

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



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Thèse de Doctorat
en Génie Electrique
Option : Electrotechnique

Présentée par :
Samir Hamdani
Magister en électrotechnique de l'ENP

Intitulé
**Modélisation, détection et
classification des défauts rotoriques
de la machine asynchrone à cage**

Soutenue publiquement le 17/06/2012 devant le Jury composé de :

Président :	Mekhtoub Said	Professeur	ENP
Directeur de thèse :	Touhami Omar	Professeur	ENP
Co- Directeur de thèse :	Ibtiouen Rachid	Professeur	ENP
Examineurs :	Maurice Fadel	Professeur	ENSEEIHT (Toulouse)
	Kheloui Abdelaziz	Professeur	EMP
	Haddad Salah	Professeur	UMMTO

ENP 2012

A la mémoire de mon père

A ma mère

A ma femme et mes filles

A mes frères et sœurs

A toute ma famille

A tous mes collègues et mes amis

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire de Recherche en électrotechnique de l'Ecole Nationale polytechnique (ENP) d'Alger, en collaboration avec le Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie -Unité mixte CNRS-INP Toulouse.

J'adresse mes respectueux remerciements à mes directeurs de thèse, Messieurs TOUHAMI Omar et IBTIOUEN Rachid, Professeurs à l'ENP de m'avoir accueilli et dirigé dans leur Laboratoire. Je voudrais leur exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance pour leurs encouragements, leur réconfort et leur disponibilité le long de ce travail. Qu'ils soient remerciés également pour leurs connaissances et leur expérience qui ont été pour moi une source constante de savoir. A part leurs grandes qualités scientifiques, j'ai également beaucoup apprécié leurs qualités humaines qui ont fait que ce travail s'est déroulé dans une ambiance agréable. Bien qu'il soit difficile d'exprimer ici toute ma gratitude, qu'ils trouvent dans cette thèse le témoignage de ma profonde reconnaissance.

J'adresse mes remerciements à Monsieur M. Fadel, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique, et des Télécommunications (ENSEEIHT) de Toulouse et directeur de laboratoire LAPLACE qui a bien voulu m'accepter pour un stage dans son laboratoire, pour ces précieux conseils, pour sa gentillesse et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.

Mes remerciement vont aussi à Monsieur Jérémie Régnier, Maître de Conférences à l'ENSEEIHT, pour son apport scientifique et pour l'aide qui ma prodiguée durant tous mon stage au laboratoire LAPLACE. Les discussions et les échanges scientifiques que j'ai menées avec lui m'ont beaucoup aidé à l'élaboration de ce travail.

Je tiens à adresser ma profonde gratitude à Monsieur Said Mektoub, Professeur à l'Ecole Nationale polytechnique pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury.

Je remercie vivement monsieur Kheloui Abdelaziz, Professeur à l'EMP et monsieur Haddad Salah, professeur à l'UMMTO pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant de participer à ma soutenance en tant qu'examineurs.

Mes remerciements vont également à tous mes collègues enseignants du laboratoire des systèmes électriques et industriels LSEI de l'USTHB qui m'ont aider et soutenu.

Pour finir, je tiens a remercier du fond du coeur ma mère qui m'a encouragé tout au long de ces années d'études ainsi que ma femme, celle qui a partagé mes moments de joies et de bonheur au quotidien. Sa présence, même à distance, m'a été d'une aide précieuse.

الملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة مخصص لدراسة الأعطاب الكهربائية و الميكانيكية التي تمس الجزء الدوار للألة الغير متزامنة. هذه الأعطاب تتمثل في: إنكسار قضبان الجزء الدوار و عدم مركزيته داخل الألة. سنهتم بتشخيص، تحديد و تصنيف هذه الأعطاب بإستعمال الشبكة العصبية الإصطناعية. في بداية هذا العمل، قمنا بصياغة المعادلات الخاصة بالحث المغناطيسي على مستوى الثغرة الهوائية للألة، مما مكننا من إستخلاص صيغ تواترات المركبات المميزة التي تظهر في التحليل الطيفي لتيار العضو الثابت. معادلات الحث المغناطيسي إستعملت أيضا في صياغة عبارات معاملات الحث الذاتي و التبادلي و التي من خلالها قمنا بكتابة جملة المعادلات المشخصة للألة المدروسة معتمدين على مقارنة الدارات المتلاحمة مغناطيسيا. هذه المعادلات مكنتنا من محاكاة عمل هذه الألة في حالتها السلامة و العطب. تم التأكد من صحة هذه المحاكات من خلال النتائج الجيدة للتجارب المخبرية التي أجريت في المدرسة و في تولوز بفرنسا. هذه النتائج مكنت أيضا في مرحلة أولى من تطبيق طريقة التحليل الطيفي لتيار العضو الثابت للألة قصد تحديد وجود العطب من عدمه، ثم تصنيف نوعية العطب بإستعمال الشبكة العصبية الإصطناعية في مرحلة ثانية.

الكلمات المفتاحية: الألة الغير متزامنة، الأعطاب الكهربائية و الميكانيكية، الحث المغناطيسي، طريقة التحليل الطيفي لتيار العضو الثابت، الشبكة العصبية الإصطناعية

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse est consacré au diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage, à savoir les défauts de rupture barres et les défauts d'excentricité. Nous nous intéressons plus précisément à la modélisation, à la détection et à la classification par réseau de neurones de ces défauts. Dans une première étape, nous utilisons l'approche de la FMM et de la perméance pour développer les modèles analytiques de l'induction magnétique dans l'entrefer et de tirer les fréquences des composantes spécifiques au défaut qui apparaissent dans le spectre du courant statorique. Les expressions développées sont exploitées par la suite pour déterminer les inductances propres et mutuelles de la machine, lesquelles sont injectées dans le modèle général écrit en se basant sur l'approche des circuits couplés magnétiquement. Les résultats satisfaisants de simulation sont validés et consolidés par des essais expérimentaux. Les résultats de ces essais ont permis également d'appliquer la technique de l'analyse spectrale du courant statorique pour détecter la présence de défauts et de les classer selon leur nature, en utilisant les réseaux de neurones artificiels.

Mots clés : machine asynchrone, défauts rotoriques, induction magnétique, analyse spectrale du courant statorique, réseau de neurones.

Abstract

This aim of this work is the study of the rotor faults in the induction machine, particularly rotor bar breakage and eccentricity. The modelling, the detection and the classification by neural network of these faults are examined in this work. First, analytical expressions of the air-gap induction are developed using the MMF and the permeance approach. These expressions are used for the calculation of the specific components frequency, which can exist in stator current spectrum for fault detection. These expressions are also used to calculate self and mutual inductions of the healthy and the faulty machines and which are injected in the general model of the induction machine obtained by the Multiple Circuits Coupled Magnetically approach. Good simulation results are obtained and validated by experimentation. Rotor faults detection and classification are performed using two different techniques: the Motor Current Signature Analysis (MCSA) technique for faults detection and neural network technique for faults classification.

Key words: induction machine, rotor fault, air-gap induction, MCSA, neural network.

SOMMAIRE

Introduction et objectif de recherche

I. Introduction	1
II. Problématique	1
III. Objectif de recherche	4
IV. Organisation de la thèse	5

Chapitre I

Principe et techniques de diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage

I. Introduction	7
II. Principe de diagnostic des machines Electriques.....	7
II.1. Acquisition de donnée.....	7
II.2. Elaboration d'indicateurs de défauts.....	7
II.3. Etape de détection.....	8
II.4. Etape de localisation.....	8
II.5. Etape de décision.....	9
III. Classification des méthodes de diagnostic.....	9
IV. Synthèse sur les différents travaux de recherche portant sur le diagnostic des défauts rotoriques.....	11
IV.1 Modélisation de la machine asynchrone dédiée au diagnostic des défauts rotoriques.....	11
IV.2. Techniques employées pour la détection des défauts rotoriques.....	13
IV.2.1. Techniques à base de signal	13
IV.2.1.1. Analyse spectral du courant statorique	14
IV.2.1.2. Analyse spectrale de la puissance instantanée	15
IV.2.1.3. Analyse spectrale de la tension	16
IV.2.1.4. Analyse spectrale des vibrations	17
IV.2.2. Techniques à base de modèle	18
IV.3. Techniques employées pour la classification des défauts rotoriques	19
IV.3.1. Classification par reconnaissance des formes	20

IV.3.2. Classification par réseaux de neurones	21
IV.3.3. Classification par la technique machine à vecteur de support	22
V. Synthèse sur les techniques de diagnostic	23
VI. Conclusion	23

Chapitre II

Principe et techniques de diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage

I. Introduction	25
II. Notions de base de traitement de signal	25
II.1 Définitions	25
II.2. Valeurs caractéristiques d'un signal.....	25
II.3. Classification des signaux	25
II.3.1. Signaux certains et aléatoires	26
II.3.2. Signaux à énergie finie ou à puissance moyenne finie	26
II.3.3. Signaux continus ou discrets	27
II.4. Analyse harmonique des signaux déterministes	27
II.4.1. Signaux périodiques : Série de Fourier	27
II.4.2. Signaux non périodiques : transformée de Fourier	27
II.4.3. Densité spectrale	28
II.4.3.1. Densité spectrale d'énergie	28
II.4.3.1. Densité spectrale de puissance	29
II.5. Analyse harmonique des signaux aléatoires	29
II.5.1. Propriétés des signaux aléatoires	30
II.5.1.1. Stationnarité	30
II.5.1.2. Ergodicité	30
II.5.2. Densité spectrale de puissance PSD	31
II.5.3. Méthodes d'estimation de la densité spectrale de puissance	32
II.5.3.1. Le périodogramme.....	32
II.5.3.2. Estimateurs spectraux à variance réduite	34
III. Les classificateurs neuronaux	37
III.1. Principe des réseaux de neurones	38
III.2. Architecture des réseaux de neurones	39
III.2.1. Les réseaux "feed-forward"	39
III.2.1.1. Les Perceptrons monocouche	39

III.2.1.2. Les perceptrons multicouches	39
III.2.1.3. Les réseaux à fonction radiale	39
III.2.2. Les réseaux "feed-back"	40
III.2.2.1. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen	40
III.2.2.2. Les réseaux de Hopfield	41
III.2.2.3. Les réseaux de type ART	41
III.3. Apprentissage des réseaux de neurones	42
III.3.1. Types d'apprentissage	42
III.3.1.1. Le mode supervisé	42
III.3.1.2. Le renforcement	42
III.3.1.3. Le mode non-supervisé.....	43
III.3.1.4. Le mode hybride	43
III.3.2. Règles d'apprentissage	43
III.3.2.1. Règle de correction d'erreurs	43
III.3.2.2. Apprentissage de Boltzmann	43
III.3.2.3. Règles de Hebb	43
III.3.2.4. Règle d'apprentissage par compétitions	43
IV. Conclusion	44

Chapitre III

Analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone à cage

I. Introduction	45
II. Représentation de la machine asynchrone	45
III. Analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone	47
III.1. Analyse de l'induction magnétique d'une machine saine	47
III.1.1. Force magnétomotrice d'une bobine statorique	47
III.1.2. Induction magnétique d'une bobine statorique	50
III.1.3. Induction magnétique d'une phase statorique	52
III.1.4. Induction magnétique d'un enroulement triphasé	54
III.1.5. Fréquence des courants rotoriques induits par la FMM statorique	55
III.1.6. Induction magnétique rotorique	57
III.2. Analyse de l'induction magnétique d'une machine avec défaut	61
III.2.1. Machine avec rupture de barres rotoriques	61
III.2.2. Effets de la rupture de barres rotoriques sur la machine asynchrone..	64

III.2.3. Induction magnétique en présence d'excentricité	65
III.2.3.1. Fonction d'entrefer	65
III.2.3.2. Fonction de perméance	67
III.2.3.3. Induction magnétique en présence d'excentricité statique ..	69
III.2.3.4. Induction magnétique en présence d'excentricité dynamique	72
IV. Conclusion	74

Chapitre IV

Modélisation de la machine asynchrone à cage sans défaut

I. Introduction	75
II. Principe de l'approche des circuits couplés magnétiquement	76
III. Principales hypothèses adoptées	76
IV. Présentation de la machine asynchrone en vue de sa modélisation	76
IV.1. le stator	76
IV.2. le rotor	76
V. Mise en équation de la machine asynchrone	77
VI. Calcul des inductances de modèle	81
VI.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	82
VI.2. Mutuelle inductance entre deux phases de stator	82
VI.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	83
VI.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	84
VI.5. Mutuelle inductance entre une phase de stator et une boucle de rotor	84
VI.6. Mutuelle inductance entre une boucle de rotor et une phase de stator	85
VI.7. Représentation graphique des inductances	85
VII. Prise en compte de l'alimentation et du couplage statorique de la machine	87
VII.1. Modélisation de l'alimentation de la machine	87
VII.1.1 Alimentation par le réseau triphasé	88
VII.1.2 Alimentation par un onduleur de tension	88
VII.2. Couplage en étoile	89
VII.3. Couplage en triangle	92
VIII. Implantation sous MATLAB-SIMULINK du modèle général de la machine Asynchrone	94
IX. Analyse des principaux résultats	95
IX.1. Alimentation à partir réseau triphasé.....	95

IX.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	97
X. Conclusion	100

Chapitre V

Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques

I. Introduction	101
II. Modélisation de la MAS avec rupture de barres dans la cage rotorique	101
III. Modélisation de la MAS en présence d'excentricité	102
III.1. Excentricité statique	102
III.1.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	102
III.1.2. Mutuelle inductance entre deux phases statoriques	103
III.1.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	103
III.1.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	104
III.1.5. Mutuelle inductance entre une phase de stator et une boucle de rotor	105
III.1.6. Mutuelle inductance entre une boucle de rotor et une phase de stator	105
III.2. Excentricité dynamique	108
III.2.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	108
III.2.2. Mutuelle inductance entre deux phases statorique	109
III.2.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	111
III.2.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	111
III.2.5. Mutuelle inductance entre une phase de stator et une boucle de rotor	112
III.2.6. Mutuelle inductance entre une boucle de rotor et une phase de stator	112
IV. Analyse des principaux résultats.....	115
IV.1 Défaut de rupture de barres dans la cage rotorique.....	115
IV.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	116
IV.1.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	127
IV.2 Défaut d'excentricité statique.....	130
IV.2.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	130
IV.2.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	133
IV.3 Défaut d'excentricité dynamique	134
IV.3.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	134
IV.3.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	138
V. Conclusion.....	140

Chapitre VI

Résultats expérimentaux

I. Introduction.....	141
II. Présentation des bancs d'essais.....	141
III. Détermination du glissement à partir du spectre du courant statorique.....	144
III.1. Détermination de la fréquence d'alimentation f_s	144
III.2. Détermination de la fréquence rotorique f_r	145
IV. Détection des défauts rotoriques par l'analyse spectrale du courant statorique.....	146
IV.1. Application à la détection de défauts de barres.....	146
IV.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	146
IV.1.2. Alimentation à partir d'un variateur de vitesse.....	152
IV.2. Application à la détection de défaut d'excentricité dynamique.....	154
V. Classification des défauts rotoriques par les réseaux de neurones	158
V.1. Elaboration de la base de données.....	158
V.2. Formation des vecteurs d'entrée	159
V.3. Extraction des signatures de défauts	159
V.4. Normalisation des données	159
V.5. Codification des machines asynchrones	160
V.5.1. Classification en deux classes	160
V.5.2. Classification en trois classes	160
V.5.3. Classification en quatre classes	161
V.6. Analyse des résultats	161
VI. Conclusion	163
Conclusion générale.....	164
Annexe	168
Bibliographie.....	170

Notations

$x(t)$: signal temporel quelconque

Valeur quadratique ou énergie d'un signal : W_x

Valeur quadratique moyenne ou puissance moyenne d'un signal P_x

Valeur efficace d'un signal x_{eff} :

$X(f)$: transformee de Fourier de $x(t)$

T_e : période d'échantillonnage

F_e : fréquence d'échantillonnage

R_x : fonction d'autocorrélation de $x(t)$

S_x : densité spectrale de puissance de $x(t)$

N_s : nombre d'encoche statorique

N_r : nombre d'encoche rotoriques (ou nombre de barres)

θ_r : angle rotorique

φ_s : position angulaire dans un repère statorique

φ_r : position angulaire dans un repère rotorique

H : champ magnétique

F : force magnétomotrice

F_s : force magnétomotrice statorique

F_r : force magnétomotrice rotorique

F_s^f : fondamental de la force magnétomotrice statorique

F_r^f : fondamental de la force magnétomotrice rotorique

J : densité de courant

r : rayon moyen au niveau de l'entrefer

R_{dr} : rayon de rotor

R_{ds} : rayon de stator

μ_0 : perméabilité de l'air

$\varepsilon(\varphi, \theta_r)$ fonction d'entrefer

ε_0 : épaisseur de l'entrefer pour machine saine.

B : induction magnétique

B_s : induction magnétique statorique

B_r : induction magnétique rotorique

$\lambda(\varphi, \theta_r)$ fonction de perméance

n_e : nombre de spires par encoche

τ : pas d'enroulement

$n_s(\varphi_s)$: fonction de tour statorique

$N_s(\varphi_s)$: fonction de bobinage statorique

B_{se} : induction magnétique de la bobine élémentaire d'une phase statorique

N_{es} : nombre d'encoches par pôle et par phase

N_{sp} : nombre de spire en série par phase statorique ;

p : nombre de paire de pôles

B_{s1} : induction magnétique de la première phase statorique

K_r : facteur de raccourcissement des enroulements statorique

K_d : facteur de distribution des enroulements statorique

K_b : facteur de bobinage des enroulements statorique

I_{smax} : courant statorique maximal

ϕ_{srj} : flux induit par la FMM statorique traversant une boucle j de la cage rotorique

φ_{srj} : déphasage de la boucle rotorique j par rapport à la référence.

α_r : angle entre deux boucles rotoriques

ω_s : pulsation statorique

g : le glissement

L : longueur axiale de circuit magnétique

B_{rj} : induction magnétique générée par une boucle rotorique j

$(f_s)_{HER}$: fréquence du courant statorique générée par l'harmonique d'encoches rotoriques

B_{rbc} : induction magnétique de la boucle équivalente à n_{bc} de barres adjacentes cassées

φ_{bc} : déphasage de la boucle équivalente à n_{bc} de barres adjacentes cassées par rapport au repère rotorique

$(f_s^{bc})_f$: fréquence statorique autour de fondamental en présence de barres cassées

$(f_s^{bc})_{HER}$: fréquence statorique induites par les harmoniques d'encoches rotorique en présence de barres cassées

f_s : fréquence fondamentale statorique

f_r : fréquence rotorique

δ_s : degré d'excentricité statique

δ_d : degré d'excentricité statique

B_{se}^f : fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en présence d'excentricité statique

B_{de}^f : fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en présence d'excentricité dynamique

$(f_s^{de})_f$: fréquence statorique autour de fondamental en présence d'excentricité dynamique

$(f_s^{de})_{HER}$: fréquence statorique induites par les harmoniques d'encoches rotorique en présence d'excentricité dynamique

R_{si} : résistance de la phase i de stator

L_{si} : inductance de la phase i de stator
 V_{si} : tension aux bornes de la phase i de stator
 I_{si} : courant circulant dans la phase i de stator
 ϕ_{si} : flux de la phase i de stator
 ϕ_{ss} : flux propre statorique
 ϕ_{rr} : flux propre rotorique
 ϕ_{sr} : flux crée par le rotor traversant le stator
 ϕ_{rs} : flux crée par le stator traversant le rotor
 L_{sisi} : inductance propre d'une phase de stator
 L_{sisj} : mutuelle inductance entre deux phases statoriques
 L_{sirj} : mutuelle inductance entre une phase statorique et une boucle rotorique
 L_{rjsi} : mutuelle inductance entre une boucle rotorique et une phase statorique
 L_{riri} : inductance propre d'une boucle rotorique
 L_{riri} : mutuelle inductance entre deux boucle rotoriques
 I_{rj} : courant d'une boucle rotorique j
 I_{bj} : courant d'une barre j
 I_{ej} : courant d'un segment d'anneau de court-circuit j
 R_b : résistance d'une barre rotorique
 R_e : résistance d'un segment d'anneau de court-circuit
 L_b : inductance de fuite d'une barre rotorique
 L_e : inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit
 ω_r : vitesse rotorique
 C_{em} : couple électromagnétique
 K_f : coefficient de frottement
 C_L : couple de charge.
 W_{co} : coénergie
 e_i : tensions d'alimentation d'une phase
 R_{Li} : résistance de la ligne
 L_{Li} : inductance de la ligne
 n_{bc} : nombre de barres adjacentes cassées.

Listes des figures

- Figure 1. Photo d'illustration d'un défaut de barre dans la cage rotorique
- Figure 2. Différents types d'excentricité
- Figure I-1 : les différentes étapes du diagnostic
- Figure I-2 : Principe de diagnostic à base du modèle
- Figure I-3 : Spectre du courant statorique
- Figure I-4 : Spectre de la puissance instantanée
- Figure I-5: Tension statorique après déconnexion de la machine de son alimentation et son analyse spectrale
- Figure I-6 : Estimation de la résistance rotorique par filtre de Kalman
- Figure I-7 : principe de la technique vienne, a) modèle de tension, b) modèle de courant
- Figure I-8 : Principe de la technique de reconnaissance des formes
- Figure I-9 : Représentation d'un réseau de neurones de type feedforward
- Figure I-10 : Principe de la technique SVM
- Figure II.1. Classes de signaux déterministe et aléatoire
- Figure II.2. Restriction $x_i(t, T)$ d'une réalisation $x_i(t)$ d'un processus aléatoire
- Figure II.3. division du signal $x(n)$ en K segments de L échantillons
- Figure II.4 Recouvrement de D échantillons dans un segment de L échantillons
- Figure II.5. Représentation d'un neurone formel
- Figure II.6. Quelques fonctions d'activation
- Figure II.7. Réseau Feed-Forward
- Figure II.8. Réseau à fonction radiale
- Figure II.9. Réseau Feed-back
- Figure II.10 Architecture de la carte de Kohonen
- Figure II.11 Représentation d'une Réseau de neurone de type Hopfield
- Figure III-1 : Représentation de la machine asynchrone à cage
- Figure III-2 : Schéma topologique du bobinage au stator
- Figure III-3 : Schéma topologique de la cage rotorique
- Figure III-4 : Représentation d'une bobine élémentaire d'une phase statorique
- Figure III-5 : Induction magnétique d'une bobine élémentaire d'une phase statorique
- Figure III-6 : Induction magnétique des trois phases statoriques
- Figure III-7 : Induction magnétique totale statorique et ses harmoniques
- Figure III-8 : Reconstitution de l'induction magnétique statorique à partir du fondamental et des harmoniques 5, 7, 11 et 13
- Figure III-9 : Force magnétomotrice d'une boucle rotorique

Figure III-10 : Spectre harmonique de l'induction rotorique

Figure III-11 : Induction magnétique rotorique et ses premiers harmoniques

Figure III-12 : Reconstitution de l'induction magnétique rotorique à partir de ses premiers harmoniques

Figure III-13 : Bobinage équivalent d'une cage rotorique avec barres cassées

Figure III-14 : FMM de la boucle équivalente pour n_{bc} barres cassées

Figure III-15 : Spectre harmonique de l'induction magnétique rotorique

Figure III-16 : Induction magnétique rotorique et sont fondamental

Figure III-17 : Reconstitution de l'induction magnétique à partir de fondamental et des harmoniques 27 et 31

Figure III-18 : Processus d'apparition des fréquences dans le courant statorique

Figure III-19 : Déplacement de centre rotorique pour un défaut d'excentricité

Figure III-20 : Variation de la perméance en fonction de l'angle statorique pour différents degrés d'excentricité statique

Figure III-21 : Variation des quatre premier termes de la perméance en fonction du degré d'excentricité statique

Figure III-22 : Induction magnétique statorique en présence d'excentricité statique

Figure III-23 : Induction magnétique rotorique en présence d'excentricité statique

Figure III-24 : Induction magnétique statorique en présence d'excentricité dynamique

Figure III-25 : Induction magnétique rotorique en présence d'excentricité dynamique

Figure IV-1 : Circuit électrique statorique

Figure IV-2 : Circuit électrique équivalent de rotor

Figure IV-3 : Courants dans les boucles rotoriques

Figure IV-4 : Mutuelle inductance entre les trois phases de stator et une boucle de rotor

Figure IV-5 : Dérivée des mutuelles inductances entre les trois phase de stator et une boucle de rotor

Figure IV-6 : Mutuelle inductance entre une phase de stator et les trois premières boucles de Rotor

Figure IV-7 : Représentation de l'alimentation de la machine

Figure IV-8 : Topologie de l'onduleur de tension

Figure IV-9 : Principe de la technique MLI triangulo-sinusoidale

Figure IV-10 : Raccordement de stator couplé en étoile à son alimentation

Figure IV-11 : Raccordement de stator couplé en triangle à son alimentation

Figure IV-12 : Schéma bloc de SIMULINK utilisé pour la simulation de la MAS

Figure IV-13. Courants statoriques et rotorique -alimentation réseau-

Figure IV-14. Courants statoriques et rotorique en régime permanent -alimentation réseau-

Figure IV-15. La vitesse angulaire rotorique et le couple électromagnétique -alimentation réseau-

Figure IV-16. Analyse spectrale du courant d'une phase statorique -alimentation réseau-

Figure IV-17. Tension délivrée par l'onduleur et son analyse spectrale

Figure IV-18. Courants statoriques et rotorique – alimentation par un onduleur-

Figure IV-19. Courants statoriques et rotorique en régime permanent -alimentation par un onduleur-

Figure IV-20. La vitesse angulaire rotorique et le couple électromagnétique -alimentation par un onduleur-

Figure IV-21. Analyse spectrale du courant d'une phase statorique

Figure IV-28. Analyse spectrale du courant statorique dans la plage [0 - 500 Hz]

Figure IV-29. Analyse spectrale du courant statorique dans la plage [500 - 1000 Hz]

Figure V-1 : Circuit électrique équivalent de rotor avec rupture de barres

Figure V-2 : Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique

Figure V-3 : Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques

Figure V-4 : Comparaison des mutuelles inductances entre une phase de stator et une boucle du rotor

Figure V-5 : Mutuelle inductance entre les trois phases de stator et la première boucle de rotor

Figure V-6 : Mutuelle inductance entre la première boucle de rotor et les trois phases de stator

Figure V-7 : Mutuelle inductance entre la première phase de stator et les trois premières boucles de rotor

Figure V-8 : Mutuelle inductance entre les trois premières boucles de rotor et la première phase de stator

Figure V-9 : Inductance de magnétisation d'une phase statorique

Figure V-10 : Mutuelle inductance entre deux phases statoriques

Figure V-11 : Comparaison des mutuelles inductances entre une phase de stator et une boucle du rotor

Figure V-12 : Mutuelle inductance entre les trois phases de stator et la première boucle de rotor

Figure V-13 : Mutuelle inductance entre la première boucle de rotor et les trois phases de stator

Figure V-14 : Mutuelle inductance entre la première phase de stator et les trois premières boucles de rotor

Figure V-15 : Mutuelle inductance entre les trois premières boucles de rotor et la première phase de stator

Figure V-16 : Vitesse rotorique à vide

Figure V-17 : Courant des quatre premières barres rotoriques à vide

Figure V-18. Courants statoriques à vide

Figure V-19. Analyse spectrale du courant statorique à vide [20 80 Hz]

Figure V-20. Analyse spectrale du courant statorique à vide [100 1000 Hz]

Figure V-21. Vitesse rotorique pour un couple de charge de 5 N.m

Figure V-22. Vitesse rotorique pour un couple de charge 10 N.m

Figure V-23. Courant des quatre premières barres rotoriques en charge

Figure V-24. Courants statoriques en charge

Figure V-25. Analyse spectrale du courant statorique pour un couple 5 N.m

Figure V-26. Analyse spectrale du courant statorique pour un couple de 10 N.m

Figure V-27. Variation des composantes latérales en fonction du couple de charge

Figure V-28. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz] pour un couple de 10 N.m

Figure V-29. Analyse spectrale du courant statorique [0 100Hz], alimentation par un onduleur

Figure V-30. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz], alimentation par un Onduleur

Figure V-31. Vitesse rotorique pour un couple de 5 N.m

Figure V-32. Couple électromagnétique pour un couple de 5 N.m

Figure V-33. Courants statoriques pour $\delta_s = 30\%$

Figure V-34. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz], comparaison entre la machine saine et la machine avec 30 % d'excentricité statique

Figure V-35. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz], influence du degré d'excentricité statique

Figure V-36. Analyse spectrale du courant statorique [500 à 750 Hz]

Figure V-37. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz] avec 30% d'excentricité statique ; alimentation par un onduleur

Figure V-38. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 100 Hz] avec 30% d'excentricité statique ; alimentation par un onduleur

Figure V-39. Vitesses rotoriques pour différents degrés d'excentricité dynamique

Figure V-40. Vitesses rotoriques pour différents degrés d'excentricité dynamique

Figure V-41. Courant statorique pour différents degrés d'excentricité dynamique

Figure V-42. Analyse spectrale du courant statorique pour différents degrés d'excentricité

Figure V-43. Analyse spectrale du courant statorique dans l'intervalle [0 100]

Figure V-44. Analyse spectrale du courant statorique pour 40% d'excentricité dynamique

Figure V-45. Analyse spectrale du courant statorique pour 40% d'excentricité dynamique. alimentation par un onduleur de tension

Figure V-46. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz] pour 40% d'excentricité dynamique. Alimentation par un onduleur de tension

Figure VI-1 : Schéma synoptique du banc d'essais

Figure VI-2 : Photo des rotors des machines asynchrones

Figure VI-3 : Banc d'essais au niveau du laboratoire (LRE) de l'ENP

Figure VI-4 : Banc d'essais au niveau du laboratoire LAPLACE

Figure VI-5. Réalisation de l'excentricité dynamique

Figure VI-6 : Spectre du courant statorique

Figure VI-7 : Représentation temporelle du courant statorique

Figure VI-8 : Détection de la composante de fréquence caractéristique f_s+f_r

Figure VI-9 : Tensions d'alimentation de la machine asynchrone

Figure VI-10 : Analyse spectrale de la tension d'alimentation

Figure VI-11 : Analyse spectrale du courant statorique à vide

Figure VI-12 : Analyse spectrale du courant statorique à 60% de charge

Figure VI-13 : Analyse spectrale du courant statorique à 85% de charge

Figure VI-14 : Analyse spectrale du courant statorique à 85% de charge dans la plage
[100 2500 Hz]

Figure VI-15 : Tension entre phases délivrée par le variateur de vitesse

Figure VI-16 : Comparaison entre le spectre de la tension délivrée par le variateur et celui du réseau triphasé

Figure VI-17 : Analyse spectrale du courant statorique à 80% de charge, alimentation à partir d'un variateur de vitesse

Figure VI-18 : Analyse spectrale du courant statorique [100 2500 Hz] à 80% de charge alimentation à partir d'un variateur de vitesse

Figure VI-19 : Analyse spectrale du courant statorique pour 10% de charge

Figure VI-20 : Analyse spectrale du courant statorique [20 80 Hz] pour 80% de charge

Figure VI-21 : Spectre du courant statorique [500 1000 Hz] pour 80% de charge avec excentricité dynamique

Figure VI-22 : Spectre du courant statorique [1000 1500 Hz] pour 80% de charge avec excentricité dynamique

Figure VI-23 : Spectre du courant statorique [600 660 Hz] pour 80% de charge pour une machine saine

Figure VI-24 : Spectre du courant statorique [600 660 Hz] pour 80% de charge avec excentricité dynamique

Figure VI-25. Extraction des composantes caractéristiques aux défauts

Listes des tableaux

Tableau I-1 : Récapitulatif du processus de diagnostic des machines asynchrones

Tableau III-1. Fréquences des composantes qui peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique de la machine asynchrone à cage

Tableau V-1 : Fréquences et amplitudes des harmoniques d'encoches rotorique avec et sans excentricité statique

Tableau V-2 : Fréquences et amplitudes des harmoniques spécifiques avec 30% d'excentricité statique, alimentation par un onduleur

Tableau V-3 : Fréquences et amplitudes des composantes à $(f_s \pm f_r)$ pour un couple de 10 N.m

Tableau VI-1 : Comparaison entre les fréquences calculées et fréquences issues du spectres pour 60% de charge

Tableau VI-2 : Comparaison entre les fréquences calculées et fréquences issues du spectres pour 85% de charge

Tableau VI-3 : fréquences des harmoniques d'encoches rotorique avec et sans excentricité dynamique pour 80% de charge

Tableau VI-4. Résultats pour le premier type de classification

Tableau VI-5. Résultats pour le deuxième type de classification

Tableau VI-6. Performances de classification pour l'architecture 11x23x17x3

Tableau VI-7. Performance de classification pour l'architecture 11x15x17x3

*Introduction et objectif
de recherche*

I. Introduction

L'emploi des machines électriques dans des systèmes industriels, de plus en plus complexes, s'est accompagné par une demande plus forte de leur disponibilité et de leur fiabilité. En effet, il est financièrement inutile de concevoir et d'intégrer ces machines dans ces systèmes, si celles-ci doivent régulièrement tomber en panne et présenter un danger pour les personnes, l'environnement et les biens. D'après les statistiques [1], 40% des pannes dans une installation industrielle sont liées au système électrique dont 24% sont dues aux machines électriques tournantes.

La machine asynchrone à cage d'écureuil est souvent considérée comme la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération et la moins coûteuse à la fabrication. Avec une puissance qui s'étale de quelques kilowatts à des centaines de Mégawatts, la machine asynchrone est souvent utilisée dans des applications industrielles, non seulement dans des endroits à faibles risques (pompes, convoyeurs, machines-outils et compresseurs) mais également dans des endroits dangereux et agressifs (usines à gaz, pétrochimie...). Cependant, il n'est pas exclu que ce moteur présente des défauts dus aux contraintes de fonctionnement, de l'endroit d'utilisation et de la manière de son exploitation.

II. Problématique

La défaillance de la machine asynchrone peut être due à une fatigue ou à une combinaison de fatigues 'stress' qui provoquent des défauts sur le stator, le rotor, les roulements et l'arbre de la machine. Selon une étude statistique, menée par le groupe de recherche de IEEE spécialisé dans la fiabilité des machines électriques [2] et effectuée sur 2596 moteurs asynchrones de puissance allant de 11 kW à 1 MW installés dans des usines de pétrochimie, 41% des défauts affectant ces moteurs sont dus au roulements, 37% sont dus au stator et 12% sont dus à des défauts d'origine rotorique. Les contraintes mécaniques exercées sur ces moteurs, dans ce domaine d'application, sont très importantes ce qui explique le taux élevé des pannes provoquées par les roulements. Deux types de défauts peuvent apparaître au niveau du rotor : le premier est associé au rotor lui-même, comme la rupture des barres ou de l'anneau de court-circuit ; le second est lié aux problèmes d'excentricité.

Selon la puissance de la machine, la cage rotorique peut être en Cuivre ou en Aluminium. Pour des machines de faibles puissances, les encoches rotoriques, généralement sous forme ovale, sont remplies d'Aluminium coulé formant les barres de la cage. Les anneaux de court-circuit sont obtenus également par coulage d'Aluminium simultanément des deux cotés du rotor. Pour les machines de grandes puissances, le rotor est à encoches profondes. Les barres en Cuivre, de section rectangulaire, et les anneaux de court-circuit, le plus souvent en Cuivre, sont soudés pour former la cage rotorique. Sous les contraintes de fonctionnement, les barres de la cage rotorique peuvent se dessouder à cause de l'échauffement de la machine, des démarrages fréquents, d'un environnement agressif ou des vibrations mécaniques. Une barre dessoudée peut entraîner un déséquilibre dans la machine et les courants ne seront plus uniformément repartis au niveau de la cage rotorique. Ainsi, dans les barres voisines du point

de défaut, le courant devient plus important et risque ainsi de provoquer à son tour des échauffements conduisant à d'autres ruptures de barres (Figure 1).

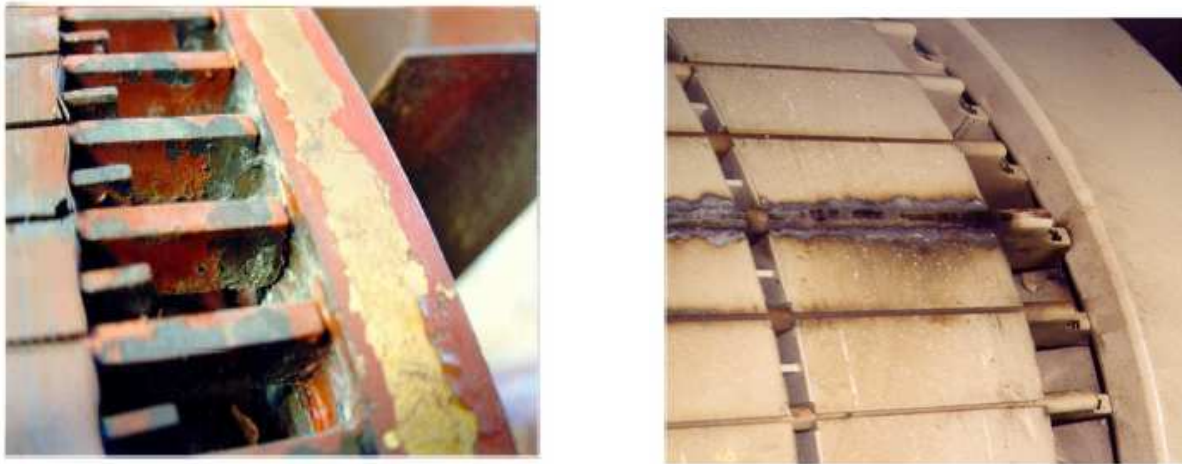


Figure 1. Photo d'illustration d'un défaut de barre dans la cage rotorique [3]

Le second type de défaut rotorique est l'excentricité. Celui-ci peut apparaître à cause d'un défaut de fabrication, d'un mauvais assemblage des parties de la machine ou d'un mauvais accouplement lors de l'exploitation de celle-ci. La présence de l'excentricité dans une machine génère des forces électromagnétiques qui augmentent le niveau sonore et vibratoire de la machine. Si ces forces persistent, le niveau d'excentricité augmente de plus en plus et risque de détériorer la machine. L'excentricité dans une machine asynchrone se manifeste lorsque le centre du rotor ne coïncide pas exactement avec celui de stator, entraînant ainsi des irrégularités au niveau de l'entrefer de la machine. Généralement trois types d'excentricité peuvent être observés :

- **Excentricité statique** : elle se manifeste lorsque le centre géométrique du rotor coïncide avec le centre de rotation, mais il est déplacé par rapport au centre du stator (Figure 2-a).
- **Excentricité dynamique** : pour ce défaut, le centre géométrique du rotor est différent du centre de rotation, ce dernier coïncide avec le centre du stator (Figure 2-b).
- **Excentricité mixte** : c'est la combinaison des deux types d'excentricité : le centre géométrique du rotor est différent du centre de rotation, ce dernier est différent du centre géométrique du stator (Figure 2-c).

L'accroissement de la disponibilité de la machine asynchrone peut être obtenu par une amélioration de sa fiabilité lors de sa conception et de sa fabrication mais aussi par la mise en œuvre d'une stratégie de maintenance bien adaptée. Selon cette stratégie, deux types de maintenance peuvent être distingués : La maintenance corrective dans laquelle les actions sont menées après apparition de la défaillance et la maintenance préventive dans laquelle les actions sont menées avant l'apparition de la défaillance afin de ne pas la subir. Pour le deuxième type de maintenance, deux approches sont possibles : la maintenance préventive

systematique et la maintenance préventive conditionnelle. Dans le premier cas, les activités de maintenance sont planifiées et ont lieu selon un échéancier bien déterminé. Dans le deuxième cas, les activités de maintenance sont déclenchées en fonction d'informations reflétant l'état de dégradation de la machine.

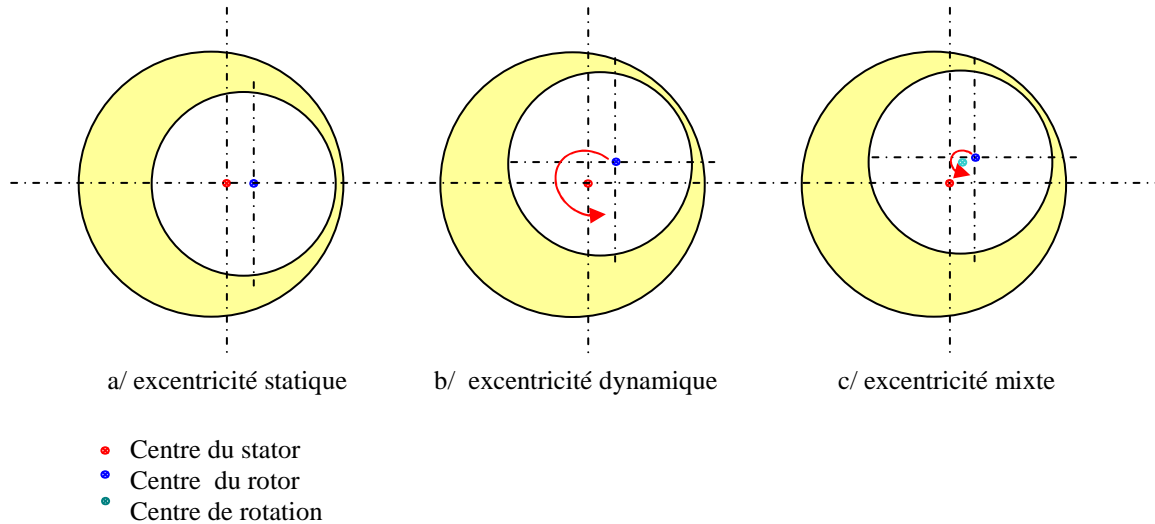


Figure 2. Différents types d'excentricité

La première approche, qui est aussi plus ancienne, est maintenant bien maîtrisée et l'on dispose pour cela d'une méthodologie générale [4]. La seconde approche, plus récente, a fait l'objet d'un plus grand intérêt de la part de la communauté scientifique. Elle nécessite la conception d'un système de diagnostic permettant la détection précoce de déviations faibles par rapport à une caractéristique de la machine en fonctionnement normal afin de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il ne survienne.

Les travaux sur le diagnostic de la machine asynchrone ont commencé depuis une trentaine d'années. Les tout premiers [5,6] ont été consacrés, plus particulièrement, au défaut de rupture de barre dans la cage rotorique. Dans ces travaux, les auteurs ont examiné la nature de ces défauts, leurs causes et leurs conséquences sur la machine. Ils ont présenté également les modèles mathématiques capables de traduire le comportement de la machine asynchrone en présence de ces défauts.

Le diagnostic de la machine asynchrone, par la signature du courant statorique (MCSA), est la technique la plus utilisée. L'avantage de cette technique porte sur sa rapidité et sa simplicité de mise en oeuvre. De plus, cette technique est économique à partir du fait qu'elle n'introduit aucun coût supplémentaire lors de son application. Le capteur de courant, installé afin de protéger la machine contre la surcharge, est suffisant pour sa mise en oeuvre. Néanmoins, dans la plus part des travaux [7-9] qui adoptent cette technique, l'alimentation de la machine asynchrone était assurée par le réseau. Avec les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande, l'emploi des convertisseurs statiques pour alimenter cette machine est de plus en plus répandu. Cependant, il est intéressant d'examiner cette technique en présence de ces convertisseurs et de voir l'impact des harmoniques générés par ces derniers sur l'efficacité de cette technique.

Dans le domaine de la modélisation de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotoriques, quelques travaux ont été présentés en considérant la cage rotorique comme étant un système triphasé équivalent [10-13]. Ainsi, les paramètres réels de la cage rotorique (résistances et inductances des barres) sont transformés en paramètres équivalents. D'autres travaux utilisent ce modèle triphasé pour le transformer en modèle de Park [14,15]. Avec la simplicité de ces modèles, plusieurs phénomènes ne peuvent pas être examinés tel que la répartition des courants dans les barres après le défaut. De plus, ces modèles sont basés sur l'hypothèse que les enroulements de la machine sont uniformément répartis, tant au stator qu'au rotor et que les forces magnétomotrices sont parfaitement sinusoïdales. Cela rend cette modélisation inadaptée pour examiner l'effet des harmoniques d'espace et de temps dans le comportement de la machine.

Afin d'examiner tous les phénomènes électromagnétiques pouvant apparaître dans la machine asynchrone en présence de défaut, le recours à un modèle général capable de représenter tous les éléments de la machine avec un minimum d'hypothèses est souvent nécessaire. Pour cela, la modélisation par l'approche des circuits couplés magnétiquement apparaît la plus adaptée dans le domaine du diagnostic. Les inductances propres et mutuelles du stator et du rotor prennent un rôle important dans cette modélisation. Plusieurs travaux de recherche [16-19] ont utilisé l'approche de la fonction des tours et des bobinages pour le calcul de ces inductances. Dans ces travaux, les expressions analytiques de ces inductances ne sont pas présentées d'une manière explicite mais elles sont calculées numériquement et stockées dans des tables puis utilisées dans le processus d'intégration numérique. Dans ce domaine, il est très intéressant d'adopter une autre approche et de déterminer les expressions analytiques de ces inductances.

L'analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer a été traitée, dans quelques travaux [20, 21], par la méthode des éléments finis qui exige la connaissance des paramètres géométriques, magnétiques et électriques de la machine. La précision recherchée, avec cette méthode, repose essentiellement sur la finesse du maillage adopté ce qui induit un temps de calcul important. L'analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer peut se faire également par une approche analytique en utilisant le principe des circuits magnétiquement couplés.

III. Objectif de recherche

Le travail qui nous a été proposé s'inscrit dans ce contexte. Il est consacré au diagnostic des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écureuil et pour être plus précis, il porte sur la rupture de barres et l'excentricité statique et dynamique. L'objectif de notre travail peut être résumé dans les points suivants :

- Analyser analytiquement l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine en situation saine et en présence des défauts afin de déduire leurs effets et leurs signatures sur les différentes grandeurs de la machine et en particulier sur le courant statorique.
- Avec la complexité de la machine asynchrone, il est quasiment difficile voir impossible de développer un modèle complet qui tienne compte de la majorité des

phénomènes sans adopter des hypothèses simplificatrices toutefois concordantes avec l'objectif visé. Pour cela, notre objectif est d'arriver à un modèle dédié au diagnostic des défauts rotoriques avec un minimum possible de ces hypothèses simplificatrices.

- En adoptant l'approche de la force magnétomotrice et de la perméance, nous développons les expressions analytiques des inductances propres et mutuelles de la machine asynchrone à cage, en situation saine et en présence de défaut rotoriques. Ces inductances seront introduites dans le modèle général de la machine pour analyser son comportement dynamique.
- De par sa simplicité, la technique de détection des défauts rotoriques par la signature du courant statorique est adoptée dans notre étude. Nous examinons également l'influence du type d'alimentation de la machine sur les performances obtenues à l'aide de cette méthode.
- La mise en œuvre d'une technique moderne basée sur l'intelligence artificielle est indispensable pour la localisation et la classification de ces défauts. Pour cela les réseaux de neurones artificiels sont adoptés dans notre travail.
- En prévision de la validation expérimentale, nous améliorons le banc d'essais en le dotant d'une nouvelle carte d'acquisition et d'un variateur de vitesse.

IV. Organisation du manuscrit de thèse

Afin d'atteindre les objectifs fixés, nous commençons par présenter, dans le premier chapitre, une synthèse portant sur la méthodologie adoptée pour effectuer une opération de diagnostic ainsi que les principales techniques utilisées. Afin de familiariser le lecteur avec notre thème de recherche, nous synthétisons, dans ce même chapitre, les principaux travaux publiés en relation directe avec notre étude.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la technique adoptée pour la détection des défauts rotoriques à savoir l'analyse spectrale du courant statorique. Pour cela, quelques notions de traitement de signal, en particulier celles relatives à la définition de la densité spectrale et les méthodes de son estimation ainsi que les notions de fenêtrage sont présentées. Nous abordons également, dans ce deuxième chapitre, les réseaux de neurones artificiels qui seront utilisés pour la classification des défauts rotoriques. Nous expliquons leur principe, leurs architectures ainsi que les différents types d'apprentissage.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone. Cette induction est déterminée par l'approche de la force magnétomotrice et de la fonction de perméance. On commence par présenter la structure de la machine étudiée afin de montrer les différents circuits statoriques et rotoriques. Cette présentation est suivie par l'introduction de quelques notions de base permettant de calculer l'induction magnétique. A partir d'un schéma de bobinage, qui sera adopté tout le long de ce chapitre, nous arrivons à calculer et à analyser les inductions magnétiques statorique et rotorique en tenant compte des harmonique d'espace et de temps. Appliquée à une machine saine, une machine avec défaut de barres et une machine présentant une excentricité statique ou dynamique, cette analyse va servir à démontrer les expressions de fréquence de certaines

composantes additionnelles qui apparaissent dans le spectre du courant statorique. Ces composantes sont ensuite utilisées comme étant une signature de détection de ces défauts.

En adoptant l'approche des circuits couplés magnétiquement, le modèle général de la machine asynchrone à cage en situation saine est présenté au quatrième chapitre. Dans ce dernier, nous développons les équations électriques, magnétiques et mécaniques de la machine. Le calcul des inductances a été fait, en utilisant les notions et les expressions de l'induction magnétique présentées au chapitre précédent. L'alimentation et le type de couplage du stator sont examinés et les résultats de simulation obtenus, sous l'environnement MATLAB/SIMULINK dans le domaine temporel et fréquentiel, sont illustrés et discutés à la fin de ce chapitre.

Au chapitre cinq, nous abordant le modèle général de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques. Nous commençons par présenter les modifications apportées par la rupture de barres dans la cage sur la topologie de la machine et la manière adoptée pour modéliser ce défaut. En présence d'excentricité statique et dynamique, l'entrefer de la machine présente des irrégularités. Ainsi, toutes les inductances de la machine sont recalculées et comparées à celles correspondantes à une machine saine. A la fin de ce chapitre, nous illustrons les résultats de simulation de la machine en situation de défauts.

Au niveau du sixième et dernier chapitre, nous présentons les résultats expérimentaux que nous avons obtenus. Nous appliquons la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour détecter les composantes spécifiques capables d'identifier un défaut donné. Ces composantes sont ensuite utilisées comme des entrées par les réseaux de neurones artificiels pour classifier les défauts rotoriques.

