage Induction machines	ICEM 2006, 2-5 September 2006.	Chania- Grèce
F. Babaa, M. Y. Kaikaa, A. Khezzar and M. Boucherma	Comparative Study between Inter-turn Short-Circuits and Unbalanced Voltage Supply in Induction Machines	ICEM 2006, 2-5 September 2006.	Chania- Grèce
A Khezzar, M. Y. Kaikaa and M. Boucherma	Analytical investigation of rotor slot harmonics in induction motor with stator and rotor defaults	ELECTROMOTION , 2005 27-29 SEP	Lausanne, Switzerland
N. Bessous, M. Hadjami, M. Y. Kaikaa and A. Khezzar	Diagnosis of a mixed eccentricity fault in a squirrel cage Three-phase Induction Motor using Spectrum Analysis of Stator Current	IESC 2008 2-4 Novembre 2008	Haleb-Syrie