Chapitre I

Principe et techniques de diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage

Sommaire

I.1. Introduction	7
I.2. Principe de diagnostic des machines Electriques.....	7
I.2.1. Acquisition de donnée.....	7
I.2.2. Elaboration d'indicateurs de défauts.....	7
I.2.3. Etape de détection.....	8
I.2.4. Etape de localisation.....	8
I.2.5. Etape de décision.....	9
I.3. Classification des méthodes de diagnostic.....	9
I.4. Synthèse sur les différents travaux de recherche portant sur le diagnostic des défauts rotoriques.....	11
I.4.1 Modélisation de la machine asynchrone dédiée au diagnostic des défauts rotoriques.....	11
I.4.2. Techniques employées pour la détection des défauts rotoriques.....	13
I.4.2.1. Techniques à base de signal	13
I.4.2.2. Techniques à base de modèle	18
I.4.3. Techniques employées pour la classification des défauts rotoriques	19
I.4.3.1. Classification par reconnaissance des formes	20
I.4.3.2. Classification par réseaux de neurones	21
I.4.3.3. Classification par la technique machine à vecteur de support	22
I.5. Synthèse sur les techniques de diagnostic	23
I.6. Conclusion	23

I. Introduction

Le problème qui se pose en diagnostic de défauts de la machine asynchrone est de pouvoir détecter et localiser une défaillance à partir de toute information disponible sur cette machine. Cette connaissance nécessite la surveillance continue de l'évolution de certaines grandeurs qui peuvent être soit :

- électriques : un courant, une tension, une puissance ou un couple ;
- mécaniques : des vibrations, des niveaux sonores (acoustiques).

Ce chapitre est consacré, en premier lieu, à la présentation de la méthodologie adoptée pour effectuer une opération de diagnostic. Ensuite, nous discutons les principaux travaux de recherches publiées dans le domaine de la modélisation et de la détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage.

I.2. Principe de diagnostic des machines électriques

Selon les organismes de normalisation (AFNOR, CEI), le diagnostic est défini comme suit : « 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 ». Cette définition résume deux tâches importantes d'un système de diagnostic qui sont : l'observation des symptômes de la défaillance et l'identification de ces causes. Les recherches qui ont été effectuées dans le domaine de diagnostic de défauts des machines électriques aboutissent à la caractérisation du processus de diagnostic en cinq étapes, comme cela est montré à la figure I-1 [4].

I.2.1. Acquisition de donnée

La procédure de diagnostic nécessite de disposer d'informations sur le fonctionnement de la machine à surveiller. Ces informations sont recueillies lors de la phase d'acquisition de données suivie d'une validation. Cette étape implique donc l'utilisation de capteurs permettant de mesurer les différentes variables de la machine. La tendance actuelle est de ne pas ajouter des capteurs supplémentaires générant des coûts additionnels mais plutôt, d'utiliser ceux qui sont déjà implantés pour la commande de la machine.

I.2.2. Elaboration d'indicateurs de défauts

A partir des mesures réalisées et des observateurs issus des opérateurs en charge de l'installation, il s'agit de construire des indicateurs permettant de mettre en évidence les éventuels défauts pouvant apparaître dans la machine. L'étape de l'élaboration de ces indicateurs consiste à comparer le comportement réel de la machine à un comportement de référence (généralement le fonctionnement en situation saine). L'écart trouvé doit être nul en absence de défauts et différent de zéro dans le cas contraire.

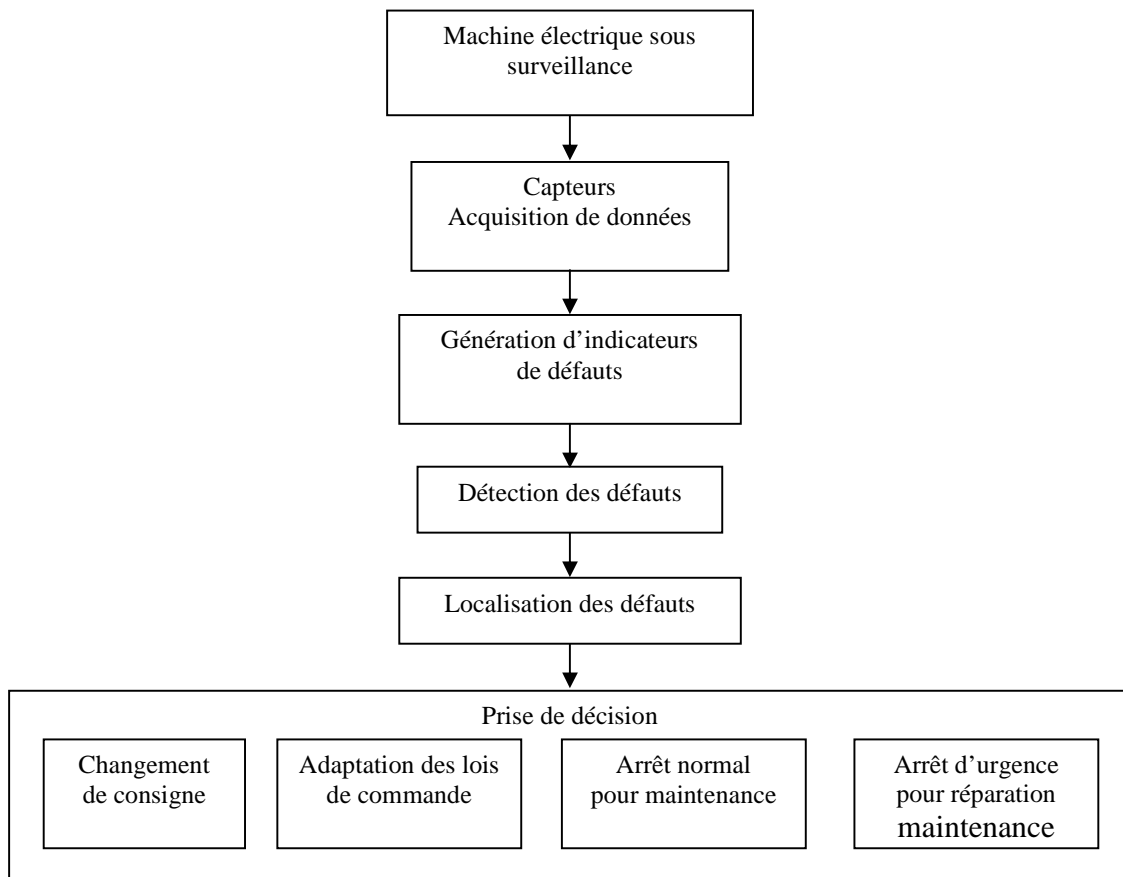


Figure I-1. Les différentes étapes du diagnostic

I.2.3. Etape de détection

Cette étape doit permettre de décider si la machine se trouve ou non dans un état de fonctionnement normal. On pourrait penser qu'il suffit de tester la non nullité des écarts élaborés dans l'étape précédente pour décider de l'apparition d'un défaut.

En pratique, le problème n'est pas si simple, car les grandeurs mesurées sont souvent entachées de bruits. Par conséquent, cette étape fait le plus souvent appel aux tests statistiques ou de manière plus simple, est réalisée à l'aide d'un seuillage.

I.2.4. Etape de localisation

Il s'agit, à partir des écarts détectés de localiser le défaut, c'est-à-dire de déterminer le ou les éléments défaillants. On appelle signature d'un défaut l'effet de celui-ci sur un ou plusieurs écarts. Si l'on dispose de la connaissance de la signature des défauts, il est possible, à partir de celle-ci, de remonter des effets (écart non nuls) aux causes (les éléments défaillants). Cette étape peut être réalisée à l'aide des outils de classification.

I.2.5. Etape de décision

Le fonctionnement incorrect de la machine étant constaté, il s'agit de décider de la marche à suivre afin de conserver les performances souhaitées de la machine sous surveillance. Cette prise de décision doit permettre de générer, éventuellement sous le contrôle d'un opérateur humain, les actions correctrices nécessaires à un retour à la normal du fonctionnement de la machine. Ces actions peuvent être : l'adaptation paramétrique de la loi de commande, un changement de la consigne afin de compenser l'effet d'un défaut, une procédure normale d'arrêt ou encore un arrêt d'urgence en cas de détection d'une anomalie sévère mettant en danger les personnes ou le matériel.

I.3. Classification des méthodes de diagnostic

Historiquement, les premières méthodes de diagnostic furent basées sur la redondance des matériels jugés critiques pour le fonctionnement du système. La redondance matérielle est très répandue dans le domaine où la sûreté de fonctionnement est cruciale pour la sécurité des personnes et de l'environnement, comme dans l'aéronautique ou le nucléaire. Les principaux inconvénients de la redondance matérielle sont liés aux coûts dus aux manipulations des éléments ainsi qu'à l'encombrement qu'elle génère.

Les progrès réalisés dans le domaine des calculateurs numériques combinés à une baisse des coûts permettent aujourd'hui la mise en œuvre, dans le milieu industriel, des méthodes modernes de diagnostic. Dans la littérature, on rencontre plusieurs techniques de diagnostic de défauts pour les machines électriques. Globalement, ces techniques peuvent être classées en deux catégories :

- les techniques à base de signal ;
- les techniques à base de model.

La première catégorie est basée sur le contrôle et la surveillance des signaux de la machine à diagnostiquer. Cette surveillance peut être effectuée dans le domaine temporel, dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine mixte.

Dans le domaine temporel, le diagnostic de défaut peut s'effectuer par des moyens statistiques en calculant la moyenne, la variance, ou le 'kurtosis' des signaux. Dans le domaine fréquentiel, une analyse spectrale des signaux est effectuée et les fréquences qui caractérisent le défaut sont identifiées. Pour réaliser cette analyse, on emploie souvent la FFT (transformé de Fourier rapide) ou encore la HOS l'analyse spectrale de haute résolution (Hight Order Spectral). L'analyse spectrale peut révéler des informations importantes sur la nature de défaut. L'acquisition des signaux à analyser se fait en temps réel ; leur transformation dans le domaine fréquentiel induit des pertes d'informations en particulier pour le régime transitoire du système. Ce régime de fonctionnement ne peut pas être examiné dans le domaine fréquentiel. C'est pour cette raison qu'une nouvelle méthode d'analyse a été développée, il s'agit de la STFT (transformé de Fourier à temps court).

Les techniques de diagnostic à base de modèle tiennent en considération la modélisation physique du système. Elles comparent l'évolution du modèle avec celle du processus physique. Le modèle peut être divisé en trois classes : analytique, statistique ou de connaissance. Le modèle analytique est basé sur l'identification des phénomènes physiques du système. Le modèle statistique est construit sur la base des acquisitions prises à partir du système. Tandis que le modèle de reconnaissance est basé sur l'expérience humaine et la connaissance du système et ses défauts [22].

L'application des techniques de diagnostic à base de modèle analytique se fait en deux étapes : Génération des résidus et construction de la décision. La Figure I-2 montre le schéma de diagnostic à base de modèle. Le modèle mathématique de la machine estime les grandeurs mesurées sur celle-ci. Si le modèle reflète bien le comportement de la machine saine, tout écart entre les grandeurs estimées et mesurées traduira l'apparition d'un ou de plusieurs défauts. Les défauts sont alors détectés par comparaison des résidus à des seuils convenablement choisis.

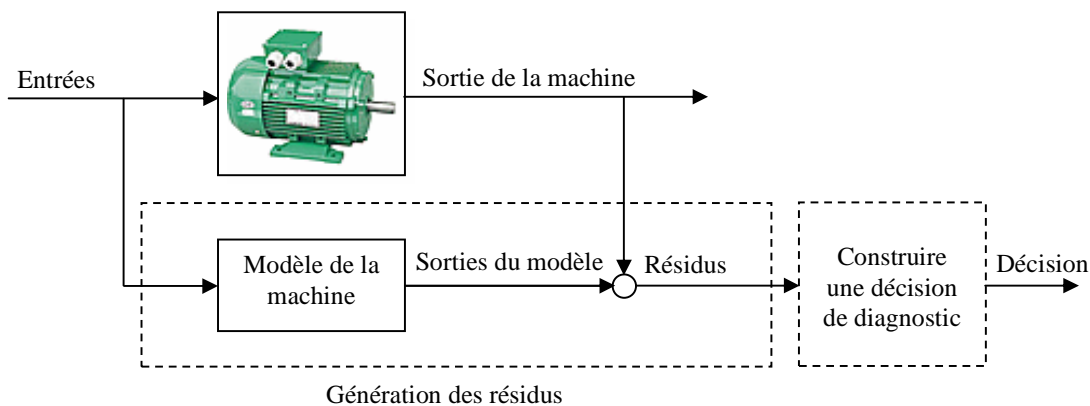


Figure I-2. Principe de diagnostic à base de modèle

Le modèle de connaissance est basé sur l'expertise humaine qui doit maîtriser parfaitement le fonctionnement du système et les éventuels défauts qui peuvent apparaître. L'expert peut constituer une modèle de connaissance en constatant les symptômes du système et en interviewant l'opérateur qui l'exploite.

Le modèle statistique est appliqué lorsqu'il apparaît difficile de représenter le système par un modèle analytique ou par un modèle de connaissance basé sur l'expertise. L'obtention d'un modèle statistique peut être réalisée par de nombreuses manières. L'approche la plus traditionnelle est l'analyse en série temporelle. Les modèles résultants peuvent être utilisés comme des modèles analytiques bien que les paramètres de ces modèles ne soient égaux à aucun paramètre physique du système réel. Les séries temporelles obtenues peuvent être appliquées pour des systèmes non linéaires, par exemple en utilisant des modèles de Hammerstein, les réseaux de neurones ou la logique floue [23].

Ces dernières années, les techniques basées sur les réseaux de neurones ont fait l'objet de plusieurs travaux [24-27]. Avec les réseaux de neurones, il est possible d'estimer une fonction non linéaire sans exiger une description mathématique de la relation fonctionnelle entre l'entrée et la sortie. Les avantages les plus généralement mentionnés, pour les réseaux de neurones, sont leur capacité de construire un modèle pour n'importe quel système non linéaire, la capacité d'apprentissage pour des structures fortement parallèle et la capacité de traiter des données contradictoires ou bruyantes. L'application des réseaux de neurones dans le domaine de diagnostic de défaut permet de résoudre pas mal de problèmes rencontrés lors de l'utilisation des modèles analytiques. Avec les réseaux de neurones, il est possible de générer les résidus et de construire une décision sur le défaut. Les réseaux de neurones sont employés dans des situations où il serait possible d'obtenir des données à partir des mesures. La grande quantité de données numériques du système est également une condition essentielle pour créer les réseaux de neurones. La fiabilité de ces réseaux est accrue s'il n'y a pas assez de mesures fournies par tous les états d'opération du système.

I.4. Synthèse sur les différents travaux de recherche portant sur le diagnostic des défauts rotoriques

Plusieurs travaux de recherche consacrés au diagnostic de la machine asynchrone en général et les défauts rotoriques en particulier ont été publiés depuis une trentaine d'années [28]. Ces travaux portent essentiellement sur la modélisation, l'identification et la classification de ces défauts. Dans cette partie, nous examinons quelques travaux qui ont été publiés portant sur les défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage. En particulier, nous discutons ceux qui traitent la modélisation de ces défauts et qui présentent les techniques employées pour leur diagnostic.

I.4.1 Modélisation de la machine asynchrone dédiée au diagnostic des défauts rotoriques

Dans le domaine de diagnostic des défauts rotoriques, les travaux relatifs à la modélisation de cette machine peuvent être regroupés comme suit :

Modélisation de la rupture des barres dans la cage rotorique : dans cette catégorie, on distingue les travaux qui sont basés sur l'approche des circuits couplés magnétiquement et qui tiennent compte de la représentation générale de la machine et ceux qui sont basés sur le modèle triphasé équivalent de la machine asynchrone.

Pour le premier type de modélisation, on retrouve le travail [29]. Dans ce dernier, le principe de l'approche des circuits couplés magnétiquement a été développé. Les auteurs présentent et comparent les résultats de simulation basés sur cette modélisation avec ceux obtenus par le modèle de Park, pour une machine avec rupture de barres dans la cage rotorique. D'autres résultats de simulation montrant les performances de la machine asynchrone en présence de rupture de barres et de segments d'anneaux peuvent être trouvés dans les travaux [30-33].

Une représentation vectorielle du modèle de la machine asynchrone est introduite par A. R. Munos et T. A. Lipo [12]. Cette modélisation est basée sur l'approche des circuits couplés magnétiquement et sur la théorie des fonctions de bobinage. Le rotor est représenté par un schéma en boucle et les équations obtenues sont transformées dans le plan complexe. Ainsi, le stator et le rotor sont représentés par une seule équation complexe. Les auteurs introduisent également les formules par lesquelles les paramètres du circuit triphasé équivalent peuvent être calculés. En se basant sur la même approche, les inductances de la machine sont calculées numériquement et non pas analytiquement dans [34]. Pour représenter le défaut relatif à la rupture des barres, l'auteur recalcule ces inductances suite à la nouvelle topologie induite par ce type de défaut.

Les harmoniques d'espace dans la modélisation de la machine asynchrone ont été pris en compte dans [35]. Dans ce travail, les auteurs utilisent le modèle général de la machine asynchrone comme point de départ puis à travers une transformation du système polyphasé vers le système biphasé (d, q), ils introduisent pour chaque rang d'harmonique d'espace, un modèle équivalent. La transformation du modèle multi-enroulement vers le modèle de Park a été présentée également dans [36]. Des résultats issus du modèle par éléments finis et d'autres de l'expérimentation ont fait l'objet d'une comparaison afin de valider cette modélisation. En plus des harmoniques d'espace, la saturation de la machine a été prise en compte dans la modélisation présentée dans [37]. L'auteur présente également quelques résultats expérimentaux pour valider ceux obtenus par simulation.

Parmi les travaux de modélisation de la machine asynchrone à cage dédiés au diagnostic des défauts rotoriques et qui représente la machine comme étant un système triphasé au stator et rotor, on trouve celui de A. Consolé et T.A Lipo dans [5]. Ce modèle est simple, il est destiné à la simulation de plusieurs défauts tel que : l'ouverture et le court-circuit d'une phase statorique et le déséquilibre de circuit rotorique. Le défaut rotorique est modélisé dans ce travail par l'insertion d'une résistance additionnelle au rotor.

Le travail [38] présente une nouvelle approche pour la modélisation de la machine asynchrone. Cette modélisation est basée sur les circuits magnétiques équivalents, les courants et les tensions sont remplacés par le potentiel magnétique et les flux. La connaissance de la géométrie est indispensable pour le calcul des inductances dans cette modélisation où la cage rotorique est représentée par un circuit de boucles.

Un modèle triphasé de la machine asynchrone est présenté dans [13]. Les résistances et les inductances dans ce modèle sont fonction du nombre de tours des enroulements statoriques et rotoriques. Le modèle relatif au défaut est écrit en fonction des paramètres du modèle sans défaut en plus des termes additionnels. Ce modèle est dédié pour représenter des défauts rotoriques et statoriques.

Modélisation de la machine asynchrone en présence d'excentricité: la plupart des travaux publiés traitant ce type de modélisation sont basés sur l'approche des circuits couplés magnétiquement. Les inductances de la machine sont calculées en utilisant les fonctions de tours et de bobinages de la machine. La différence entre ces travaux réside dans l'approximation de la fonction de perméance. Parmi ces travaux, on trouve ceux présentés dans [39-41]. Dans ces travaux, le premier et le second terme de la série de Fourier relative à la fonction de perméance ont été considérés. Les auteurs illustrent également l'influence de l'excentricité sur les inductances de la machine.

En se basant sur des calculs géométriques, les auteurs de la référence [42] adoptent et comparent deux méthodes pour représenter cette fonction. Ils calculent également les principales inductances par l'approche de l'induction magnétique et présentent des résultats de simulation. Les harmoniques d'espace sont prises en considération dans [43] où la fonction de perméance a été développée en série de Fourier. Par un calcul analytique, l'auteur aboutit à la détermination des expressions des inductances et les introduit dans un modèle écrit sous une forme complexe pour simuler le comportement dynamique de la machine asynchrone.

Quelques travaux sont récemment publiés dans le domaine de la modélisation de la machine asynchrone en présence d'excentricité [44-47]. Dans ces travaux, en plus de la composante radiale, une composante axiale a été ajoutée dans l'expression de la fonction de perméance. Les auteurs tiennent également compte des harmoniques d'espace dans leur calcul des inductances de la machine.

Les signatures de défaut d'excentricité statique sont démontrées par l'emploi des éléments finis pour la modélisation de la machine asynchrone [48]. Dans ce travail les auteurs arrivent à illustrer l'influence des encoches rotoriques et de la saturation magnétique sur la fréquence des composantes caractéristiques du défaut. Ils comparent également leurs résultats avec ceux obtenus par l'approche de la force magnétomotrice et de la perméance d'un côté et les résultats expérimentaux de l'autre côté. La même approche de modélisation est employée pour le diagnostic de défaut d'excentricité mixte de la machine asynchrone dans [49].

I.4.2. Techniques employées pour la détection des défauts rotoriques

I.4.2.1. Techniques à base de signal

Ces techniques sont largement utilisées dans le domaine du diagnostic de ce type de défauts. Le défaut étant traduit par l'apparition des composantes additionnelles et/ou l'augmentation de l'amplitude de certaines composantes dans le spectre du courant statorique, de la puissance électrique instantanée ou de la tension induite après déconnection de la machine de son alimentation. Exigeant uniquement des capteurs usuels de courant, de tension ou parfois de la vitesse, les techniques à base de signal sont de loin les techniques de diagnostic les plus économiques et les plus rapides, d'où leurs succès auprès des industriels [50,51].

I.4.2.1.1. Analyse spectral du courant statorique

L'analyse spectrale du courant statorique (MCSA) est sans doute la plus populaire et la plus utilisée pour le diagnostic des défauts rotoriques. Cette technique consiste à représenter le courant statorique dans le domaine fréquentiel, à identifier les composantes spécifiques au défaut, puis à comparer leurs amplitudes avec celles d'une machine sans défaillance (Figure I-3). Plusieurs travaux utilisant cette technique ont été publiés ces dernières années. Parmi eux, on cite celui présenté dans [52] où les auteurs comparent trois techniques d'estimation de la densité de l'énergie spectrale à savoir, Welch, Burg et MUSIC (MUltiple SIngal Classification). L'objectif de leur travail était, l'évaluation des performances de chaque technique pour la détection de défaut de rupture de barres dans la machine asynchrone en régime stationnaire. Ils concluent que pour les faibles charges, la technique de Welch est plus performante par rapport aux autres à condition que l'acquisition de données soit faite sur une période plus importante. Pour des charges supérieures à 50%, les trois techniques présentent pratiquement les mêmes performances. Dans la même philosophie de comparaison des techniques de traitement de signal, le travail [53] est consacré à l'analyse spectrale du courant statorique en régime transitoire. Cette analyse est réalisée à partir de plusieurs techniques : Periodogram, Welch, Yule-Walker Burg, Music...

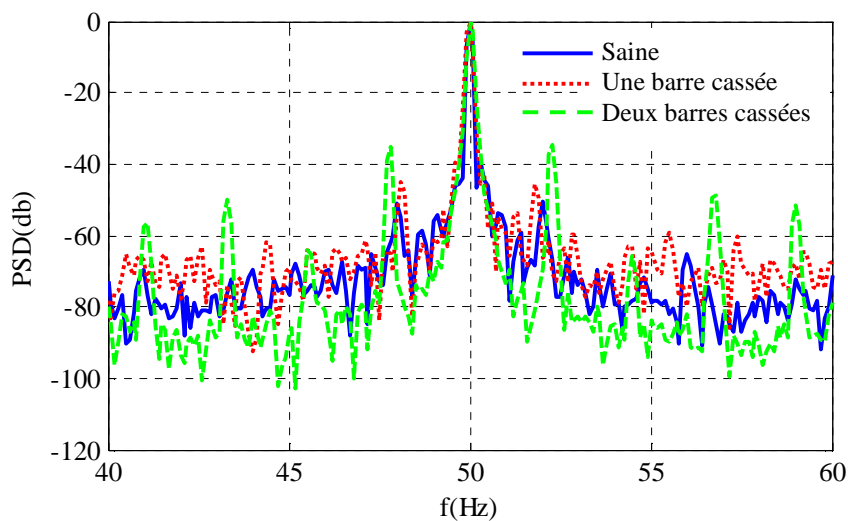


Figure I-3. Spectre du courant statorique

En adoptant un critère de performance, les auteurs arrivent à montrer les avantages et les inconvénients de chaque technique. L'analyse du courant statorique en régime transitoire peut s'effectuer par la technique des ondelettes ou par une analyse temps-fréquence. C'est l'objet des travaux [54, 55] et [56] respectivement.

La durée d'acquisition du courant statorique pour une analyse spectrale peut être réduite en utilisant la technique Zoom FFT [57, 58]. Cette dernière peut donner de bons résultats en matière de détection des composantes relatives au défaut de barres rotoriques, dans une bande de fréquence bien choisie, en diminuant le nombre de points d'acquisition du signal.

La plupart des travaux publiés s'intéressent uniquement à l'analyse de l'amplitude des composantes spécifique au défaut. L'auteur dans [59] examine également la phase de ces composantes et montre que cette dernière peut être utilisée comme signature pour la détection des défauts de barres dans la cage rotorique.

L'analyse spectrale du courant statorique a été utilisée également pour détecter les défauts d'excentricité. Dans les travaux [60-62], les auteurs qui appartiennent au même groupe de recherche, réalisent des essais expérimentaux sur des machines ayant plusieurs degrés d'excentricité statique et fonctionnant à différents niveaux de charge. Ils analysent les performances de la technique sous l'influence de ces paramètres.

La technique des ondelettes a été très utilisée pour le diagnostic des défauts de barres mais peu de travaux sont publiés en examinant d'autres défauts. C'est pour cette raison que les auteurs dans [63] utilisent cette technique pour analyser le courant de démarrage d'une machine asynchrone en présence d'une excentricité dynamique. Les auteurs comparent également les résultats de simulation obtenus par une modélisation de la machine par éléments finis et ceux obtenus par des essais expérimentaux pour valider cette technique.

I.4.2.1.2. Analyse spectrale de la puissance instantanée

La puissance instantanée n'est autre que la multiplication du courant et de la tension du stator. L'analyse spectrale de cette puissance montre qu'en plus des composantes latérales, dont la fréquence égale à $(2 \pm g)f_s$, il existe une composante supplémentaire de fréquence $2.g.f_s$ (Figure I-4) [64]. La puissance apparente a été utilisée dans le travail [65] pour la détection de l'excentricité mixte dans la machine asynchrone. Les auteurs montrent qu'avec cette technique, les mêmes composantes qui apparaissent dans le courant statorique peuvent apparaître dans la puissance apparente.

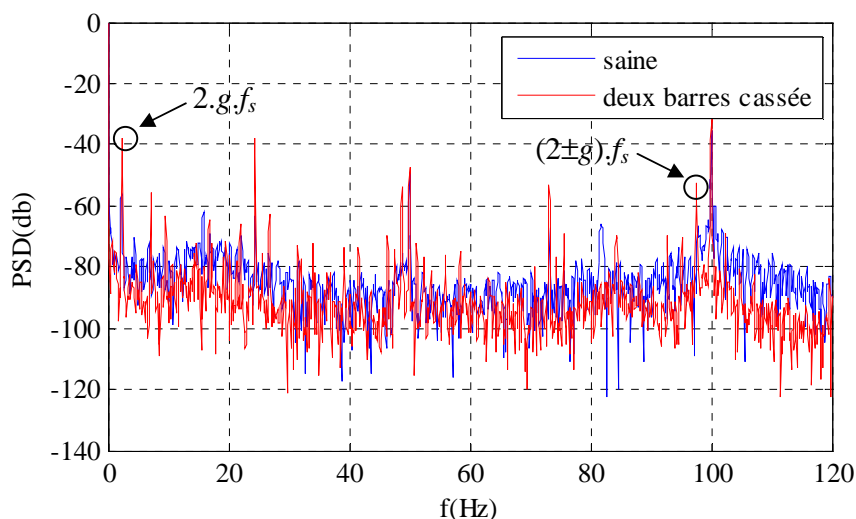


Figure I-4. Spectre de la puissance instantanée

I.4.2.1.3. Analyse spectrale de la tension

La tension statorique obtenue après déconnexion de la machine de son alimentation peut porter des informations importantes sur l'état de cette dernière. En effet, lorsque la machine est déconnectée, le courant statorique s'annule immédiatement. Les courants dans les barres rotorique diminuent d'une manière exponentielle, avec une constante de temps qui dépend des paramètres de la cage (résistance et inductance). Dans ces conditions, le rotor est la seule source qui peut induire des tensions dans le stator. En conséquence, si un défaut de barres apparaît, son effet sera automatiquement enregistré au niveau de la tension induite dans le stator et une analyse spectrale de cette tension montre que les harmoniques d'ordre $6m \pm 1$ ($m = 1, 2, 3..$) augmentent avec le défaut rotorique.

Cette technique a été exploitée dans pas mal de travaux de recherche tels que [6]. Dans ce travail les auteurs utilisent la résolution des équations du champ électrique par la méthode des éléments finis, pour obtenir la répartition du champ dans la machine et déterminer ses performances mécaniques. La géométrie complexe du stator et du rotor, la non linéarité du circuit magnétique et la répartition spatiale des conducteurs dans les encoches sont prises en compte. Les auteurs examinent et comparent également quatre techniques pour la détection d'une barre cassée au rotor à savoir : l'analyse de la tension induite dans une bobine de placée à l'intérieur et à l'extérieur de la machine, l'analyse harmonique du courant et du couple de la machine. Toutes les techniques utilisées ont montré leur efficacité dans la détection d'un défaut de barres. La technique d'insertion d'une bobine à l'extérieur de la machine semble plus pratique en particulier dans le domaine industriel où le moteur ne subira aucune modification.

Dans [66], les auteurs exploitent l'idée explorée par [6] et montrent que cette technique peut être utilisée même avec une machine fonctionnant à vide. A travers les essais expérimentaux, ils montrent également que quelques composantes trouvées dans le spectre d'une machine défectueuse, peuvent se retrouver même dans le spectre d'une machine saine à cause de la dissymétrie naturelle de celle-ci (lors de l'étape de fabrication).

L'aspect non stationnaire de la tension statorique induite après déconnexion de la machine a ramené d'autres chercheurs à examiner d'autres de types d'analyse spectrales [67] . Dans ce travail, la tension statorique a été analysée par deux techniques FFT et MUSIC. Les auteurs montrent que la dernière technique est plus performante pour la détection de défaut car elle permet de réduire l'effet du bruit dans l'analyse (Figure I-5). En exploitant les performances de la technique MUSIC, il est possible d'intégrer les réseaux de neurones pour détecter et de classifier les défauts de barres dans une machine asynchrone [53].

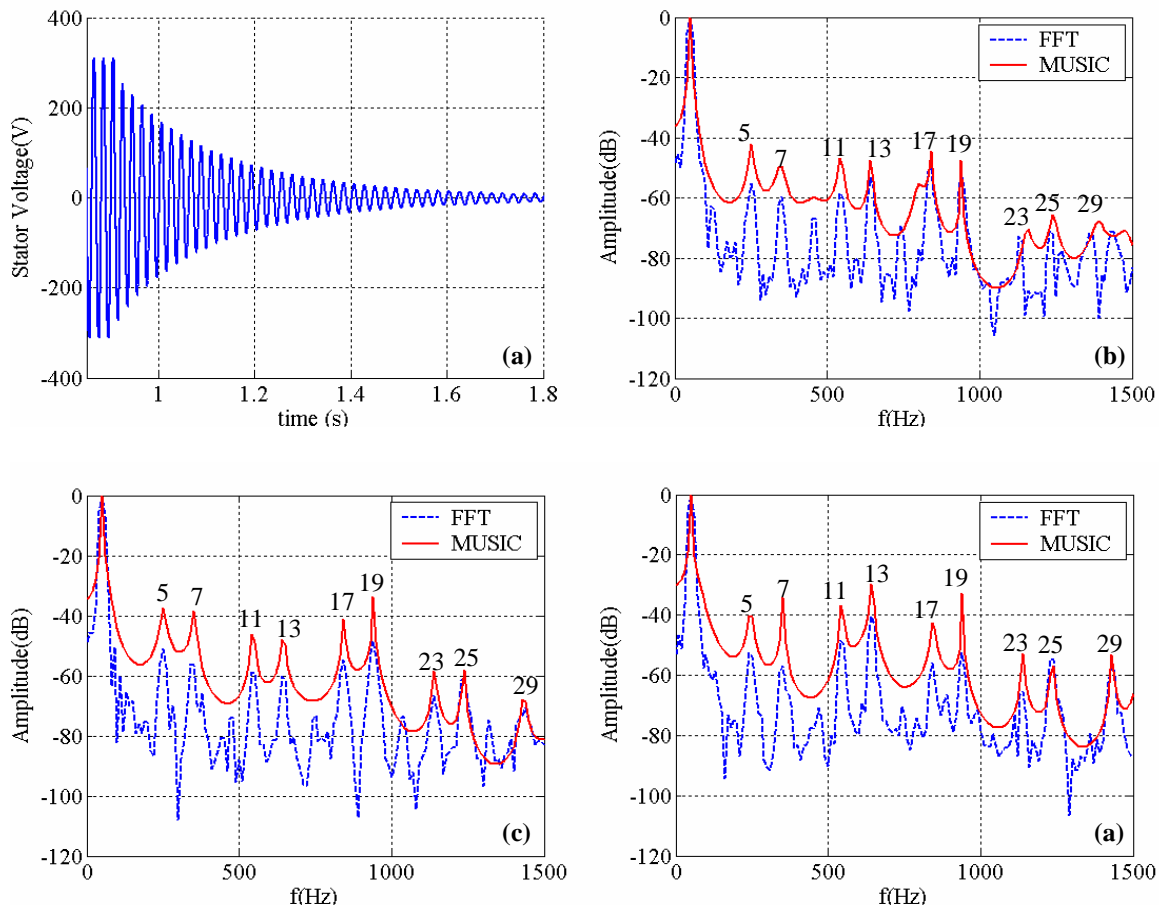


Figure I-5. Tension statorique après déconnexion de la machine de son alimentation et son analyse spectrale b)- machine saine, c) une barre cassée, d) deux barres cassées

I.5.2.1.4. Analyse spectrale des vibrations

Les vibrations provoquées par la machine peuvent être un moyen pour détecter une défaillance. A l'aide des accéléromètres placés sur la machine d'une manière horizontale ou verticale, un signal est capté puis analysé dans le domaine fréquentiel soit par FFT, soit par les ondelettes [68,69]. La dissymétrie du rotor entraîne l'apparition des composantes à des fréquences $2.g.f_s$ dans le spectre des vibrations [70]. Ce même spectre contient également d'autres composantes dont la fréquence est égale à celui correspondante aux encoches rotorique. Ces composantes peuvent être utilisées pour détecter les défauts d'excentricité [71].

Plusieurs travaux adoptent comme hypothèse la négligence des courants inter-barres. Pour considérer l'influence de ces courants, les auteurs dans [72] présentent une étude dans laquelle, ils examinent les forces axiales produites par les barres cassées du rotor. Ils introduisent la théorie des courants inter-barres et la progression du défaut. Ils montrent également que l'interaction de ces courants avec le flux statorique produit des forces dans la direction axiales.

La manière la plus pratique de déterminer les fréquences de ces forces est de mesurer les vibrations axiales sur l'armature du moteur. Le spectre harmonique de ces vibrations indique l'existence des composantes qui ont les mêmes fréquences déterminées par l'analyse spectrale du courant statorique. Les auteurs confirment, par le biais de cette étude, que la fréquence des composantes dépend de la charge du moteur et du courant dans le rotor.

I.4.2.2. Techniques à base de modèle

Comparativement aux techniques à base de signal, le nombre des travaux de recherche publiés sur le diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à base de modèle n'est pas assez important. En se basant sur le modèle de la machine, ces techniques utilisent les grandeurs mesurables tels que les courants et les tensions statorique et parfois la vitesse pour observer et estimer certains grandeurs tels que le flux et couple électromagnétique [73], ou identifier certains paramètres tels que les résistances et/ou les inductances de la machine [74, 75].

Dans [76], les auteurs utilisent le modèle général et le modèle de Park de la machine asynchrone pour l'estimation du couple électromagnétique. Ils justifient que l'excitation du modèle de la machine saine avec des entrées mesurées sur une machine avec défaillance, peut être un moyen d'estimation du couple de la machine défaillante. Ce dernier utilisé par la suite pour le diagnostic des défauts de barres. Cette vision on la retrouve également dans [77] où les auteurs utilisent l'observateur de Luenberger pour réaliser le même objectif.

Dans [78], une comparaison entre une approche interne et une approche externe a été effectuée pour le diagnostic de défaut de barres. Les auteurs considèrent l'analyse spectrale du courant statorique, de la puissance instantanée et du module du vecteur de Park comme étant une approche interne. Tandis que l'analyse spectrale de couple électromagnétique obtenu par estimation en utilisant les observateurs de Kalman et de Luenberger comme étant une approche externe.

Le filtre de Kalman a été utilisé pour estimer la vitesse de la machine asynchrone et l'exploiter pour le diagnostic de court-circuit des spires au stator et de la rupture de barre au rotor par identification paramétrique [79]. Uniquement les signaux électriques ont été utilisés pour l'estimation de la vitesse. L'équation mécanique de la machine n'a donc pas été introduite, ce qui rend le processus d'estimation indépendant des paramètres mécaniques qui varient souvent avec les bancs d'essais. D'autres travaux tel que [80] sont basé sur le modèle de Park et utilisent le filtre de Kalman étendu, pour identifier la résistance rotorique. Cette dernière augmente si la cage rotorique présente une cassure de barres (figure I-6).

La technique Vienna a été utilisée dans [81]. Cette technique consiste à comparer le couple estimé par un modèle de courant à celui estimé par un modèle de tension. Comme cela est illustré par la figure. I-7, pour une machine saine, la valeur du couple estimé à partir des deux modèles

doit être la même. Pour une machine défaillante, l'estimation du couple par les deux modèles ne donne pas la même valeur. Ainsi, cette différence est exploitée pour le diagnostic de défaut de la machine asynchrone.

I.4.3. Techniques employées pour la classification des défauts rotoriques

Une fois que les symptômes et les indicateurs de défauts ont été détectés, l'étape suivante doit permettre de distinguer entre une situation de fonctionnement normal ou la présence d'une défaillance. Cette opération repose sur le savoir et l'expérience de l'opérateur humain ayant une parfaite maîtrise du fonctionnement de la machine à surveiller et/ou sur l'existence d'une base de connaissances numériques correspondant aux divers modes de son fonctionnement.. Suivant cette approche, on retrouve les techniques de classification basées sur l'intelligence artificielle. Elle inclut les systèmes experts, la logique floue, la connaissance des formes, les réseaux de neurones et les machines à vecteur de support [82-84].

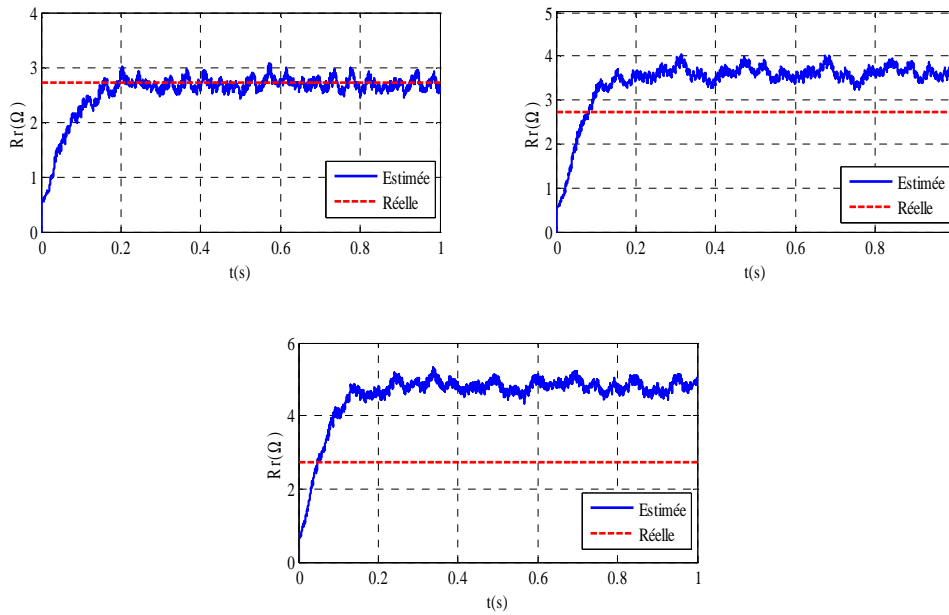


Figure I-6. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman : a) machine saine, b) une barres cassée, c) deux barres cassée

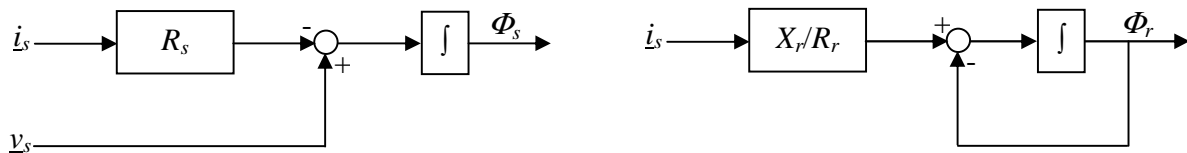


Figure I-7. Principe de la technique viennoise, a) modèle de tension, b) modèle de courant

I.4.3.1. Classification par reconnaissance des formes

La reconnaissance des formes regroupe l'ensemble des méthodes permettant la classification automatique d'objets (appelés aussi formes), suivant sa ressemblance par rapport à un objet de référence. Une forme est définie à l'aide d'un nombre n de paramètres appelés caractères qui représentent les composantes d'un vecteur forme noté x . Une forme ou une classe peut donc être représentée par un point dans un espace de représentation de dimension n . Chaque classe occupe une zone géométrique de l'espace ; le problème consiste alors, connaissant les différentes formes, à définir les frontières les séparant. Comme cela est illustré par la figure I-8, la connaissance des frontières entre les classes permet l'affectation d'une observation à l'une d'entre elles.

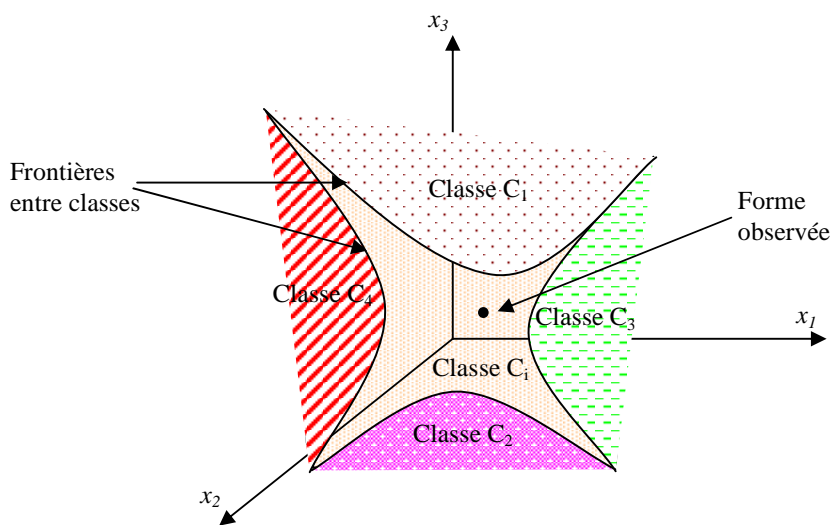


Figure I-8. Principe de la technique de reconnaissance des formes

Cette démarche peut être appliquée au diagnostic des machines électriques. Dans ce cas, les n paramètres du vecteur de forme résultent des mesures réalisées sur la machine à surveiller à l'aide des implantés (vibrations, vitesse, courants, ou encore tensions par exemple). Il n'existe pas de méthode générale permettant de choisir les paramètres les plus adaptés à la résolution d'un problème donné. Ainsi, seule une bonne connaissance du fonctionnement de la machine à surveiller permettra de choisir un groupe de paramètres plutôt qu'un autre. Une fois ces paramètres choisis, une base d'apprentissage est construite regroupant un certain nombre de classes, chacune correspond à un mode de fonctionnement particulier de la machine. Cette base d'apprentissage est utilisée par un classificateur dont l'objectif est de décider de l'appartenance d'une nouvelle observation à l'une des classes existantes. L'algorithme des k – plus proches voisins (k – PPV) est l'un des algorithmes les plus utilisés dans ce domaine.

Parmi les travaux qui ont utilisé cette technique, on cite [85,86]. Dans le premier travail, le diagnostic de défaut de barres et de déséquilibre du stator ont été examinés. Dans ce travail, l'auteur a choisi au départ trente et un paramètres pour caractériser le fonctionnement de la

machine. Avec la règle de sélection de Fisher et la règle SBS (Sequential Backward Selection), ces paramètres ont été réduits à six. Le deuxième travail complète le premier par l'examen du défaut affectant le convertisseur statique qui est le vieillissement du condensateur de filtrage. Cette fois-ci, quarante cinq paramètres ont été choisis au départ. Avec les mêmes méthodes de sélection, ces paramètres ont été réduits à six.

I.4.3.2. Classification par réseaux de neurones

Les réseaux de neurones sont composés d'éléments simples (ou neurones) fonctionnant en parallèle. Ces éléments ont été fortement inspirés par le système nerveux biologique. Comme dans la nature, le fonctionnement du réseau est fortement influencé par les connections des éléments entre eux. On peut entraîner un réseau de neurones pour une tâche spécifique en ajustant les valeurs des connections (ou poids) entre les neurones.

En général, l'apprentissage des réseaux de neurones est effectué de sorte que pour une entrée particulière présentée au réseau correspond une cible spécifique. L'ajustement des poids se fait par comparaison entre la réponse du réseau (ou sortie) et la cible, jusqu'à ce que la sortie corresponde au mieux à la cible. On utilise pour ce type d'apprentissage dit supervisé un nombre conséquent de pair entrée/sortie. L'apprentissage permet aux réseaux de neurones de réaliser des tâches complexes dans différents types d'application (classification, identification, reconnaissance de caractères, de la voix, vision, système de contrôle...). La méthode d'apprentissage supervisé est souvent utilisée mais des techniques d'apprentissage non supervisé existent pour des réseaux de neurones spécifiques.

Les réseaux de neurones ont une histoire relativement jeune (environ 50 ans) et les applications intéressantes avec ces réseaux n'ont vu le jour que ces dernières vingtaines d'années avec le développement de l'informatique. Dans le domaine du diagnostic, Les réseaux multicouches de type Feedforward sont souvent utilisés (Figure I-9). Une étude plus détaillée sur ce type de réseau sera faite au chapitre deux. Parmi les travaux qui ont été publiés, ces dernières années pour le diagnostic des défauts rotorique de la machine asynchrone, on cite celui de [87] où les défauts de barres, de roulements, et d'excentricité ont été examinés. Pour la phase de détection et d'extraction des signatures de défauts, les auteurs utilisent la technique des ondelettes. L'algorithme génétique à été utilisé pour sélectionner les signatures les plus pertinentes et d'éliminer celles les moins importantes afin d'optimiser le réseau de neurones dans la phase de classification [88].

Les résultats de simulation de la machine asynchrone ont été utilisés comme des entrées pour une classification à base des réseaux de neurones dans les travaux [89,90]. Dans ces travaux, les auteurs arrivent également à déterminer le nombre de barres cassées suivant une formule mathématique donnée au préalable. Les réseaux de neurones avec apprentissage non supervisé

ont été utilisés dans [91] où les auteurs utilisent une analyse temps-fréquence pour traiter le problème de variation du couple de charge.

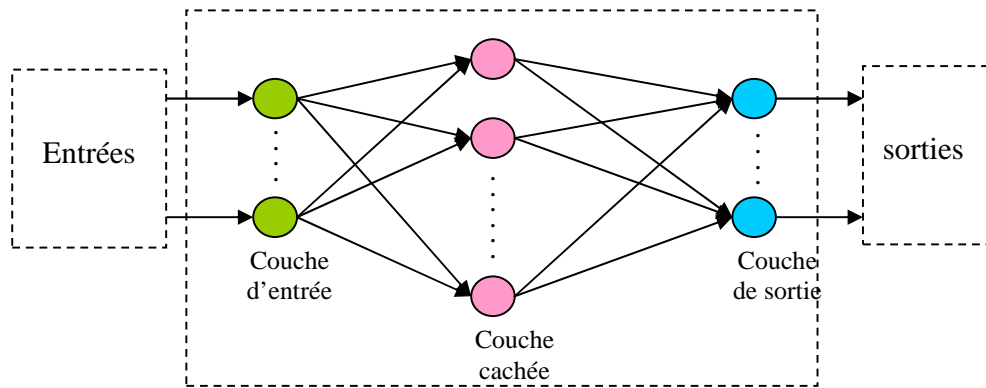


Figure I-9. Représentation d'un réseau de neurones de type Feedforward

I.4.3.3. Classification par la technique machine à vecteur de support

Les machines à vecteur de support ou séparateur à vaste marge (en anglais Support Vector Machine, SVM) sont un ensemble de techniques d'apprentissage supervisées destinées à résoudre des problèmes de discrimination, c'est-à-dire décider à quelle classe appartient un échantillon. Ces techniques reposent sur deux idées clés. La première est la notion de marge maximale qui représente la distance entre la frontière de séparation et les échantillons les plus proches. Ces derniers sont appelés vecteurs supports (figure I-10). Dans les SVM, la frontière de séparation est choisie comme celle qui maximise la marge. Ce choix est justifié par la théorie de Vapnik-Chervonenkis (ou théorie statistique de l'apprentissage) qui montre que la frontière de séparation de marge maximale possède la plus petite capacité [92]. Le problème est de trouver cette frontière séparatrice optimale, à partir d'un ensemble d'apprentissage. Ceci est fait en formulant le problème comme un problème d'optimisation quadratique pour lequel il existe des algorithmes connus.

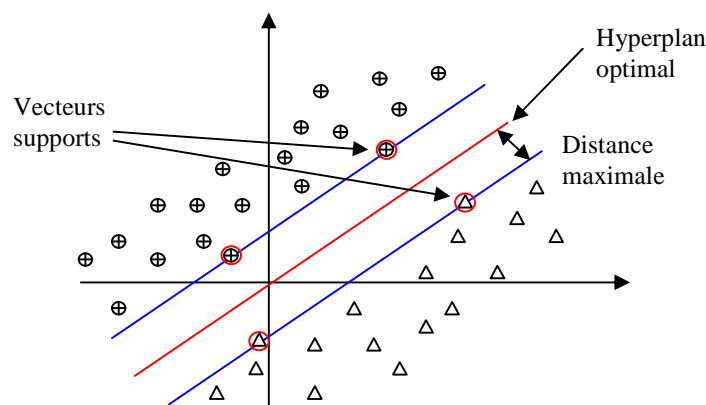


Figure I-10. Principe de la technique SVM

Afin de pouvoir traiter des cas où les données ne sont pas linéairement séparables, la deuxième idée clé des SVM consiste à transformer l'espace de représentation des données d'entrées en un espace de plus grande dimension (possiblement de dimension infinie), dans lequel il est probable qu'il existe un séparateur linéaire. Ceci est réalisé grâce à une fonction noyau qui doit respecter certaines conditions et qui n'exige pas la connaissance explicite de la transformation à appliquer pour le changement d'espace. Les fonctions noyau permettent de transformer un produit scalaire dans un espace de grande dimension, ce qui est coûteux, en une simple évaluation ponctuelle d'une fonction. Cette technique est connue sous le nom de Kernel trick [93]. Cette technique a été appliquée au diagnostic des défauts de barres et de court-circuit statorique de la machine asynchrone dans [94] où l'extraction des signatures a été faite par l'approche du vecteur de Park. On retrouve cette technique également dans [95] qui traite la classification des défauts tels que la rupture de barres, le court-circuit statorique et l'excentricité statique et dynamique.

I.5. Synthèse sur les techniques de diagnostic

Dans la littérature, on retrouve d'autres techniques pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Pour ne pas trop alourdir le chapitre, le Tableau I-1 présente une synthèse générale des différents défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone à cage, les signaux à mesurer, les méthodes d'analyse de ces signaux afin d'extraire les indicateurs, les symptômes de ces défauts et enfin les techniques de localisation et de classification de ces défauts.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art portant sur la définition d'une opération de diagnostic et la méthodologie qu'on peut adopter pour effectuer cette action. Nous avons montré que le diagnostic d'une machine commence d'abord par surveiller et mesurer quelques grandeurs électriques ou mécaniques, à l'aide des capteurs qui de préférence ne doivent pas ajouter un surcoût supplémentaires ou un encombrement. Deux grandes familles de techniques existent pour analyser et traiter les signaux mesurés. Les techniques à base de signal sont fondées sur l'analyse de ces signaux dans le domaine fréquentiel. Pour cela, on compare le spectre de ces signaux par rapport un spectre de référence, si de nouvelles composantes apparaissent ou si l'amplitude de certaines composantes augmente, on dit alors que la machine présente un dysfonctionnement ou un défaut. La deuxième famille des techniques utilise les signaux mesurés soit pour estimer des grandeurs électriques ou mécanique tels que le flux, le couple ou parfois la vitesse, ou d'identifier quelques paramètres de la machine tels que les résistances ou les inductances. Ainsi, les grandeurs estimées sont par la suite analysées dans le domaine fréquentiel et les paramètres identifiés sont comparés à ceux correspondant à la situation normale de la machine. Une fois les indicateurs de défauts sont détectés, une étape de classification de ces indicateurs est nécessaire pour décider de la présence ou de l'absence de défaut, dans une première étape et de localiser ce défaut par la suite. Ces méthodes ne doivent pas être mises en concurrence, mais peuvent au contraire être utilisées de manière complémentaire pour tirer profit de leurs avantages respectifs.

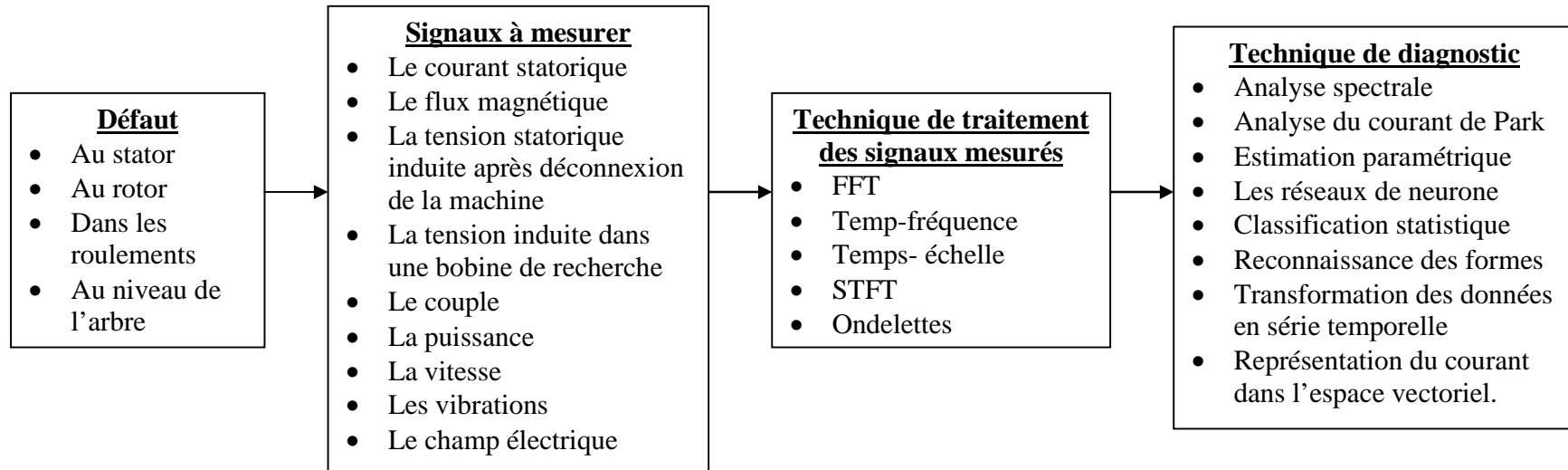


Tableau I-1. Récapitulatif du processus de diagnostic des machines asynchrones

Chapitre II

Notions sur le traitement du signal et les réseaux de neurones

Sommaire

II.1. Introduction	25
II.2. Notion de base de traitement de signal	25
II.2.1. Définitions	25
II.2.2. Valeurs caractéristiques d'un signal	25
II.2.3. Classification des signaux	25
II.2.3.1. Signaux certains et aléatoires	26
II.2.3.2. Signaux à énergie finie ou à puissance moyenne finie	26
II.2.3.3. Signaux continus ou discrets	27
II.2.4. Analyse harmonique des signaux déterministes	27
II.2.4.1. Signaux périodiques : Série de Fourier	27
II.2.4.2. Signaux non périodiques : transformée de Fourier	27
II.2.4.3. Densité spectrale	28
II.2.5. Analyse harmonique des signaux aléatoires	29
II.2.5.1. Propriétés des signaux aléatoires	30
II.2.5.2. Densité spectrale de puissance PSD	31
II.2.5.3. Méthodes d'estimation de la densité spectrale de puissance	32
II.3. Les Réseaux de neurones	37
II.3.1. Principe des réseaux de neurones	38
II.3.2. Architecture des réseaux de neurones	39
II.3.2.1. Les réseaux "feed-forward"	39
II.3.2.2. les réseaux "feed-back"	40
II.3.3. Apprentissage des réseaux de neurones	42
II.3.3.1. Types d'apprentissage	43
II.3.3.2. Règles d'apprentissage	43
II.4. Conclusion	44

II.1. Introduction

Le chapitre précédent était consacré à la présentation des différentes techniques de détection et de classification des défauts rotorique de la machine asynchrone. Dans notre travail, nous adoptons la technique d'analyse spectrale du courant statorique comme outil de détection et les réseaux de neurones artificiels comme outil de classification de ces défauts. Nous estimons que la mise en œuvre de ces techniques ne peut se faire sans l'introduction de quelques notions fondamentales de ces techniques. C'est l'objectif de ce chapitre.

II.2. Notions de base de traitement de signal

II.2.1. Définitions

Le signal désigne toute grandeur physique de nature quelconque porteuse d'information. Traiter un signal, c'est essentiellement en extraire l'information que l'on juge utile, la mettre en forme pour mieux l'analyser, la transmettre ou la stocker et la nettoyer des parasites éventuels.

Le bruit désigne toute perturbation indésirable qui se superpose au signal et aux données utiles, dans un canal de transmission ou dans un système de traitement de l'information.

II.2.2. Valeurs caractéristiques d'un signal

Soit un signal $x(t)$ défini sur un intervalle $[t_1, t_2]$. On peut le caractériser par les grandeurs suivantes :

$$\text{Valeur moyenne : } \langle x(t) \rangle = \frac{1}{(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} x(t) . dt \quad (\text{II-1})$$

$$\text{Valeur quadratique ou énergie : } W_x = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) . dt \quad (\text{II-2})$$

$$\text{Valeur quadratique moyenne ou puissance : } P_x = \frac{1}{(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) . dt = \frac{W_x}{(t_2 - t_1)} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{Valeur efficace : } x_{eff} = \sqrt{P_x} \quad (\text{II-4})$$

II.2.3. Classification des signaux

Les signaux peuvent être classés en de différents types selon différentes approches. Par exemple, on peut considérer :

- le caractère déterministe (certain) ou aléatoire des signaux ;
- le caractère énergétique : signaux à énergie finie ou à puissance moyenne finie ;
- le caractère continu ou discret du signal ;

- le caractère spectral : signaux basse ou haute fréquence, large bande, bande étroite ; signaux blancs ou en $1/f$, etc ;
- la dimension des signaux : signaux 1D : $x(t)$ (signal reçu par un microphone monophonique) ; signaux 2D : $I(x, y)$ (image, signal reçu par un microphone stéréophonique) ; signaux 3D : $I(x, y, z)$ (image volumique en tomographie ou IRM, $I(x, y, f)$ (image hyperspectrale), $I(x, y, t)$ (séquence d'images 2D) ; signaux 4D ou 3D + t (séquence d'images 3D, en IRM par exemple) ; signaux N-D, typiquement reçus par un réseaux de capteurs (réseaux d'antennes, ou de microphones).

Dans ce qui suit, nous nous intéressons uniquement aux trois premières classes des signaux souvent rencontrés dans le domaine de l'électrotechnique.

II.2.3.1. Signaux certains et aléatoires

Un signal est certain (ou déterministe) s'il peut être décrit par un modèle mathématique. Un signal est aléatoire si son évolution est imprévisible et ne peut être décrite que par des grandeurs et méthodes statistiques. A l'intérieur de chacune de ces deux grandes classes, on peut définir d'autres classes (figure II-1).

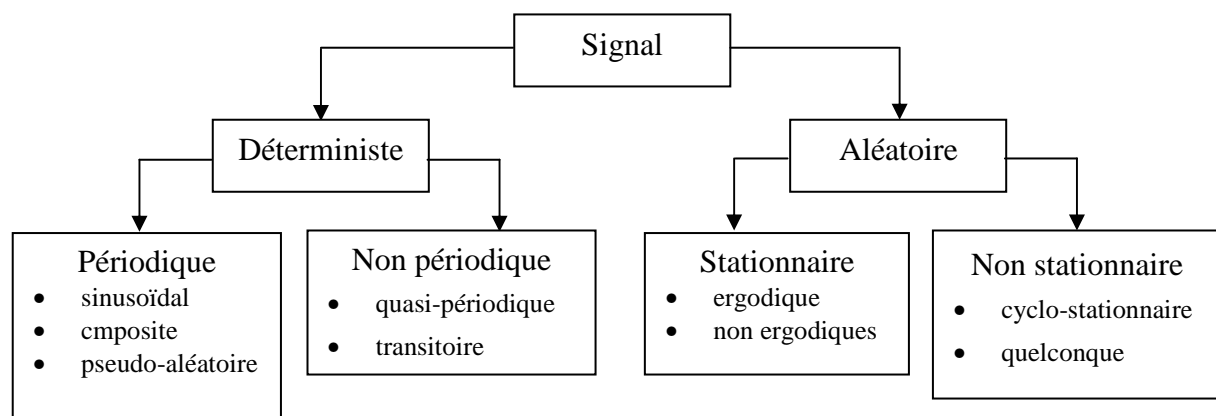


Figure II-1. Classes de signaux déterministe et aléatoire

II.2.3.2. Signaux à énergie finie ou à puissance moyenne finie

Un signal $x(t)$ est à énergie finie si l'intégrale (II-2) suivante existe.

$$W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt \quad (\text{II-5})$$

C'est-à-dire : $W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt < +\infty$.

Les signaux à énergie finie sont aussi appelés signaux de carré sommable ou de carré intégrable. Ces signaux ont une puissance moyenne nulle.

Un signal $x(t)$ est à puissance moyenne finie si :

$$P_x = \lim_{T \rightarrow +\infty} \int_{-T/2}^{+T/2} |x(t)|^2 dt < +\infty \quad (\text{II-6})$$

II.2.3.3. Signaux continus ou discrets

Les signaux physiques existant dans la nature sont en général des signaux de type analogique, on dit aussi continu, au sens où le signal est une fonction continue du temps. Le signal discret n'est défini qu'à des instants discrets et ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs.

II.2.4. Analyse harmonique des signaux déterministes

II.2.4.1. Signaux périodiques : Série de Fourier

Les séries de Fourier sont un outil fondamental dans l'étude des signaux périodiques. C'est à partir de ce concept que s'est développée la branche des mathématiques connue sous le nom d'analyse harmonique. Considérant un signal $x(t)$ de période $T=2\pi/\omega$, le développement en série de Fourier de ce signal peut être donné par :

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n.\omega.t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n.\omega.t) \quad (\text{II-7})$$

avec :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t).dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t). \cos(n.\omega.t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t). \sin(n.\omega.t) dt \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

II.2.4.2. Signaux non périodiques : transformée de Fourier

La transformation de Fourier est un analogue de la théorie des séries de Fourier pour les signaux non périodiques, et permet de leur associer un spectre en fréquences. On cherche ensuite à obtenir l'expression du signal comme « somme infinie » des fonctions trigonométriques de toutes les fréquences qui forment son spectre. La transformée de Fourier d'un signal $x(t)$ peut être exprimée par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t).e^{-j2.\pi.f.t} .dt \quad (\text{II-9})$$

En pratique, le signal est échantillonné sur une période finie et ses valeurs ne sont connues qu'aux instants d'échantillonnage $n.T_e$, (T_e est la période d'échantillonnage, $n=0,1\dots$). En plus, il est inutile de calculer la transformée de Fourier pour toutes les fréquences f , il va falloir échantillonner et contenir de valeurs discrètes de f . En conséquence, la transformée de Fourier telle qu'elle a été définie par l'équation (II-1) ne peut être effectuée pratiquement et c'est la transformée de Fourier discrète qui est utilisée.

Considérant maintenant que le signal $x(t)$ est échantillonné par N valeurs numériques $\{x_1, x_2, x_3\dots x_N\}$ mesurée sur une durée T aux instants $\{t_0, t_0+T_e, \dots t_0+(N-1).T_e\}$. La période T_e et la fréquence F_e d'échantillonnage peuvent être données en fonction de la durée d'échantillonnage et du nombre d'échantillons par :

$$\begin{cases} T_e = \frac{T}{N} \\ F_e = \frac{N}{T} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

La transformée de Fourier discrète de la série d'échantillons $\{x_1, \dots, x_N\}$ est donnée par [96] :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot n \cdot k} \quad , k = 0, 1, \dots \quad (\text{II-11})$$

En 1965, Cooley et Tukey ont proposé une méthode qui permet de réduire considérablement le temps de calcul de la DFT d'une suite dont le nombre d'échantillons N est décomposable en facteurs (typiquement, une puissance de 2) [97]. Par la suite, de nombreux algorithmes ont été publiés; ils sont connus sous le terme général de transformation de Fourier rapide (en anglais Fast Fourier Transform FFT). Tous ces algorithmes sont basés sur un même principe qui consiste à décomposer le calcul de la DFT en plusieurs DFT de longueur plus petite. La mise en œuvre de ce principe conduit à différentes méthodes dont les performances sont comparables. Avec cette méthode, le gain en temps de calcul par rapport à la DFT est de l'ordre de [98] :

$$\text{gain} = \frac{N}{\log_2(N)} \quad (\text{II-12})$$

II.2.4.3. Densité spectrale

La densité spectrale de puissance (en anglais Power Spectral Density PSD) est un outil mathématique permettant de représenter les différentes composantes spectrales d'un signal et d'en effectuer l'analyse harmonique. Elle est utilisée en particulier en physique, en ingénierie et en traitement du signal.

II.2.4.3.1. Densité spectrale d'énergie

Pour un signal à énergie fini, la densité spectrale d'énergie est définie comme étant la transformé de Fourier de sa fonction d'autocorrélation :

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (\text{II-13})$$

avec $R_x(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation donnée par :

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(t - \tau) dt \quad (\text{II-14})$$

où $x^*(t)$ est le conjugué de $x(t)$. On peut montrer que : $S_x(f) = |X(f)|^2$ c'est-à-dire que $S_x(f)$ est l'énergie du signal à la fréquence f d'où le nom de densité spectrale d'énergie.

II.2.4.3.1. Densité spectrale de puissance : pour un signal à puissance moyenne finie, la densité spectrale de puissance est toujours la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation qui cette fois-ci est différente à l'équation (II-14). En effet, Le produit scalaire, défini pour les signaux à énergie finie, n'est pas applicable pour les signaux à puissance moyenne finie, car l'intégrale (II-14) ne converge pas. Pour les signaux à puissance moyenne finie, on définit donc la fonction d'autocorrélation de la manière suivante :

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) x^*(t - \tau) dt \quad (\text{II-15})$$

Pour les signaux à puissance moyenne finie, la densité spectrale de puissance n'est pas égale au carré du module de la transformée de Fourier. On peut cependant trouver une relation asymptotique. En effet, soit $x(t)$ un signal à puissance moyenne finie, on note la portion du signal de largeur T centrée sur l'origine : $x(t, T) = x(t) \cdot \text{rect}(t/T)$ (rect est la fonction rectangulaire), on note également $X(f, T)$ la transformée de Fourier de $x(t, T)$. ainsi, ce dernier signal est à énergie finie dont on peut calculer la densité spectrale d'énergie par : $S_x(f, T) = |X(f, T)|^2$. En utilisant le théorème de Parseval, on peut démontrer que :

$$S_x(f) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{|X(f, T)|^2}{T} \quad (\text{II-16})$$

II.2.5. Analyse harmonique des signaux aléatoires

La plupart des signaux utilisés en pratique comportent une certaine incertitude dans leurs évolutions et peuvent être considérés comme des signaux aléatoires. Par définition, un signal aléatoire ne peut pas être décrit par une loi mathématique qui prédit sa valeur à chaque instant, car cette valeur n'est pas prédictible analytiquement. En revanche, on peut décrire ses propriétés à l'aide de probabilités et de statistiques. Mathématiquement, un signal aléatoire sera considéré comme la réalisation d'un processus aléatoire, et la valeur prise à un instant donné comme une variable aléatoire.

Un signal aléatoire $x(t, \gamma)$ est une fonction de deux paramètres dont l'un est généralement le temps (continu ou discret) et l'autre une épreuve dans un espace de probabilité.

- Pour $\chi = \chi_0$ fixe, le signal $x(t, \chi_0)$ est un échantillon du signal aléatoire, Il représente en fait un signal déterministe ;
- Pour $t = t_0$ fixe, $x(t_0, \chi)$ est une variable aléatoire.

Dans toute la suite, on admettra que le signal aléatoire est décrit par sa loi temporelle. Dans le cas d'un signal aléatoire à temps continu, on prélève un nombre arbitraire d'instants, eux même arbitraires. On peut alors considérer une variable aléatoire vectorielle constituée de ces instants prélevés. Si la loi de probabilité de cette variable aléatoire est connue quels que soient les instants choisis, on dira que la loi temporelle est complètement connue. Dans le cas d'un signal aléatoire à temps discret, le problème est plus simple étant donné que le nombre d'échantillons dans le signal est dénombrable et donc la loi temporelle peut être complètement connue. Par contre dans le cas du signal à temps continu, certains événements microscopiques peuvent nous échapper. Quoi qu'il en soit, cette loi temporelle est très difficile à obtenir. Généralement, on se restreint à la connaissance de certaines moyennes [99].

II.2.5.1. Propriétés des signaux aléatoires

II.2.5.1.1. Stationnarité

Différents type de stationnarité pour des signaux aléatoires peuvent être définies :

Stationnarité au sens strict : Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens strict si toutes ses propriétés statistiques sont invariantes à un changement d'origine du temps.

Stationnarité au sens large : Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens large si toutes ses propriétés statistiques d'ordre 1 et 2 sont invariantes à un changement d'origine du temps.

II.2.5.1.2. Ergodicité

Un processus aléatoire est dit ergodique si les valeurs moyennes statistiques sont égales aux valeurs moyennes temporelles (sur une seule réalisation) :

$$E[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t, \chi) \cdot p(\chi) \cdot d\chi = \lim_{T \rightarrow +\infty} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t, \chi) \cdot dt = \langle x(t) \rangle \quad (\text{II-17})$$

où $E[x(t)]$ est la moyenne statistique, $p(\chi)$ est la fonction de probabilité du signal. La conséquence de cette hypothèse est très importante en pratique. Elle permet de remplacer les calculs de moments statistiques (qui supposent connues les densités de probabilité ou les fonctions de répartition) par les moyennes temporelles sur une seule réalisation (observation). En pratique, faire une estimation de la moyenne temporelle sur une fenêtre de taille infinie est impossible. Il faut se contenter d'une approximation calculée sur une fenêtre de taille finie, qui tendra asymptotiquement, avec la taille de la fenêtre, vers la moyenne temporelle. Cette hypothèse d'ergodicité est cependant difficile à vérifier. On admettra fréquemment que les processus aléatoires usuels sont ergodiques [100].

II.2.5.2. Densité spectrale de puissance PSD

Pour une réalisation χ_i donnée, le processus aléatoire $X(t, \chi)$ se réduit à une fonction $x(t, \chi_i)$ que l'on notera simplement $x_i(t)$: c'est un signal aléatoire. Par convention, un signal aléatoire $x_i(t)$ est considéré comme un signal à puissance moyenne fine. Comme pour les signaux déterministes à puissance moyenne finie, la transformée de Fourier de $x_i(t)$ n'existe pas, car l'intégrale :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x_i(t)|^2 dt \quad (\text{II-18})$$

ne converge pas. De la même manière, on définit un signal tronqué (figure II-2), noté $x_i(t, T) = x_i(t) \cdot \text{rect}(t/T)$, qui vérifie :

$$\lim_{T \rightarrow +\infty} x_i(t, T) = x_i(t) \quad (\text{II-19})$$

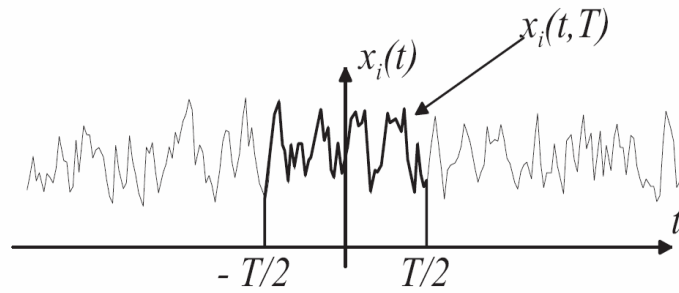


Figure II-2. Restriction $x_i(t, T)$ d'une réalisation $x_i(t)$ d'un processus aléatoire

Le signal tronqué $x_i(t, T)$ à énergie finie admet en général une transformée de Fourier :

$$X_i(f, T) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_i(t, T) e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt = \int_{-T/2}^{+T/2} x_i(t, T) e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (\text{II-20})$$

La puissance moyenne de $x_i(t, T)$ est donnée par :

$$P_{x_i, T} = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} |X_i(f, T)|^2 df = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{x_i}(f, T) df \quad (\text{II-21})$$

où :

$$S_{x_i}(f, T) = \frac{|X_i(f, T)|^2}{T} \quad (\text{II-22})$$

est la densité spectrale de puissance de $x_i(t, T)$. Cette dernière est une grandeur aléatoire car elle change pour chaque nouvelle réalisation de $x_i(t)$: on l'appelle aussi périodogramme.

Les propriétés spectrales du processus (restreint sur T) sont donc contenues dans la moyenne statistique (sur l'ensemble des réalisations) des $S_{x_i}(f, T)$, c'est-à-dire :

$$S_x(f, T) = E_{x_i}[S_{x_i}(f, T)] = E_{x_i}\left[\frac{|X_i(f, T)|^2}{T}\right] \quad (\text{II-23})$$

La densité spectrale de puissance du processus aléatoire complet est alors définie comme la limite :

$$S_x(f) = \lim_{T \rightarrow +\infty} E_{x_i}\left[\frac{|X_i(f, T)|^2}{T}\right] \quad (\text{II-24})$$

En pratique, $S_x(f)$ ne peut pas être calculée. C'est une quantité purement théorique. Cependant, si le signal est stationnaire et ergodique, on peut approximer la densité spectrale de puissance des périodogrammes moyennés [99,103]:

$$S_x(\hat{f}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S_{x_n}(f, T) = \frac{1}{N.T} \sum_{n=1}^N |X_n(f, T)|^2 \quad (\text{II-25})$$

II.2.5.3. Méthodes d'estimation de la densité spectrale de puissance

Il existe deux grandes approches pour l'estimation de la densité spectrale de puissance. La première contient des méthodes dites classiques ou non-paramétriques pour lesquelles l'estimation de la densité spectrale de puissance se fait directement à partir du signal lui-même. Ces méthodes sont basées sur le périodogramme. La seconde classe contient des méthodes dites non-classiques ou paramétriques pour lesquelles l'estimation de la densité spectrale de puissance se fait à partir du signal de sortie d'un modèle linéaire du système. Dans ce qui suit, on examine uniquement l'estimation de la densité spectrale de puissance par des méthodes non-paramétriques.

II.2.5.3.1. Le périodogramme

D'après le théorème de Wiener- Khintchine, la densité spectrale de puissance d'un signal discret $x(n)$ est la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation [99,103]:

$$S_{x_per}(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_x(n) e^{-j.2.\pi.n.k} \quad (\text{II-26})$$

Il est plus pratique d'exprimer la densité spectrale de puissance du signal $x(n)$ en fonction de sa transformée de Fourier $X(k)$. Pour cela, on définit une le signal tronqué x_N exprimé par la relation suivante :

$$x_N = \begin{cases} x(n) & \text{pour } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Ainsi, la fonction d'autocorrélation correspondante à ce signal s'écrit sous la forme :

$$R_x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m).x(m+n) \quad (\text{II-28})$$

en substituant l'expression de la fonction d'autocorrélation donnée par (II-28) dans l'équation (II-26), on obtient [99]:

$$\begin{aligned} S_{x_per}(k) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m).x(m+n) \right] . e^{-j.2.\pi.n.k} \\ &= \frac{1}{N} \left(\sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m).e^{j.2.\pi.n.k} . \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(m+n).e^{-j.2.\pi.(n+m).k} \right) \\ &= \frac{1}{N} (X_N(k).X_N^*(k)) \\ &= \frac{|X_N(k)|^2}{N} \end{aligned} \quad (\text{II-29})$$

Cette expression est introduite par Schuster en 1898, lorsqu'il étudiait la périodicité de certains phénomènes météorologiques [103]. $X_N(k)$ est la transformé de Fourier de du signal échantillonné :

$$X_N(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_N(n).e^{-j.2.\pi.n.k} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n).e^{-j.2.\pi.n.k} \quad (\text{II-30})$$

En augmentant le nombre de données, le périodogramme devrait se rapprocher de la valeur de la densité spectrale de puissance du signal :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E[(S_{x_per}(k) - S_x(k))^2] = 0 \quad (\text{II-31})$$

Pour que le périodogramme converge en moyenne quadratique, il faut qu'il soit asymptotiquement non biaisé :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E[S_{x_per}(k)] = S_x(k) \quad (\text{II-32})$$

et que sa variance converge vers zéro quand N tend vers l'infini,

$$\lim_{N \rightarrow \infty} var[S_{x_per}(k)] = 0 \quad (\text{II-33})$$

en d'autres termes, $S_{x_per}(k)$ doit estimer la PSD avec consistance. On peut calculer le biais du périodogramme de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
E[S_{x_per}(k)] &= \frac{1}{N} E[|X_N(k)|^2] \\
&= \frac{1}{N} E\left[\left(\sum_{m=0}^{N-1} x(m) e^{-j.2.\pi.k.m}\right) \left(\sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j.2.\pi.k.n}\right)\right] \quad (\text{II-34}) \\
&= \sum_{\tau=-N+1}^{N-1} \left(1 - \frac{|\tau|}{N}\right) R_x(\tau) e^{-j.2.\pi.k.\tau}
\end{aligned}$$

Ainsi, le périodogramme est un estimateur biaisé. Lorsque le nombre d'échantillons augmente (N tend vers l'infini), on aura :

$$\lim_{N \rightarrow +\infty} E[S_{x_per}(k)] = \sum_{\tau=-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) e^{-j.2.\pi.k.\tau} = S_x(k) \quad (\text{II-35})$$

Dans ce cas, on dira que le périodogramme est asymptotiquement non-biaisé et coïncide avec la densité spectrale de puissance.

Malheureusement, il est difficile d'évaluer la variance du périodogramme pour un signal $x(n)$ quelconque car elle dépend des moments d'ordre quatre du processus. Pour le cas où le signal suit une loi de distribution gaussienne. La variance d'un périodogramme est donnée par [102]:

$$\text{var}[S_{x_per}(k)] = S_x(k)^2 \left[1 + \left(\frac{\sin(k.N)}{N.\sin(k)}\right)\right]^2 \quad (\text{II-36})$$

On remarque lorsque N tend vers l'infini, la variance ne tend pas vers 0. La variance est ici de l'ordre de grandeur de $S_x(k)^2$ quelque soit la valeur de N .

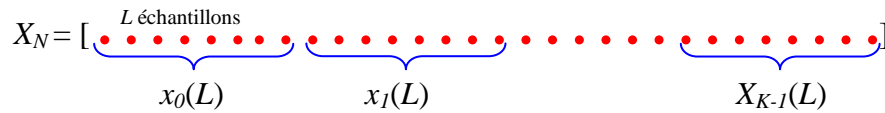
Ces résultats montrent que le périodogramme est un estimateur biaisé et non consistant. Néanmoins, le biais décroît lorsque la taille de l'observation croît; une observation de durée raisonnable conduit généralement à un biais acceptable. La variance par contre n'est pratiquement jamais acceptable et il est indispensable de trouver un moyen de la réduire sensiblement.

II.2.5.3.2. Estimateurs spectraux à variance réduite

- **La méthode de Bartlett**

La méthode de Bartlett consiste à moyenner le périodogramme. Elle produit un estimateur consistant de la densité spectrale de puissance. Pour cette méthode, le signal de taille N est divisé en K intervalles, chacun contient L échantillons (figure II-3). Le périodogramme pour chaque intervalle est donnée par :

$$S_{x_per}^i(k) = \frac{1}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} x_i(n) e^{-j.2.\pi.n.k} \right|^2, \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (\text{II-37})$$

Figure II-3. division du signal $x(n)$ en K segments de L échantillons

La moyenne des périodogrammes pour les K intervalles est alors :

$$S_x(k) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K S_{x_per}^i(k) \quad (\text{II-38})$$

En calculant l'espérance mathématique de $S_x(k)$, on obtient :

$$\begin{aligned} E[S_x(k)] &= E\left[\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K S_{x_per}^i(k)\right] \\ &= E[S_{x_per}^i(k)] \end{aligned} \quad (\text{II-39})$$

Ainsi, comme le périodogramme, $S_x(k)$ est asymptotiquement non-biaisé. De plus, avec l'hypothèse de données décorrelées, il s'ensuit que :

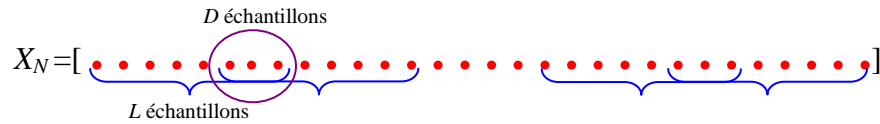
$$\text{var}\{S_x(k)\} = \frac{1}{K} \text{var}\{S_{per}^i(k)\} \approx \frac{1}{K} S_x^2(k) \quad (\text{II-40})$$

Nous constatons que la variance tend vers zéro quand K tend vers l'infini. Ainsi, $S_x(k)$ est un estimateur consistant de la PSD quand K tend vers l'infini. Le problème avec cette approche est qu'en pratique nous disposons d'un nombre fini d'échantillons et lorsque le nombre de segments augmente (pour diminuer la variance), le nombre d'échantillons dans chaque segment diminue. Ainsi, la résolution spectrale diminue elle aussi. Cependant, lorsque la méthode de Bartlett est utilisée, le choix de N et L se base, en premier lieu sur notre connaissance préalable du signal à traiter, puis sur un compromis entre la diminution de la variance et la sauvegarde d'une bonne résolution spectrale.

- **La méthode de Welch**

En 1967, Welch proposa deux modifications à la méthode de Bartlett. La première est de permettre aux séquences $x_i(n)$ de se recouvrir et la seconde est de rajouter une fenêtre de pondération à chacune de ces séquences produisant ainsi un ensemble de périodogrammes modifiés qui sont moyennés. En supposant que les séquences successives sont décalées de D ($\leq L$) échantillons et que chacune d'entre elles est de longueur L (figure II-4). La $i^{\text{ème}}$ séquence est donnée par:

$$x_i(n) = x(n+i.D) \quad , \quad n = 0, 1, \dots, L-1, \quad i = 0, 1, \dots, K-1 \quad (\text{II-41})$$

Figure II-4 Recouvrement de D échantillons dans un segment de L échantillons

Ainsi, la quantité de recouvrement (overlap) entre $x_i(n)$ et $x_{i+1}(n)$ est $L-D$ points, et si K séquences couvrent les N données du signal, alors :

$$N = L + D.(K - 1) \quad (\text{II-42})$$

Par exemple, sans recouvrement ($D=L$) on a $K=N/L$ intervalles de longueur L comme dans la méthode de Bartlett. D'un autre coté, si les séquences se recouvrent de 50% ($D=L/2$), alors on peut former K intervalles de longueur L tel que :

$$K = 2 \cdot \frac{N}{L} - 1 \quad (\text{II-43})$$

On peut maintenir la même résolution (longueur de l'intervalle) que la méthode de Bartlett tout en doublant le nombre de périodogrammes modifiés qui sont moyennés ($K \approx 2.N/L$), réduisant ainsi la variance. Cependant, avec 50% de recouvrement, on peut former K intervalles de longueur $2.L$ avec :

$$K = \frac{N}{L} - 1 \quad (\text{II-44})$$

On peut donc améliorer la résolution et maintenir la même variance que par la méthode de Bartlett. Par conséquent, en permettant aux séquences de se recouvrir, il est possible d'augmenter le nombre et/ou la longueur des séquences qui sont moyennées pour arriver à un compromis entre la réduction de la variance et à une meilleure résolution.

Le périodogramme de la séquence $x_i(n)$ pondérée par la fenêtre $w(n)$ s'écrit :

$$S_x^i(k) = \frac{1}{L.U} \sum_{n=0}^{L-1} w(n).x_i(n).e^{-j.2.\pi.n.k} \quad (\text{II-45})$$

où U représente l'énergie de la fenêtre de pondération dont l'expression est donnée par :

$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} w^2(i) \quad (\text{II-46})$$

Ainsi, l'estimation de la densité spectrale de puissance par la méthode de Welch n'est que la moyenne des périodogramme de l'ensemble des séquences :

$$S_w(k) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} S_x^i(k) \quad (\text{II-47})$$

en utilisant les équation (II-45) et (II-47), L'espérance mathématique de $S_w(k)$ peut être donnée par [101]:

$$E[S_w(k)] = \frac{1}{U.L} S_x(k) |W(k)|^2 \quad (\text{II-48})$$

où $W(k)$ est la transformée de Fourier de la fenêtre $w(n)$. Ainsi, la méthode de Welch est asymptotiquement non-biaisée et la résolution dépend de la fenêtre de pondération. On peut aussi montrer, que pour un recouvrement de 50% et une fenêtre de Bartlett, la variance est approximativement [101]:

$$\text{var}\{S_w(k)\} \approx \frac{9}{8.K} \cdot S_x^2(k) \quad (\text{II-49})$$

II.3. Les Réseaux de neuronaux artificiels

Avec le développement des calculateurs rapides et performants, les réseaux de neurones artificiels sont de plus en plus appliqués dans le domaine de diagnostic des machines électriques [104,105]. Ces réseaux peuvent également être utilisés pour résoudre des problèmes aussi variés comme la reconnaissance des formes, l'optimisation, l'identification et la classification.

Inspiré de l'organisation des cellules biologiques, les réseaux de neurones artificiels sont à l'origine d'une tentative de modélisation mathématique du cerveau humain [90]. Les premiers à proposer un modèle sont deux bio-physiciens de Chicago, McCulloch et Pitts, qui inventent en 1943 le premier neurone formel qui portera leurs noms (neurone de McCulloch-Pitts). Quelques années plus tard, en 1949, Hebb propose une formulation du mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques (règle de Hebb). Le premier réseau de neurones artificiels apparaît en 1958, grâce aux travaux de Rosenblatt qui conçoit le fameux perceptron.

Le Perceptron est inspiré du système visuel (en terme d'architecture neuro-biologique) et possède une couche de neurones d'entrée ("perceptive") ainsi qu'une couche de neurones de sortie ("décisionnelle"). Ce réseau parvient à identifier des formes simples et à calculer certaines fonctions logiques. En 1982, Hopfield démontre tout l'intérêt d'utiliser des réseaux récurrents (dits "feed-back") pour la compréhension et la modélisation des processus mnésiques. Les réseaux récurrents constituent alors la deuxième grande classe de réseaux de neurones, avec les réseaux type perceptron (dits "feed-forward"). En parallèle des travaux de Hopfield, Werbos conçoit son algorithme de rétropropagation de l'erreur qui offre un mécanisme d'apprentissage pour les réseaux multi-couches de type Perceptron (appelés MLP pour Multi-layer Perceptron) fournissant ainsi un moyen simple d'entraîner les neurones des couches cachées. Cet algorithme de "back-propagation" ne sera pourtant popularisé qu'en 1986 par Rumelhart [106].

II.3.1. Principe des réseaux de neurones

De point de vue mathématique, le neurone formel peut être représenté de la manière suivante :

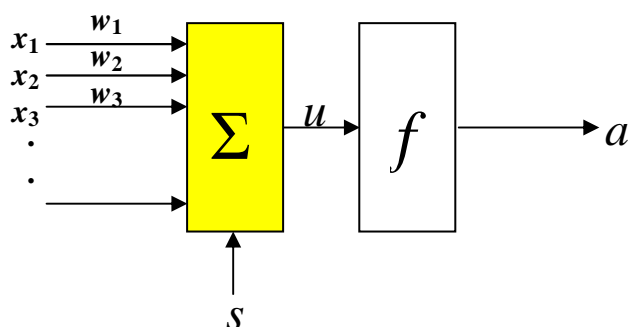


Figure II-5. Représentation d'un neurone formel

Les entrées du neurone sont désignées par x_i , les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques. Le neurone formel est un processeur élémentaire qui réalise une somme pondérée des entrées. La valeur de cette sommation est comparée à un seuil et la sortie a (appelé aussi état) de ce réseau est une fonction non linéaire de l'erreur :

$$a = f\left(\sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i - s\right) \quad (\text{II-50})$$

f est la fonction d'activation. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe (figure II-6-a), la fonction linéaire saturée (figure II-6-b) et la fonction sigmoïde (Figure II-6-c). Un réseau de neurones artificiels est un ensemble de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Dans un réseau, chaque couche fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse à la couche suivante.

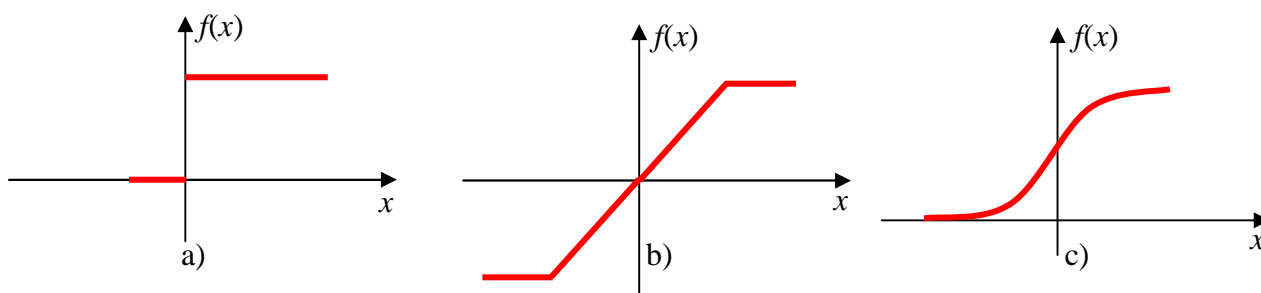


Figure II-6. Quelques fonctions d'activation

L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (couches cachées). Il est à noter qu'en fonction de l'algorithme d'apprentissage, il est aussi possible d'avoir une propagation de l'information à recul (back propagation). Habituellement (excepté pour les couches d'entrée et de sortie), chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante [107].

II.3.2. Architecture des réseaux de neurones

Le terme architecture se rapporte à la connectivité d'un réseau. Selon le genre d'interconnexion des neurones et de l'algorithme d'apprentissage pour ajuster les poids, différents types de réseaux de neurones peuvent être définis. Ceux-ci peuvent être divisés en trois groupes importants comme décrits ci-dessous.

II.3.2.1. Les réseaux "feed-forward"

Appelés aussi "réseaux de type Perceptron", ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage de couche en couche sans retour en arrière.

II.3.2.1.1. Les *Perceptrons monocouche*

C'est historiquement le premier réseau de neurones artificiel qui a été découvert par Rosenblatt. C'est un réseau simple qui contient uniquement une seule couche d'entrée et d'une seule couche de sortie (figure II-7-a). Il est calqué, à la base, sur le système visuel et de ce fait a été conçu dans un but premier de reconnaissance des formes. Cependant, il peut aussi être utilisé pour faire de la classification et pour résoudre des opérations logiques simples (telle "ET" ou "OU"). Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Il suit généralement un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur (ou selon la règle de Hebb) [107,108].

II.3.2.1.2. Les *perceptrons multicouches*

C'est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (excepté pour les couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les cellules d'une même couche (figure II-7-b). Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non-linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux problème du XOR. Il suit aussi un apprentissage supervisé selon la règle de correction de l'erreur [109].

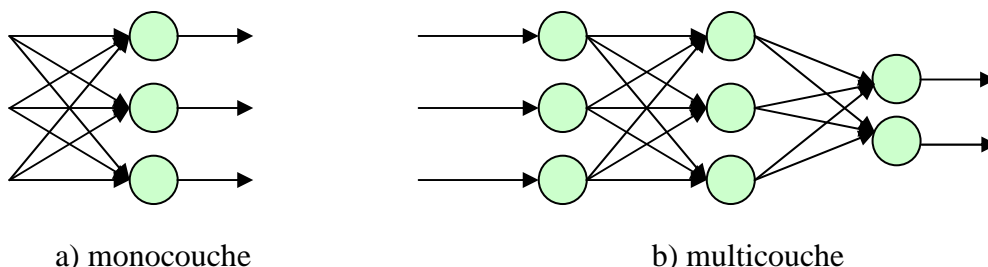


Figure II-7. Réseau Feed-Forward

II.3.2.1.3. Les *réseaux à fonction radiale*

Ce sont les réseaux que l'on nomme aussi RBF ("Radial Basic Functions"). L'architecture est la même que pour les perceptrons multicouches cependant, les fonctions de base utilisées ici

sont des fonctions Gaussiennes (figure II-8). Les réseaux à fonction radiale seront donc employés dans les mêmes types de problèmes que les perceptrons multicouches à savoir, en classification et en approximation de fonctions, particulièrement. L'apprentissage le plus utilisé pour les réseaux à fonction radiale est le mode hybride et les règles sont soit, la règle de correction de l'erreur soit, la règle d'apprentissage par compétition [110].

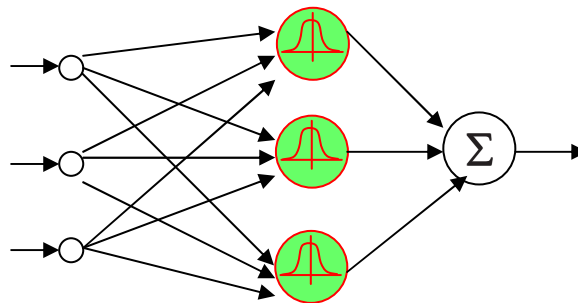


Figure II-8. Réseau à fonction radiale

II.3.2.2. les réseaux "feed-back"

Appelés aussi "réseaux récurrents", ce sont des réseaux dans lesquels il y a retour en arrière de l'information (figure II-9).

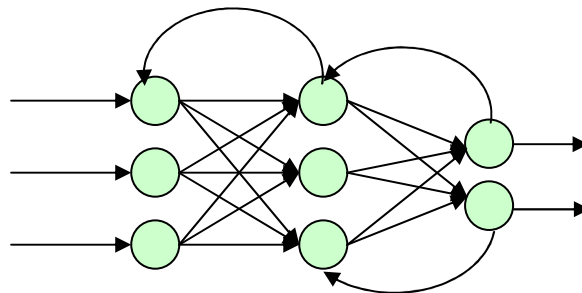


Figure II-9. Réseau Feed-back

II.3.2.2.1. Les cartes auto-organisatrices de Kohonen : La carte auto-organisatrice est fondée sur des méthodes d'apprentissage non-supervisées. Développée en 1984 par le statisticien Teuvo Kohonen. Cette carte est utilisée pour étudier la répartition de données dans un espace à grande dimension. Elle peut servir également pour réaliser des tâches de discrétisation, quantification vectorielle ou classification.

La carte de Kohonen est une grille composée d'unités appelées neurones. Chaque neurone est lié aux autres par des relations de voisinage et connecté à toutes les unités d'entrée dont le nombre correspond à la dimension des données d'entrée. Comme les connexions sont pondérées, chaque neurone peut être considéré comme un vecteur de poids dont les composants représentent la force des connexions synaptiques avec les données d'entrée. Le vecteur d'entrée et les vecteurs de poids de tous les neurones ont les mêmes dimensions (figure II-10).

Lorsque on soumet les données d'entrée à la carte auto-organisatrice, il y en a un neurone qui répondra le mieux à cette donnée (au stimulus). Ce neurone est celui dont la valeur sera la plus proche de la donnée présentée. Alors ce neurone (appelé neurone gagnant) sera gratifié d'un changement de son vecteur de poids pour qu'il réponde encore mieux à un autre stimulus de même nature que le précédent. Par là même, on gratifie aussi les vecteurs de poids des neurones voisins du gagnant avec un facteur multiplicatif du gain inférieur à un. Ainsi, c'est toute la région de la carte autour du neurone gagnant qui se spécialise. En fin d'algorithme, lorsque les neurones ne bougent plus, ou très peu, à chaque itération, la carte auto-organisatrice recouvre toute la topologie des données. [111].

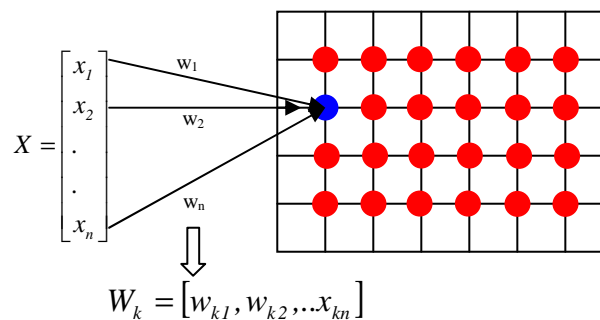


Figure II-10 Architecture de la carte de Kohonen

II.3.2.2.2. Les réseaux de Hopfield

Les réseaux de Hopfield sont des réseaux récurrents et entièrement connectés. Dans ce type de réseau, chaque neurone est connecté aux autres neurones et il n'y a aucune différenciation entre les neurones d'entrée et de sortie. Ils fonctionnent comme une mémoire associative non-linéaire et sont capables de trouver un objet stocké en fonction de représentations partielles ou bruitées. L'application principale des réseaux de Hopfield est l'entrepôt de connaissances mais aussi la résolution de problèmes d'optimisation. Le mode d'apprentissage utilisé ici est le mode non-supervisé [107].

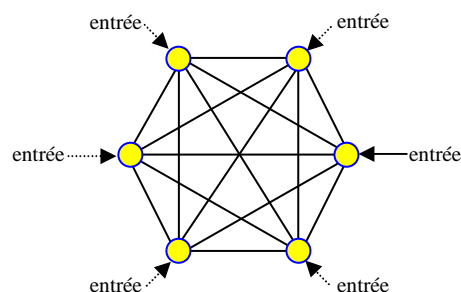


Figure II-11 Représentation d'un Réseau de neurone de type Hopfield

II.3.2.2.3. Les réseaux de type ART

ART (Adaptive Resonance Theory) est un modèle de réseau de neurones à architecture évolutive développé en 1987 par Carpenter et Grossberg. Dans la plupart des réseaux de neurones, deux étapes sont considérées. La première est la phase d'apprentissage : les poids des connexions sont modifiés selon une règle d'apprentissage. La deuxième est la phase d'exécution où les poids ne sont plus modifiés. Avec le réseau ART, ces deux étapes sont réalisées simultanément. Le réseau en phase de test, s'adapte à des entrées inconnues en construisant de nouvelles classes (ajout de neurones) tout en dégradant au minimum les informations déjà mémorisées. Il existe plusieurs versions de réseaux (ART1, ART2, ART3).

Le réseau ART1 est formé d'une couche d'entrée qui est aussi la couche de sortie et d'une couche cachée. Le terme de couche cachée est emprunté au réseau multicouche, il souligne le fait que cette couche n'est pas directement observable par l'utilisateur à la différence de l'entrée ou de la sortie. Il n'y a pas de connexion entre les neurones d'entrées. Par contre, la couche cachée est une couche d'activation compétitive, tous les neurones sont reliés les uns aux autres par des connexions inhibitrices de poids fixes. Chaque neurone de la couche d'entrée est relié à tous les neurones de la couche cachée et, réciproquement, chaque neurone de la couche cachée est relié à tous les neurones de la couche de sortie. A chaque connexion est associé un poids.

Lorsque un vecteur d'entrée est présenté à l'entrée du réseau de neurone ART, un unique neurone gagnant sera excité et considéré par le réseau comme le plus représentatif du vecteur d'entrée. Le neurone gagnant génère en retour sur la couche de sortie un vecteur binaire (seuillage) qui sera comparé au vecteur d'entrée. Si la différence est inférieure à un seuil fixé pour le réseau, le neurone gagnant est considéré comme représentant de la classe du vecteur d'entrée. Dans ce cas, la modification des poids des connexions du neurone gagnant a pour effet de consolider ses liens d'activation avec l'entrée; en fait l'adéquation entre ce vecteur d'entrée et cette classe est améliorée. Dans le cas contraire, le processus reprend avec les neurones de la couche cachée moins le neurone gagnant de l'étape précédente. Si tous les neurones cachés sont passés en revue sans qu'aucun ne corresponde à l'entrée, un nouveau neurone caché est ajouté, qui est initialisé comme représentant de la classe du vecteur d'entrée [112].

II.3.3. Apprentissage des réseaux de neurones

Pour un réseau de neurones, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein du réseau afin de réussir la tâche qui lui est demandée. L'apprentissage est la caractéristique principale des réseaux de neurones artificiels et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles.

II.3.3.1. Types d'apprentissage

II.3.3.1.1. *Le mode supervisé*

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est-à-dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée [113].

II.3.3.1.2. *Le renforcement*

Le renforcement est en fait une sorte d'apprentissage supervisé et certains auteurs le classe d'ailleurs, dans la catégorie des modes supervisés. Dans cette approche le réseau doit apprendre la corrélation entrée/sortie via une estimation de son erreur, c'est-à-dire du rapport échec/succès. Le réseau va donc tendre à maximiser un index de performance qui lui est fourni, appelé signal de renforcement. Le système étant capable ici, de savoir si la réponse qu'il fournit est correcte ou non, mais il ne connaît pas la bonne réponse.

II.3.3.1.3. *Le mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)*

Dans ce cas, l'apprentissage est basé sur des probabilités. Le réseau va se modifier en fonction des régularités statistiques de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories reconnues.

II.3.3.1.4. *Le mode hybride*

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non-supervisé.

II.3.3.2. Règles d'apprentissage

II.3.3.2.1. *Règle de correction d'erreurs*

Cette règle s'inscrit dans le paradigme d'apprentissage supervisé, c'est à dire dans le cas où l'on fournit au réseau une entrée et la sortie correspondante. Si on considère y comme étant la sortie calculée par le réseau, et d la sortie désirée, le principe de cette règle est d'utiliser l'erreur $(d-y)$, afin de modifier les connexions et de diminuer ainsi l'erreur globale du système. Le réseau va donc s'adapter jusqu'à ce que y soit égal à d . Ce Principe est notamment utilisé dans le modèle du perceptron simple.

II.3.3.2.2. *Apprentissage de Boltzmann*

Les réseaux de Boltzmann sont des réseaux symétriques récurrents. Ils possèdent deux sous-groupes de cellules, le premier étant relié à l'environnement (cellules dites visibles) et le second ne l'étant pas (cellules dites cachées). Cette règle d'apprentissage est de type stochastique (qui relève partiellement du hasard) et elle consiste à ajuster les poids des connexions, de telle sorte que l'état des cellules visibles satisfasse une distribution probabiliste souhaitée.

II.3.3.2.3. Règles de Hebb

cette règle, basée sur des données biologiques, modélise le fait que si des neurones, de part et d'autre d'une synapse, sont activés simultanément (de façon synchrone et répétée), la force de la connexion synaptique doit augmenter. En contre partie, Si les mêmes deux neurones sont activés d'une manière asynchrone, alors le synapse correspondant doit être affaibli ou carrément éliminé. Il est à noter ici que l'apprentissage est localisé, c'est-à-dire que la modification d'un poids synaptique w_{ij} ne dépend que de l'activation d'un neurone i et d'un autre neurone j .

II.3.3.2.4. Règle d'apprentissage par compétitions

La particularité de cette règle, c'est qu'ici l'apprentissage ne concerne qu'un seul neurone. Le principe de cet apprentissage est de regrouper les données en catégories. Les patrons similaires vont donc être rangés dans une même classe, en se basant sur les corrélations des données, et seront représentés par un seul neurone, on parle de « winner-take-all ». Dans un réseau à compétition simple, chaque neurone de sortie est connecté aux neurones de la couche d'entrée, aux autres cellules de la couche de sortie (connexions inhibitrices) et à elle-même (connexion excitatrice). La sortie va donc dépendre de la compétition entre les connexions inhibitrices et excitatrices [114].

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques notions de traitement de signal qui vont être utilisées lors de l'application de la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour la détection du défaut rotorique. Nous avons montré que la méthode de Welch permet d'estimer efficacement la densité spectrale avec un compromis entre la réduction de la variance et une meilleure résolution. Cette technique est adoptée le dans les chapitres suivants.

L'étape de classification des défauts rotoriques sera effectuée en utilisant un classificateur neuronal. C'est pour cette raison que nous avons également rappelé la définition de ces réseaux, leurs architectes et les modes d'apprentissage appliqués pour modifier les poids associés aux neurones.

III.1. Introduction

L'analyse du champ magnétique dans l'entrefer est l'une des approches utilisées pour étudier les machines électriques. La connaissance de la distribution du champ permet de mieux appréhender les zones de concentration de flux dans la machine, la circulation du courant, la production et la localisation des forces d'interaction entre les différentes parties de la machine et finalement de comprendre la manière dont se répartie la chaleur dégagée par la machine.

Néanmoins, le traitement de la machine par une approche basée sur le champ magnétique nécessite la connaissance détaillée de sa géométrie et des caractéristiques magnétiques des matériaux la constituant, avant de procéder à la résolution des équations de Laplace et/ou de Poisson. Le recours à des méthodes numériques pour résoudre ces équations est souvent nécessaire.

L'approche adoptée dans cette partie est de considérer la machine asynchrone non pas comme un problème de champ, mais plutôt comme celui de circuits magnétiquement couplés. Nous commençons notre étude par l'analyse de l'induction magnétique, au niveau de l'entrefer, générée par le stator et le rotor. Cette analyse permet ensuite de déduire les fréquences des courants statoriques et rotoriques, dans le cas d'une machine saine ou d'une machine avec défaut de rupture de barres ou d'excentricité.

III.2. Représentation de la machine asynchrone

Pour bien schématiser les différentes parties de la machine asynchrone, quelques règles de représentation doivent être adoptées pour la suite de notre étude :

Une phase du circuit statorique est constituée de plusieurs bobines logées dans des encoches et réparties sur le périphérique statorique. Chaque bobine est obtenue par la mise en série de plusieurs spires et comporte un aller noté \odot et un retour noté \otimes placés respectivement dans deux encoches distinctes. On numérote séquentiellement, dans le sens trigonométrique, les encoches statoriques de 1 à N_s et les encoches rotoriques de 1 à N_r . On représente celles-ci sur une coupe en deux dimensions de telle sorte que la première encoche statorique soit alignée sur un axe horizontal de référence tandis que la première boucle rotorique est décalée d'un angle θ_r par rapport à cette référence. On introduit également la position angulaire φ_s d'un point quelconque de l'entrefer repérée elle aussi par rapport à l'axe horizontal de référence. On fait ensuite apparaître les différentes bobines au sein des encoches en précisant leur orientation. On prendra soin de disposer et d'orienter les bobines appartenant aux phases statorique S_1 , S_2 , S_3 de manière à ce que ces dernières produisent un champ magnétique tournant dans le sens trigonométrique lorsqu'elles sont alimentées par un système triphasé équilibré de courants. L'ensemble de ces règles de représentation est synthétisé par la figure III-1. Elle représente une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil tétrapolaire avec 36 encoches et 28 barres.

Si le schéma circulaire de la figure III-1 est préliminairement très intéressant, le schéma topologique du bobinage développé apporte plus d'informations. A partir d'un schéma circulaire donné, il s'agit de découper la structure au niveau de l'axe de la première encoche

statorique et de la dérouler dans le sens trigonométrique. Cette opération permet de préciser les connexions entre les différentes bobines. La figure III-2 représente le schéma topologique d'un bobinage à simple couche du stator d'une machine asynchrone.

La cage rotorique d'une machine asynchrone peut être remplacée par un bobinage à double couche qui forme Nr boucles rotoriques. Chaque boucle est constituée par les deux bars adjacents plus la portion de l'anneau de court-circuit qui les relie (figure III-3).

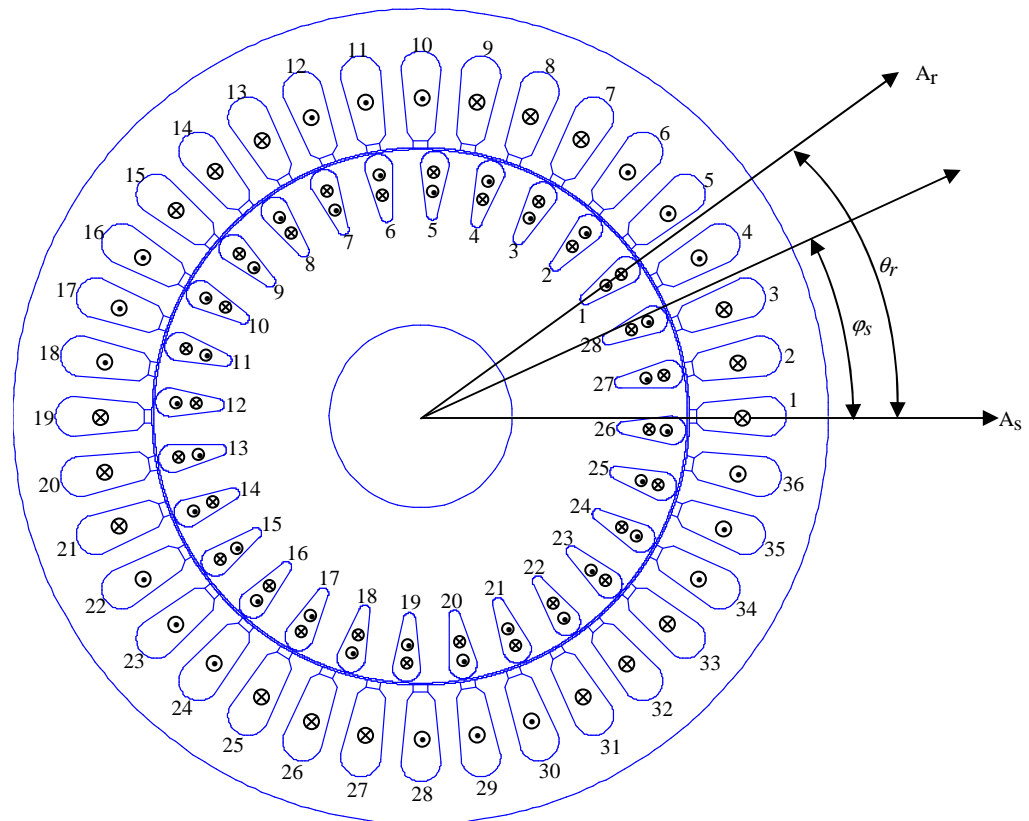


Figure III-1. Représentation de la machine asynchrone à cage

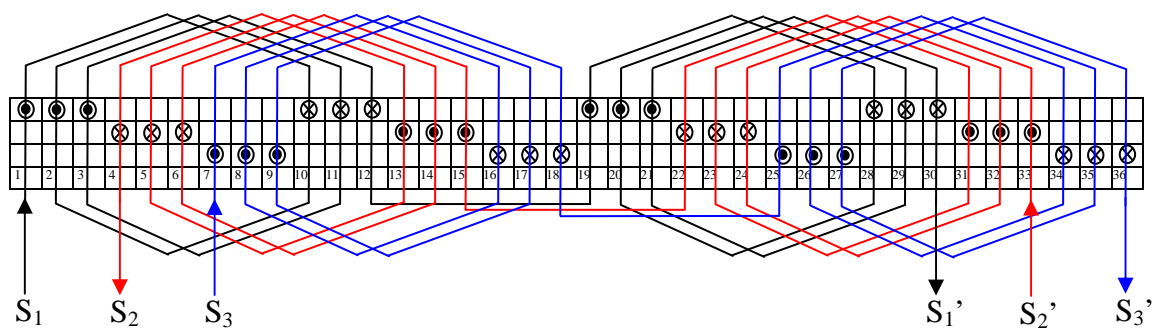


Figure III-2. Schéma topologique du bobinage au stator

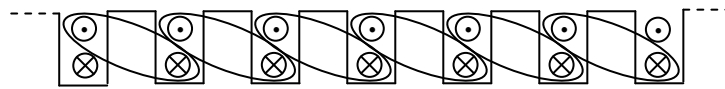


Figure III-3. Schéma topologique de la cage rotorique

III.3. Analyse de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un système de courants triphasé au stator, il y a création d'une force magnétomotrice (FMM) tournante à la vitesse de synchronisme. Ces FMMs sont à l'origine de l'instauration d'une induction magnétique dans l'entrefer et de la circulation d'un flux dans le circuit magnétique de la machine. En traversant la cage rotorique, le flux statorique crée des forces électromotrices qui entraînent la circulation des courants dans les barres rotoriques. Ces derniers créent à leur tour des FMMs rotoriques dont la multiplication avec la perméance donne lieu à une induction magnétique et à la circulation d'un flux rotorique.

Ainsi, l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone est le résultat de l'interaction entre l'induction générée par le stator et celle générée par le rotor. L'amplitude et la forme de ces inductions sont très affectées par les paramètres électriques, magnétiques et géométriques de la machine. De même, la distribution des enroulements statoriques et les barres rotoriques dans leurs encoches créent, dans l'onde de l'induction magnétique, ce qu'on appelle les harmoniques d'espace. En plus, la machine asynchrone est souvent alimentée par des convertisseurs statiques qui sont la source d'un autre type d'harmoniques appelées harmonique de temps. Dans ce qui suit, nous examinons l'induction magnétique dans l'entrefer afin d'analyser l'influence :

- des harmoniques d'espace et de temps sur l'induction magnétique ;
- de l'état de la cage rotorique : cage saine ou présentant des barres cassées ;
- de la géométrie de l'entrefer en présence d'un défaut d'excentricité statique ou dynamique.

III.3.1. Analyse de l'induction magnétique d'une machine saine

III.3.1.1. Force magnétomotrice d'une bobine statorique

Pour déterminer la force magnétomotrice d'une phase statorique, nous analysons d'abord celle créée par une bobine élémentaire. Nous considérons que la bobine comporte n_e spires par encoche et que chaque spire est traversée par un courant i_s . On désigne par τ le pas d'enroulement qui n'est forcément pas un pas total pour le moment. Nous considérons également que le centre du rotor est confondu avec celui du stator (pas de défaut d'excentricité). Dans ces conditions, l'entrefer séparant le stator du rotor est constant et supposé très petit devant le rayon du rotor.

Considérant le chemin fermé (12341) illustré par la figure III-4. Les points 1 et 4 appartiennent à l'armature statorique, alors que les points 2 et 3 appartiennent à l'armature rotorique. Le chemin 1-2 est pris en allant du stator vers le rotor, il correspond à $\varphi_s=0$, alors que le chemin 3-4 est pris en revenant du rotor vers le stator, il correspond à un angle φ_s tel que : $0 < \varphi_s < 2\pi$. En appliquant la loi d'ampère sur ce chemin fermé, nous pouvons écrire [115]:

$$\oint_{12341} H \cdot dl = \int_S J \cdot dS \quad (\text{III-1})$$

Où J est la densité de courant statorique et S est la surface entourée par le chemin fermé 12341. Sachant que tous les conducteurs de la bobine élémentaire sont parcourus par le même courant i_s , l'équation (III-1) peut s'écrire sous la forme :

$$\oint_{12341} H \cdot dl = n_s(\varphi_s) i_s \quad (\text{III-2})$$

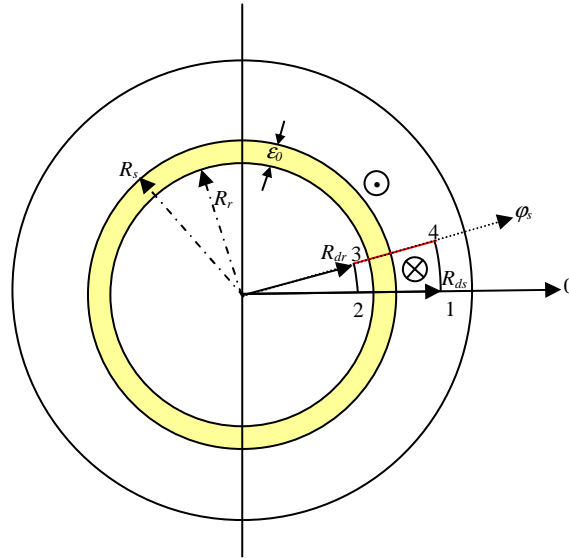


Figure III-4 : Représentation d'une bobine élémentaire d'une phase statorique

$n_s(\varphi_s)$ est la fonction de tours. Cette fonction permet de rendre compte de la localisation et du nombre de conducteurs de la bobine encerclés par le contour fermé 12341. Considérant maintenant les parcours élémentaires, l'expression (III-2) devient :

$$\int_1^2 H \cdot dl + \int_2^3 H \cdot dl + \int_3^4 H \cdot dl + \int_4^1 H \cdot dl = n_s(\varphi_s) i_s \quad (\text{III-3})$$

L'équation (III-3) peut s'écrire en fonction des forces magnétomotrices pour chaque circuit magnétique correspondant à chacun des parcours élémentaire :

$$F_{12} + F_{23} + F_{34} + F_{41} = n_s(\varphi_s) i_s \quad (\text{III-4})$$

Tel que :

$$F_{12} = \int_{R_{ds}}^{R_s} H_r(r,0).dr + \int_{R_s}^{R_r} H_r(r,0).dr + \int_{R_r}^{R_{dr}} H_r(r,0).dr \quad (\text{III-5})$$

$$F_{23} = \int_0^{\varphi_s} R_{dr} \cdot H_{\varphi_s}(R_{dr}, \varphi_s).d\varphi_s \quad (\text{III-6})$$

$$F_{34} = \int_{R_{dr}}^{R_r} H_r(r, \varphi_s).dr + \int_{R_r}^{R_s} H_r(r, \varphi_s).dr + \int_{R_s}^{R_{ds}} H_r(r, \varphi_s).dr \quad (\text{III-7})$$

$$F_{41} = \int_{\varphi_s}^0 R_{ds} \cdot H_{\varphi_s}(R_{ds}, \varphi_s).d\varphi_s \quad (\text{III-8})$$

R_{ds} et R_{dr} sont respectivement les rayons où sont localisés les points « 1,2,3,4 » au niveau du stator et du rotor respectivement. Les expressions précédentes sont fonction du rayon r et de l'angle φ_s , la résolution de ces intégrales ne peut se faire sans la prise en compte de hypothèses supplémentaires. En admettant que la perméabilité relative du fer est infinie, les lignes de champ magnétique sont radiales et les forces magnétomotrices F_{23} et F_{41} sont nulles. Ainsi, l'équation (III-3) devient :

$$F_{12} + F_{34} = n_s(\varphi_s).i_s \quad (\text{III-9})$$

Sachant que l'épaisseur de l'entrefer est petite devant le rayon du rotor, H_r peut être considéré constant au niveau de l'entrefer. Dans ce cas, les équations (III-5) et (III-7) deviennent :

$$\begin{cases} F_{12} = -H_r(r,0).\varepsilon_0 \\ F_{34} = H_r(r, \varphi_s).\varepsilon_0 \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

Malheureusement, les valeurs du champ $H_r(r,0)$ et $H_r(r, \varphi_s)$ sont pour le moment inconnus. Ainsi, Pour déterminer l'expression des forces magnétomotrice F_{12} et F_{34} , on introduit l'équation de conservation du champ magnétique qui stipule que le flux net embrassant une surface fermée est nul :

$$\oint_S B.dS = 0 \quad (\text{III-11})$$

Où B est l'induction magnétique. Choisisant la surface S comme étant un cylindre englobant le rotor est située au niveau de l'entrefer à un rayon moyen r ($R_{dr} < r < R_{ds}$). Le flux traversant le rotor à travers l'entrefer est radial et toutes les autres composantes sont nulles. Cela permet de reformuler l'équation (III-11) sous la forme :

$$\mu_0 \int_0^L \int_0^{2\pi} r H_r(r, \varphi_s).d\varphi_s.dz = 0 \quad (\text{III-12})$$

Où L est la longueur axiale du circuit magnétique. Le champ H_r est indépendant de z et le rayon r est constant. L'intégrale (III-12) devient fonction de φ_s uniquement et peut être exprimée par :

$$\int_0^{2\pi} H_r(r, \varphi_s) d\varphi_s = 0 \quad (\text{III-13})$$

A partir des équations (III-9) et (III-10), nous pouvons écrire :

$$\int_0^{2\pi} F_{34}(\varphi_s) d\varphi_s = 0 \quad (\text{III-14})$$

La dernière équation représente la condition pour que le flux net embrassent le rotor soit nul, il faut que la force magnétomotrice $F_{34}(\varphi_s)$ ait une valeur moyenne nulle [116]. Ainsi, l'équation (III-14) peut être utilisée pour trouver l'expression de $F_{12}(0)$ et $F_{34}(\varphi_s)$. En intégrant l'équation (III-9) de 0 à 2π , on obtient :

$$\int_0^{2\pi} F_{12}(0) d\varphi_s + \int_0^{2\pi} F_{34}(\varphi_s) d\varphi_s = \int_0^{2\pi} n_s(\varphi_s) i_s d\varphi_s \quad (\text{III-15})$$

En utilisant l'équation (III-14), nous pouvons déterminer l'expression de $F_{12}(0)$ par :

$$F_{12}(0) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi_s) d\varphi_s \right] i_s = \langle n(\varphi_s) \rangle i_s \quad (\text{III-16})$$

Le terme $\langle n(\varphi_s) \rangle$ représente la valeur moyenne de la fonction de tours. La force magnétomotrice pour un point donnée localisé par un angle quelconque φ_s peut être donnée par :

$$F_{34}(\varphi_s) = [n(\varphi_s) - \langle n(\varphi_s) \rangle] i_s = N_s(\varphi_s) i_s \quad (\text{III-17})$$

Par définition, $N_s(\varphi_s)$ est la fonction de bobinage. On peut généraliser, en omettant les indices dans l'équation (III-17), la force magnétomotrice et la fonction de bobinage sont reliées par l'équation suivante :

$$F(\varphi_s) = N(\varphi_s) i \quad (\text{III-18})$$

III.3.1.2. Induction magnétique d'une bobine statorique

L'induction magnétique peut être exprimée en fonction de la force magnétomotrice de la manière suivante :

$$B(\varphi_s) = F(\varphi_s) \lambda(\varphi_s, \theta_r) \quad (\text{III-19})$$

Où $\lambda(\varphi_s, \theta_r)$ est la fonction de perméance qui représente l'inverse de la fonction d'entrefer :

$$\lambda(\varphi_s, \theta_r) = \frac{\mu_0}{\varepsilon(\varphi_s, \theta_r)} \quad (\text{III-20})$$

Pour déterminer l'induction due à la bobine élémentaire d'une phase statorique, on définit la fonction de tour de cette bobine de la manière suivante :

$$n_s(\varphi_s) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq \varphi_s < \varphi_{s1} \\ n_e & \text{si } \varphi_{s1} \leq \varphi_s < \varphi_{s2} \\ 0 & \text{si } \varphi_{s2} \leq \varphi_s < 2\pi \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Pour le cas d'un entrefer constant, la fonction $\varepsilon(\varphi_s, \theta_r)$ est égale à ε_0 . En se basant sur les équations (III-18) à (III-21), l'induction magnétique de la bobine élémentaire d'une phase statorique peut être exprimée par :

$$B_{se}(\varphi_s) = \begin{cases} \left(-\frac{\tau}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\varepsilon_0} & \text{si } 0 < \varphi_s \leq \varphi_{s1} \\ \left(1 - \frac{\tau}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\varepsilon_0} & \text{si } \varphi_{s1} \leq \varphi_s < \varphi_{s2} \\ \left(-\frac{\tau}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\varepsilon_0} & \text{si } \varphi_{s2} < \varphi_s \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

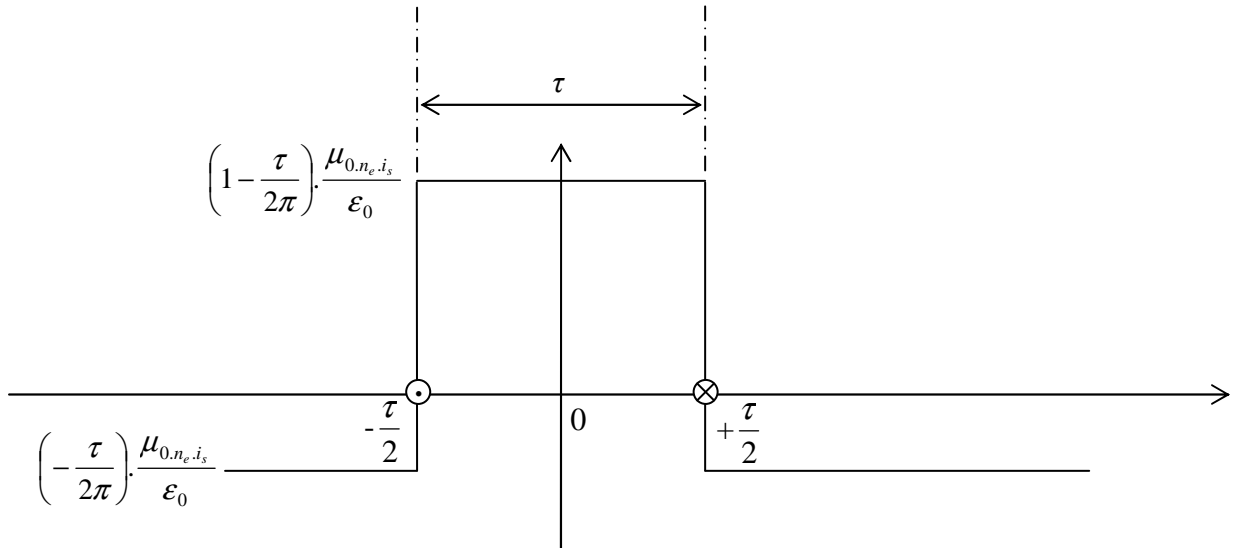


Figure III-5. Induction magnétique d'une bobine élémentaire d'une phase statorique

En prenant comme origine l'axe de la bobine (figure III-5), le développement de cette fonction en séries de Fourier donne :

$$B_{se}(\varphi_s) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\pi \cdot k \cdot \varepsilon_0} \sin\left(\frac{k \cdot \tau}{2}\right) \cos(k \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-23})$$

Notons que l'induction magnétique de cette bobine contient tous les harmoniques de rang k . Si la bobine est à pas total ($\tau = \pi$), les harmoniques de rang pair disparaissent et reste uniquement que les harmoniques impairs.

III.3.1.3. Induction magnétique d'une phase statorique

Une phase statorique contient N_{es} encoches par pôle et par phase, la figure III-5 se répètera N_{es} fois mais à chaque fois, elle sera décalée de $2\pi/N_s$. De la même façon, étant donné que la machine possède $2p$ pôles, la même figure se dupliquera p fois avec un décalage de $2\pi/p$. Ainsi, l'induction magnétique d'une phase statorique (la première phase par exemple) est la somme de toutes ces contributions :

$$B_{s1}(\varphi_s) = \sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\pi \cdot k \cdot \varepsilon_0} \sin\left(\frac{k \cdot \tau}{2}\right) \cos\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s} - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p}\right)\right) \quad (\text{III-24})$$

Or :

$$\begin{aligned} \sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \cos\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s} - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p}\right)\right) &= \cos\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p}\right)\right) \cdot \sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \cos\left(k \cdot m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s}\right) \\ &+ \sin\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p}\right)\right) \cdot \sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \sin\left(k \cdot m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s}\right) \end{aligned} \quad (\text{III-25})$$

Sachant que :

$$\sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \cos\left(k \cdot m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s}\right) = \frac{\sin\left(N_{es} \cdot k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)}{\sin\left(k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)} \cos\left(k \cdot (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s}\right) \quad (\text{III-26})$$

et

$$\sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \sin\left(k \cdot m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s}\right) = \frac{\sin\left(N_{es} \cdot k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)}{\sin\left(k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)} \sin\left(k \cdot (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s}\right) \quad (\text{III-27})$$

Donc :

$$\sum_{m1=0}^{N_{es}-1} \cos\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s} - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p}\right)\right) = \frac{\sin\left(N_{es} \cdot k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)}{\sin\left(k \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)} \cos\left(k \cdot \left(\varphi_s - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} - (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s}\right)\right) \quad (\text{III-28})$$

De même

$$\sum_{m_2=0}^{p-1} \cos \left(k \left(\varphi_s - m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} - (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s} \right) \right) = \cos \left(k \left(\varphi_s - (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s} \right) \right) \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos \left(k \cdot m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) + \sin \left(k \left(\varphi_s - (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s} \right) \right) \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \sin \left(k \cdot m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) \quad (\text{III-29})$$

Nous remarquons que :

$$\begin{cases} \sum_{m_2=0}^{p-1} \sin \left(k \cdot m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) = 0 & \forall k \\ \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos \left(k \cdot m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) = p & \text{si } k = n \cdot p \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

Où n est un nombre entier. Ainsi, l'expression de l'induction magnétique de la première phase devient :

$$B_{s1}(\varphi_s) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot n_e \cdot i_s}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin \left(\frac{n \cdot p \cdot \tau}{2} \right) \cdot \frac{\sin \left(N_{es} \cdot n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)}{\sin \left(n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)} \cdot \cos \left(n \cdot p \left(\varphi_s - (N_{es} - 1) \cdot \frac{\pi}{N_s} \right) \right) \quad (\text{III-31})$$

En considérant N_{sp} , le nombre de spires en série par phase égale à $n_e \cdot p \cdot N_{es}$ et en translatant notre origine d'un angle $(N_{es} - 1) \cdot \pi / N_s$, l'Expression (III-31) devient :

$$B_{s1}(\varphi_s) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot i_s}{\pi \cdot n \cdot p \cdot \epsilon_0} \sin \left(\frac{n \cdot p \cdot \tau}{2} \right) \cdot \frac{\sin \left(N_{es} \cdot n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)}{\sin \left(n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)} \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-32})$$

On pose :

$$\begin{cases} K_r(n \cdot p) = \sin \left(\frac{n \cdot p \cdot \tau}{2} \right) \\ K_d(n \cdot p) = \frac{\sin \left(N_{es} \cdot n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)}{\sin \left(n \cdot p \cdot \frac{\pi}{N_s} \right)} \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

$K_r(n \cdot p)$ et $K_d(n \cdot p)$ représentent respectivement les facteurs de raccourcissement et de distribution des enroulements statorique pour l'harmonique d'ordre n . D'où :

$$B_{s1}(\varphi_s) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot i_s}{\pi \cdot n \cdot p \cdot \mathcal{E}_0} K_b(n) \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-34})$$

Où $K_b(n,p)$ est le facteur de bobinage correspondant à l'harmonique n , égal au produit de $K_r(n,p)$ et de $K_d(n,p)$

III.3.1.4. Induction magnétique d'un enroulement triphasé

Au niveau du stator de la machine, nous avons un système de trois enroulements décalés dans l'espace de $2\pi/3$ et de $4\pi/3$ et alimentés par des courants sinusoïdaux déphasés de ces mêmes angles. On choisissant l'origine des coordonnées sur l'axe de la première phase, l'induction magnétique de l'enroulement triphasé peut être exprimée par :

$$B_s(\varphi_s, t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax}}{\pi \cdot (6k \pm 1) \cdot p \cdot \mathcal{E}_0} K_b((6k \pm 1) \cdot p) \cdot \sin(\omega_s t \mp (6k \pm 1) \cdot p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-35})$$

Si la machine est alimentée par un convertisseur statique, des harmoniques de temps apparaissent dans l'expression des courants. Ces harmoniques génèrent d'autres harmoniques au niveau de l'induction magnétique et leur expression s'obtient en remplaçant simplement ω_s par $\nu \omega_s$ où ν est l'ordre de l'harmonique de temps égale à $\pm(3k \pm 1)$, $k=0,1,2,\dots$. Dans ce cas l'expression de l'induction magnétique de l'enroulement triphasé devient :

$$B_s(\varphi_s, t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax}}{\pi \cdot (6k \pm 1) \cdot p \cdot \mathcal{E}_0} K_b((6k \pm 1) \cdot p) \cdot \sin(\nu \cdot \omega_s t \mp (6k \pm 1) \cdot p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-36})$$

Les Figures III-6, III-7 et III-8 illustrent l'induction magnétique statorique pour les trois phases statoriques, l'induction magnétique statorique totale et ses premiers harmoniques d'espace ainsi que sa reconstitution à partir de ses harmoniques pour $\nu = 1$, $I_{smax} = 1\text{A}$ et $t = T/12$.

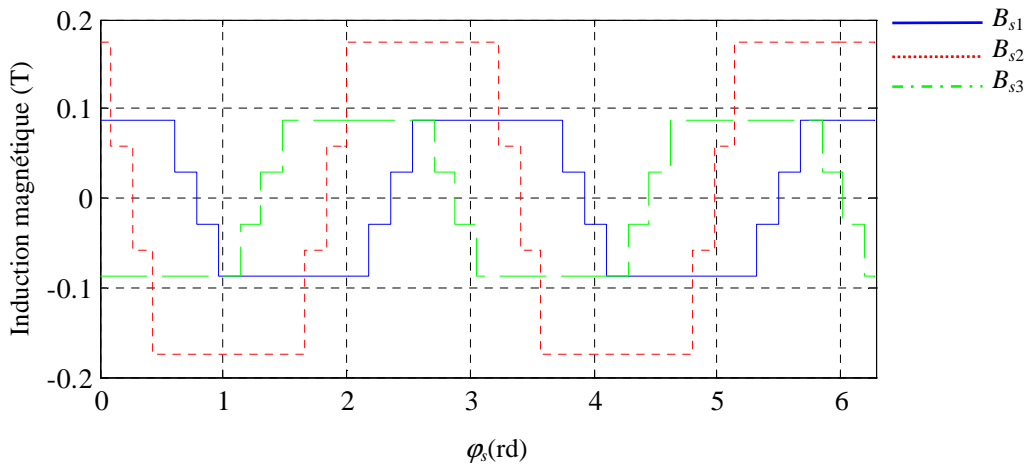


Figure III-6. Induction magnétique des trois phases statoriques

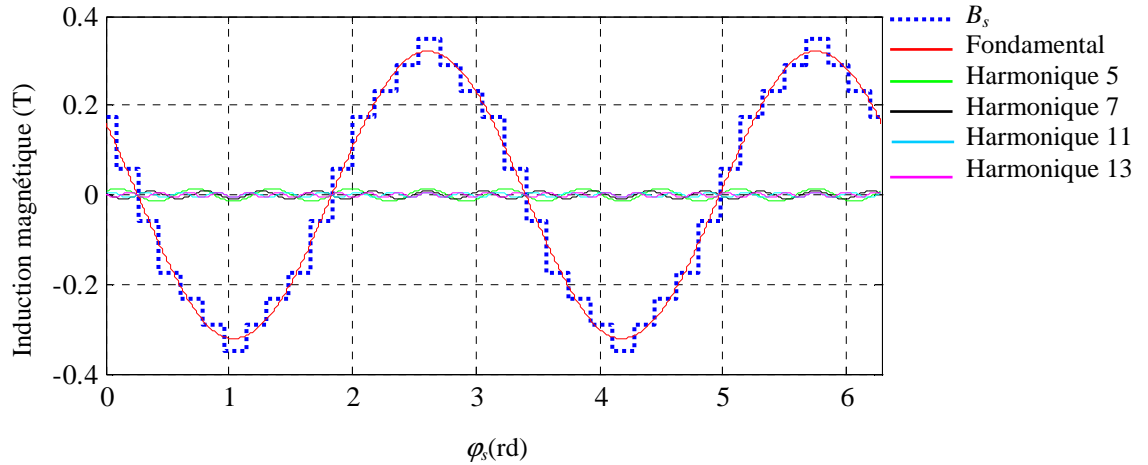


Figure III-7. Induction magnétique totale statorique avec ses harmoniques

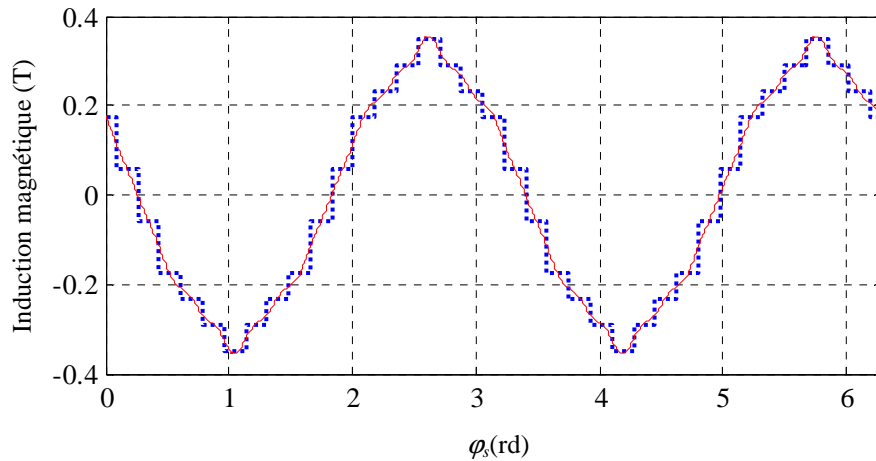


Figure III-8. Reconstitution de l'induction magnétique statorique à partir du fondamental et des harmoniques 5, 7, 11 et 13

III.3.1.5. Fréquence des courants rotoriques induits par la FMM statorique

La fréquence des courants qui circulent dans les boucles rotoriques est égale à celle de la source qui les génère c'est-à-dire à la fréquence des forces électromotrices rotoriques créées par le flux traversant ces boucles. Le flux induit par la FMM statorique traversant une boucle j de la cage rotorique peut être donné par :

$$\phi_{srj}(t) = \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} B_s(\varphi + \varphi_{srj}, t) \cdot r \cdot L \cdot d\varphi \quad (\text{III-37})$$

Où φ_{srj} est le déphasage de la boucle rotorique j par rapport à la référence.

$$\varphi_{srj} = \theta_r + (j - 1) \cdot \alpha_r \quad (\text{III-38})$$

Où α_r est l'angle entre deux boucles rotoriques égales à $2\pi/N_r$. L'angle θ_r peut être exprimé en fonction de la pulsation statorique ω_s et le glissement g par :

$$\theta_r = (1 - g) \cdot \frac{\omega_s \cdot t}{p} \quad (\text{III-39})$$

En substituant les équations (III-35), (III-38) et (III-36) dans l'Equation (III-37), on obtient :

$$\phi_{srj}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp} \cdot I_{smax}}{\pi \cdot h \cdot p \cdot \epsilon_0} K_b(h \cdot p) \cdot \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \sin((v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot \omega_s \cdot t \mp h \cdot p \cdot (\varphi_s + (j - 1) \cdot \alpha_r)) d\varphi \quad (\text{III-40})$$

Le calcul de cette intégrale permet d'aboutir à l'expression suivante :

$$\phi_{srj}(t) = \sum_{h=0}^{\infty} \phi_{srjmax} \cdot \sin((v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot \omega_s \cdot t \mp (j - 1) \cdot \alpha_r) \quad (\text{III-41})$$

tel que :

$$\phi_{srjmax} = \frac{6 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax} \cdot r \cdot L}{\pi \cdot h^2 \cdot p^2 \cdot \epsilon_0} K_b(h \cdot p) \cdot \sin\left(\pm (6 \cdot k \pm 1) \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{III-42})$$

Sachant que la force électromotrice induite dans la boucle j par le flux statorique est donnée par :

$$FEM_{srj}(t) = -\frac{d}{dt} \phi_{srj}(t) \quad (\text{III-43})$$

Alors, on peut écrire :

$$FEM_{srj}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} FEM_{srj}^{max} \cdot (v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot \omega_s \cdot \cos((v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot \omega_s \cdot t \mp (j - 1) \cdot \alpha_r) \quad (\text{III-44})$$

avec :

$$FEM_{srj}^{max} = \frac{6 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax} \cdot r \cdot L}{\pi \cdot h^2 \cdot p^2 \cdot \epsilon_0} K_b(h \cdot p) \cdot \sin\left(\mp h \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{III-45})$$

L'expression (III-45) montre que le flux généré par le stator entraîne la circulation des courants dans les boucles rotoriques avec une fréquence égale à :

$$f_{sr} = (v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot f_s \quad (\text{III-46})$$

Avec $h=6 \cdot k \pm 1$ et $v=\pm 3 \cdot k \pm 1$, $k=0,1,2,\dots$

III.3.1.6. Induction magnétique rotorique

En adoptant la même démarche que celle utilisée pour le stator, l'induction magnétique B_{rj} générée par une boucle rotorique j et représentée par la Figure III-9 peut être exprimée par :

$$B_{rj}(\varphi_r) = \begin{cases} \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot i_r}{\varepsilon_0} & \text{si } 0 < \varphi_r \leq (j-1) \cdot \alpha_r \\ \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot i_r}{\varepsilon_0} & \text{si } (j-1) \alpha_r \leq \varphi_r < j \cdot \alpha_r \\ \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot i_r}{\varepsilon_0} & \text{si } j \cdot \alpha_r < \varphi_r \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III-47})$$

En prenant comme origine l'axe de la boucle, le développement de cette expression en séries de Fourier, permet d'aboutir à :

$$B_{rj}(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot i_r}{\pi \cdot n \cdot \varepsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos(n \cdot \varphi_r) \quad (\text{III-48})$$

Le courant circulant dans les boucles rotoriques comporte des harmoniques de temps et d'espace induits par le flux statorique. Pour une boucle rotorique j , ce courant peut s'écrire sous la forme :

$$I_{rj}^{hv}(t) = I_{r \max}^{hv} \cdot \sin(\omega_r^{hv} \cdot t - h \cdot j \cdot p \cdot \alpha_r) \quad (\text{III-49})$$

Avec :

$$\omega_r^{hv} = (v \mp h \cdot (1 - g)) \cdot \omega_s \quad (\text{III-50})$$

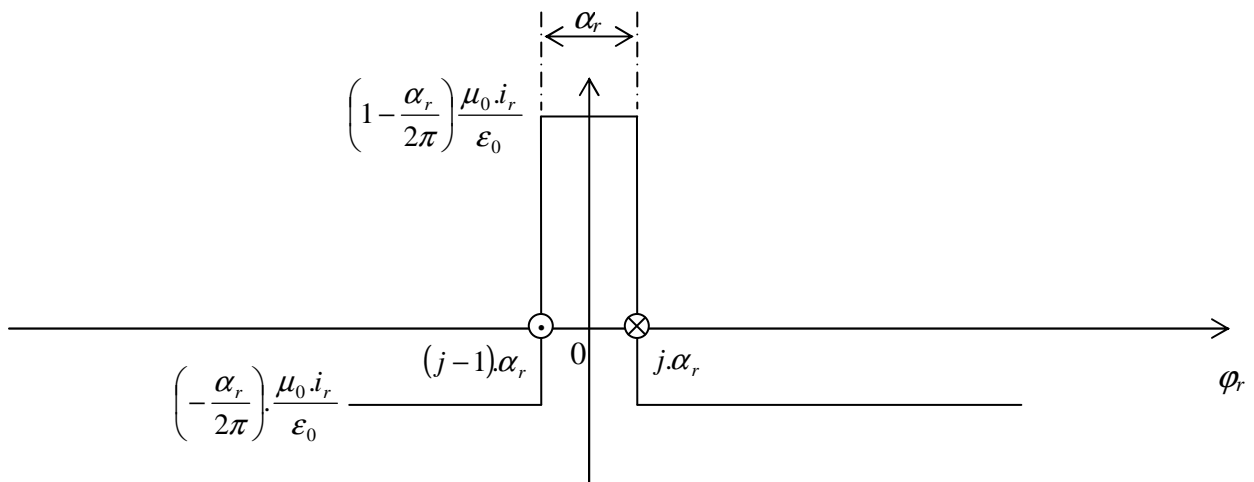


Figure III-9. Force magnétomotrice d'une boucle rotorique

En substituant l'expression du courant donnée par l'équation (III-49) dans (III-48) et en remplaçant α_r par $2\pi/N_r$, l'induction magnétique de la boucle rotorique j correspondante aux harmoniques du courant statorique h et ν peut se mettre sous la forme suivante :

$$B_{ij}^{h\nu}(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot I_{r \max}^h}{\pi \cdot n \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos\left(n \cdot \left(\varphi_r - j \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right)\right) \cdot \sin\left(\omega_r^{h\nu} \cdot t - h \cdot j \cdot p \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \quad (\text{III-51})$$

En utilisant les relations trigonométriques appropriées, l'expression précédente peut se reformuler de la manière suivante :

$$B_{ij}^{h\nu}(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{r \max}^{h\nu}}{\pi \cdot n \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \sin\left(\omega_r^{h\nu} \cdot t - n \cdot \varphi_r + j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) + \sin\left(\omega_r^{h\nu} \cdot t + n \cdot \varphi_r - j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \quad (\text{III-52})$$

L'induction magnétique totale de la cage rotorique correspondante s'obtient en additionnant toutes les inductions magnétiques des boucles élémentaires :

$$B_r^{h\nu}(\varphi_r) = \sum_{j=0}^{N_r-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{r \max}^h}{\pi \cdot n \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \sin\left(\omega_r^{h\nu} \cdot t - n \cdot \varphi_r + j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) + \sin\left(\omega_r^{h\nu} \cdot t + n \cdot \varphi_r - j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \quad (\text{III-50})$$

En développant cette expression, nous aboutissons à :

$$B_r^h(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{r \max}^h}{\pi \cdot n \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \left[\begin{array}{l} \sin(\omega_r^{h\nu} \cdot t - n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{N_r-1} \cos\left(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ + \cos(\omega_r^{h\nu} \cdot t - n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=1}^{N_r-1} \sin\left(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ + \sin(\omega_r^{h\nu} \cdot t + n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{N_r-1} \cos\left(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \\ - \cos(\omega_r^{h\nu} \cdot t + n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{N_r-1} \sin\left(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) \end{array} \right] \quad (\text{III-51})$$

Sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=0}^{N_r-1} \sin\left(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) = 0 \\ \sum_{j=0}^{N_r-1} \sin\left(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) = 0 \end{array} \right. \quad \forall n \quad (\text{III-52})$$

tet que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=0}^{N_r-1} \cos\left(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) = N_r \quad \text{si } n = k \cdot N_r + h \cdot p \\ \sum_{j=0}^{N_r-1} \cos\left(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \frac{2\pi}{N_r}\right) = N_r \quad \text{si } n = k \cdot N_r - h \cdot p \end{array} \right. \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{III-53})$$

Par conséquent, en plus de l'harmonique fondamental correspondant à $n = h.p$, il existe des harmoniques d'espace qui sont dus à la distribution spatiale des barres rotoriques dans les encoches de la cage, de rang $k.N_r \pm h.p$. Ainsi, l'induction magnétique de la cage rotorique peut être donnée par l'expression suivante :

$$B_r^{hv}(\varphi_r) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot N_r \cdot I_{rmax}^h}{\pi \cdot (k.N_r \pm h.p) \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left((k.N_r \pm h.p) \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \sin(\omega_r^{hv} \cdot t \mp (k.N_r \pm h.p) \cdot \varphi_r) \quad (\text{III-54})$$

Par rapport au repère statorique, l'angle φ_r peut être exprimé par :

$$\varphi_r = \varphi_s - \frac{(1-g)}{p} \cdot \omega_s \cdot t \quad (\text{III-55})$$

D'où on déduit l'expression de l'induction magnétique rotorique dans le repère statorique :

$$B_r^{hv}(\varphi_s) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot N_r \cdot I_{rmax}^h}{\pi \cdot (k.N_r \pm h.p) \cdot \mathcal{E}_0} \sin\left((k.N_r \pm h.p) \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \sin\left(\left(\nu \pm \frac{k.N_r}{p}(1-g)\right) \omega_s \cdot t \mp (k.N_r \pm h.p) \cdot \varphi_s\right) \quad (\text{III-56})$$

Pour les harmoniques d'espace 1 et 5 du stator ($h = 1, h = 5$), $I_{rmax} = 1A$ et à l'instant $T/12$ ($T = 20$ ms), la figure III-10 montre le spectre harmonique de l'induction magnétique rotorique.

Nous constatons clairement qu'en plus du fondamental correspondant à $h.p = 2$, il existe d'autres harmoniques de rang 26, 30, 54, 58... pour $h = 1$ et 18, 38, 46, 66 ... pour $h = 5$. Ces harmoniques correspondent parfaitement à la relation : $k.N_r \pm h.p$.

Sur la figure III-11, nous avons représenté l'induction rotorique, son fondamental et ses premières composantes. La reconstitution de cette induction, à partir de ces composantes, est illustrée par la figure III-12.

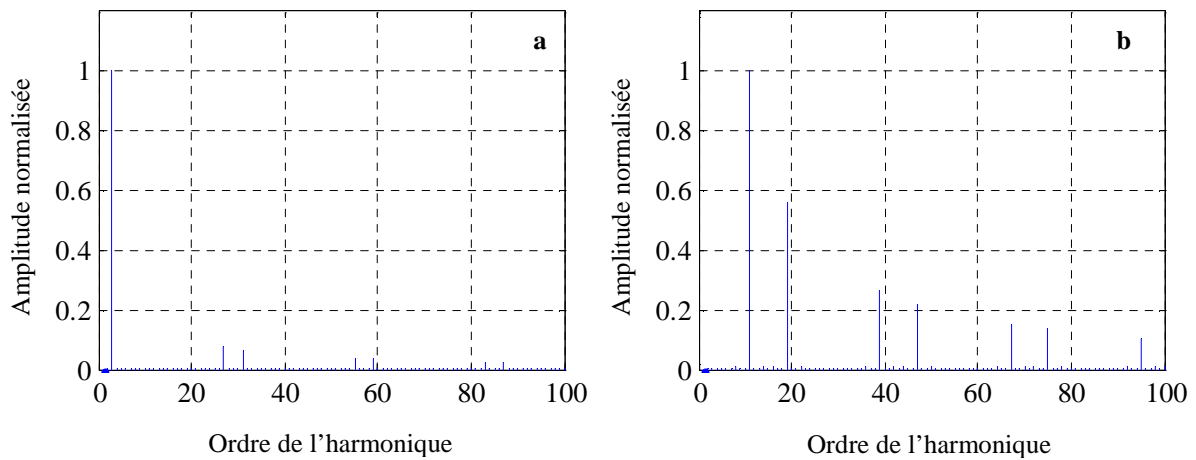


Figure III-10. Spectre harmonique de l'induction rotorique, a) $h = 1$, b) $h = 5$

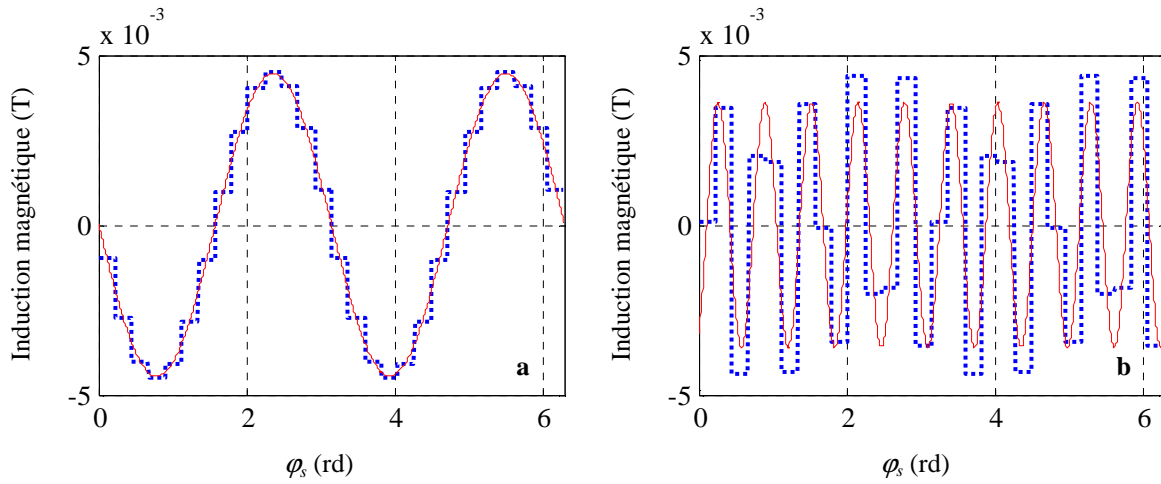


Figure III-11. Induction magnétique rotorique et ses premiers harmoniques, a) $h = 1$, b) $h = 5$

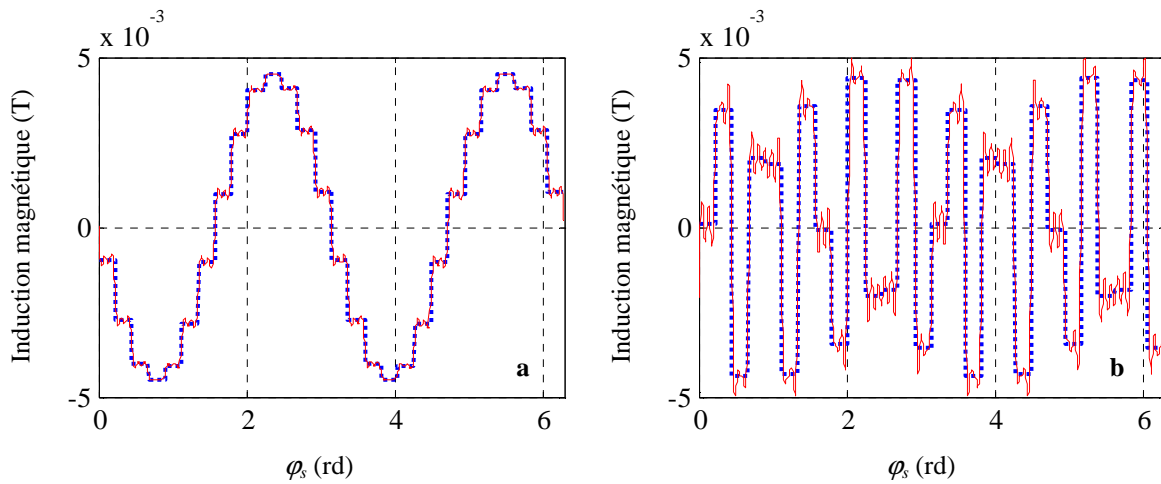


Figure III-12. Reconstitution de l'induction magnétique rotorique à partir de ses premiers harmoniques, a) $h = 1$, b) $h = 5$

Pour déterminer les fréquences qui apparaissent dans le courant statorique à partir de l'effet de l'harmonique rotorique $k.N_r \pm h.p$, calculons le flux généré par cet harmonique qui traverse une bobine statorique. Ce flux est donné par :

$$\phi_{rkse}(t) = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} B_r^h(\varphi_s - \varphi_{se}).r.L.d\varphi_s \tag{III-57}$$

Où φ_{se} représente le déphasage de la bobine élémentaire statorique par rapport au repère du stator. Le calcul de cette intégrale donne :

$$\phi_{rkse}(t) = -\phi_{rkse \max} \sin\left(\left(\frac{k.N_r}{p}(1-g) \pm \nu\right)\omega_s t\right) \tag{III-58}$$

avec :

$$\phi_{rkse\max} = \frac{2.n_e.\mu_0.r.L.N_r.I_{r\max}^h}{\epsilon_0.\pi.(k.N_r \pm h.p)^2} \sin\left((k.N_r \pm h.p).\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \sin\left((k.N_r \pm h.p).\frac{\tau}{2}\right) \quad (\text{III-59})$$

Par dérivation par rapport au temps de l'équation (III-58), on obtient la force électromotrice induite dans la bobine statorique :

$$FEM_{rkse}(t) = \phi_{rkse\max} \cdot \left(\frac{k.N_r}{p}(1-g) \pm \nu\right) \omega_s \cos\left(\left(\frac{k.N_r}{p}(1-g) \pm \nu\right) \omega_s t\right) \quad (\text{III-60})$$

Ainsi, l'harmonique rotorique d'ordre $k.N_r \pm h.p$ génère au stator des courants avec une fréquence :

$$(f_s)_{HER} = \left(\frac{k.N_r}{p}(1-g) \pm \nu\right) f_s \quad (\text{III-61})$$

III.3.2. Analyse de l'induction magnétique d'une machine avec défaut

On s'intéresse dans notre analyse à l'examen des défauts rotoriques de la machine asynchrone. On commence par un défaut électrique qui affecte la cage rotorique ; il s'agit de la rupture des barres. Puis, en enchaîne par l'examen d'un défaut mécanique qui affecte la géométrie de l'entrefer ; il s'agit de l'excentricité statique, dynamique et mixte.

III.3.2.1. Machine avec rupture de barres rotoriques

Lorsque la machine asynchrone présente un défaut de barres (figure III-13), la topologie du stator reste invariante ce qui donne une force magnétomotrice identique à celle vue précédemment. Donc les courants rotoriques gardent la même fréquence donnée par l'expression (III-50) mais leurs grandeurs varient.

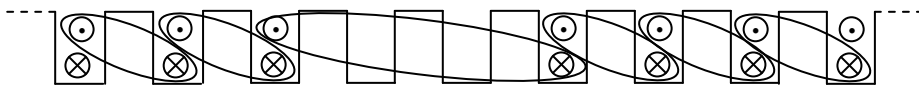
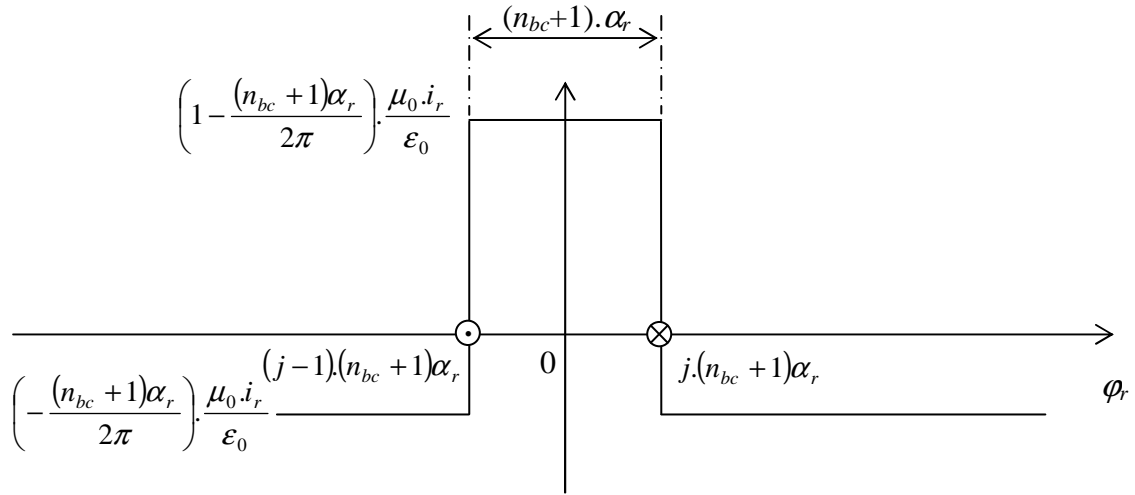


Figure III-13. Bobinage équivalent d'une cage rotorique avec barres cassées

En suivant les mêmes étapes développées dans le §. II.1.6, l'induction magnétique illustrée par la figure III-14, correspondante à la boucle équivalente d'un nombre n_{bc} de barres adjacentes cassées, peut être exprimée par :

$$B_{rbc}(\varphi_r) = \begin{cases} \left(-\frac{(n_{bc}+1).\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0.i_{rbc}}{\epsilon} & \text{si } 0 < \varphi_r \leq (j-1).\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \\ \left(1 - \frac{(n_{bc}+1).\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0.i_{rbc}}{\epsilon} & \text{si } (j-1).\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \leq \varphi_r < (j+n_{bc}).\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} \\ \left(-\frac{(n_{bc}+1).\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot \frac{\mu_0.i_{rbc}}{\epsilon} & \text{si } (j+n_{bc}).\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2} < \varphi_r \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III-62})$$

Figure III-14. FMM de la boucle équivalente pour n_{bc} barres cassées

Le développement en série de Fourier de cette fonction donne :

$$B_{rbc}(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot i_{rbc}}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{(n_{bc} + 1) \cdot \alpha_r}{2}\right) \cos(n \cdot \varphi_r) \quad (\text{III-63})$$

L'induction magnétique totale du rotor est la somme des inductions magnétiques des boucles saines plus celle équivalente aux barres cassées :

$$B_{rbc}^{hv}(\varphi_r) = \sum_{j=0}^{Nr-1-n_{bc}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{rmax}^{hv}}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \left(\begin{array}{l} \sin(\omega_r^{hv} \cdot t - n \cdot \varphi_r + j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \alpha_r) \\ + \sin(\omega_r^{hv} \cdot t + n \cdot \varphi_r - j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \alpha_r) \end{array} \right) \quad (\text{III-64})$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{rbcmax}^{hv}}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{(n_{bc} + 1) \cdot \alpha_r}{2}\right) \left(\begin{array}{l} \sin(\omega_r^{hv} \cdot t - n \cdot \varphi_r + (n - h \cdot p) \cdot \varphi_{bc}) \\ + \sin(\omega_r^{hv} \cdot t + n \cdot \varphi_r - (n + h \cdot p) \cdot \varphi_{bc}) \end{array} \right)$$

Où φ_{bc} représente le déphasage de la boucle équivalente aux barres cassées par rapport au repère rotorique. En développant cette dernière équation nous aboutissons à l'expression suivante :

$$B_{rbc}^{hv}(\varphi_r) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{rmax}^{hv}}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \left(\begin{array}{l} \sin(\omega_r^{hv} \cdot t - n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{Nr-1-n_{bc}} \cos(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \alpha_r) \\ + \cos(\omega_r^{hv} \cdot t - n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{Nr-1-n_{bc}} \sin(j \cdot (n - h \cdot p) \cdot \alpha_r) \\ + \sin(\omega_r^{hv} \cdot t + n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{Nr-1-n_{bc}} \cos(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \alpha_r) \\ - \cos(\omega_r^{hv} \cdot t + n \cdot \varphi_r) \cdot \sum_{j=0}^{Nr-1-n_{bc}} \sin(j \cdot (n + h \cdot p) \cdot \alpha_r) \end{array} \right) \quad (\text{III-65})$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 \cdot I_{rbcmax}^{hv}}{\pi \cdot n \cdot \epsilon_0} \sin\left(n \cdot \frac{(n_{bc} + 1) \cdot \alpha_r}{2}\right) \left(\begin{array}{l} \sin(\omega_r^{hv} \cdot t - n \cdot \varphi_r + (n - h \cdot p) \cdot \varphi_{bc}) \\ + \sin(\omega_r^{hv} \cdot t + n \cdot \varphi_r - (n + h \cdot p) \cdot \varphi_{bc}) \end{array} \right)$$

En substituant φ_r par son expression donnée par l'équation (III-54) et en suivant les mêmes étapes que celles énoncées précédemment, nous pouvons démontrer que sous l'effet des barres rotoriques cassées, les courants statoriques induits par les harmoniques de la force magnétomotrice rotorique ont une fréquence [117] :

$$(f_s^{bc})_{HER} = \left(\left(h \pm \frac{k}{p} \right) (1-g) \mp v \right) \cdot f_s \quad (\text{III-66})$$

Pour l'harmonique fondamental du stator $h = 1$, la figure III-15 montre le spectre harmonique de l'induction magnétique rotorique pour le cas d'une barre et de trois barres cassées. Notons que ce spectre contient tous les harmoniques de rang k ($k = 1, 2, \dots$). On retrouve, principalement, dans ce spectre le fondamental dont le rang est égale à 2, les harmoniques 27, 31, 55, 59... par rapport a la situation saine, ces harmoniques ont un rang : $k.N_r \pm h.p + 1$. Pour les mêmes cas de défaut, la figure III-16 illustre le tracé de l'induction magnétique rotorique et de son fondamental. La reconstitution de cette induction à partir des composantes principales, à savoir le fondamental et les harmoniques de rang 27 et 31, est illustrée par la figure III-17.

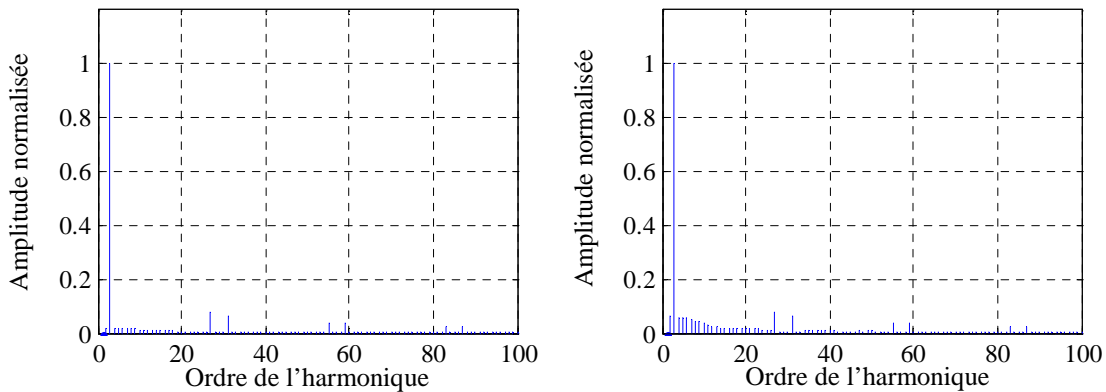


Figure III-15. Spectre harmonique de l'induction magnétique rotorique, a) une barre cassée
b) trois barres cassées

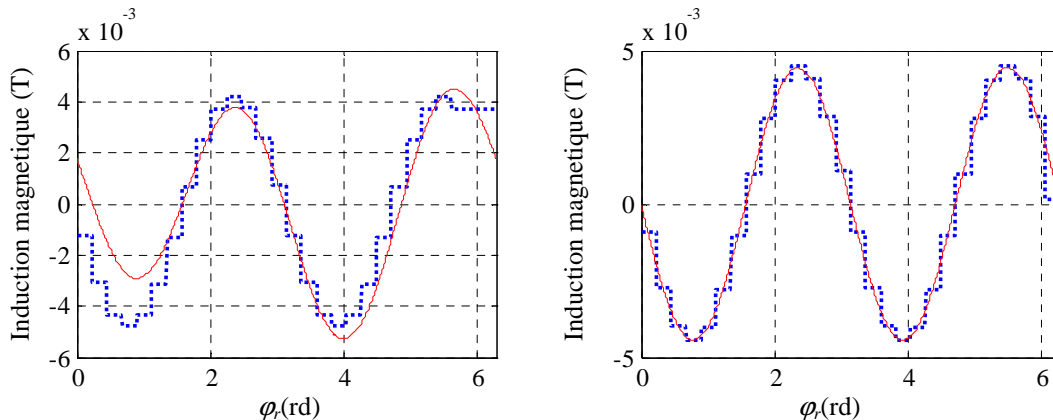


Figure III-16. Induction magnétique rotorique et son fondamental, a) une barre cassée
b) trois barres cassées.

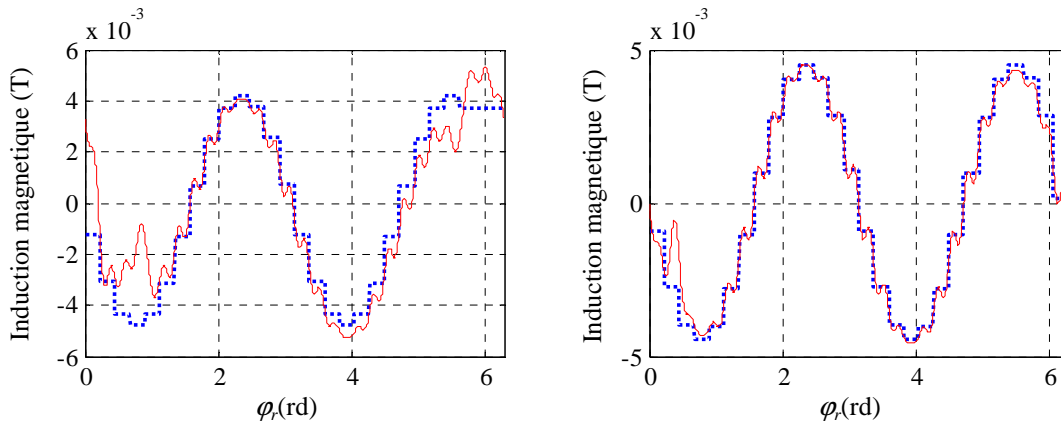


Figure III-17. Reconstitution de l'induction magnétique à partir du fondamental et des harmoniques 27 et 31, a) une barre cassée, b) trois barres cassées

III.3.2.2. Effets de la rupture de barres rotoriques sur la machine asynchrone

Sous les conditions normales de fonctionnement, le moteur ayant un rotor sain, les courants des trois phases statoriques créent dans l'entrefer un flux tournant à la vitesse synchrone ω_s (pour le cas du fondamental). En traversant les bobinages rotoriques, ce flux provoque la rotation de l'arbre moteur. La vitesse rotorique augmente et atteint une vitesse ω_r inférieure à la vitesse de synchronisme. Ainsi, les enroulements rotoriques sont alors balayés par le flux à la vitesse $\omega = \omega_s - \omega_r = g \cdot \omega_s$. A cet instant, le champ créé par les enroulements rotoriques est direct (c'est à dire qu'il tourne dans le même sens de rotation que le champ créé par les courants statoriques). La fréquence des courants dans les enroulements rotoriques est égale à $f_r = g \cdot f_s$.

Lorsque la machine présente un défaut de rupture de barres, le circuit rotorique est déséquilibré et par conséquent, il crée une force magnétomotrice inverse qui tourne à la vitesse $-g \cdot \omega_s$ par rapport au rotor et à la vitesse $(1-g) \cdot \omega_s - g \cdot \omega_s = (1-2g) \cdot \omega_s$ par rapport au stator.

Dans ces conditions, la FMM rotorique possède deux composantes, la première est directe et tourne à la vitesse ω_s , la seconde est inverse et tourne à une vitesse $(1-2g) \cdot \omega_s$. cette dernière composante génère dans le courant statorique une composante additionnelle avec une fréquence $(1-2g)f_s$.

L'interaction de cette composante avec le flux statorique provoque des oscillations à des fréquences $2gf_s$ qui apparaissent au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine. L'amplitude de ces oscillations dépend de l'inertie et de la charge de la machine asynchrone. Les oscillations de la vitesse génèrent à leur tour deux composantes du courant statorique dont l'amplitude dépend du niveau d'oscillations. La première à la fréquence $(1-2g)f_s$ qui s'oppose à la composante initiale qui lui a donné naissance ; la deuxième à la fréquence $(1+2g)f_s$ dont l'amplitude est d'autant plus faible que l'inertie du moteur et de la charge entraînée est plus importante.

Ainsi, en suivant la même démarche (figure III-18), nous pouvons montrer qu'au voisinage de la fréquence fondamentale f_s , la rupture de barres dans la cage rotorique génère des composantes supplémentaires au niveau du courant statorique dont la fréquence est donnée par [118-119]:

$$(f_s^{bc})_f = (1 \pm 2.k.g).f_s \quad (\text{III-67})$$

Pour les autres harmoniques, l'expression donnée par l'équation (III-66) peut être utilisée pour déterminer la fréquence des autres composantes. Notons que certains auteurs [120-122] utilisent à la place de l'équation (III-65) une autre expression donnée par :

$$(f_s^{bc})_{HER} = \left(\left(\frac{k}{p} \right) (1-g) \pm g \right) . f_s \quad ; \quad \frac{k}{p} = 3,5,7,\dots \quad (\text{III-68})$$

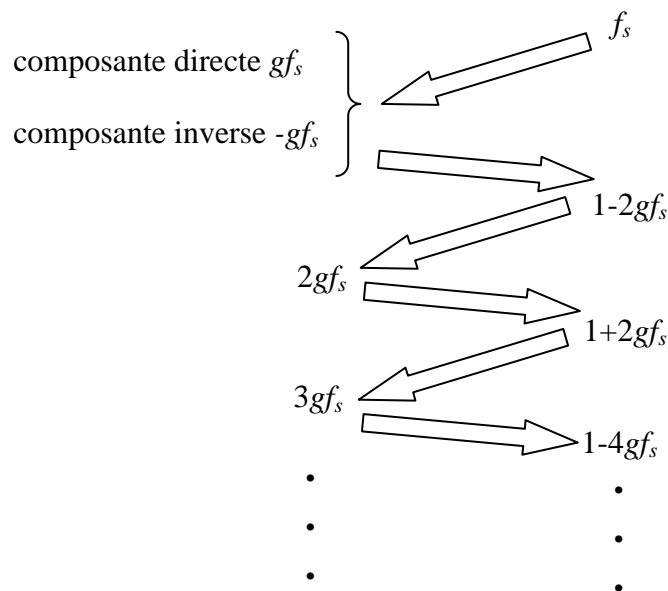


Figure III-18. Processus d'apparition des fréquences dans le courant statorique

III.3.2.3. Induction magnétique en présence d'excentricité

III.3.2.3.1. Fonction d'entrefer

L'objectif est de déterminer l'expression analytique de la fonction d'entrefer dans le cas d'un défaut d'excentricité. La configuration obtenue lors du déplacement du centre de rotor est représentée par la figure III-19. Pour simplifier, nous supposons que le déplacement se fait d'une manière perpendiculaire à l'arbre de la machine. Le déplacement axial ne sera pas pris en compte. Dans ces conditions le calcul s'effectue dans un plan à deux dimensions.

A partir de la figure III-19, le centre de rotor c_r est positionné en un point de coordonnées (a, b) . L'équation du cercle du rotor de rayon r a pour équation [123]:

$$(x - a)^2 + (y - b)^2 = r^2 \quad (\text{III-69})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} x = r \cdot \cos(\varphi_s) \\ y = r \cdot \sin(\varphi_s) \end{cases} \quad (\text{III-70})$$

En substituant x et y donnés par l'équation (III-69) dans l'équation (III-68), nous pouvons tirer l'expression du rayon $r(\varphi_s)$:

$$r(\varphi_s) = a \cdot \cos(\varphi_s) + b \cdot \sin(\varphi_s) + \sqrt{R_{dr}^2 - (a \cdot \sin(\varphi_s) + b \cdot \cos(\varphi_s))^2} \quad (\text{III-71})$$

L'épaisseur de l'entrefer est la différence entre le rayon du stator R_{ds} et le rayon $r(\varphi)$:

$$\begin{aligned} \varepsilon(\varphi_s) &= R_{ds} - r(\varphi_s) \\ &= R_{ds} - a \cdot \cos(\varphi_s) - b \cdot \sin(\varphi_s) - R_{dr} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{R_{dr}^2} (a \cdot \sin(\varphi_s) + b \cdot \cos(\varphi_s))^2} \end{aligned} \quad (\text{III-72})$$

Dans les machines asynchrones, l'entrefer est très petit devant le rayon du rotor, par conséquent le déplacement du rotor désigné par les coordonnées (a, b) est également petit devant ce rayon. L'équation (III-72) peut se simplifier sous la forme suivante :

$$\varepsilon(\varphi_s) = \varepsilon_0 - a \cdot \cos(\varphi_s) - b \cdot \sin(\varphi_s) \quad (\text{III-73})$$

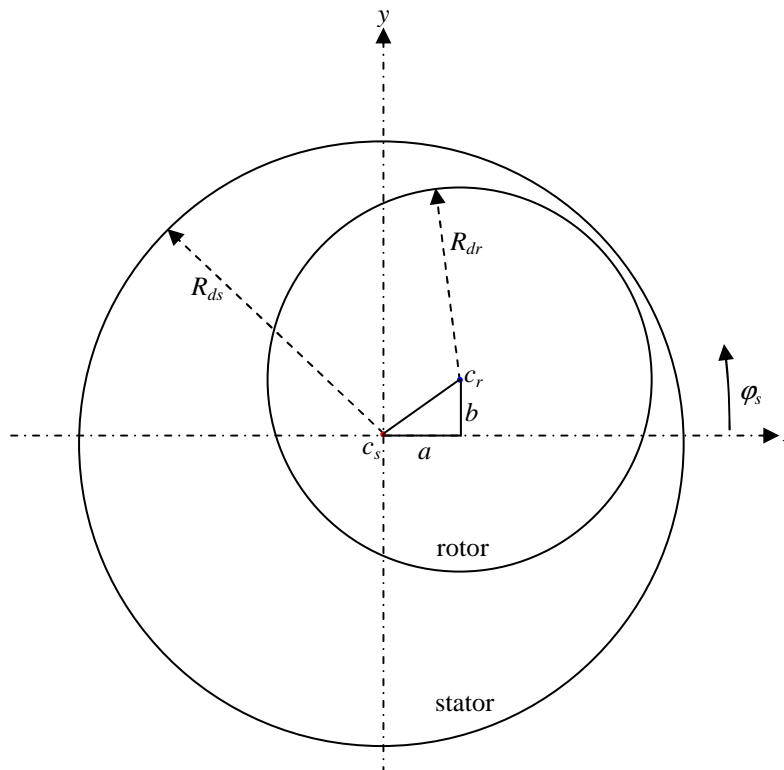


Figure III-19. Déplacement du centre rotorique par un défaut d'excentricité

Où $\varepsilon_0 = R_{ds} - R_{dr}$ est l'épaisseur moyenne de l'entrefer sans excentricité. Dans l'expression (III-73), les paramètres a et b prennent différentes valeurs selon la nature de l'excentricité, soient δ_s et δ_d le degré de l'excentricité statique et dynamique respectivement.

Pour l'excentricité statique, a et b ne dépendent pas de la vitesse du rotor et prennent les valeurs :

$$a = \varepsilon_0 \cdot \delta_s \quad ; \quad b = 0 \quad (\text{III-74})$$

Pour l'excentricité dynamique a et b dépendent de la vitesse rotorique et prennent les valeurs :

$$a = \varepsilon_0 \cdot \delta_d \cdot \cos(\theta_r) \quad ; \quad b = \varepsilon_0 \cdot \delta_d \cdot \sin(\theta_r) \quad (\text{III-75})$$

Pour l'excentricité mixte, a et b dépendent également de la vitesse rotorique et prennent les valeurs :

$$a = \varepsilon_0 \cdot (\delta_s + \delta_d \cdot \cos(\theta_r)) \quad ; \quad b = \varepsilon_0 \cdot \delta_d \cdot \sin(\theta_r) \quad (\text{III-76})$$

L'expression simplifiée de la valeur de l'entrefer pour le cas d'une excentricité mixte peut être obtenue en remplaçant a et b de l'équation (III-74) dans (III-70) [124]:

$$\begin{aligned} \varepsilon(\varphi_s, \theta_r) &= R_{ds} - \varepsilon_0 \cdot (\delta_s \cdot \cos(\varphi_s) - \delta_d \cdot \cos(\varphi_s - \theta_r)) - R_{dr} \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon_0^2}{R_{dr}^2} (\delta_s \cdot \sin(\varphi_s) + \delta_d \cdot \sin(\varphi_s + \theta_r))^2} \\ &\approx \varepsilon_0 \cdot (1 - \delta_s \cdot \cos(\varphi_s) - \delta_d \cdot \cos(\varphi_s - \theta_r)) \end{aligned} \quad (\text{III-77})$$

III.3.2.3.2. Fonction de perméance

Considérant d'abord le cas d'une excentricité statique. La fonction d'entrefer peut être donnée par :

$$\varepsilon(\varphi_s, \theta_r) = \varepsilon_0 \cdot (1 - \delta_s \cdot \cos(\varphi_s)) \quad (\text{III-78})$$

La fonction de perméance peut être obtenue en inversant la relation (III-78) et en développant par la suite le résultat en séries de Fourier :

$$\lambda(\varphi_s) = \frac{\mu_0}{\varepsilon_0 (1 - \delta_s \cdot \cos(\varphi_s))} = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-79})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda_0 = \frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_s^2}} \\ \lambda_k = 2 \cdot \lambda_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta_s^2}}{\delta_s} \right)^k \end{cases} \quad (\text{III-80})$$

Pour les six premiers termes de la fonction de perméance donnée par l'équation (III-79), nous avons tracé la figure III-20 qui illustre sa variation en fonction de l'angle φ_s . Comme cela est illustré par la figure III-21, si le degré d'excentricité statique est inférieur à 40%, les termes λ_k pour $k > 2$ peuvent être négligés. Ainsi, la fonction de perméance peut se mettre sous la forme suivante [41]:

$$\lambda(\varphi_s) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\varphi_s) \quad (\text{III-81})$$

$$\lambda_0 = \frac{\mu_0}{\epsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_s^2}}$$

$$\lambda_1 = 2 \cdot \lambda_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta_s^2}}{\delta_s} \right)$$

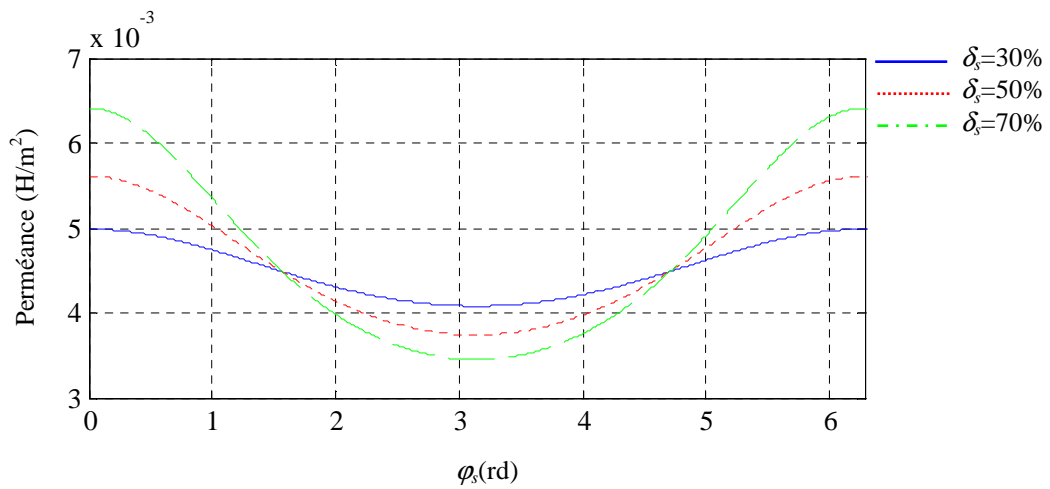


Figure III-20. Variation de la perméance en fonction de l'angle statorique pour différents degrés d'excentricité statique

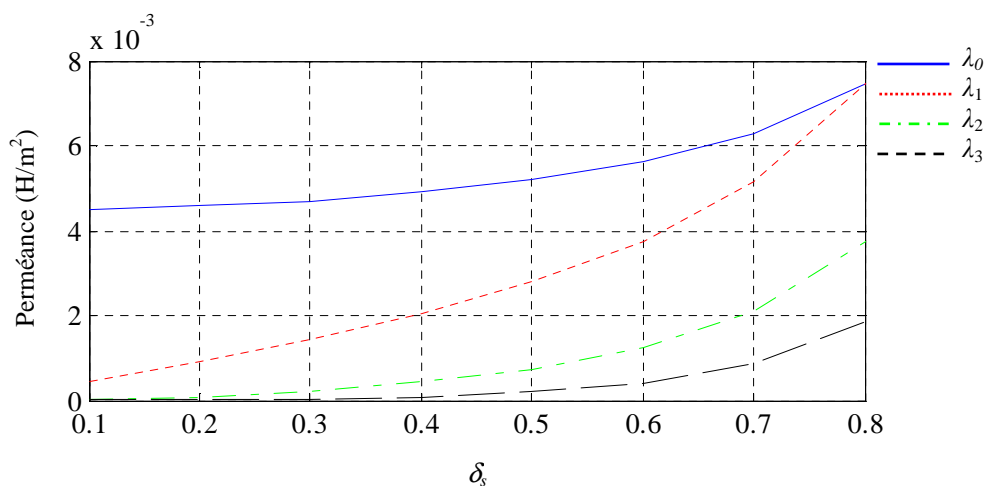


Figure III-21. Variation des quatre premiers termes de la perméance en fonction du degré d'excentricité statique

Pour trouver la fonction de perméance pour le cas d'une excentricité dynamique, il suffit de remplacer dans l'équation (III-81) δ_s par δ_d et φ par $(\varphi - \theta_r)$. Ainsi on obtient [125]:

$$\begin{aligned}\lambda(\varphi_s) &= \lambda_0 + \lambda_2 \cdot \cos(\varphi_s - \theta_r) \\ \lambda_0 &= \frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_d^2}} \\ \lambda_2 &= 2 \cdot \lambda_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta_d^2}}{\delta_d} \right)\end{aligned}\quad (\text{III-82})$$

Pour une excentricité mixte, la fonction de perméance peut être obtenue en combinant les deux types d'excentricité, ce qui donne [124]:

$$\lambda(\varphi_s) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\varphi_s) + \lambda_2 \cdot \cos(\varphi_s - \theta_r) \quad (\text{III-83})$$

III.3.2.3.3. Induction magnétique en présence d'excentricité statique

Rappelons que l'induction magnétique est le produit de la force magnétomotrice par la fonction de perméance de la machine (équation III-19). On Commence par examiner le fondamental de l'induction magnétique ensuite on examine le reste des harmoniques. L'expression de fondamental de la force magnétomotrice statorique est :

$$F_s^f(\varphi_s, t) = F_{smax}^f \cdot \sin(\omega_s \cdot t - p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-84})$$

avec :

$$F_{smax}^f = \frac{3 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax}}{\pi \cdot p} K_b(I) \quad (\text{III-85})$$

De même, le fondamental de la force magnétomotrice totale rotorique dans le repère statorique peut être donné par l'expression suivante :

$$F_r^f(\varphi_s, t) = F_r^f \sin(\omega_s \cdot t - p \cdot \varphi_s) \quad (\text{III-86})$$

avec :

$$F_{rmax}^f = \frac{N_r \cdot I_{rmax}}{\pi \cdot p} \sin\left(p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{III-87})$$

En se basant sur les équations (III-81), (III-84) et (III-86), le fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine peut s'écrire sous la forme suivante :

$$B_{se}^f(\varphi_s, t) = (F_s^f + F_r^f) (\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\varphi_s)) \quad (\text{III-88})$$

Le développement de cette expression donne :

$$B_{se}^f(\varphi_s, t) = \lambda_0 (F_{smax}^f + F_{rmax}^f) \left[\sin(\omega_s t - p\varphi_s) + \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \left[\sin(\omega_s t - (1 \pm p)\varphi_s) + \sin(\omega_s t + (1 \mp p)\varphi_s) \right] \right] \quad (\text{III-89})$$

En substituant λ_0 et λ_1 par leurs expressions données par l'équation (III-81) et en développant le rapport $\lambda_1/(2\lambda_0)$ en séries de Taylor par rapport à des petites valeurs de δ_s , on obtient :

$$\frac{\lambda_1}{2\lambda_0} = \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta_s^2}}{\delta_s} \right) = \frac{1}{\delta_s} \left[1 - \left(1 - \frac{1}{2}\delta_s^2 - \frac{1}{8}\delta_s^4 \dots \right) \right] \approx \delta_s \quad (\text{III-90})$$

Par conséquent, en présence d'excentricité statique, le fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone garde la même fréquence que celle des FMMs statorique et rotorique. De plus, cette induction sera modulée par rapport à l'angle φ_s avec un nombre de paires de pôles égal ($p \pm 1$). L'amplitude de cette modulation est directement liée au degré de l'excentricité.

Pour les harmoniques d'ordre supérieur, les forces magnétomotrices statorique et rotorique sont données par :

$$\begin{cases} F_s^{hv}(\varphi_s, t) = F_{smax}^{hv} \cdot \sin(\nu \cdot \omega_s \cdot t \pm p \cdot h \cdot \varphi_s) & ; h = 6 \cdot k \pm 1 ; \nu = \pm 3 \cdot k \pm 1 \\ F_r^{khv}(\varphi_s, t) = F_{rmax}^{khv} \sin \left(\left(\nu \pm \frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g) \right) \cdot \omega_s \cdot t \mp (k \cdot N_r \pm h \cdot p) \cdot \varphi_s \right) & ; k = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (\text{III-91})$$

avec :

$$\begin{cases} F_{smax}^{hv} = \frac{3 \cdot N_{sp} \cdot I_{smax}^{hv}}{\pi \cdot h \cdot p} K_b(h) \\ F_{rmax}^{khv} = \frac{N_r \cdot I_{rmax}^{hv}}{\pi \cdot (k \cdot N_r \pm h \cdot p)} \cdot \sin \left((k \cdot N_r \pm h \cdot p) \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right) \end{cases} \quad (\text{III-92})$$

La fonction de perméance pour les harmoniques d'ordre supérieur est exprimée par :

$$\lambda_n(\varphi_s) = \lambda_0 + \lambda_{ns} \cdot \cos(n \cdot \varphi_s) \quad ; \quad n = 1, 2, \dots \quad (\text{III-93})$$

A partir des équations précédentes, l'induction magnétique dans l'entrefer peut s'écrire sous la forme de l'équation (III-94). Nous constatons que pour les harmoniques d'ordre supérieur, l'induction magnétique, en présence d'excentricité statique, garde toujours les fréquences des forces magnétomotrices statorique et rotorique mais elle sera modulée par deux autres termes dont le nombre de paires est : $(n \pm h \cdot p)$ et $(n \pm (k \cdot N_r \pm h \cdot p))$.

De même, en calculant la force électromotrice induite par l'induction magnétique dans l'entrefer, nous pouvons montrer qu'en présence d'excentricité statique le spectre du courant statorique ne présente pas une composante fréquentielle additionnelle capable d'identifier ce défaut [126]. En revanche, ce type de défaut entraîne l'augmentation des composantes de la fréquence $(k \cdot N_r / (1 - g) / p \pm \nu) \cdot f_s$.

$$\begin{aligned}
B_{se}^{khv}(\varphi_s, t) = & \lambda_0 \cdot F_{smax}^{hv} \cdot \sin(v \cdot \omega_s \cdot t \pm p \cdot h \cdot \varphi_s) + \\
& + \frac{\lambda_n \cdot F_{smax}^{hv}}{2} \cdot [\sin(v \cdot \omega_s \cdot t - (n \mp p \cdot h) \cdot \varphi_s) + \sin(v \cdot \omega_s \cdot t + (n \pm p \cdot h) \cdot \varphi_s)] \\
& + \lambda_0 \cdot F_{rmax}^{khv} \sin\left(\left(v \pm \frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g)\right) \cdot \omega_s \cdot t \mp (k \cdot N_r \pm h \cdot p) \cdot \varphi_s\right) \\
& + \frac{\lambda_n \cdot F_{rmax}^{khv}}{2} \left[\begin{aligned} & \sin\left(\left(v \pm \frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g)\right) \cdot \omega_s \cdot t - (n \pm (k \cdot N_r \pm h \cdot p)) \cdot \varphi_s\right) \\ & + \sin\left(\left(v \pm \frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g)\right) \cdot \omega_s \cdot t + (n \mp (k \cdot N_r \pm h \cdot p)) \cdot \varphi_s\right) \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{III-94}$$

Afin de montrer la variation de l'induction magnétique statorique et rotorique en présence d'excentricité, nous présentons les figures III-22 et III-23 pour $\delta_s = 40\%$, $v = 1$, $I_{smax} = 1A$ et $t = T/12$. L'induction magnétique rotorique a été tracée pour $h = 1$ et $I_{rmax} = 1A$.

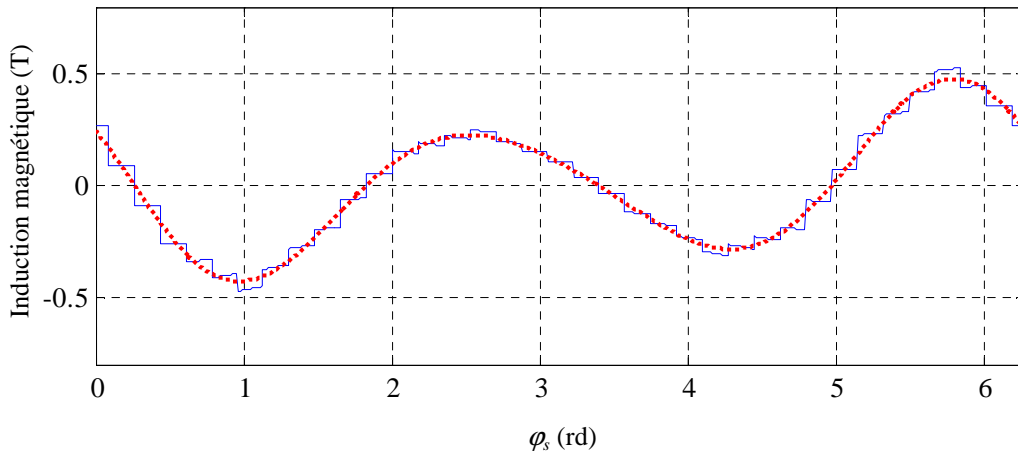


Figure III-22. Induction magnétique statorique en présence d'excentricité statique

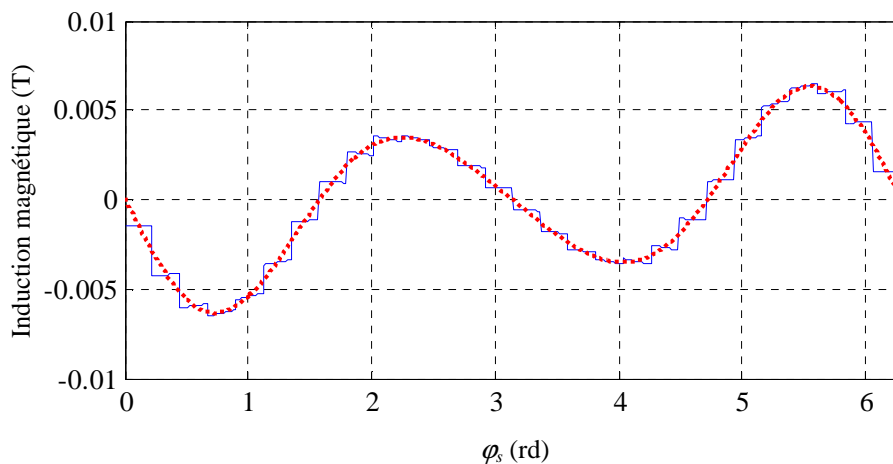


Figure III-23. Induction magnétique rotorique en présence d'excentricité statique

III.3.2.3.4. induction magnétique en présence d'excentricité dynamique

En suivant les mêmes étapes, le fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer en présence d'une excentricité dynamique est donné par :

$$B_{de}^f(\varphi_s, t) = \lambda_0 \cdot (F_{smax}^f + F_{rmax}^f) \cdot \sin(\omega_s t - p \varphi_s) + \left[\frac{\lambda_1 \cdot (F_{smax}^f + F_{rmax}^f)}{2} \cdot [\sin((\omega_s - \omega_r) t - (l \pm p) \varphi_s) + \sin((\omega_s + \omega_r) t + (l \mp p) \varphi_s)] \right] \quad (\text{III-95})$$

Et pour les harmoniques d'ordre supérieur :

$$B_{de}^{khv}(\varphi_s, t) = \lambda_0 \cdot F_{smax}^{hv} \cdot \sin(\nu \omega_s t \pm p \cdot h \cdot \varphi_s) + \frac{\lambda_n \cdot F_{smax}^{hv}}{2} \left[\begin{aligned} &\sin\left(\left(\nu + \frac{n \cdot (1-g)}{p}\right) \omega_s t - (n \mp p \cdot h) \cdot \varphi_s\right) \\ &+ \sin\left(\left(\nu - \frac{n \cdot (1-g)}{p}\right) \omega_s t + (n \pm p \cdot h) \cdot \varphi_s\right) \end{aligned} \right] + \lambda_0 \cdot F_{rmax}^{khv} \cdot \sin\left(\left(\nu \pm \frac{k \cdot N_r}{p} (1-g)\right) \omega_s t \mp (k \cdot N_r \pm h \cdot p) \cdot \varphi_s\right) + \frac{\lambda_n \cdot F_{rmax}^{khv}}{2} \left[\begin{aligned} &\sin\left(\left(\nu + (n \pm k \cdot N_r) \frac{(1-g)}{p}\right) \omega_s t - (n \pm (k \cdot N_r \pm h \cdot p)) \varphi_s\right) \\ &+ \sin\left(\left(\nu - (n \mp k \cdot N_r) \frac{(1-g)}{p}\right) \omega_s t + (n \mp (k \cdot N_r \pm h \cdot p)) \varphi_s\right) \end{aligned} \right] \quad (\text{III-96})$$

En examinant ces deux équations, nous pouvons conclure qu'en présence d'excentricité dynamique, le spectre du courant statorique présente autour du fondamental deux composantes supplémentaires à des fréquences $f_s \pm f_r$ tel que $f_r = (1-g) \cdot f_s / p$. Par conséquent, l'excentricité dynamique entraîne l'apparition d'une composante additionnelle dans le spectre du courant statorique avec une fréquence égale à :

$$(f_s^{de})_f = \left(1 \pm \frac{(1-g)}{p}\right) \cdot f_s \quad (\text{III-97})$$

Pour les harmoniques d'ordre supérieur, l'identification de ce défaut peut s'effectuer en examinant, dans le spectre du courant statorique, les composantes dont la fréquence est donnée par [124] :

$$(f_s^{de})_{HER} = \left((k \cdot N_r \pm n) \cdot \frac{(1-g)}{p} \pm \nu\right) \cdot f_s \quad (\text{III-98})$$

Les figures III-24 et III-25 illustrent la variation de l'induction magnétique statorique et rotorique en fonction de φ_s pour différents valeurs de l'angle rotorique θ_r . Ces tracés ont été obtenus pour les paramètres suivants : $\delta_d = 40\%$, $\nu = 1$, $I_{smax} = 1A$, $t = T/12$, $h = 1$ et $I_{rmax} = 1A$.

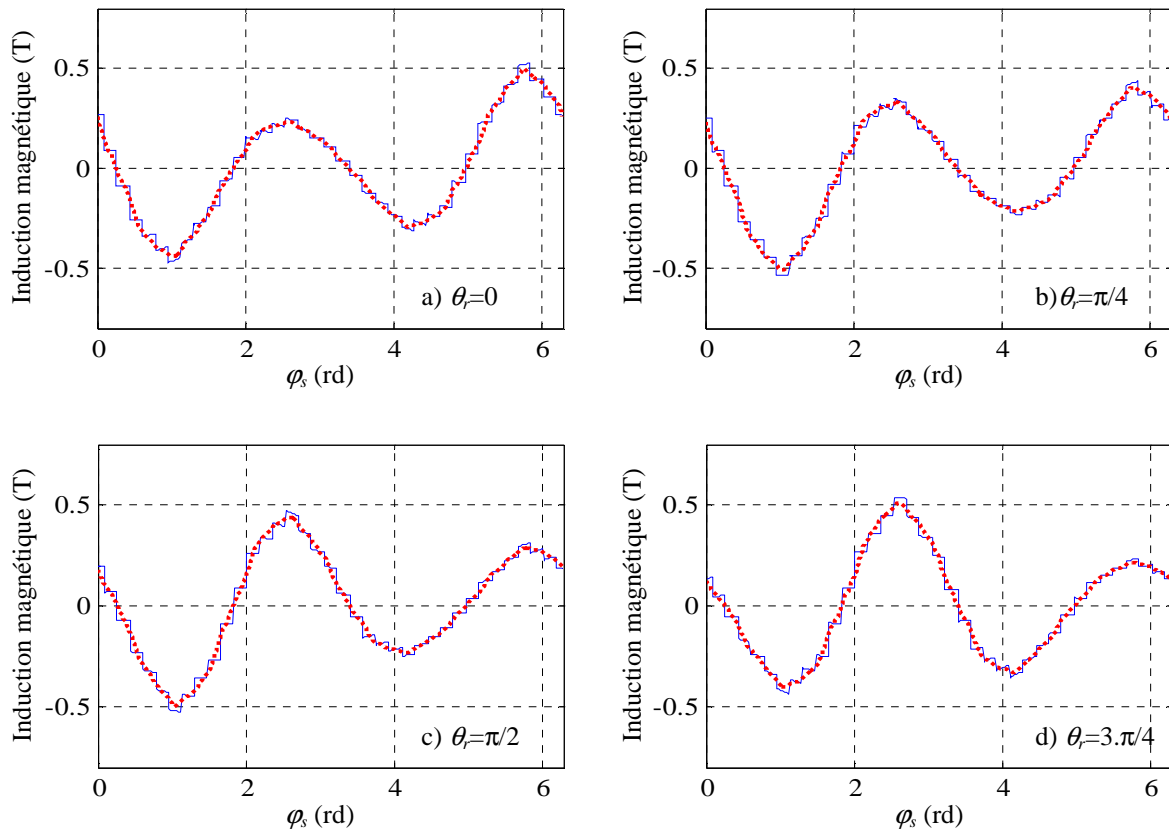


Figure III-24. Induction magnétique statorique en présence d'excentricité dynamique

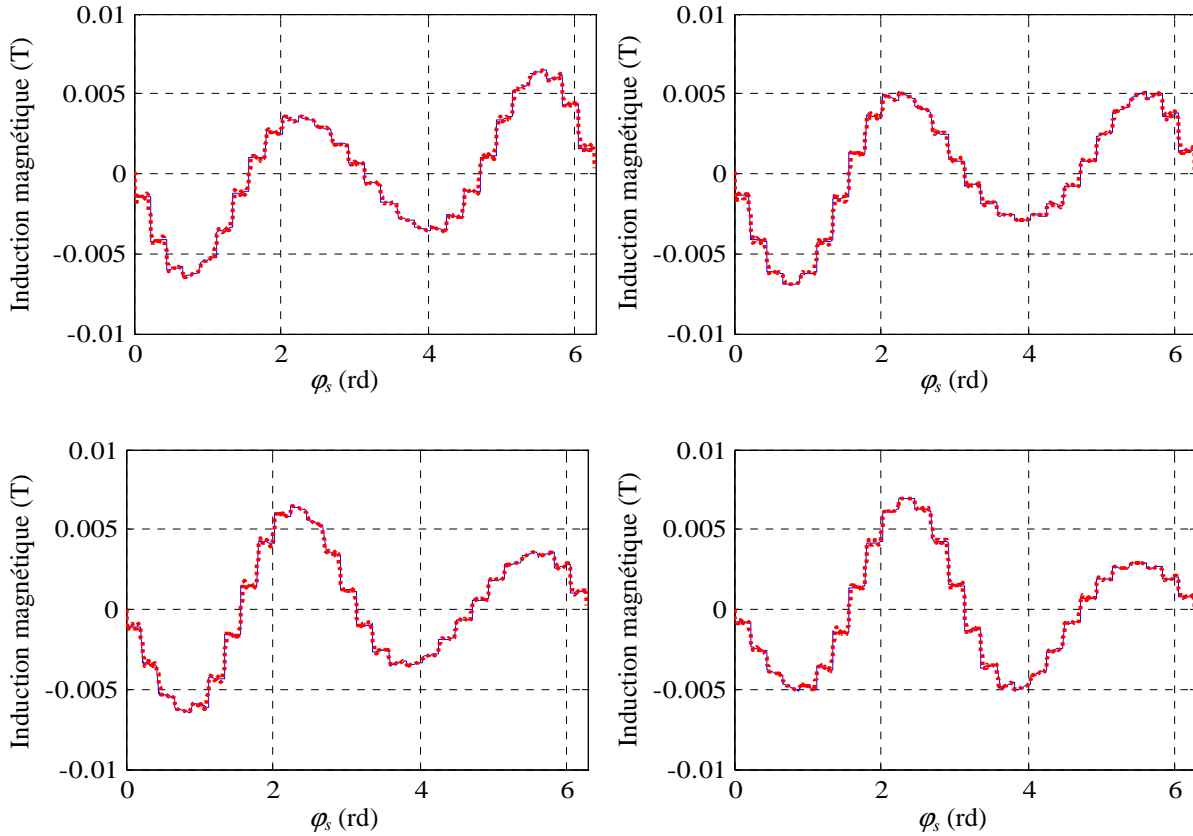


Figure III-25. Induction magnétique rotorique en présence d'excentricité dynamique

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une approche analytique, basée sur la connaissance de la répartition de la force magnétomotrice dans la machine asynchrone à cage et de la fonction de perméance, pour analyser l'induction magnétique dans l'entrefer, en tenant compte des harmoniques d'espace et de temps. Cette analyse nous a permis de démontrer et de comprendre l'origine des composantes fréquentielles qui peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique et qui sont résumées dans le Tableau III-1.

Une machine saine présente d'une manière naturelle des composantes harmoniques qui sont dues principalement à la nature de l'alimentation et à la répartition du bobinage dans les encoches statoriques et rotoriques. En présence d'un défaut rotorique dans la machine, l'amplitude de ces composantes augmente et de nouvelles harmoniques apparaissent. Ces dernières constituent une signature qui peut servir pour la détection de ce défaut. Les expressions analytiques de l'induction magnétique, développées dans ce chapitre, vont être utilisées dans les chapitres quatre et cinq pour déterminer les inductances de la machine en situation saine et en présence de défaut rotorique.

Fréquence	Origine
f_s	Source d'alimentation
$\nu.f_s$	Source d'alimentation
$\left(\frac{k.N_r}{p}(1-g) \pm \nu\right).f_s$	Encoches rotoriques
$(1-2.k.g).f_s$	Rupture de barres
$\left(\left(\frac{k}{p}\right)(1-g) \pm g\right).f_s$	Rupture de barres
$\left(k.N_r \cdot \frac{(1-g)}{p} \pm \nu\right).f_s$	Excentricité statique
$\left(1 \pm \frac{(1-g)}{p}\right).f_s$	Excentricité dynamique
$\left((k.N_r \pm n) \cdot \frac{(1-g)}{p} \pm \nu\right).f_s$	Excentricité dynamique

Tableau III-1. Fréquences des composantes qui peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique de la machine asynchrone à cage.

Chapitre IV

Modélisation de la machine asynchrone à cage sans défauts

Sommaire

IV.1. Introduction	75
IV.2. Principe de l'approche des circuits couplés magnétiquement	76
IV.3. Principales hypothèses adoptées.....	76
IV.4. Présentation de la machine asynchrone en vue de sa modélisation	76
IV.4.1. Stator	76
IV.4.2. Rotor	76
IV.5. Mise en équation de la machine asynchrone	77
IV.6. Calcul des inductances du modèle	81
IV.6.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	82
IV.6.2. Mutuelle inductance entre deux phases du stator	82
IV.6.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	83
IV.6.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	84
IV.6.5. Mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor	84
IV.6.6. Mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator	85
IV.6.7. Représentation graphique des inductances	85
IV.7. Prise en compte de l'alimentation et du couplage statorique de la machine	87
IV.7.1. Modélisation de l'alimentation de la machine	87
IV.7.1.1 Alimentation par le réseau triphasé	88
IV.7.1.2 Alimentation par un onduleur de tension	88
IV.7.2. Couplage en étoile	89
IV.7.3. Couplage en triangle	92
IV.8. Implantation sous MATLAB-SIMULINK du modèle général de la machine Asynchrone	94
IV.9. Analyse des principaux résultats	95
IV.9.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	95
IV.9.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	97
IV.10. Conclusion	100

I. Introduction

En fonction des objectifs recherchés, la modélisation de la machine asynchrone peut se faire selon différentes méthodes. Dans la littérature, on retrouve principalement les modèles suivants :

- Les modèles en grandeurs complexes destinés essentiellement pour l'étude des régimes permanents [127].
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande des machines [14, 32,128].
- Les modèles basés sur la résolution numérique des équations de diffusion du champ magnétique [49, 129, 130].
- Les modèles basés sur les réseaux de perméance (modèle magnétique) [131-133].
- Les modèles basés sur l'approche des circuits couplés magnétiquement [134-136].

Bien que les deux premiers modèles soient souvent utilisés pour étudier les machines symétriques et équilibrées et présentent des avantages dans leurs domaines d'application, ils restent toutefois très limités et inadapté dans le domaine du diagnostic. En effet, la simplicité de la première modélisation rend celle-ci inadaptée pour l'étude des régimes dynamiques de la machine. La deuxième modélisation est basée sur l'hypothèse que les enroulements de la machine sont uniformément répartis tant au stator qu'au rotor et que la force magnétomotrice induite est parfaitement sinusoïdale. De ce fait, cette modélisation est inadaptée pour examiner l'effet des harmoniques d'espace et de temps sur le comportement de la machine.

La modélisation numérique de la machine (basée souvent sur la méthode des éléments finis) exige la connaissance des paramètres géométrique, magnétique et électrique de la machine. La précision recherchée de cette modélisation repose essentiellement sur la finesse du maillage adopté, ce qui induit un temps de calcul important en particulier avec la prise en compte de la saturation. L'approche des réseaux de perméance fait appelle souvent à la méthode des éléments finis dans le but d'identifier les tubes de flux et de localiser les zones correspondantes. Ces zones seront représentées dans le modèle de la machine par les réluctances de leurs tubes de flux. Bien entendu, les dimensions de ces tubes de flux dépendent des valeurs des paramètres géométriques de la machine.

Dans ce chapitre, nous adoptons l'approche des circuits couplés magnétiquement pour présenter le modèle général de la machine asynchrone en situation saine, tenant compte des harmoniques d'espace et de temps. A cet effet, nous introduisons les équations électriques et magnétiques du stator et du rotor, en précisant que ces équations sont basées sur les inductances de la machine dont un intérêt particulier sera attribué à leur calcul. Ensuite, nous présentons les grandeurs électriques et mécanique, issues d'un travail de simulation, caractérisant le comportement de la machine. Enfin, nous terminons ce chapitre par une analyse ; dans le domaine fréquentiel, du courant statorique afin de montrer son contenu spectral et ses principales composantes.

II. Principe de l'approche des circuits couplés magnétiquement

Dans cette approche, la machine asynchrone est considérée comme étant un ensemble de circuits (R, L) reliés de façon électromagnétique. Les inductances propres et mutuelles du stator et du rotor prennent un rôle important dans cette modélisation. La connaissance précise de ces inductances conduira à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux caractérisant la machine, tels que les courants, les tensions et la vitesse. De plus cette approche permet de tenir compte de certains types de défauts tels que la rupture de barres dans la cage rotorique, les court-circuits statoriques ou les excentricités, tout en offrant un bon compromis entre précision et temps de calcul.

III. Principales hypothèses adoptées

L'objectif est d'arriver à un modèle de la machine asynchrone qui met en évidence l'état de celle-ci, soit en régime sain, soit en présence de défauts rotoriques qu'on veut examiner. Pour aboutir à ce modèle, il est indispensable de poser quelques hypothèses simplificatrices, qui restent toutefois concordantes avec l'objectif visé et qui faciliteront la mise en équation des multiples circuits électriques de la machine. Pour cela, on suppose que :

- Le circuit magnétique est linéaire ;
- Les barres sont isolées de telle sorte que les courants inter-barres soient nuls ;
- L'effet de peau, les effets capacitifs et thermiques sont négligés.

IV.4. Présentation de la machine asynchrone en vue de sa modélisation

IV.4.1. Le stator

Le stator de la machine constitue un système triphasé. Les trois phases sont modélisées par une résistance R_{si} en série avec une inductance L_{si} . La machine est connectée à une source de tension équilibrée qui peut être le réseau ou un onduleur de tension.

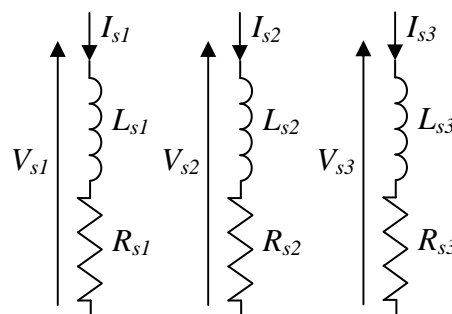


Figure IV-1. Circuit électrique statorique

IV.4.2. le rotor

Le rotor de la machine asynchrone est composé de N_r barres rotoriques logées dans des encoches [137]. L'ensemble de deux barres adjacentes ainsi que les segments d'anneau de court-circuit qui les relient constituent une boucle rotorique. Une des anneaux de court-circuit constitue également une boucle supplémentaire ce qui rend le nombre de boucles dans la cage

rotorique égal à N_r+1 . Chaque barre ainsi que chaque segment de l'anneau est modélisé par une résistance en série avec une inductance, comme cela est illustré par la figure IV- 2.

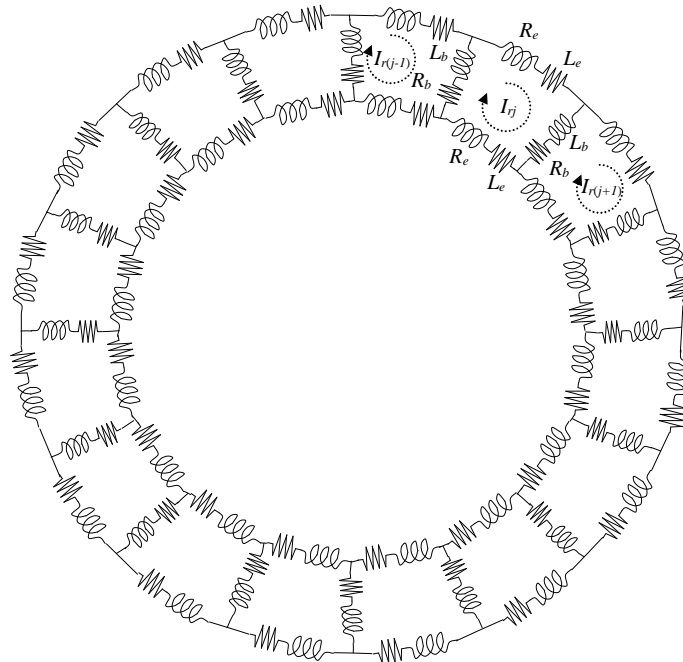


Figure IV-2. Circuit électrique équivalent au rotor

IV.5. Mise en équations de la machine asynchrone

Les équations électriques permettent d'associer le vecteur tension, le vecteur courant ainsi que le vecteur flux. En appliquant la loi d'Ohm sur les trois phases statoriques, nous obtenons :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (\text{IV-1})$$

où V_s , I_s , ϕ_s représentent respectivement le vecteur des tensions, des courant et des flux du stator. Leur expressions sont données par :

$$V_s = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} ; \quad I_s = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} ; \quad \phi_s = \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-2})$$

R_s est la matrice qui regroupe les trois résistances statoriques. Elle peut être exprimée par :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-3})$$

Le flux traversant les trois phases du stator est la somme des flux créés par les phases elles-mêmes noté ϕ_{ss} en plus du flux créé par les boucles rotoriques noté ϕ_{sr} :

$$\phi_s = \phi_{ss} + \phi_{sr} = L_s \cdot I_s + L_{sr} \cdot I_r \quad (\text{IV-4})$$

Tel que : L_s et L_{sr} représentent respectivement, la matrice regroupant les inductances du stator et la matrice regroupant les mutuelles inductances entre les trois phases du stator et les N_r+1 boucles du rotor. Les expressions de ces matrices sont données par :

$$L_s = \begin{bmatrix} (L_{s1s1} + L_{s1f}) & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & (L_{s2s2} + L_{s2f}) & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & (L_{s3s3} + L_{s3f}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-5})$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & L_{s1r3} \dots L_{s1N_r} & 0 \\ L_{s2r1} & L_{s2r2} & L_{s2r3} \dots L_{s2N_r} & 0 \\ L_{s3r1} & L_{s3r2} & L_{s3r3} \dots L_{s3N_r} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-6})$$

où L_{sisi} est l'inductance propre d'une phase du stator, L_{sisj} est la mutuelle inductance entre deux phases i et j de stator (i et $j=1,2,3$), L_{sirj} est la mutuelle inductance entre une phase i du stator avec une boucle j du rotor ($i=1,2,3$, $j=1,2,3 \dots N_r+1$). I_r est le vecteur regroupant les N_r courants des boucles rotoriques plus le courant d'un des anneaux de court-circuit :

$$I_r = \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \\ \vdots \\ I_{N_r} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{IV-7})$$

En se basant sur la répartition des courants dans les boucles rotoriques représentées par la figure IV-3 et en appliquant la loi de Kirchhoff, la relation entre les courants des barres et les courants des boucles peut être exprimée par :

$$\begin{cases} I_{bj} = I_{rj} - I_{r(j+1)} \\ I_{ej} = I_{rj} - I_e \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

Ainsi, l'équation électrique d'une boucle rotorique peut s'écrire sous la forme :

$$0 = 2(R_b + R_e) \cdot I_{rj} - R_b \cdot I_{r(j-1)} - R_b \cdot I_{r(j+1)} - R_e \cdot I_e + \frac{d\phi_{rj}}{dt} \quad (\text{IV-9})$$

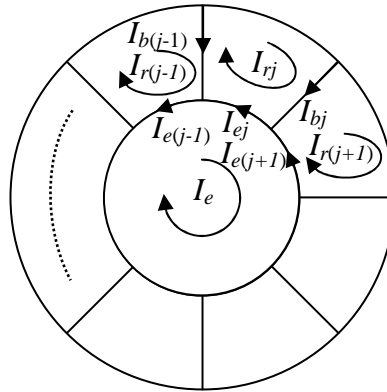


Figure IV-3. Courants dans les boucles rotoriques

où R_b et R_e sont respectivement la résistance d'une barre et d'une portion de l'anneau de court-circuit, ϕ_{rj} est le flux traversant la boucle rotorique j , il représente la somme de flux propre créée par le courant I_{rj} de la boucle, des flux créés par les courants des autres boucles rotoriques et les flux créés par les courants des trois phases statoriques. L'expression de ϕ_{rj} est donnée par :

$$\phi_{rj} = (L_{rp} + 2(L_b + L_e))I_{rj} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{Nr} L_{rk} I_{rk} + \sum_{k=1}^3 L_{rjsk} I_{sk} - L_b I_{r(j-1)} - L_b I_{r(j+1)} - L_e I_e \quad (\text{IV-10})$$

Pour une des boucles équivalente à l'anneau de court-circuit, nous avons :

$$0 = \left(N_r R_e I_e + N_r L_e \frac{dI_e}{dt} \right) - \sum_{j=1}^{N_r} \left(R_e I_{rj} + L_e \frac{dI_{rj}}{dt} \right) \quad (\text{IV-11})$$

Ainsi, on retrouve l'équation électrique de la cage rotorique sous sa forme matricielle :

$$0 = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{IV-12})$$

avec R_r est la matrice regroupant les résistances des boucles du rotor, elle est donnée par l'équation (IV-13). ϕ_r est le vecteur du flux des boucles du rotor donné par :

$$\phi_r = L_r I_r + L_{rs} I_s \quad (\text{IV-15})$$

L_r et L_{rs} sont respectivement la matrice des inductances des boucles rotoriques et celle des mutuelles inductances entre les boucles du rotor avec les phases de stator. Les expressions de ces matrices sont données par les équations (IV-14) et (IV-16).

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) - R_b & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) - R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & 2(R_b + R_e) - R_b & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & \dots & \dots & -R_e & -R_e & N_r \cdot R_e \end{bmatrix} \quad (\text{IV-13})$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{r1r1} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & L_{r1r4} & \dots & \dots & \dots & L_{r1r(N_r-1)} & L_{r1rN_r} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{r2r2} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r3} - L_b & L_{r2r4} & \dots & \dots & \dots & L_{r2r(N_r-1)} & L_{r2rN_r} & -L_e \\ L_{r3r1} & L_{r3r2} - L_b & L_{r3r3} + 2(L_b + L_e) & L_{r3r4} - L_b & L_{r3r5} & \dots & \dots & L_{r3r(N_r-1)} & L_{r3rN_r} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rN_r r1} - L_b & L_{rN_r r2} & L_{rN_r r3} & L_{rN_r r4} & L_{rN_r r5} & \dots & L_{rN_r r(N_r-1)} - L_b & L_{rN_r rN_r} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & N_r \cdot L_e \end{bmatrix} \quad (\text{IV-14})$$

$$L_{rs} = \begin{bmatrix} L_{r1s1} & L_{r1s2} & L_{r1s3} \\ L_{r2s1} & L_{r2s2} & L_{r2s3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rN_r s1} & L_{rN_r s2} & L_{rN_r s3} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-16})$$

L'équation mécanique, qui régie le fonctionnement de la machine asynchrone, est :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{I_{nert}} (C_{em} - K_f \cdot \omega_r - C_L) \quad (\text{IV-17})$$

où I_{nert} est le moment d'inertie de la machine avec sa charge, C_{em} est le couple électromagnétique développé par la machine, ω_r est la vitesse rotorique, K_f est le coefficient de frottement et C_L est le couple de charge. Le couple électromagnétique peut être calculé à partir de la coénergie [138] :

$$C_{em} = \left[\frac{dW_{co}}{d\theta_r} \right]_{(I_s, I_r, \text{constants})} \quad (\text{IV-18})$$

θ_r est l'angle mécanique indiquant la position de rotor. La coénergie W_{co} peut être exprimée par :

$$W_{co} = \frac{1}{2} (I_s^t \cdot L_s \cdot I_s + I_s^t \cdot L_{sr} \cdot I_r + I_r^t \cdot L_{rs} \cdot I_s + I_r^t \cdot L_r \cdot I_r) \quad (\text{IV-19})$$

Pour une machine saine ou avec rupture de barres, le couple électromagnétique est fonction uniquement des courants statoriques et rotoriques et des mutuelles inductances entre le stator et le rotor. Son expression peut être donnée par [44,135]:

$$C_{cem} = \frac{1}{2} \left(I_s^t \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \cdot I_r + I_r^t \cdot \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} \cdot I_s \right) \quad (\text{IV-20})$$

IV.6. Calcul des inductances du modèle

Comme cela a déjà été mentionné, l'élément clé de l'approche des circuits couplés magnétiquement est le calcul des différentes inductances de la machine asynchrone. Ce calcul est basé sur l'approche de la force magnétomotrice et de la perméance de l'entrefer et tient compte des différentes équations développées au chapitre précédent.

IV.6.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique

L'inductance de magnétisation d'une phase statorique peut être calculée selon la relation :

$$L_{sisi} = \frac{\phi_{sisi}}{I_{si}} \quad (\text{IV-21})$$

Où ϕ_{sisi} est le flux traversant la phase statorique i créé uniquement par le courant de la même phase I_{si} [138]. Son expression est donnée en fonction de l'induction par :

$$\phi_{sisi}(\varphi_s) = \oint_S B_{si}(\varphi_s) \cdot dS = r \cdot L \cdot \int B_{si}(\varphi_s) \cdot d\varphi_s \quad (\text{IV-22})$$

B_{si} est l'induction magnétique créée par la phase statorique i , r est le rayon moyen au niveau de l'entrefer et L la longueur axiale active du circuit magnétique. Or, le flux traversant la phase statorique est la somme de tous les flux traversant les bobines constituant cette phase :

$$\phi_{sisi} = n_e \cdot \phi_{sei} = (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \int_{\beta_1}^{\beta_2} B_{si} \cdot d\varphi_s \right] \quad (\text{IV-23})$$

Tel que :

$$\begin{cases} \beta_1 = -\frac{\tau}{2} - (N_{es} - 1) \frac{\pi}{N_s} + m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s} + m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \\ \beta_2 = \frac{\tau}{2} - (N_{es} - 1) \frac{\pi}{N_s} + m_1 \cdot \frac{2\pi}{N_s} + m_2 \cdot \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (\text{IV-24})$$

En se basant sur l'équation (IV-21) et en substituant B_{si} par son expression donnée par l'équation (II-33), l'inductance de magnétisation d'une phase statorique peut être calculée selon l'expression :

$$L_{sisi} = (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p \cdot \mathcal{E}_0} K_b(n) \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \cdot d\varphi_s \right] \right] \quad (\text{IV-25})$$

Le développement de ce calcul aboutit à :

$$L_{sisi} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2 \cdot \mathcal{E}_0} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n)}{n} \right)^2 \right) \quad (\text{IV-26})$$

IV.6.2. Mutuelle inductance entre deux phases du stator

La mutuelle inductance entre deux phases i et j du stator peut être exprimée par :

$$L_{sisj} = \frac{\phi_{sisj}}{I_{sj}} \quad (\text{IV-27})$$

Où ϕ_{sisj} est le flux traversant la phase statorique i créé uniquement par le courant I_{sj} traversant la phase j [138]. Il peut être écrit sous la forme :

$$\phi_{sisj}(\varphi_s) = \oint_S B_{sj}(\varphi_s - \varphi_{sisj}) dS = r.L \int B_{si}(\varphi_s - \varphi_{sisj}) d\varphi_s \quad (IV-28)$$

Tel que φ_{sisj} est le déphasage entre les deux phases statorique i et j , il peut être exprimé par :

$$\varphi_{sisj} = (j-i) \frac{2.\pi}{3.p} \quad (IV-29)$$

En suivant les mêmes étapes que précédemment, nous pouvons démontrer que la mutuelle inductance entre une phase i et une phase j du circuit statorique est exprimée par :

$$L_{sisj} = \frac{4.\mu_0.r.L.N_{sp}^2}{\pi.p^2.\epsilon_0} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n)}{n} \right)^2 . \cos(n.p.\varphi_{sisj}) \right) \quad (IV-30)$$

IV.6.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique

En suivant le même raisonnement, l'inductance de magnétisation d'une boucle rotorique j peut être donnée par :

$$L_{rj} = \frac{\phi_{rj}}{I_{rj}} \quad (IV-31)$$

De même, le flux ϕ_{rj} est celui embrasant la boucle j créé par le courant I_{rj} qui la traverse.

$$\phi_{rj}(\varphi_r) = \oint_S B_{rj}(\varphi_r) . dS = r.L \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} B_{rj}(\varphi_r) . d\varphi_r \quad (IV-32)$$

En substituant B_{rj} par son expression donnée par l'équation (II-45), l'inductance de magnétisation d'une boucle rotorique peut être exprimée par :

$$L_{rj} = \frac{2.\mu_0.r.L}{\pi.\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n.\varphi_r) . d\varphi_r \quad (IV-33)$$

En développant cette dernière expression, nous aboutissons à :

$$L_{rj} = \frac{4.\mu_0.r.L}{\pi.\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \right)^2 \quad (IV-34)$$

IV.6.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques

Nous pouvons exprimer la mutuelle inductance entre une boucle i et une boucle j de la cage rotorique par :

$$L_{rij} = \frac{\phi_{rij}}{I_{rj}} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L}{\pi \cdot \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n \cdot (\varphi_r - \varphi_{rij})) d\varphi_r \quad (\text{IV-35})$$

Tel que φ_{rij} est le déphasage entre la boucle i et la boucle j , il peut être exprimé par :

$$\varphi_{rij} = (j - i) \cdot \alpha_r = (j - i) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_r} \quad (\text{IV-36})$$

Le calcul de l'intégrale, dans l'Expression (IV-35) permet de déterminer la mutuelle inductance L_{rij} sous la forme suivante :

$$L_{rij} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L}{\pi \cdot \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \right)^2 \cdot \cos(n \cdot \varphi_{rij}) \quad (\text{IV-37})$$

IV.6.5. Mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor

Par définition, cette mutuelle est le rapport entre le flux ϕ_{sirj} , créé par une phase statorique i traversant la boucle rotorique j , sur le courant de la phase statorique I_{si}

$$L_{sirj} = \frac{\phi_{sirj}}{I_{si}} \quad (\text{IV-38})$$

Or, ϕ_{sirj} est donné par :

$$\begin{aligned} \phi_{sirj}(\varphi_s) &= \oint_S B_{si}(\varphi_s - \varphi_{sirj}) \cdot dS = r \cdot L \cdot \int B_{si}(\varphi_s - \varphi_{sirj}) d\varphi_s \\ &= \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_{sp} \cdot r \cdot L \cdot I_{si}}{\pi \cdot p \cdot \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} K_b(n) \cdot \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n \cdot p \cdot (\varphi_s - \varphi_{sirj})) d\varphi_s \end{aligned} \quad (\text{IV-39})$$

où φ_{sirj} est le déphasage entre la phase statorique i et la boucle rotorique j ; il peut être donné par :

$$\varphi_{sirj} = \theta_r + (j - 1) \cdot \alpha_r - (i - 1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} = \theta_r + (j - 1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_r} - (i - 1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \quad (\text{IV-40})$$

Après développement, l'expression de la mutuelle inductance entre une phase statorique i et une boucle rotorique j est donnée par :

$$L_{sirj} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p^2 \cdot \mathcal{E}_0} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n)}{n^2} \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right) \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sirj}) \right) \quad (\text{IV-41})$$

IV.6.6. Mutuelle inductance entre une boucle de rotor et une phase de stator

Pour une machine saine ou une machine avec rupture de barres, l'entrefer est constant et la mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator est exactement égale à la mutuelle entre une phase du stator et une boucle du rotor. En revanche, ces deux mutuelles sont différentes pour une machine présentant une excentricité.

$$L_{rjsi} = L_{sirj} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p^2 \cdot \mathcal{E}_0} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n)}{n^2} \right) \cdot \sin \left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right) \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sirj}) \right) \quad (\text{IV-42})$$

IV.6.7. Représentation graphique des inductances

En analysant les expressions développées pour les inductances de la machine asynchrone, nous constatons qu'elles sont fonction des paramètres de construction suivants :

- L'épaisseur de l'entrefer \mathcal{E}_0 ;
- La longueur axiale de circuit magnétique L ;
- Le nombre de spire en série par phase statorique N_{sp} ;
- Le nombre de barres ;
- Le rayon moyen de la machine.

En se basant sur les paramètres fournis par le constructeur, les inductances de magnétisation statorique et rotorique sont constantes. Les mutuelles inductances entre le stator et le rotor sont fonction de l'angle θ_r . Les figures IV-4 et IV-5 montrent la variation des mutuelles inductances et de leurs dérivées par rapport à l'angle rotorique θ_r , entre les trois phases du stator avec la première boucle du rotor pour un nombre d'harmonique d'espace égal à 15.

Les mutuelles inductances entre une phase du stator avec les trois premières boucles du rotor sont représentées par la figure IV-6. Nous constatons qu'avec la prise en compte des harmoniques d'espace, ces mutuelles ne sont pas parfaitement sinusoïdales.

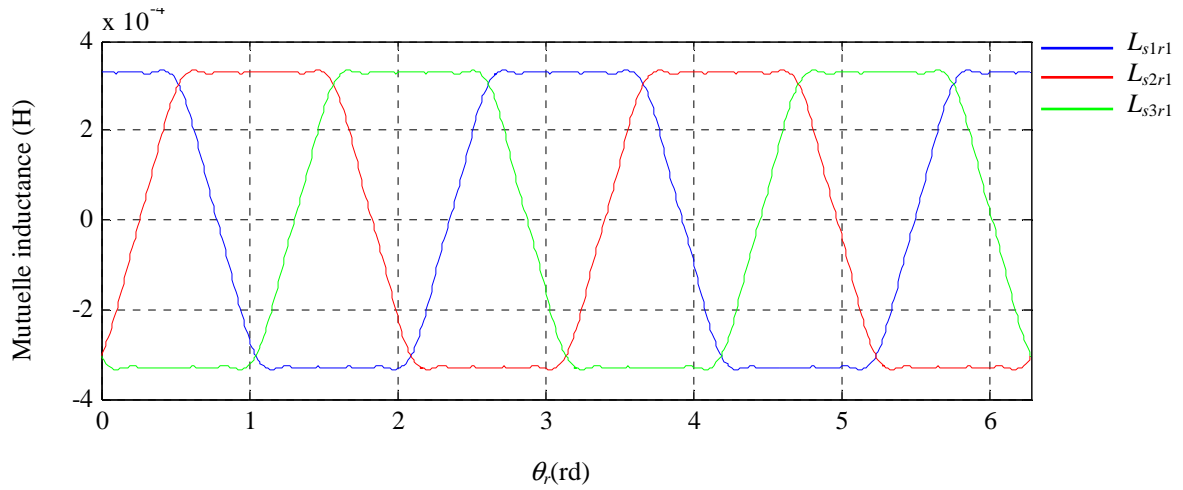


Figure IV-4. Mutuelle inductance entre les trois phases du stator et une boucle du rotor

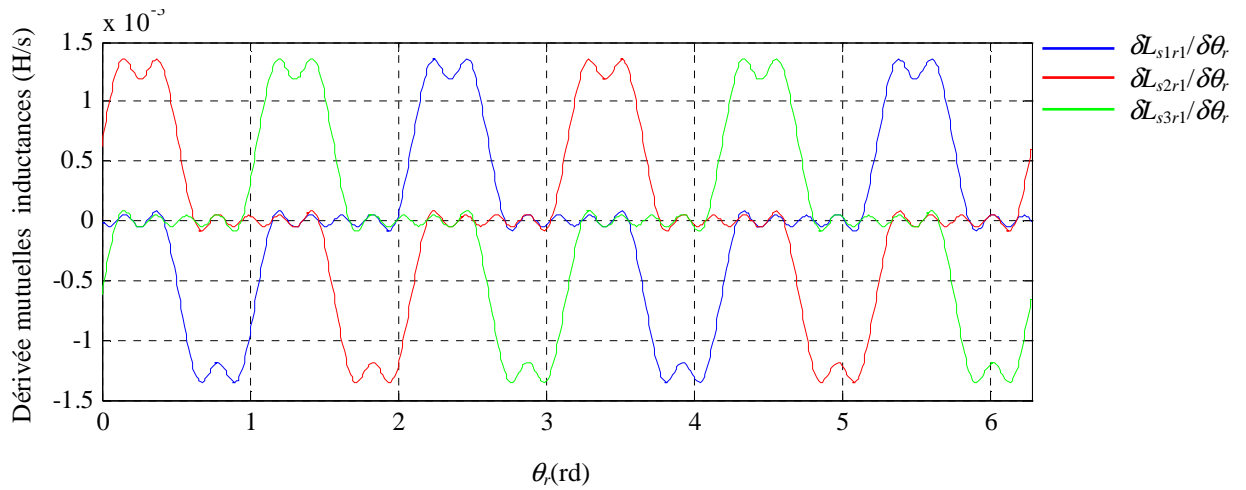


Figure IV-5. Dérivée des mutuelles inductances entre les trois phases du stator et une boucle du rotor

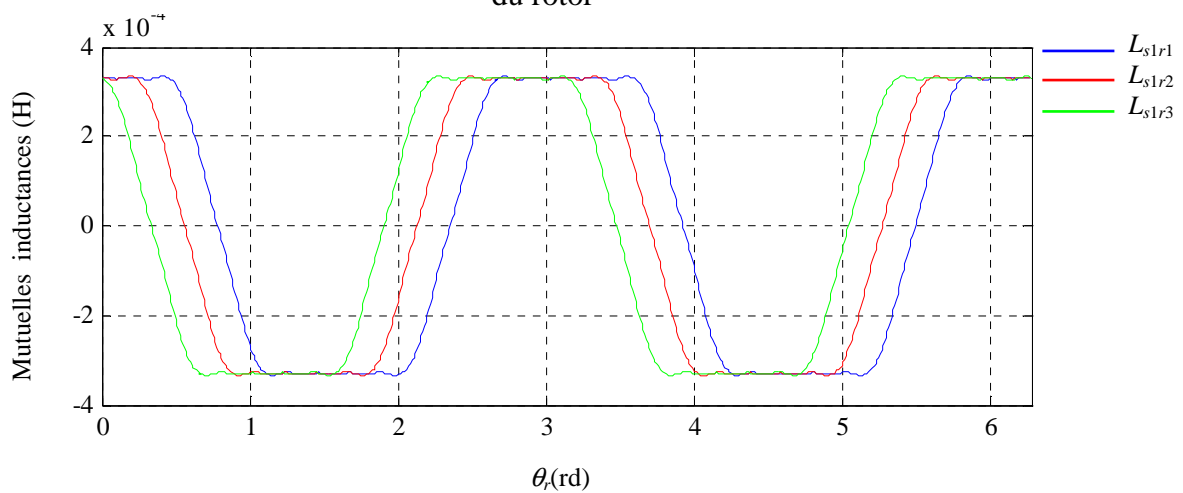


Figure IV-6. Mutuelles inductances entre une phase du stator et les trois premières boucles du rotor

IV.7. Prise en compte de l'alimentation et du couplage statorique de la machine dans la modélisation

Les équations électriques précédentes ont été écrites en fonction de la tension V_{si} . Cette tension est celle présente aux bornes de chaque dipôle constituant les circuits électriques équivalents au stator de la machine asynchrone. Ce dernier est souvent couplé en étoile ou en triangle. Ces types de couplage imposent de nouvelles contraintes sur la topologie finale du réseau électrique à résoudre.

Dans cette partie, on examine comment les équations décrites précédemment peuvent être modifiées pour aboutir à un système d'équations finale qui sera implanté dans le programme de simulation, en tenant compte de l'alimentation de la machine et du type de couplage du stator.

IV.7.1. Modélisation de l'alimentation de la machine

Considérant e_1 , e_2 et e_3 trois tensions délivrées par une source de tension équilibrée. Cette source peut être soit le réseau sinusoïdal soit un onduleur de tension triphasé. La ligne d'alimentation est modélisée par un circuit (R, L) . On note par R_{Li} , L_{Li} et I_{Li} , ($i = 1$ à 3) respectivement la résistance, l'inductance et le courant associé à chaque conducteur alimentant la phase i du stator. Les trois tensions d'alimentation et les trois courants de la ligne sont regroupés dans le vecteur E et I_L de la manière suivante :

$$E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}, \quad I_L = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-43})$$

On regroupe également les trois résistances et les trois inductances de la ligne dans les matrices diagonales R_L et L_L :

$$R_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{L3} \end{bmatrix}, \quad L_L = \begin{bmatrix} L_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{L3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-44})$$

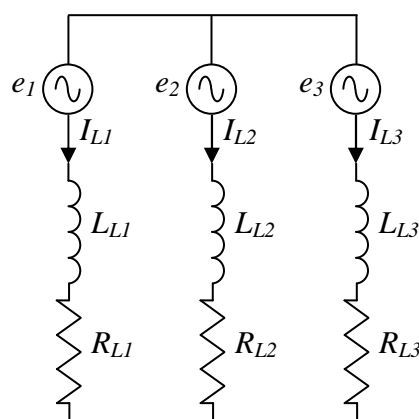


Figure IV-7. Représentation de l'alimentation de la machine

IV.7.1.1 Alimentation par le réseau triphasé

Le réseau d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales équilibrées déphasées l'une par rapport à l'autre de 120° , de fréquence f_s et d'amplitude V_{max} .

$$\begin{cases} e_1 = 220.\sqrt{3}.\sin(\omega_s.t) \\ e_2 = 220.\sqrt{3}.\sin\left(\omega_s.t - \frac{2.\pi}{3}\right) \\ e_3 = 220.\sqrt{3}.\sin\left(\omega_s.t - \frac{4.\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV-45})$$

IV.7.1.2 Alimentation par un onduleur de tension

La deuxième source d'alimentation examinée est un onduleur de tension dont la topologie est représentée par la figure IV-8. L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale (SPWM). Celle-ci est largement utilisée dans les convertisseurs statiques industriels [139]. Elle consiste à comparer trois ondes sinusoïdales décalées de 120° , de fréquence f_s et d'amplitude V_m appelées modulantes avec une onde triangulaire de fréquence $f_c = m.f_s$ et d'amplitude V_c appelée porteuse. Les points d'intersection entre la porteuse et les modulantes déterminent les instants de commande d'ouverture ou de fermeture des semi-conducteurs de puissance K_i ($i = 1$ à 6) constituant l'onduleur, comme cela est illustré par la figure IV-9.

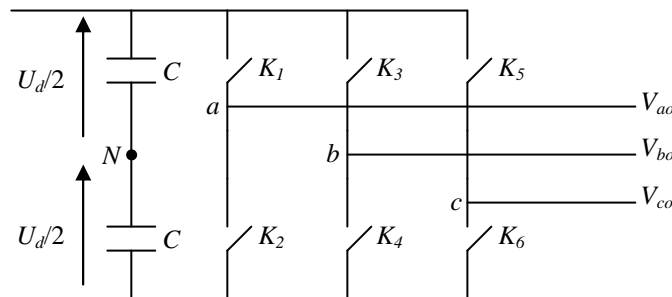


Figure IV-8. Topologie de l'onduleur de tension

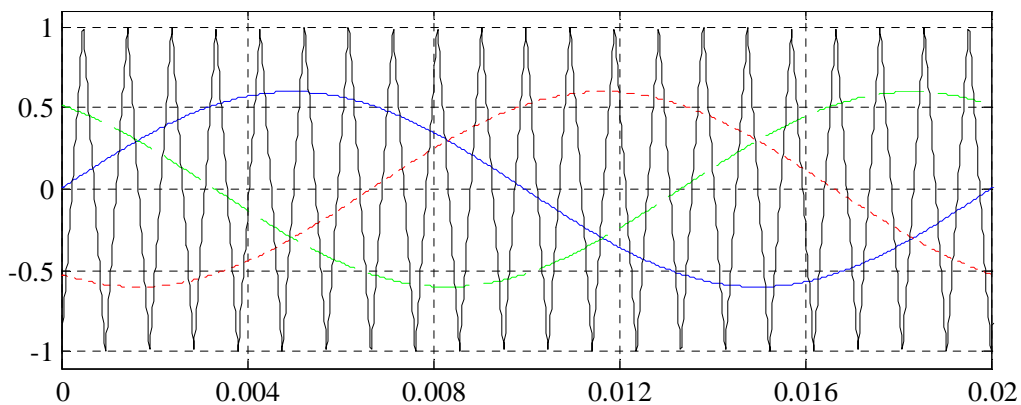


Figure IV-9. Principe de la technique MLI triangulo-sinusoïdale

Cette technique se caractérise par deux coefficients importants qui sont : le rapport cyclique et l'indice de modulation. Le rapport cyclique r_m est le rapport entre l'amplitude des modulantes et l'amplitude de la porteuse :

$$r_m = \frac{V_m}{V_c} \quad (\text{IV-46})$$

L'indice de modulation m est le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence des modulantes :

$$m = \frac{f_c}{f_s} \quad (\text{IV-47})$$

Le premier coefficient permet de varier l'amplitude de la tension délivrée par l'onduleur ; son choix dépend du niveau de tension à l'entrée de l'onduleur et de celui de la charge à alimenter. Le choix de l'indice de modulation résulte d'un compromis entre les pertes dans l'onduleur et les pertes dans la charge. Un indice de modulation élevé augmente les pertes dans l'onduleur et diminue les pertes dues aux harmoniques dans la charge. Pour cela, un indice de modulation optimal est celui qui minimise les pertes globales dans tout le système constitué de l'onduleur et de la charge [140].

La tension à la sortie de l'onduleur contient en plus du fondamental dont la fréquence est égale à f_s , tous les harmoniques de rang $(m.k_1 \pm k_2).f_s$. Ainsi, on peut écrire :

$$V_{ao} = \frac{r_m \cdot U_d}{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_1) + \sum_{k_1} \sum_{k_2} U_{(k_1, k_2)} \cdot \sin((m.k_1 \pm k_2) \cdot \omega_s \cdot t + \varphi_{(k_1, k_2)}) \quad (\text{IV-48})$$

où φ_1 et $\varphi_{(k_1, k_2)}$ sont le déphasage des composantes fondamentale et celles d'ordre $(m.k_1 \pm k_2)$, tels que k_1 et k_2 sont des nombres entiers et $k_1 + k_2$ est impair. L'indice de modulation m doit être choisi impair multiple de trois afin d'éliminer les harmoniques pairs dans la tension délivrée par l'onduleur. Ainsi, pour $m = 15$ par exemple, le spectre ne contient que les harmoniques de rang : (17, 13), (19, 11), (21, 9) pour $k_1 = 1$ et $k_2 = 2, 4$ et 6 respectivement.

IV.7.2. Couplage de la machine en étoile

Le raccordement d'une machine asynchrone dont le stator est couplé en étoile à son alimentation est représenté par la figure IV-10. Le réseau électrique statorique comporte alors trois branches et deux boucles. On associe à ces boucles les courants J_{s1} et J_{s2} orientés conformément à cette figure. Ces deux courants sont regroupés dans le vecteur J_s .

$$J_s = \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-49})$$

Les trois courants de ligne sont liés aux deux courants de boucles par une matrice de connexion notée M_{ce} de la manière suivante :

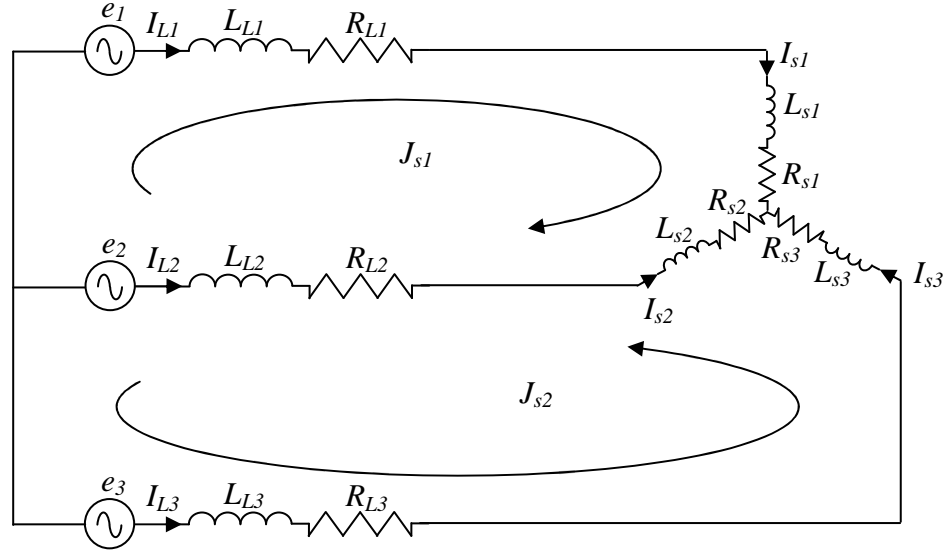


Figure IV-10. Raccordement du stator couplé en étoile à son alimentation

$$I_L = I_s = M_{ce} \cdot J_s \quad \text{avec} \quad M_{ce} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-50})$$

A partir du schéma représenté par la figure IV-10, on peut écrire les équations électriques du stator et de son alimentation de la manière suivante :

$$\begin{cases} (e_1 - e_2) = (R_{s1} + R_{L1})I_{s1} - (R_{s2} + R_{L2})I_{s2} + \frac{d\phi_1}{dt} \\ (e_3 - e_2) = (R_{s3} + R_{L3})I_{s3} - (R_{s2} + R_{L2})I_{s2} + \frac{d\phi_2}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV-51})$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_1 = (L_{s1} + L_{L1})I_{s1} - (L_{s2} + L_{L2})I_{s2} + L_{s1s2}I_{s2} + L_{s1s3}I_{s3} + L_{s1r}I_r - L_{s2s1}I_{s1} - L_{s2s3}I_{s3} - L_{s2r}I_r \\ \phi_2 = (L_{s3} + L_{L3})I_{s3} - (L_{s2} + L_{L2})I_{s2} + L_{s3s2}I_{s2} + L_{s3s1}I_{s1} + L_{s3r}I_r - L_{s2s1}I_{s1} - L_{s2s3}I_{s3} - L_{s2r}I_r \end{cases} \quad (\text{IV-52})$$

Notons ici que L_{sir} est un vecteur de dimension $(N r + 1)$ regroupant les mutuelles inductances entre la phase statorique i et toutes les boucles rotoriques et que $L_{si} = L_{sis} + L_{sif}$. En utilisant l'Equation (IV-50), on peut réécrire les Eqs. (IV-51) et (IV-52) en fonction des courants des boucles :

$$\begin{bmatrix} (e_1 - e_2) \\ (e_3 - e_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_{s1} + R_{L1} + R_{s2} + R_{L2}) & (R_{s2} + R_{L2}) \\ (R_{s2} + R_{L2}) & (R_{s2} + R_{L2} + R_{s3} + R_{L3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-53})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{L1} + L_{s2} + L_{L2}) - (L_{s1s2} + L_{s2s1}) & (L_{s2} + L_{L2} + L_{s1s3} - L_{s1s2} - L_{s2s3}) \\ (L_{s2} + L_{L2} + L_{s3s1} - L_{s2s1} - L_{s3s2}) & (L_{s2} + L_{L2} + L_{s3} + L_{L3}) - (L_{s2s3} + L_{s3s2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s1r} - L_{s2r} \\ L_{s3r} - L_{s2r} \end{bmatrix} I_r \quad (\text{IV-54})$$

De même, l'équation (IV-15) relative au flux rotorique doit être réécrite en fonction des courants des boucles statoriques :

$$\phi_r = L_r \cdot I_r + [(L_{rs1} - L_{rs2}) \quad (L_{rs3} - L_{rs2})] \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-55})$$

Ainsi, on peut regrouper les équations statoriques et rotoriques de la machine asynchrone dans un seul système d'équations différentielles de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ge}}{dt} = V_{ge} - R_{ge} \cdot I_{ge} \\ I_{ge} = L_{ge}^{-1} \cdot \phi_{ge} \\ C_{em} = \frac{1}{2} \left(I_{ge}^t \cdot \frac{\partial L_{ge}}{\partial \theta_r} \cdot I_{ge} \right) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{I_{nert}} (C_{em} - K_f \cdot \Omega_r - C_L) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV-56})$$

tel que :

$$V_{ge} = M_{ceg}^t \cdot E_{ge} \quad , \quad E_{ge} = \begin{bmatrix} [E]_{3 \times 1} \\ [0]_{(N_r+1) \times 1} \end{bmatrix} \quad , \quad M_{ceg} = \begin{bmatrix} [M_{ce}]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ [0]_{(N_r+1) \times 2} & [I]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-57})$$

$$I_{ge} = \begin{bmatrix} [J_s]_{2 \times 1} \\ [I_r]_{(N_r+1) \times 1} \end{bmatrix} \quad , \quad \phi_{ge} = \begin{bmatrix} [\phi_{d1}] \\ [\phi_{d2}] \\ [\phi_r]_{(N_r+1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-58})$$

$$R_{ge} = M_{ceg}^t \cdot \begin{bmatrix} [[R_s] + [R_L]]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & [R_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \cdot M_{ceg} \quad (\text{IV-59})$$

$$L_{ge} = M_{ceg}^t \cdot \begin{bmatrix} [[L_s] + [L_L]]_{3 \times 3} & [L_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ [L_{rs}]_{(N_r+1) \times 3} & [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \cdot M_{ceg} \quad (\text{IV-60})$$

Le système d'équations (IV-56) est écrit en fonction des courants des boucles statoriques et rotoriques. Pour trouver les courants traversant les phases du stator et ceux circulant dans les barres du rotor, on utilise l'équation de passage (IV-50) pour le stator et l'équation (IV-8) pour le rotor.

IV.7.3. Couplage en triangle

La figure IV-11 représente le stator de la machine asynchrone couplé en triangle et raccordé à son alimentation. Pour cette configuration, on a trois boucles et six branches. Les courants des branches sont liés aux courants des boucles par la relation :

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} = M_{cd} \cdot \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \\ J_{s3} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad M_{cd} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-61})$$

Ecrivant les équations électriques relatives au circuit représenté par la figure précédente :

$$\begin{cases} (e_1 - e_2) = R_{L1} \cdot I_{L1} + R_{s1} \cdot I_{s1} - R_{L2} \cdot I_{L2} + \frac{d\phi_{d1}}{dt} \\ (e_3 - e_2) = R_{L3} \cdot I_{L3} - R_{s2} \cdot I_{s2} - R_{L2} \cdot I_{L2} + \frac{d\phi_{d2}}{dt} \\ 0 = R_{s1} \cdot I_{s1} + R_{s2} \cdot I_{s2} + R_{s3} \cdot I_{s3} + \frac{d\phi_{d3}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV-62})$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_{L1} \cdot I_{L1} - L_{L2} \cdot I_{L2} + L_{s1} \cdot I_{s1} + L_{s1s2} \cdot I_{s2} + L_{s1s3} \cdot I_{s3} + L_{s1r} \cdot I_r \\ \phi_{d2} = L_{L3} \cdot I_{L3} - L_{L2} \cdot I_{L2} - L_{s2} \cdot I_{s2} - L_{s2s1} \cdot I_{s1} - L_{s2s3} \cdot I_{s3} - L_{s2r} \cdot I_r \\ \phi_{d3} = L_{s1} \cdot I_{s1} + L_{s1s2} \cdot I_{s2} + L_{s1s3} \cdot I_{s3} + L_{s1r} \cdot I_r \\ \quad + L_{s2} \cdot I_{s2} + L_{s2s1} \cdot I_{s1} + L_{s2s3} \cdot I_{s3} + L_{s2r} \cdot I_r \\ \quad + L_{s3} \cdot I_{s3} + L_{s3s1} \cdot I_{s1} + L_{s3s2} \cdot I_{s2} + L_{s3r} \cdot I_r \end{cases} \quad (\text{IV-63})$$

En remplaçant les courants de branches par les courant de boucles, l'Equation (IV-64) devient :

$$\begin{bmatrix} e_1 - e_2 \\ e_3 - e_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} + R_{L1} + R_{L2} & R_{L2} & R_{s1} \\ R_{L2} & R_{s2} + R_{L2} + R_{L3} & -R_{s2} \\ R_{s1} & -R_{s2} & R_{s1} + R_{s2} + R_{s3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \\ J_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{d3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-65})$$

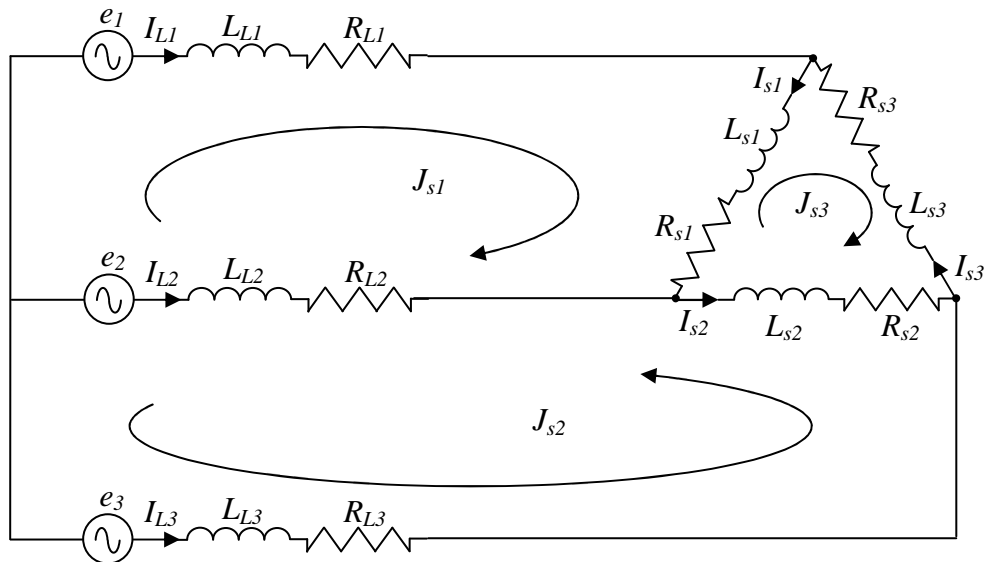


Figure IV-11. Raccordement du stator couplé en triangle à son alimentation

où :

$$\begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{d3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{L1} + L_{L2} & L_{L2} - L_{s1s2} & L_{s1s2} + L_{s1s3} \\ L_{L2} - L_{s2s1} & L_{s2} + L_{L2} + L_{L3} & L_{s2} + L_{s2s1} + L_{s2s3} \\ L_{s1} + L_{s2s1} + L_{s3s1} & -(L_{s2} + L_{s1s2} + L_{s3s2}) & \begin{pmatrix} L_{s1} + L_{s1s2} + L_{s1s3} \\ + L_{s2} + L_{s2s1} + L_{s2s3} \\ + L_{s3} + L_{s3s1} + L_{s3s2} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \\ J_{s3} \end{bmatrix} + [L_{s1r} \quad -L_{s2r} \quad (L_{s1r} + L_{s2r} + L_{s3r})] I_r \quad (\text{IV-66})$$

Pour l'équation du flux rotorique, elle peut se mettre également en fonction des courants des boucles statorique de la manière suivante :

$$\phi_r = L_r \cdot I_r + [L_{s1r} \quad -L_{rs2} \quad (L_{rs1} + L_{rs2} + L_{rs3})] \begin{bmatrix} J_{s1} \\ J_{s2} \\ J_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-67})$$

Finalement, on peut regrouper les équations précédentes sous la forme matricielle d'un système d'équations différentielles :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{gd}}{dt} = V_{gd} - R_{gd} \cdot I_{gd} \\ I_{gd} = L_{gd}^{-1} \cdot \phi_{gd} \\ C_{em} = \frac{1}{2} \left(I_{gd}^t \cdot \frac{\delta L_{ge}}{\delta \theta_r} \cdot I_{gd} \right) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{I_{nert}} (C_{em} - K_f \cdot \Omega_r - C_L) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{array} \right. \quad (V-68)$$

tel que :

$$V_{gd} = M_{cdg}^t \cdot E_{gd} \quad , \quad E_{gd} = \begin{bmatrix} [E]_{3 \times 1} \\ [0]_{(N_r+4) \times 1} \end{bmatrix} \quad , \quad M_{cdg} = \begin{bmatrix} [M_{cd}]_{6 \times 3} & [0]_{6 \times (N_r+1)} \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & [I]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (IV-69)$$

$$I_{gd} = \begin{bmatrix} [J_s]_{3 \times 1} \\ [I_r]_{(N_r+1) \times 1} \end{bmatrix} \quad , \quad \phi_{gd} = \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{d3} \\ [\phi_r]_{(N_r+1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (IV-70)$$

$$R_{gd} = M_{cdg}^t \cdot \begin{bmatrix} [R_L] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [R_s] \\ [0]_{(N_r+1) \times 6} & [R_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \cdot M_{cdg} \quad (IV-71)$$

$$L_{gd} = M_{cdg}^t \cdot \begin{bmatrix} [L_L] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [L_s] \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & [L_{rs}]_{(N_r+1) \times 3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ [L_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \cdot M_{cdg} \quad (IV-72)$$

IV.8. Implantation sous MATLAB-SIMULINK du modèle général de la machine asynchrone

Voilà donc nous avons décrit les équations électriques et mécaniques du modèle général de la machine asynchrone triphasée à cage, en régime sain. Le système d'équations contient $(N_r + 4)$ équations différentielles pour le couplage étoile et $(N_r + 5)$ équations différentielles pour le couplage triangle. Pour résoudre les systèmes décrits précédemment, un programme numérique sous l'environnement MATLAB-SIMULINK a été développé. Celui-ci est basé sur la méthode de résolution de Runge-Kutta d'ordre quatre. La figure IV-12 illustre le schéma d'implantation du modèle proposé, pour simuler la machine asynchrone saine.

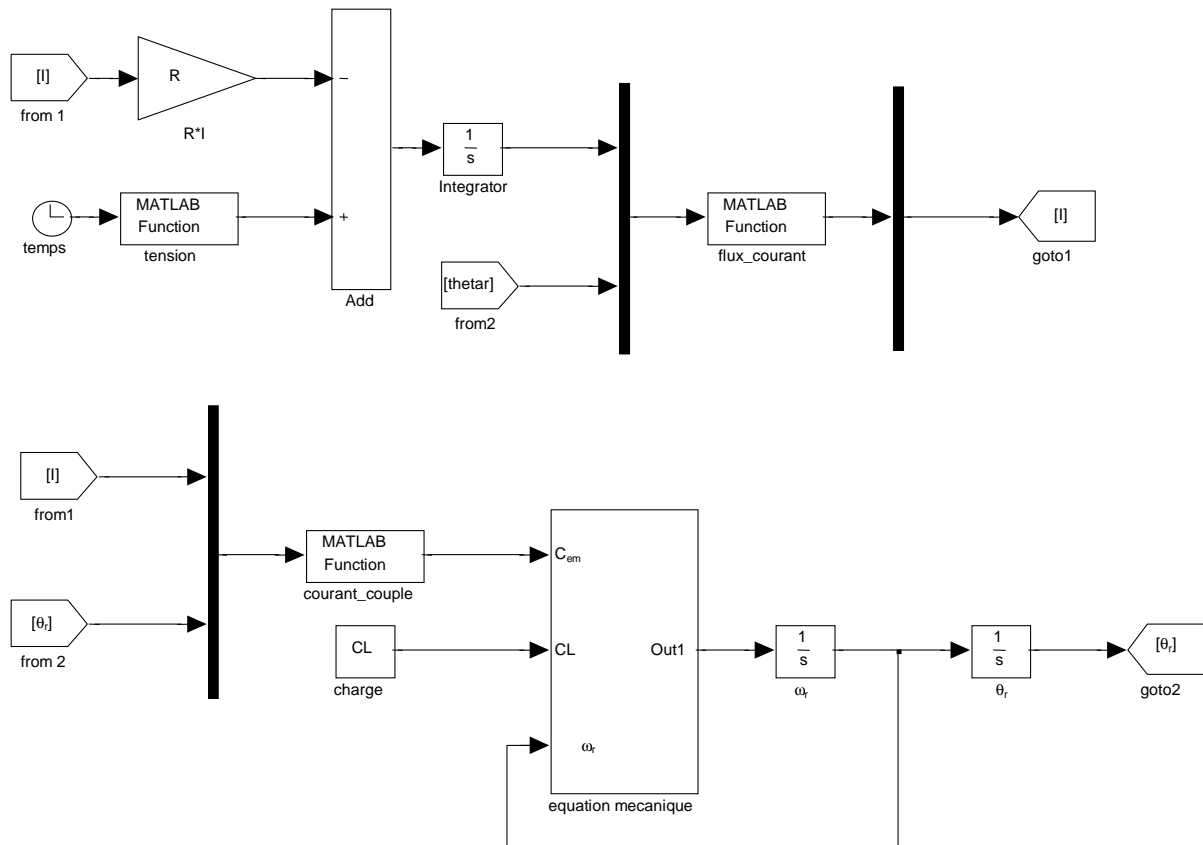


Figure IV-12. Schéma bloc de SIMULINK utilisé pour la simulation de la MAS

IV.9. Analyse des principaux résultats

En exploitant le modèle général développé pour une machine ne présentant aucun défaut, et en utilisant les paramètres de la machine asynchrone donnés en annexe, nous avons effectué des simulations numériques afin d'observer l'évolution temporelle des principales grandeurs physiques de la machine tels que : le courant statorique, la vitesse mécanique, le couple électromagnétique et le courant dans les barres rotoriques. Dans le domaine fréquentiel, nous pouvons analyser le spectre du courant statorique par l'estimation de la densité spectrale de puissance (PSD) en utilisant la technique de Welch. L'objectif de cette analyse est de vérifier l'existence des composantes harmoniques dues aux encoches rotoriques.

IV.9.1. Alimentation à partir du réseau triphasé

Dans ce cas, la machine est alimentée par trois tensions sinusoïdales équilibrées. Pour ce type d'alimentation, les harmoniques de temps ne sont pas pris en compte et c'est uniquement l'influence des harmoniques d'espace qui sera considérée dans cette analyse.

En imposant un couple de 10 N.m, la machine exploitée opère alors en charge avec un glissement de 8.6%. Les figures IV-13 à IV-15 illustrent l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent du courant traversant les trois phases statoriques, du courant rotorique traversant les barres (1, 3, 5), de la vitesse rotorique de la machine et du

couple électromagnétique et respectivement. Nous constatons qu'après une phase transitoire, ces grandeurs se stabilisent et atteignent leur régime permanent au bout de 0.3 seconds environ. Un zoom des courants statorique et rotorique, en régime permanent, est illustré par la figure IV-14. On constate clairement que la période correspondante au courant dans la barre rotorique est égale à 0.232 seconds ce qui représente une fréquence de 4.3 Hz. Cette fréquence correspond parfaitement à la relation $g.f_s$.

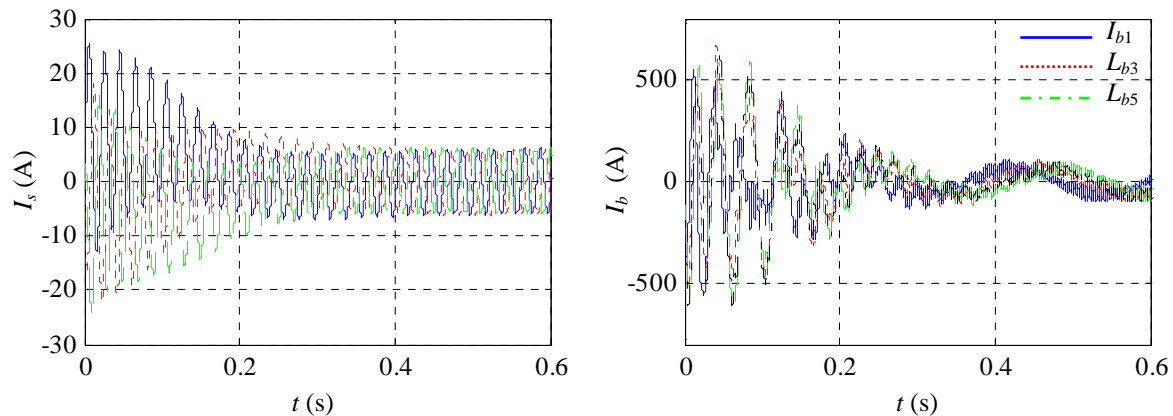


Figure IV-13. Courants statoriques et rotorique -alimentation réseau-

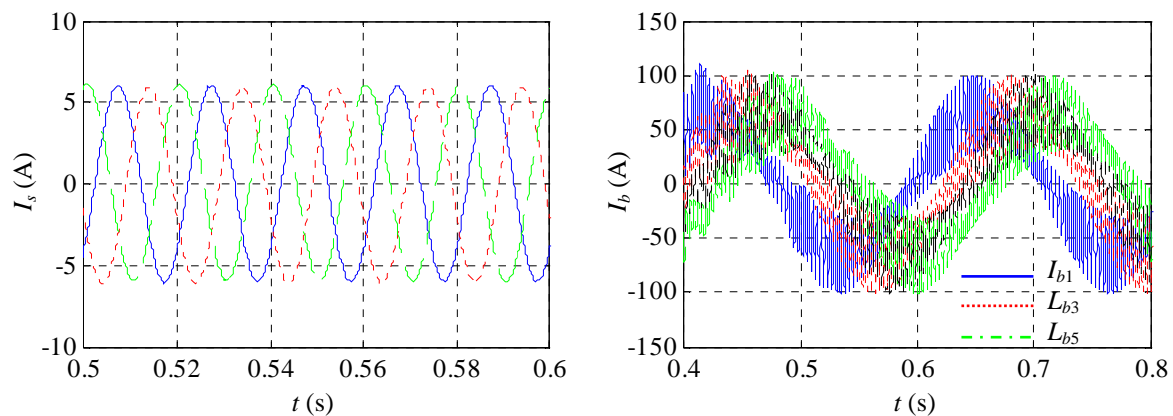


Figure IV-14. Courants statoriques et rotorique en régime permanent -alimentation réseau-

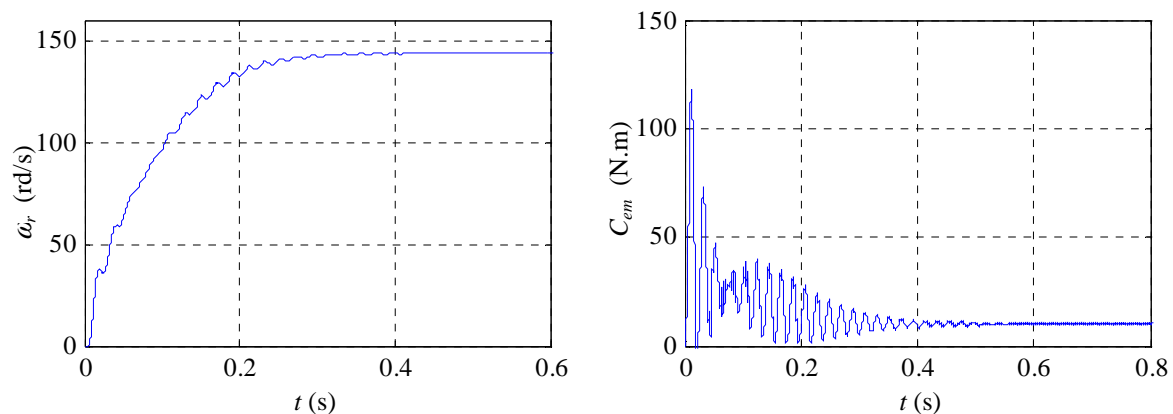


Figure IV-15. La vitesse angulaire rotorique et le couple électromagnétique -alimentation réseau-

Une analyse spectrale du courant d'une phase statorique en régime permanent a été également effectuée. Pour cela, nous avons estimé la densité spectrale de puissance par la technique de Welch en utilisant une fenêtre de Hanning. L'amplitude des composantes fréquentielles est normalisée par rapport à la composante fondamentale (50 Hz) puis convertie en (dB). Afin de représenter un nombre important de composantes, une gamme fréquentielle de 5 kHz est utilisée pour le spectre du courant statorique. Cette gamme est obtenue en imposant un pas de calcul égal à 10^{-4} secondes.

A partir de la figure IV-16, on constate clairement l'apparition de nombreuses composantes dont la fréquence est indiquée sur le spectre. Celles-ci sont les harmoniques d'encoches rotoriques ; ils correspondent exactement aux valeurs identifiées analytiquement par l'expression (III-61) pour $\nu=1$.

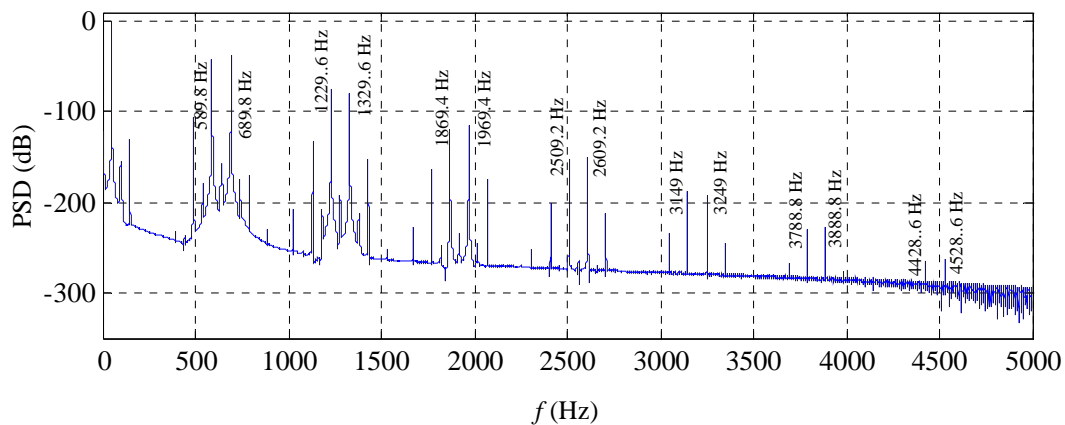


Figure IV-16. Analyse spectrale du courant d'une phase statorique -alimentation réseau-

IV.9.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension

La machine est alimentée par un onduleur de tension qui fonctionne avec un rapport cyclique de 0.9 et un indice de modulation de 15. La tension obtenue à la sortie de l'onduleur avec son analyse harmonique sont illustrés par la figure IV-17. Nus constatons l'apparition de tous les harmoniques de rang impair dans le spectre de la tension délivrée par l'onduleur.

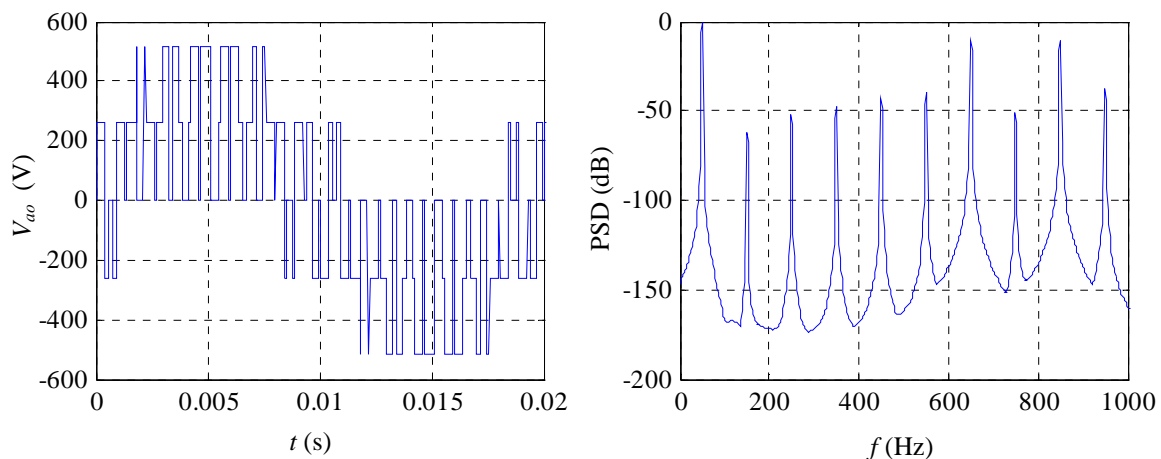


Figure IV-17. Tension délivrée par l'onduleur et son analyse spectrale

En imposant le même couple de 10 N.m sur l'arbre de la machine, celle-ci fonctionne en charge avec un glissement de 6.77 %. On examine les mêmes grandeurs physiques à savoir la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique et le courant dans une barre rotorique. Les résultats obtenus par simulations illustrés par les figures IV-18 à IV-20 montrent clairement que lorsque la machine est alimentée par un onduleur, ces grandeurs subissent des ondulations causées par la commande MLI.

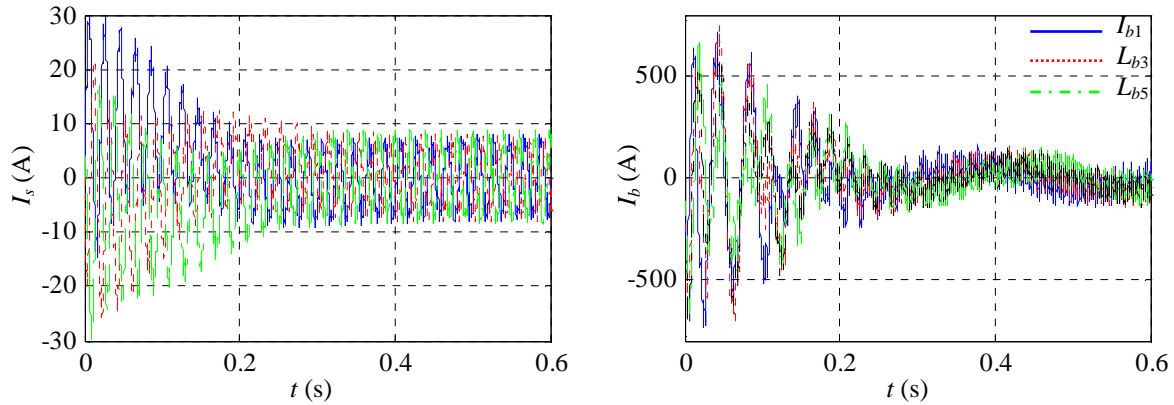


Figure IV-18. Courants statoriques et rotorique – alimentation par un onduleur-

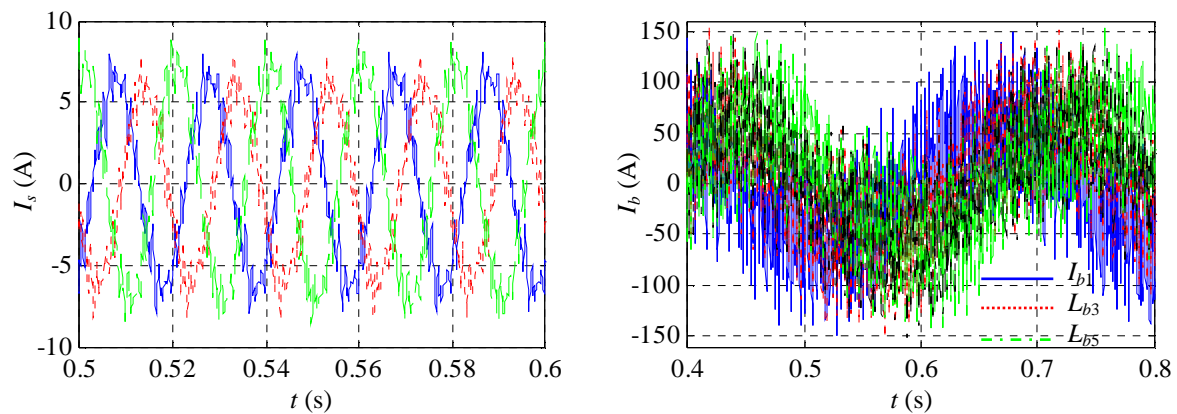


Figure IV-19. Courants statoriques et rotorique en régime permanent -alimentation par un onduleur-

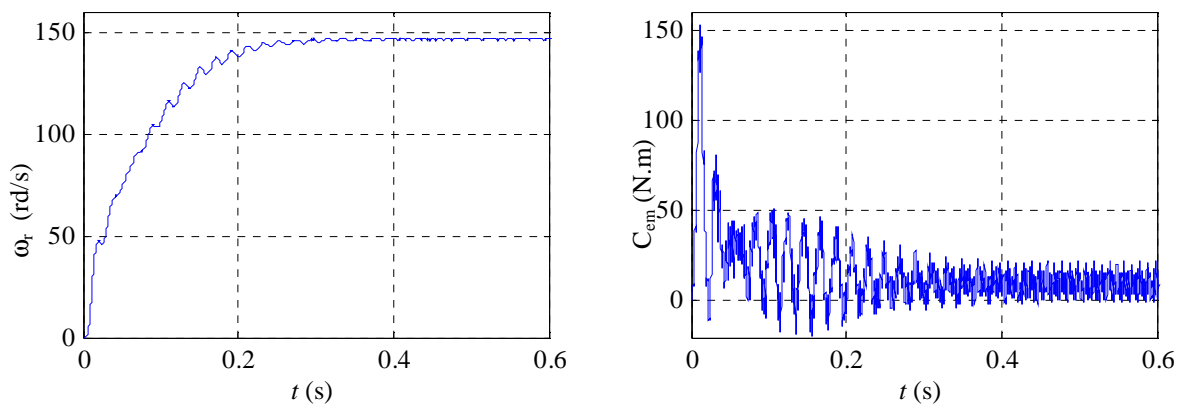


Figure IV-20. La vitesse angulaire rotorique et le couple électromagnétique -alimentation par un onduleur-

Pour cette simulation, nous avons considéré les quinze premiers harmoniques d'espace. L'analyse spectrale du courant statorique illustrée par la Figure IV-21, obtenue par la technique de Welch en utilisant la fenêtre de Hanning, montre que lorsque l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension à MLI, le spectre obtenu contient plus de composantes harmoniques par rapport au cas où la machine est alimentée par le réseau triphasé. En effet, les harmoniques de temps et d'espace contribuent à augmenter la richesse harmonique de ce signal.

Pour montrer ces harmoniques, nous avons représenté ce spectre, dans l'intervalle fréquentielle [0 à 500Hz] par la figure IV-22 et dans l'intervalle [500 à 1000Hz] par la figure IV-23. Nous pouvons identifier clairement tous les harmoniques impairs introduits par l'onduleur et tous les harmoniques d'encoches rotoriques correspondants à l'expression analytique (III-61).

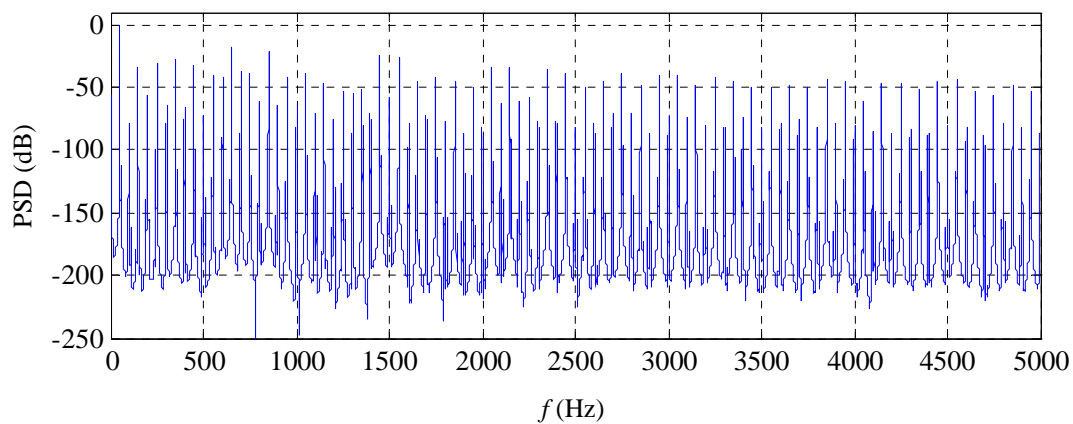


Figure IV-21. Analyse spectrale du courant d'une phase statorique

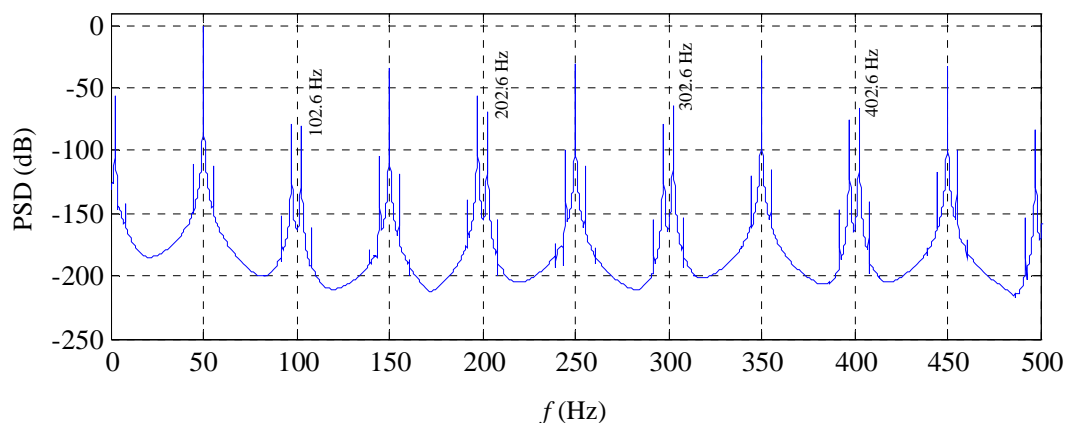


Figure IV-28. Analyse spectrale du courant statorique dans la plage [0 - 500 Hz]

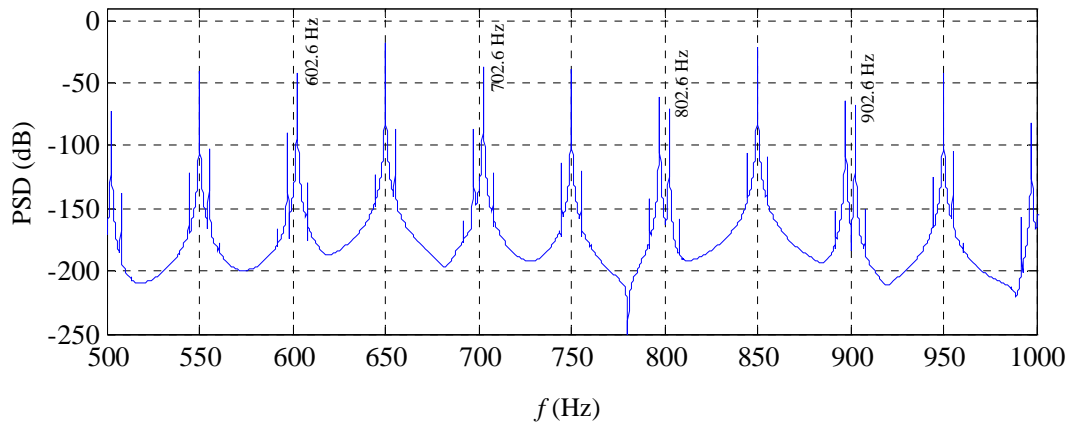


Figure IV-29. Analyse spectrale du courant statorique dans la plage [500 - 1000 Hz]

IV.10. Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre le modèle général de la machine asynchrone à cage d'écureuil en se basant sur l'approche des circuits magnétiquement couplés tenant compte des harmoniques d'espace et de temps. Comme nous l'avons indiqué, la connaissance des inductances de la machine représente la pièce maîtresse de cette technique. C'est pour cette raison qu'un intérêt particulier a été donné à leurs calculs. En se basant sur certains paramètres géométriques de la machine, nous avons développé les expressions analytiques de ces inductances et nous avons représenté graphiquement leurs variations en fonction de l'angle rotorique.

Deux types d'alimentation de la machine ont été examinés dans ce chapitre : Le premier est le réseau triphasé, le second est un onduleur de tension à MLI. Les résultats obtenus par simulation montrent que le modèle général développé a permis d'obtenir les caractéristiques usuelles de vitesse, de couple et de courant d'une machine asynchrone fonctionnant en régime sans défaut. L'analyse spectrale du courant statorique a montré que la prise en compte des harmoniques d'espace et de temps contribue à enrichir le spectre harmonique de ce courant par des composantes dont la fréquence correspond parfaitement à la relation analytique développée dans le chapitre précédent.

Chapitre V

Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques

Sommaire

V.1. Introduction	101
V.2. Modélisation de la MAS avec rupture de barres dans la cage rotorique	101
V.3. Modélisation de la MAS en présence d'excentricité	102
V.3.1. Excentricité statique	102
V.3.1.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	102
V.3.1.2. Mutuelle inductance entre deux phases statoriques	103
V.3.1.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	103
V.3.1.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	104
V.3.1.5. Mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor	105
V.3.1.6. Mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator	105
V.3.2. Excentricité dynamique	108
V.3.2.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique	108
V.3.2.2. Mutuelle inductance entre deux phases statorique	109
V.3.2.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique	111
V.3.2.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques	111
V.3.2.5. Mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor	112
V.3.2.6. Mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator	112
V.4. Analyse des principaux résultats de simulation	115
V.4.1 Défaut de rupture de barres dans la cage rotorique.....	115
V.4.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	116
V.4.1.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	127
V.4.2 Défaut d'excentricité statique.....	130
V.4.2.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	130
V.4.2.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	133
V.4.3 Défaut d'excentricité dynamique	134
V.4.3.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	134
V.4.3.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension.....	138
V.5. Conclusion.....	140

V.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons abordé les principes de base de la modélisation de la machine asynchrone à cage en situation saine. Nous nous intéressons, dans ce chapitre, à la prise en compte des défaillances rotoriques, en exploitant la flexibilité offerte par la modélisation précédente. Les défauts rotoriques qui sont examinés sont : la rupture de barres dans la cage rotorique, l'excentricité statique et dynamique. Nous montrons comment la topologie de la machine change en fonction du défaut considéré et quelles sont les modifications à apporter sur les équations électriques des différents circuits de la machine. A travers les simulations effectuées à partir des programmes développés, nous montrons également le comportement de la machine vis-à-vis de ces défauts.

V.2. Modélisation de la MAS avec rupture de barres dans la cage rotorique

La modélisation de ce type de défaut peut s'effectuer selon deux méthodes. La première consiste à reconstituer complètement le circuit électrique de la cage rotorique et éliminant les barres rotoriques défaillantes. Comme cela est illustré par la figure V-1, une boucle équivalente apparaît à la place de ces barres. Tenant compte de cette nouvelle configuration, les matrices R_r , L_r et M_{sr} doivent être recalculées [137].

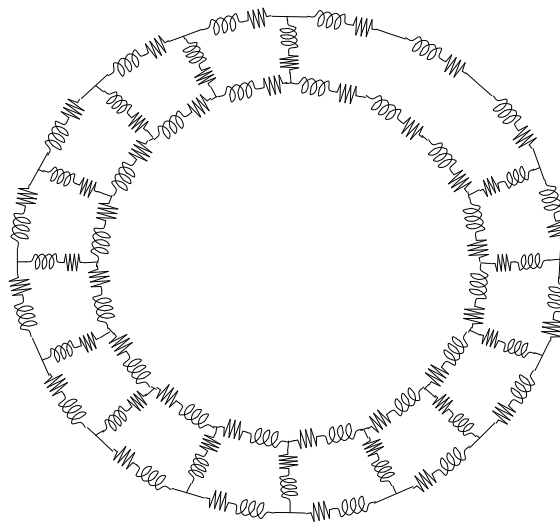


Figure V-1 : Circuit électrique équivalent de rotor avec rupture de barres

La deuxième méthode, de modélisation de rupture de barres, consiste à augmenter la résistance des barres incriminées de façon à éliminer le courant dans ces barres. Avec cette méthode, la structure du circuit électrique de la cage rotorique n'est pas modifiée et les inductances propres et mutuelles ne sont pas altérées par ce type de défaut. En comparaison avec la première méthode, cette dernière est plus simple et permet également de modéliser les barres partiellement cassées. Cela n'est pas possible avec la première méthode. Dans notre travail, nous avons adopté la deuxième méthode.

V.3. Modélisation de la machine asynchrone en présence d'excentricité

Pour ce genre de défaut, toutes les équations électriques relatives au stator restent inchangées et la cage rotorique ne subit de sa part aucune modification. Avec cette configuration, le système d'équations différentielles à résoudre est de même dimension que celui pour une machine saine. Néanmoins, en présence de ce défaut, l'entrefer n'est pas constant et toutes les inductances de la machine seront modifiées. Dans cette partie, nous présentons les nouvelles expressions des inductances de la machine asynchrone en présence de défaut d'excentricité statique et dynamique en suivant la même démarche que celle adoptée au paragraphe 6 du chapitre 4.

V.3.1. Excentricité statique

V.3.1.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique

Pour le calcul de cette inductance, on introduit la fonction de perméance donnée par les équations (III-79) et (III-80). Ainsi, on peut écrire :

$$(L_{sisi})_{es} = (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p} K_b(n \cdot p) \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \cdot \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k \cdot \varphi_s) \right) d\varphi_s \right] \right] \quad (V-1)$$

En développant cette dernière expression, on aboutit à :

$$(L_{sisi})_{es} = (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p} K_b(n \cdot p) \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_0 \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) d\varphi_s \right] \right] \\ + (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p} K_b(n \cdot p) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_k \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \cdot \cos(k \cdot \varphi_s) d\varphi_s \right] \right] \quad (V-2)$$

Le développement du premier terme de l'équation (V-2) conduit à l'expression de l'inductance de magnétisation pour une machine saine divisée par une constante qui dépend du niveau d'excentricité statique:

$$(L_{sisi})_{es1} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2 \cdot \mathcal{E}_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_s^2}} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n \cdot p)}{n} \right)^2 \right) = \frac{(L_{sisi})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} \quad (V-3)$$

Le calcul du second terme permet d'aboutir à l'expression suivante :

$$(L_{sisi})_{es2} = \frac{2 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n \cdot p)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{K_b(n \cdot p + k)}{(n \cdot p + k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p + k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \right. \\ \left. + \frac{K_b(n \cdot p - k)}{(n \cdot p - k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p - k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \right) \quad (V-4)$$

Ainsi, l'inductance de magnétisation des phases statoriques est la somme des deux termes donnée précédemment :

$$(L_{sisi})_{es} = (L_{sisi})_{es1} + (L_{sisi})_{es2} \quad (\text{V-5})$$

V.3.1.2. Mutuelle inductance entre deux phases statoriques

L'expression de la mutuelle inductance entre deux phases du stator peut être déduite à partir de l'équation (V-2) en introduisant simplement le déphasage φ_{sisi} entre les deux phases. Ainsi, pour le premier terme, on trouve :

$$(L_{sisj})_{es1} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_s^2}} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n \cdot p)}{n} \right)^2 \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sisj}) \right) = \frac{(L_{sisj})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} \quad (\text{V-6})$$

et pour le second terme :

$$(L_{sisj})_{es2} = \frac{2 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n \cdot p)}{n} \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sisj}) \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{K_b(n \cdot p + k)}{(n \cdot p + k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p + k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \\ + \frac{K_b(n \cdot p - k)}{(n \cdot p - k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p - k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p} \right) \end{array} \right) \quad (\text{V-7})$$

V.3.1.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique

Pour calculer l'inductance de magnétisation d'une boucle rotorique, on doit exprimer la fonction de perméance dans le repère rotorique en introduisant l'angle θ_r . Sachant que $\varphi_s = \varphi_r + \theta_r$, l'expression de cette inductance peut s'écrire sous la forme suivante :

$$(L_{rjrj})_{es} = \frac{2 \cdot r \cdot L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right) \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n \cdot \varphi_r) \cdot \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cos(k \cdot (\varphi_r + \theta_r)) \right) d\varphi_r \quad (\text{V-8})$$

Après développement de cette expression, on aboutit à :

$$(L_{rjrj})_{es} = \frac{(L_{rjrj})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} + \frac{2 \cdot r \cdot L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{\sin\left((n - k) \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right)}{(n - k)} \\ + \frac{\sin\left((n + k) \cdot \frac{\alpha_r}{2} \right)}{(n + k)} \end{array} \right) \cos(k \cdot \theta_r) \quad (\text{V-9})$$

où $(L_{rjrj})_{saine}$ est l'inductance rotorique pour une machine saine. Son expression est donnée par l'équation (IV-34).

V.3.1.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques

En introduisant le déphasage angulaire entre deux boucles rotorique i et j données par l'équation (IV-36), on peut montrer qu'en présence d'une excentricité statique la mutuelle inductance entre ces deux boucles peut être formulée par :

$$(L_{rirj})_{es} = \frac{(L_{rirj})_{saine}}{\sqrt{1-\delta_s^2}} + \frac{2.r.L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left. \begin{array}{l} \frac{\sin\left((n-k).\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n-k)} \cdot \cos(k.\theta_r + n.\varphi_{rirj}) \\ + \frac{\sin\left((n+k).\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n+k)} \cdot \cos(k.\theta_r - n.\varphi_{rirj}) \end{array} \right\} \quad (V-10)$$

Les expressions (V-9) et (V-10) montrent clairement que les inductances des boucles rotoriques ne sont pas constantes et dépendent de θ_r . Afin de montrer la variation de ces inductances en fonction de l'angle rotorique θ_r et l'influence du degré d'excentricité sur ces inductances, par rapport à celles correspondantes à la machine saine, nous avons tracé les figures V-2 et V-3 pour trois valeurs de δ_s : 30%, 50% et 70%. Nous constatons que les inductances rotoriques augmentent avec le niveau d'excentricité statique et que leurs valeurs changent en fonction de l'angle θ_r .

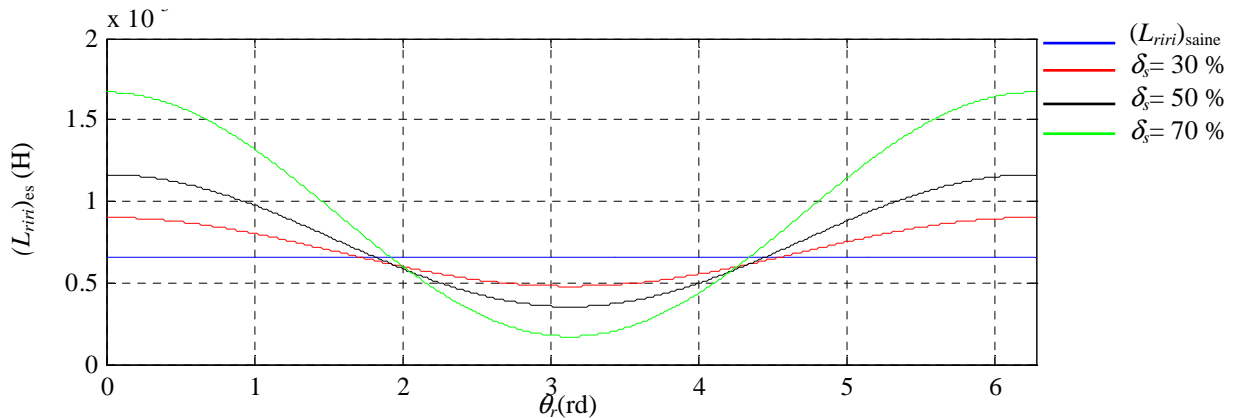


Figure V-2. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique

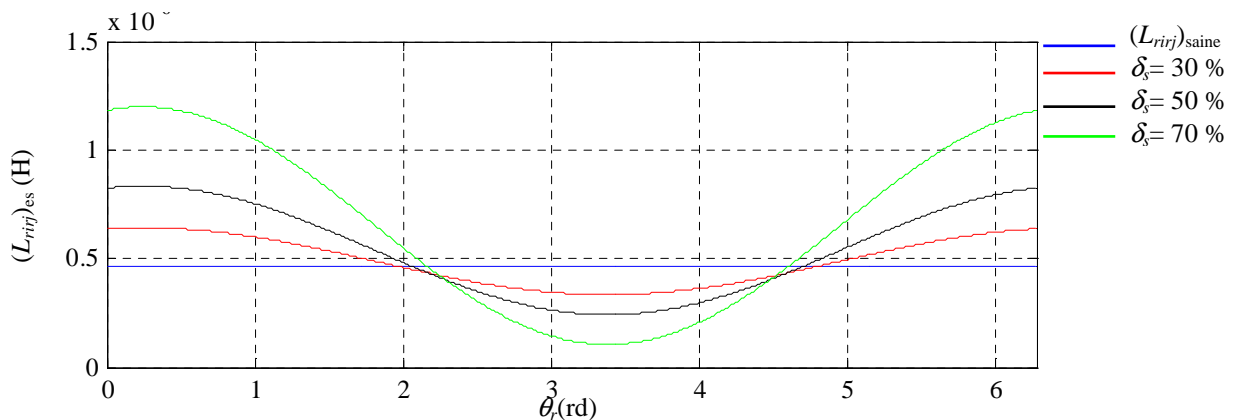


Figure V-3. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques

V.3.1.5. Mutuelle inductance entre une phase de stator et une boucle de rotor

La mutuelle inductance entre la phase i du stator et la boucle j du rotor avec excentricité dynamique peut être donnée par :

$$(L_{sirj})_{es} = \frac{2.N_{sp}.r.L}{\pi.p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n.p.(\varphi_s - \varphi_{sirj})) \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k.\varphi_s) \right) d\varphi_s \quad (V-11)$$

Après développement, on aboutit à l'expression suivante :

$$(L_{sirj})_{es} = \frac{(L_{sirj})_{saine}}{\sqrt{1-\delta_s^2}} + \frac{2.N_{sp}.r.L}{\pi.p} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \cos(n.p.\varphi_{sirj}) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{\sin\left(n.p+k.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n.p+k)} + \frac{\sin\left(n.p-k.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n.p-k)} \right) \quad (V-12)$$

V.3.1.6. Mutuelle inductance entre une boucle de rotor et une phase de stator

Dans notre modélisation de la machine saine ou de la machine avec rupture de barres, la mutuelle inductance calculée à partir du stator ou à partir du rotor est exactement identique. Nous allons montrer, dans ce qui suit, qu'en présence d'une excentricité statique et même dynamique, la mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator est différente par rapport à celle entre une phase statorique et une boucle rotorique. En fait, la mutuelle inductance entre une boucle rotorique et une phase statorique est le rapport entre le flux ϕ_{rjsi} créé par la boucle rotorique j traversant la phase statorique i sur le courant de la boucle I_{rj} .

$$L_{rjsi} = \frac{\phi_{rjsi}}{I_{rj}} \quad (V-13)$$

En introduisant le déphasage entre cette boucle et la phase du stator, le flux ϕ_{sirj} peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} \phi_{rjsi}(\varphi_s) &= \oint_S B_{rj}(\varphi_r - \varphi_{rjsi}) dS = r.L \int B_{rj}(\varphi_r - \varphi_{rjsi}) d\varphi_r \\ &= \frac{2.n_e.r.L.I_{rj}}{\pi} \sum_{m_1=0}^{N_{es}-1} \sum_{m_2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos(n.(\varphi_r - \varphi_{rjsi})) \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k.(\varphi_r + \theta_r)) \right) d\varphi_r \end{aligned} \quad (V-14)$$

Après développement et calculs des intégrales, nous aboutissons à l'expression de la mutuelle inductance qui elle-même contient deux termes. Le premier dépend de la mutuelle inductance pour une machine saine divisée par la même constante ($\sqrt{1-\delta_s^2}$) :

$$(L_{rjsi})_{es1} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_d^2}} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n, p)}{n^2} \right) \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sirj}) \right) = \frac{(L_{rjsi})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_s^2}} \quad (V-15)$$

Le second terme est donné par l'équation suivante :

$$(L_{rjsi})_{es2} = \frac{2 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\begin{aligned} & \frac{K_b(n, p+k)}{(n \cdot p+k)} \cdot \cos(k \cdot \theta_r - n \cdot p \cdot \varphi_{rjsi}) \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p+k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p}\right) \\ & + \frac{K_b(n, p-k)}{(n \cdot p-k)} \cdot \cos(k \cdot \theta_r + n \cdot p \cdot \varphi_{rjsi}) \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p-k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p}\right) \end{aligned} \right) \quad (V-16)$$

Pour illustrer les variations de ces mutuelles en fonction de l'angle rotorique θ_r , nous avons représenté dans la figure V-4 la mutuelle inductance entre le stator et le rotor pour une machine saine, la mutuelle inductance entre le stator et le rotor et celle entre le rotor et le stator, pour une machine présentant un niveau d'excentricité statique de 50%. Nous constatons qu'il y a une nette différence entre la mutuelle inductance calculée à partir du flux statorique et celle calculée à partir du flux rotorique. De plus, la valeur maximale positive est différente de la valeur maximale négative pour la mutuelle inductance entre le rotor et le stator. Par contre, ces deux valeurs sont égales pour la mutuelle inductance entre le stator et le rotor. Pour plus d'illustration et pour le même degré d'excentricité statique, la figure V-5 montre la variation des mutuelles inductances des trois phases du stator avec une boucle du rotor. Quant à la figure V-6, elle illustre la variation de la mutuelle d'une boucle du rotor avec les trois phases du stator.

La figure V-7 illustre la variation, en fonction de l'angle θ_r , de la mutuelle inductance entre la première phase du stator et les trois premières boucles du rotor. Enfin, la mutuelle inductance entre les trois premières boucles du rotor et la première phase du stator est représentée à la Figure V-8.

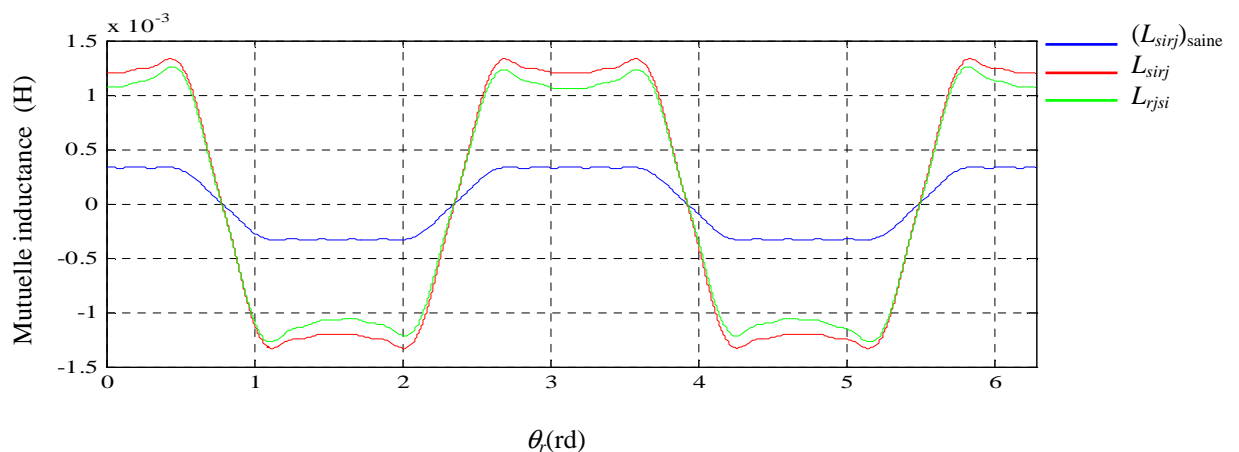


Figure V-4. Comparaison mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor

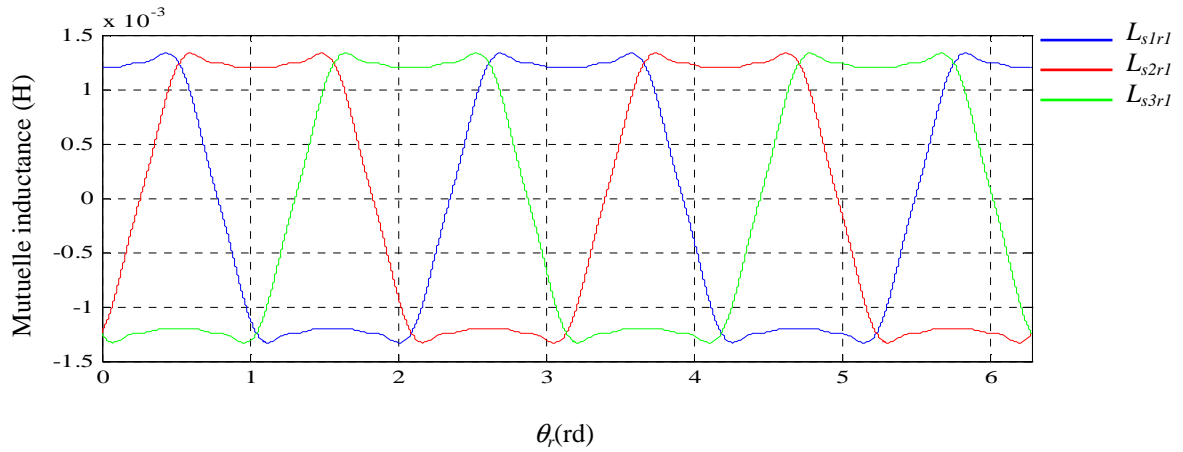


Figure V-5. Mutuelle inductance entre les trois phases du stator et la première boucle du rotor

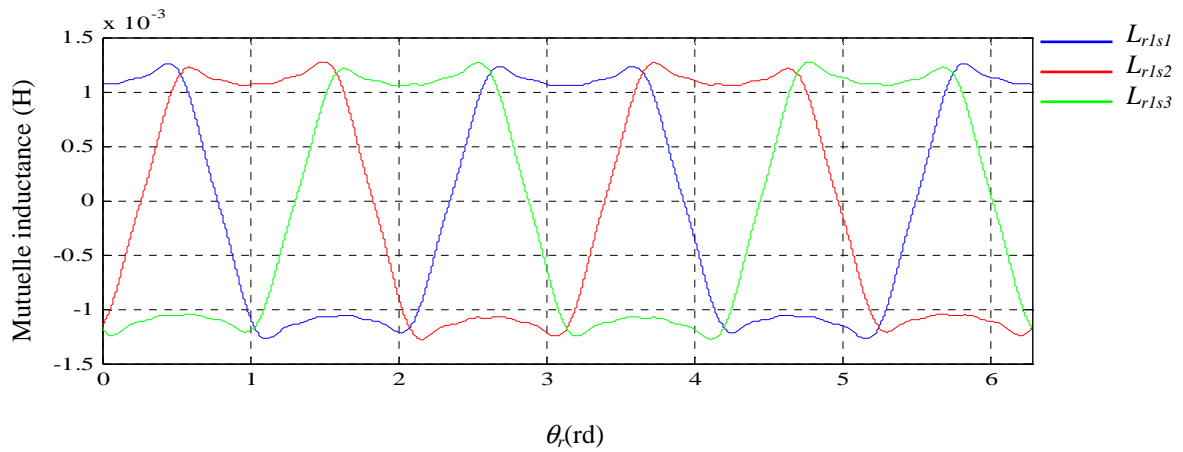


Figure V-6. Mutuelle inductance entre la première boucle du rotor et les trois phases du stator

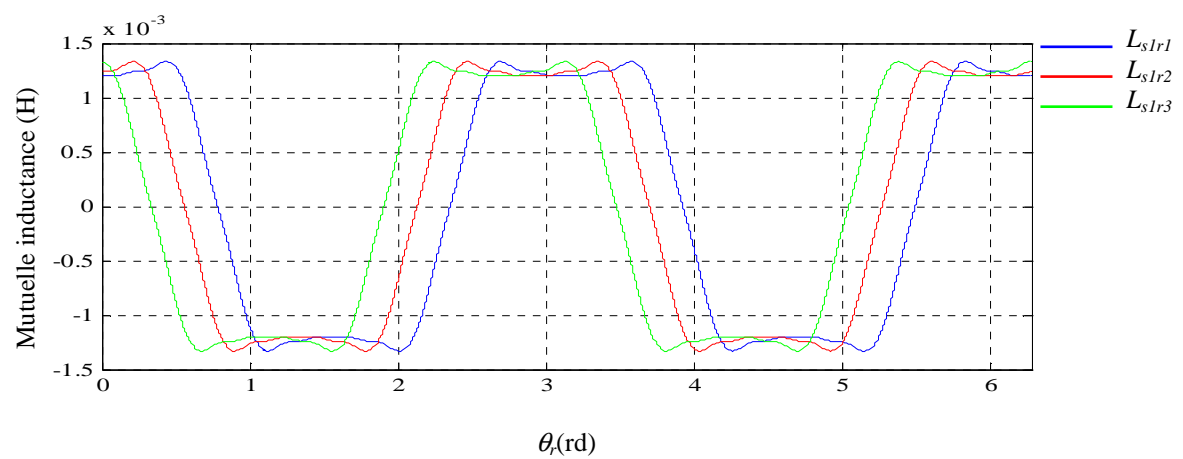


Figure V-7. Mutuelle inductance entre la première phase du stator et les trois premières boucles du rotor

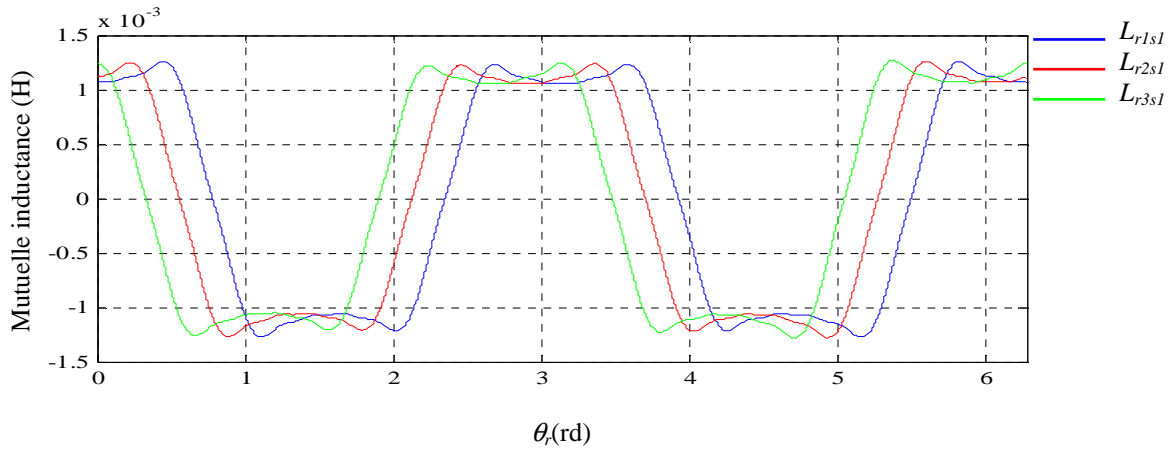


Figure V-8. Mutuelle inductance entre les trois premières boucles du rotor et la première phase du stator

V.3.2. Excentricité dynamique

V.3.2.1. Inductance de magnétisation d'une phase statorique

Pour ce type d'excentricité, la fonction de perméance peut être exprimée par :

$$\lambda(\varphi_s, \theta_r) = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k(\varphi_s - \theta_r)) \quad (\text{V-17})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda_0 = \frac{\mu_0}{\epsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_d^2}} \\ \lambda_k = 2 \cdot \lambda_0 \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \delta_d^2}}{\delta_d} \right)^k \end{cases} \quad (\text{V-18})$$

En se basant sur les équations (V-1) et (V-2), l'inductance de magnétisation d'une phase statorique, en présence d'excentricité dynamique, peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned} (L_{sisi})_{ed} = & (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m=1}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p} K_b(n \cdot p) \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_0 \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \cdot d\varphi_s \right] \right] \\ & + (n_e \cdot r \cdot L) \cdot \left[\sum_{m=1}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot N_{sp}}{\pi \cdot n \cdot p} K_b(n \cdot p) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_k \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_s) \cdot \cos(k \cdot (\varphi_s - \theta_r)) \cdot d\varphi_s \right] \right] \end{aligned} \quad (\text{V-19})$$

Après développement et simplification, le premier terme permet d'aboutir à l'équation suivante :

$$(L_{sisi})_{ed1} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}^2}{\pi \cdot p^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_d^2}} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n \cdot p)}{n} \right)^2 \right) = \frac{(L_{sisi})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_d^2}} \quad (\text{V-20})$$

Par contre, le second terme de l'Expression (V-19) est variable en fonction de l'angle θ_r :

$$(L_{sisi})_{ed2} = \frac{2.r.L.N_{sp}^2}{\pi.p^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{K_b(n.p+k)}{(n.p+k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n.p+k).m_2 \cdot \frac{2.\pi}{p}\right) + \frac{K_b(n.p-k)}{(n.p-k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n.p-k).m_2 \cdot \frac{2.\pi}{p}\right) \right) \cdot \cos(k\theta_r) \quad (V-21)$$

Ainsi, l'inductance de magnétisation des phases statoriques est la somme des deux termes donnée précédemment :

$$(L_{sisi})_{ed} = (L_{sisi})_{ed1} + (L_{sisi})_{ed2} \quad (V-22)$$

Afin d'illustrer cette variation, nous avons représenté à la figure V-9 et sur le même axe, la variation de l'inductance de magnétisation d'une phase statorique pour une machine saine et une machine avec différents niveaux d'excentricité dynamique. Deux remarques importantes peuvent être tirées à partir de cette figure. D'abord, l'augmentation de l'amplitude de cette inductance, ensuite le niveau d'ondulation qui augmenter lui aussi avec le degré d'excentricité dynamique.

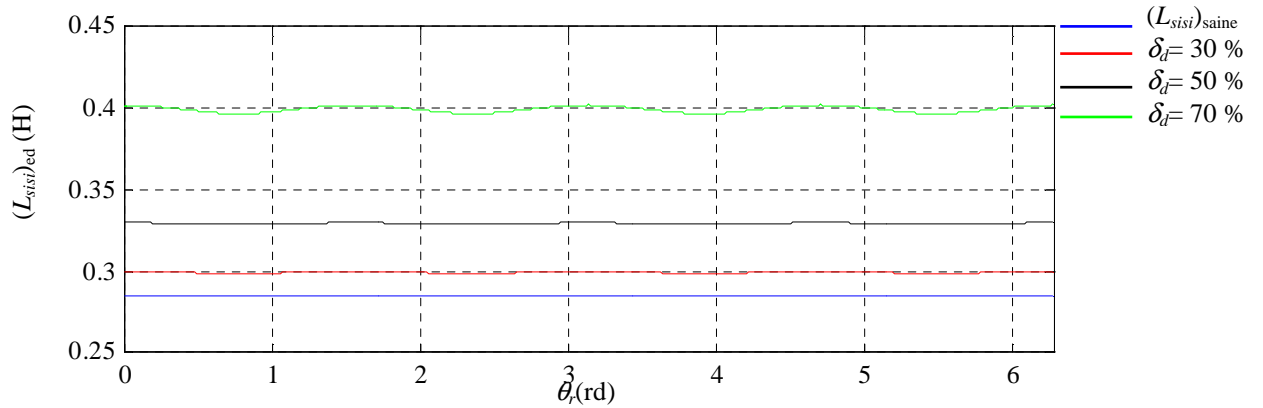


Figure V-9. Inductance de magnétisation d'une phase statorique

V.3.2.2. Mutuelle inductance entre deux phases statoriques

En suivant le même raisonnement, la mutuelle inductance entre une phase i et une autre phase j du circuit statorique peut être calculée en introduisant dans l'Expression (V-31) l'angle de déphasage φ_{sisj} .

$$(L_{sisj})_{ed} = (n_e.r.L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2.N_{sp}}{\pi.n.p} K_b(n.p) \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_0 \cdot \cos(n.p(\varphi_s - \varphi_{sisj})) \cdot d\varphi_s \right] \right] \quad (V-23)$$

$$+ (n_e.r.L) \cdot \left[\sum_{m1=0}^{Nes-1} \sum_{m2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2.N_{sp}}{\pi.n.p} K_b(n.p) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \lambda_k \cdot \cos(n.p(\varphi_s - \varphi_{sisj})) \cdot \cos(k(\varphi_s - \theta_r)) \cdot d\varphi_s \right] \right]$$

Sachant que :

$$\cos(n.p.(\varphi_s - \varphi_{sisj})).\cos(k.(\varphi_s - \theta_r)) = \frac{1}{2} \left(\begin{array}{l} \cos((n.p+k).\varphi_s - (k.\theta_r + n.p.\varphi_{sisj})) \\ + \cos((n.p-k).\varphi_s + (k.\theta_r - n.p.\varphi_{sisj})) \end{array} \right) \quad (V-24)$$

Le premier terme de l'Expression (V-35) correspond à la mutuelle inductance entre ces deux phases pour une machine saine divisée par une constante :

$$(L_{sisj})_{ed1} = \frac{4.\mu_0.r.L.N_{sp}^2}{\pi.p^2.\varepsilon_0.\sqrt{1-\delta_d^2}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{K_b(n.p)}{n} \right)^2 \cdot \cos(n.p.\varphi_{sisj}) = \frac{(L_{sisj})_{saine}}{\sqrt{1-\delta_d^2}} \quad (V-25)$$

Le second terme de la mutuelle inductance entre deux phases i et j du stator peut être exprimée par :

$$(L_{sisj})_{ed2} = \frac{2.r.L.N_{sp}^2}{\pi.p^2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\begin{array}{l} \frac{K_b(n.p+k)}{(n.p+k)} \cdot \cos(k.\theta_r + n.p.\varphi_{sisj}) \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n.p+k).m_2 \cdot \frac{2.\pi}{p}\right) \\ + \frac{K_b(n.p-k)}{(n.p-k)} \cdot \cos(k.\theta_r - n.p.\varphi_{sisj}) \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n.p-k).m_2 \cdot \frac{2.\pi}{p}\right) \end{array} \right) \quad (V-26)$$

La somme des deux termes donnés par les Eqs. (V-16) et (V-17) représente la mutuelle inductance entre deux phases statoriques.

$$(L_{sisj})_{ed} = (L_{sisj})_{ed1} + (L_{sisj})_{ed2} \quad (V-27)$$

La Figure V-10 représente la variation de la mutuelle inductance entre deux phases du stator en fonction de l'angle θ_r . Nous remarquons que cette mutuelle diminue lorsque le degré d'excentricité dynamique augmente. Par contre, les ondulations augmentent toujours avec l'augmentation du niveau d'excentricité dynamique.

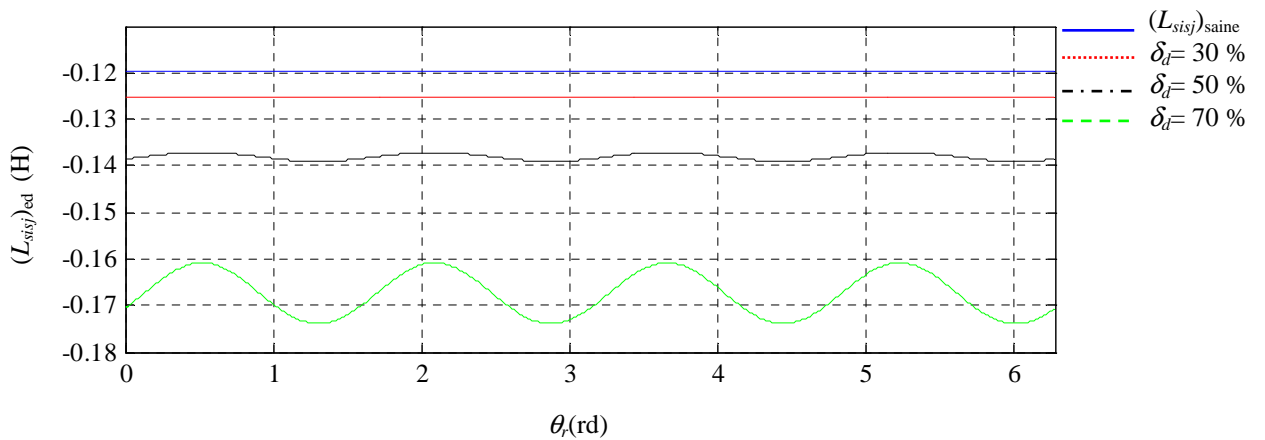


Figure V-10. Mutuelle inductance entre deux phases statoriques

V.3.2.3. Inductance de magnétisation d'une boucle rotorique

Par rapport à une repère rotorique, l'expression de l'inductance de magnétisation d'une boucle rotorique, en présence d'excentricité dynamique, peut être exprimée par :

$$(L_{rjrj})_{ed} = \frac{2.r.L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n \cdot \varphi_r) \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cos(k \cdot \varphi_r) \right) d\varphi_r \quad (V-28)$$

Pour faire ressortir l'inductance de magnétisation de la boucle rotorique pour le cas sans défaut, on décompose l'expression précédente de la manière suivante :

$$(L_{rjrj})_{ed} = \frac{2.r.L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \left(\int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \lambda_0 \cdot \cos(n \cdot \varphi_r) \cdot d\varphi_r + \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \lambda_k \cdot \cos(n \cdot \varphi_r) \cdot \cos(k \cdot \varphi_r) \cdot d\varphi_r \right) \quad (V-29)$$

En se basant sur la même relation trigonométrique donnée par l'équation (V-24) et en calculant les deux intégrales, nous aboutissons à l'expression suivante :

$$(L_{rjrj})_{ed} = \frac{(L_{rjrj})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_d^2}} + \frac{2.r.L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{\sin\left((n-k) \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n-k)} + \frac{\sin\left((n+k) \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n+k)} \right) \quad (V-30)$$

où $(L_{rjrj})_{saine}$ est l'inductance rotorique pour une machine saine. Son expression est donnée par l'équation (IV-34). Par rapport à l'excentricité statique, l'inductance de magnétisation des boucles rotoriques en présence de l'excentricité dynamique augmente mais ne dépend pas de l'angle θ_r .

V.3.2.4. Mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques

En introduisant le déphasage angulaire, entre deux boucles rotorique i et j , donné par l'Equation (III-36), on peut montrer que la mutuelle inductance entre ces deux boucles peut être formulée par :

$$(L_{rirj})_{ed} = \frac{(L_{rirj})_{saine}}{\sqrt{1-\delta_d^2}} + \frac{2.r.L}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \left(\sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{\sin\left((n-k).\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n-k)} + \frac{\sin\left((n+k).\frac{\alpha_r}{2}\right)}{(n+k)} \right) \right) \cdot \cos(n.\varphi_{rirj}) \quad (V-31)$$

où $(L_{rirj})_{saine}$ est la mutuelle inductance entre deux boucles rotoriques correspondant à une machine saine, son expression est donnée par l'équation (IV-37).

De même, la mutuelle inductance entre deux boucles rotorique ne dépend que du cosinus de l'angle entre les deux boucles. Et de ce fait, elle est indépendante de l'angle θ_r .

V.3.2.5. Mutuelle inductance entre une phase de stator et une boucle de rotor

La mutuelle inductance entre la phase i du stator et la boucle j du rotor avec excentricité dynamique peut être exprimée par :

$$(L_{sirj})_{ed} = \frac{2.N_{sp}.r.L}{\pi.p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \int_{-\frac{\alpha_r}{2}}^{\frac{\alpha_r}{2}} \cos(n.p.(\varphi_s - \varphi_{sirj})) \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k(\varphi_s - \theta_r)) \right) d\varphi_s \quad (V-32)$$

Après développement de l'Eq. (V-44), nous aboutissons à l'expression suivante :

$$(L_{sirj})_{ed} = \frac{(L_{sirj})_{saine}}{\sqrt{1-\delta_d^2}} + \frac{2.N_{sp}.r.L}{\pi.p} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n.p)}{n} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \left(\frac{\sin\left((n.p+k).\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos(k.\theta_r + n.p.\varphi_{sirj})}{(n.p+k)} + \frac{\sin\left((n.p-k).\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos(k.\theta_r - n.p.\varphi_{sirj})}{(n.p-k)} \right) \quad (V-33)$$

V.3.2.6. Mutuelle inductance entre une boucle du rotor et une phase du stator

Comme nous l'avons vu pour l'excentricité statique, la mutuelle inductance entre une boucle rotorique j et une phase statorique i est différente par rapport à la mutuelle inductance calculée dans le paragraphe précédent. Elle peut être exprimée à partir de la relation suivante :

$$L_{rjsi} = \frac{2.n_e.r.L.I_{rj}}{\pi} \sum_{m_1=0}^{N_{es}-1} \sum_{m_2=0}^{p-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n.\frac{\alpha_r}{2}\right)}{n} \cdot \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos(n.(\varphi_r - \varphi_{rjsi})) \left(\lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot \cos(k.\varphi_r) \right) d\varphi_r \quad (V-34)$$

Après développement et calcul des intégrales, nous aboutissons à :

$$(L_{rjsi})_{ed} = (L_{rjsi})_{ed1} + (L_{rjsi})_{ed2} \quad (V-35)$$

avec :

$$(L_{rjsi})_{ed1} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \sqrt{1 - \delta_d^2}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_b(n \cdot p)}{n^2} \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right) \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{sirj}) = \frac{(L_{rjsi})_{saine}}{\sqrt{1 - \delta_d^2}} \quad (V-36)$$

et

$$(L_{rjsi})_{ed2} = \frac{2 \cdot r \cdot L \cdot N_{sp}}{\pi \cdot p} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \cdot p \cdot \frac{\alpha_r}{2}\right)}{n \cdot p} \cdot \cos(n \cdot p \cdot \varphi_{rjsi}) \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cdot (A_k + B_k) \quad (V-37)$$

avec :

$$\begin{cases} A_k = \frac{K_b(n \cdot p + k)}{(n \cdot p + k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p + k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p}\right) \\ B_k = \frac{K_b(n \cdot p - k)}{(n \cdot p - k)} \cdot \sum_{m_2=0}^{p-1} \cos\left((n \cdot p - k) \cdot m_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{p}\right) \end{cases} \quad (V-38)$$

Pour un degré d'excentricité dynamique de 50%, la figure V-11 montre une comparaison entre la mutuelle inductance en présence d'excentricité dynamique avec celle correspondante à une machine saine. Nous constatons une augmentation des mutuelles inductances en présence d'excentricité dynamique en plus, la mutuelle inductance vue du stator et celle vue du rotor ne sont pas identiques à de l'irrégularité de l'entrefer. Ce résultat a été trouvé dans pas mal de travaux utilisant d'autres approches telle que les fonctions de bobinage modifiées [44,45].

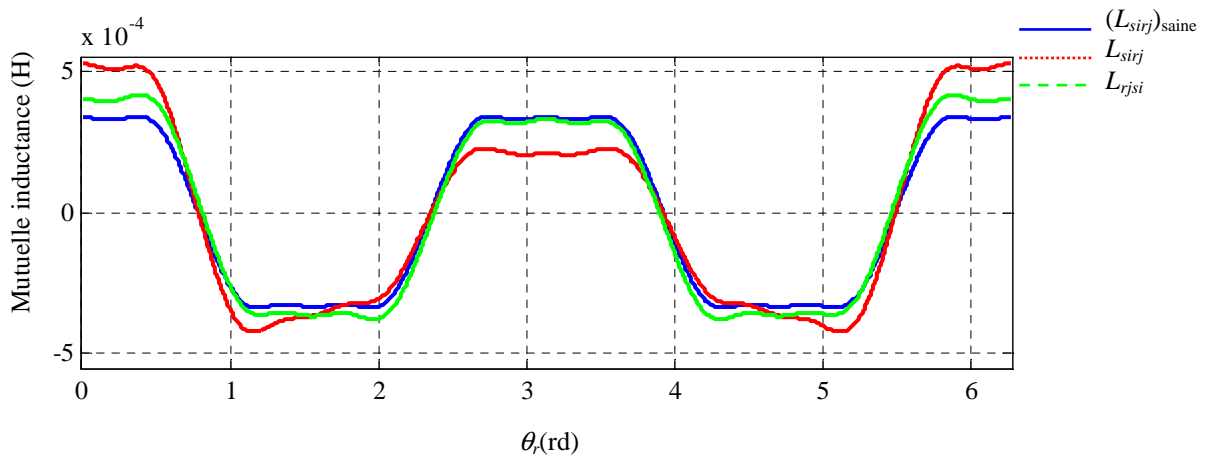


Figure V-11. Comparaison mutuelle inductance entre une phase du stator et une boucle du rotor

La figure V-12 montre l'allure des mutuelles inductances entre les phases statoriques et la première boucle rotorique. L'allure des mutuelles inductances entre la première boucle et les trois phases statoriques pour la même valeur de δ_d est illustrée par la figure V-13.

La figure V-14 montre les mutuelles inductances de la première phase statorique et les trois premières boucles rotoriques. La figure V-15 montre les mutuelles inductances entre les trois premières boucles rotorique et la première phase statorique.

Concernant les mutuelles inductances rotor-stator, nous constatons qu'elles ont la même forme que celles correspondantes à une machine saine. Seule leur amplitude augmente en présence d'une excentricité dynamique. Cette similitude peut être expliquée par le fait que l'angle entre deux encoches rotoriques est tellement petit que la boucle rotorique pour une position donnée du rotor voit un entrefer quasiment constant [141,142].

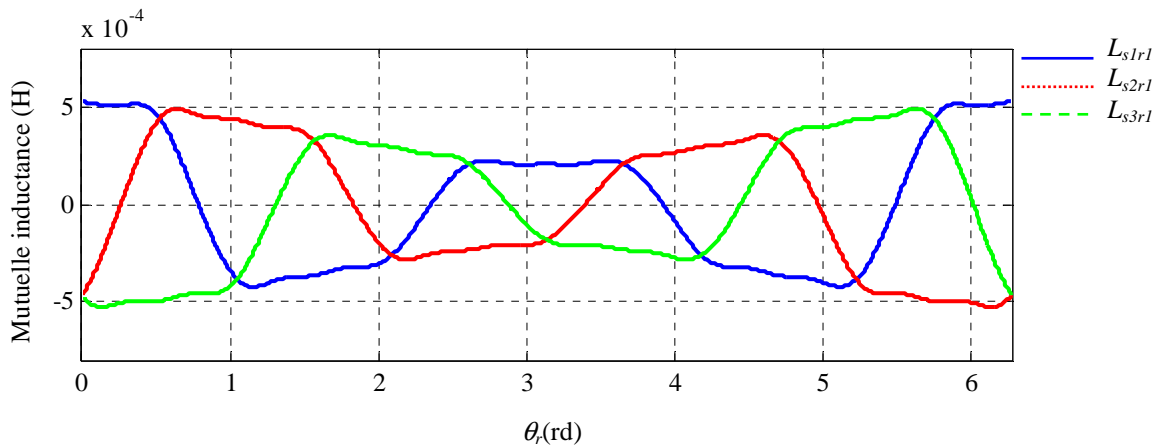


Figure V-12. Mutuelle inductance entre les trois phases du stator et la première boucle du rotor

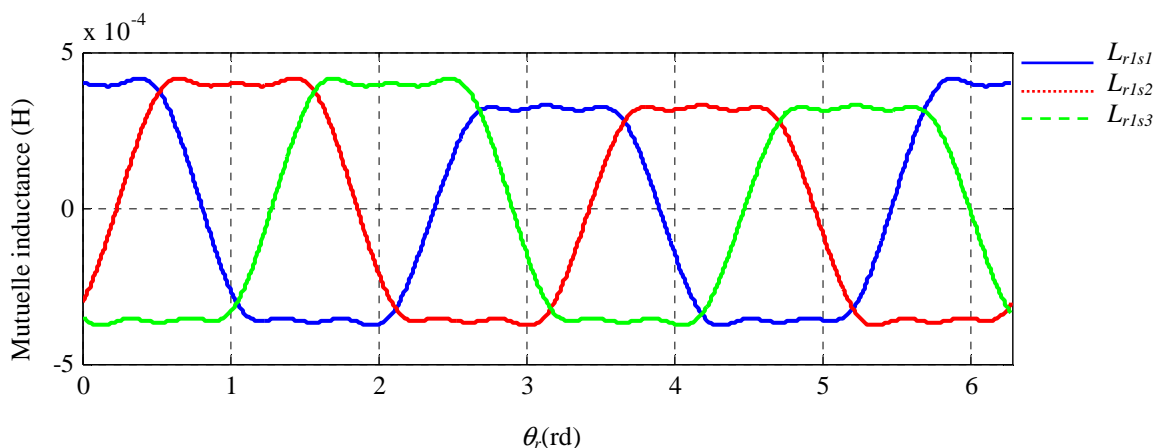


Figure V-13. Mutuelle inductance entre la première boucle du rotor et les trois phases du stator

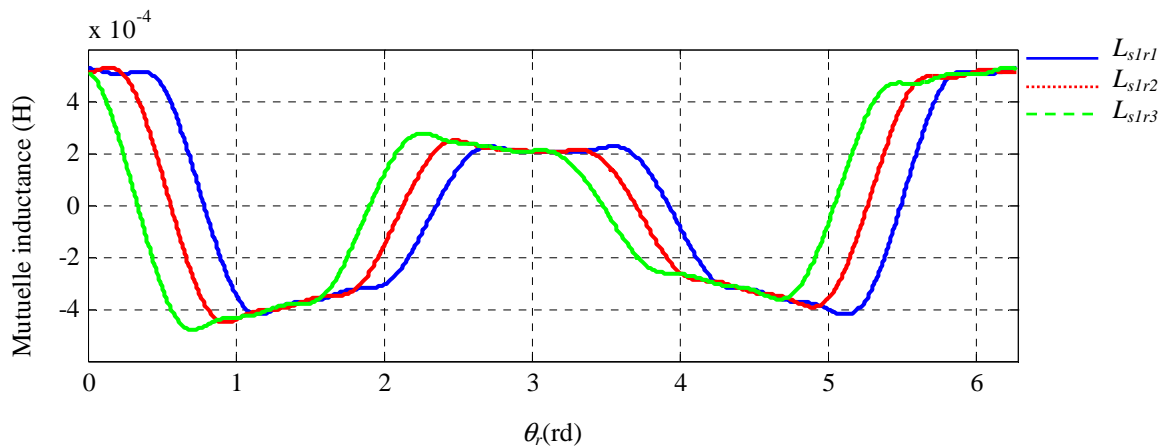


Figure V-14. Mutuelle inductance entre la première phase du stator et les trois premières boucles du rotor

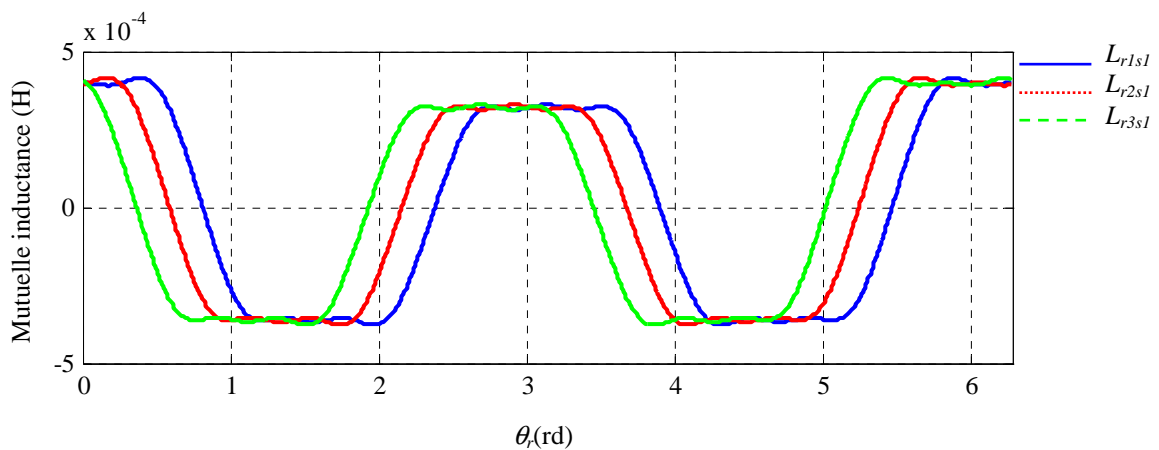


Figure V-15. Mutuelle inductance entre les trois premières boucles du rotor et la première phase du stator

V.4. Analyse des principaux résultats de simulation

En se basant sur le modèle général développé au chapitre précédent et les modifications apportées sur le calcul des inductances, suite aux défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, nous pouvons, à présent, effectuer des simulations numériques en considérant les deux types de défauts : à savoir la rupture de barres dans la cage rotorique et la présence d'excentricité statique et dynamique dans la machine. Notre objectif est d'étudier l'influence de ces défauts sur le comportement de la machine et de déterminer leurs symptômes et leurs indices en exploitant le spectre du courant statorique. Pour ces deux types de défauts, la machine est alimentée soit par le réseau triphasé, soit par un onduleur de tension à MLI.

V.4.1 Défaut de rupture de barres dans la cage rotorique

Pour introduire ce défaut dans le modèle, la valeur initiale de la résistance de la barre a été multipliée par soixante. Rappelons que l'objectif d'augmenter la résistance de la barre est de rendre le courant circulant dans celle-ci quasiment nul. Pour analyser ce défaut, nous avons

traité les cas suivants : rupture d'une barre, rupture de deux barres adjacentes et enfin rupture de trois barres adjacentes. Tous ces cas ont été examinés pour trois niveaux de charge : à vide, pour 5 N.m et pour 10 N.m.

V.4.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé

Pour ce cas, nous considérons que la machine est connectée à une source parfaite délivrant trois tensions sinusoïdales équilibrées de valeur efficace 220V et de fréquence 50 Hz.

V.4.1.1.1. Fonctionnement à vide

Au début, on n'impose aucun couple de charge et la machine fonctionne alors à vide. La figure V-16 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse rotorique pour quatre cas : une machine saine, une machine avec une barre cassée, deux barres cassées et trois barres cassées. Après une phase transitoire, celle-ci se stabilise à une valeur très proche de la vitesse de synchronisme à cause de l'absence de couple de charge. En comparant les courbes de vitesse pour les quatre cas examinés, nous constatons que lorsque la machine présente un défaut de barre, la montée en vitesse est plus longue par rapport à une machine saine. Cette montée est d'autant plus longue que le nombre de barres cassées est élevé, comme nous pouvons le constater par le zoom effectué durant la phase de démarrage.

La figure V-17 illustre l'évolution du courant traversant les quatre premières barres rotoriques. Pour la figure IV-17-a, la machine est saine et les quatre courants suivent la même évolution avec un déphasage de $(p.\alpha_r)$. Comme cela est illustré par la figure IV-17-b, lorsque la première barre subit le défaut, le courant qui la traverse devient quasiment nul tandis que celui des barres adjacentes augmente. Le même phénomène est observé en cas de rupture de deux ou de trois barres adjacentes ; le courant s'annule dans les barres cassées et augmente dans les barres les plus proches du défaut.

La figure V-18 montre les trois courants statoriques. Dans cette figure, on s'intéresse en particulier à l'enveloppe de ces courants qui peut être utilisée comme signature de défaut de barre. Nous constatons que cette enveloppe est pratiquement la même en situation saine ou en présence de défaut, à cause du mode opératoire de la machine (à vide). Cela nous permet de conclure que cette méthode n'est pas efficace lorsque la machine fonctionne à vide ou à faible charge.

L'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent a été représentée par la figure IV-19 dans la plage [20 à 80Hz] et par la figure IV-20 dans la plage [100 à 1000Hz].

A vide le glissement est quasiment nul, les composantes harmoniques à gauche et à droite du fondamental (50 Hz) n'apparaissent pas y compris en présence du défaut et cela peut se démontrer théoriquement en remplaçant le glissement g par zéro dans l'expression III-67. De même, pour les fréquences d'ordre supérieur, le spectre du courant statorique correspondant à une machine avec défaut de barre est plus riche en harmoniques d'ordre impair par rapport à une machine saine.

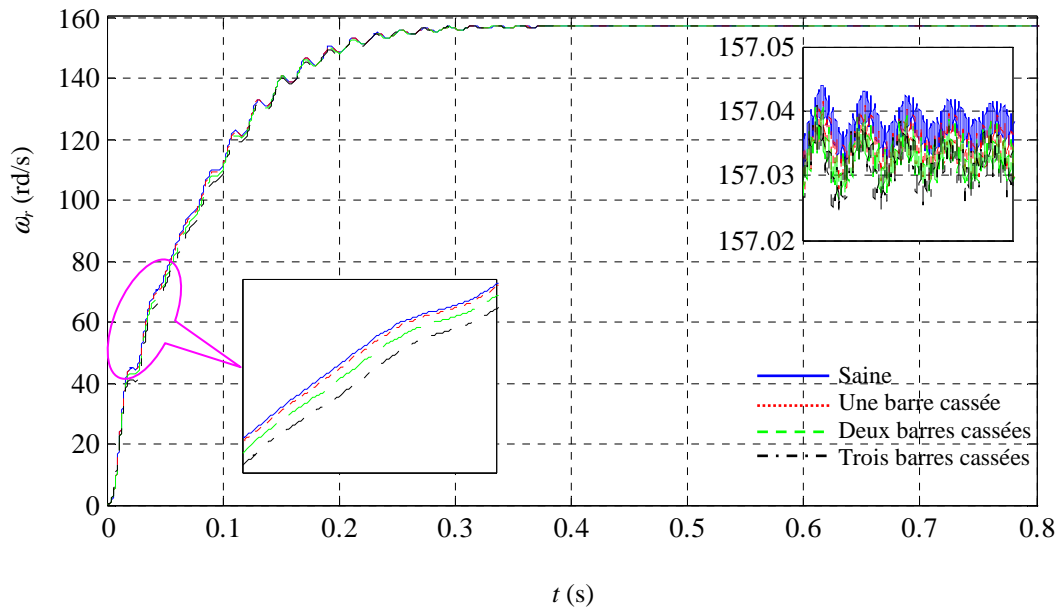


Figure V-16. Vitesse rotorique à vide

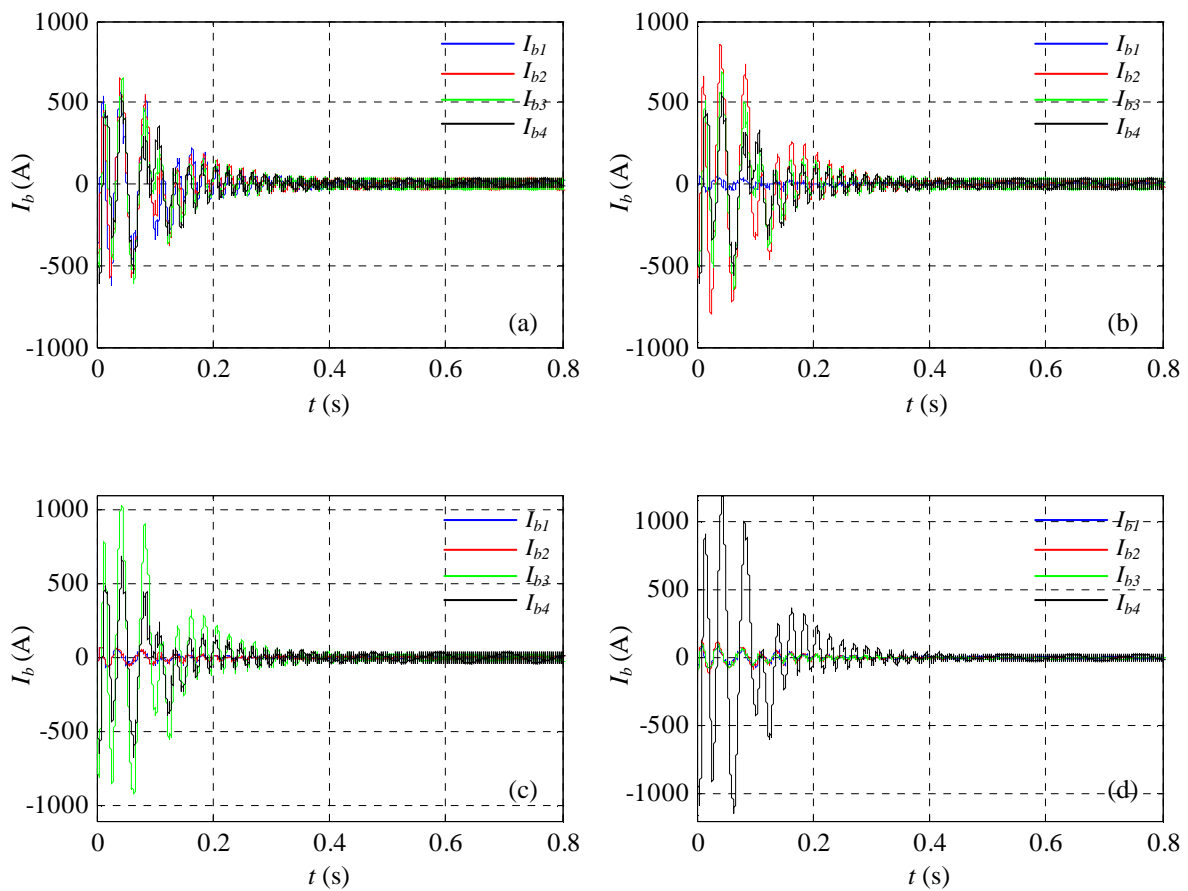


Figure V-17. Courant des quatre premières barres rotoriques à vide
 a) saine, b) une barre cassée, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

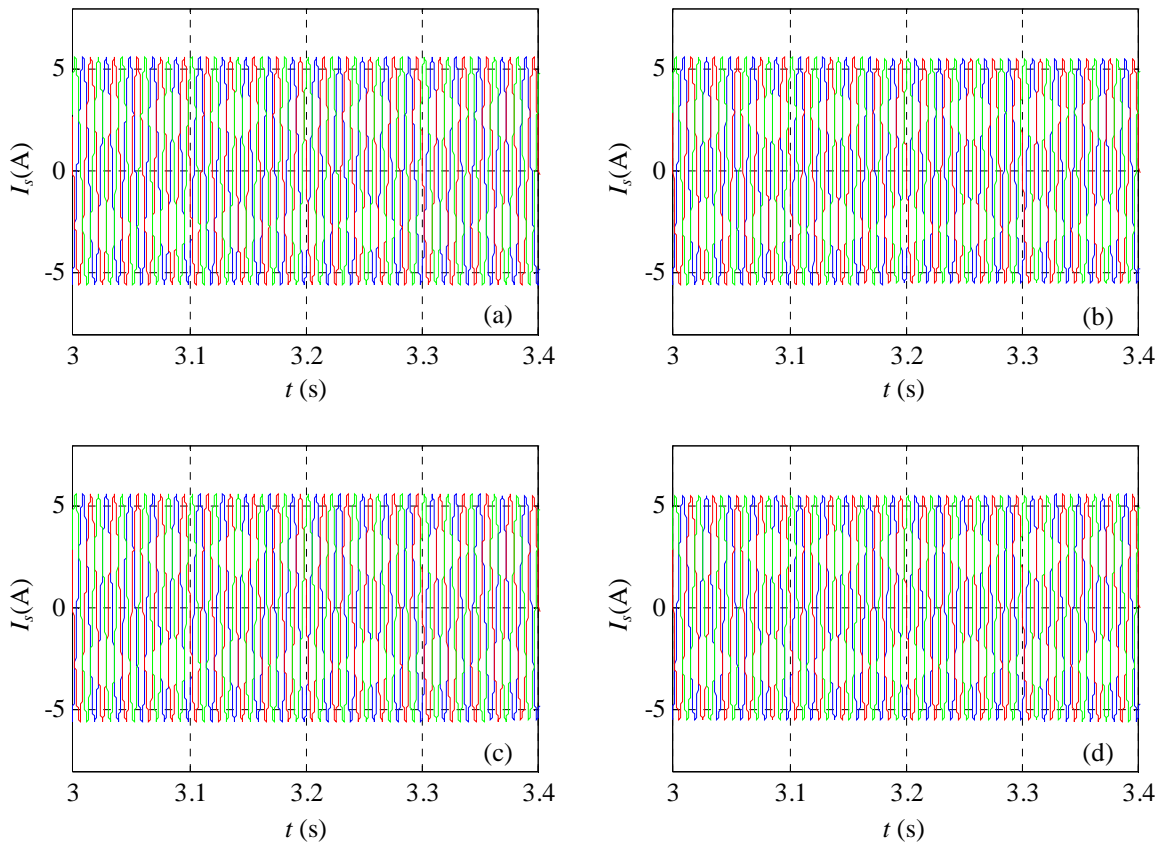


Figure V-18. Courants statoriques à vide
 a) saine, b) une barre cassée, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

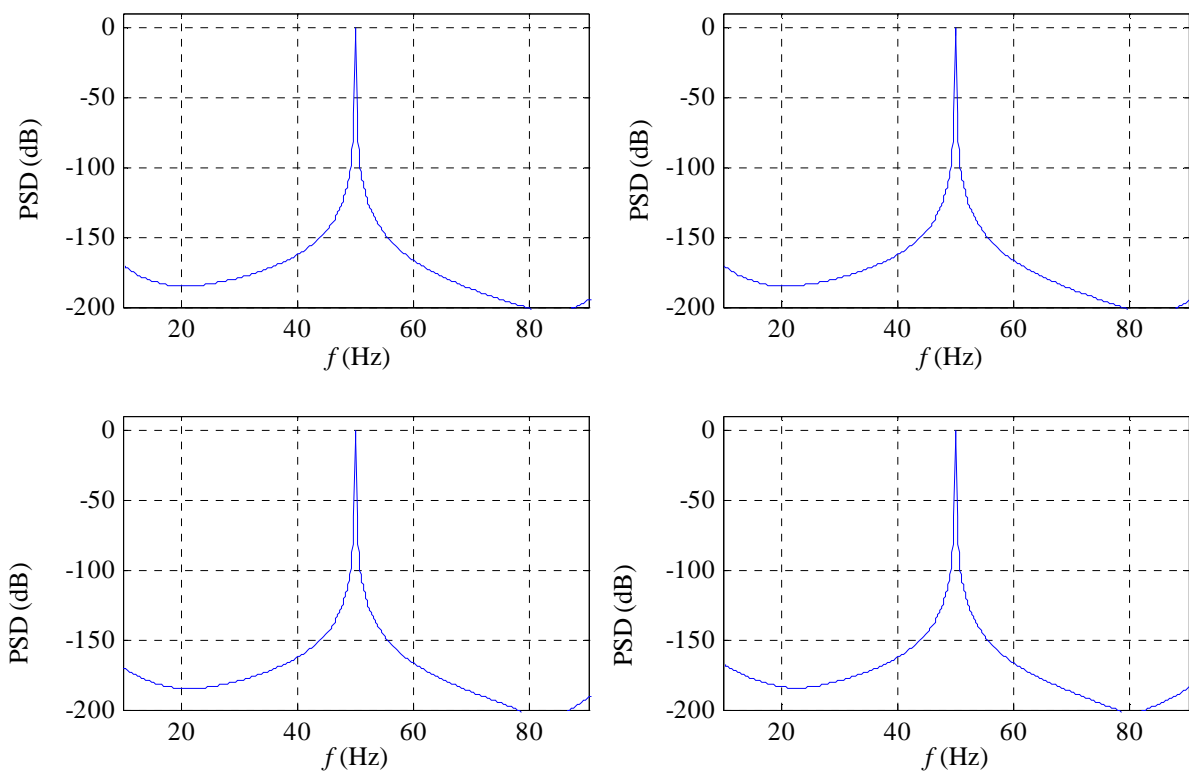


Figure V-19. Analyse spectrale du courant statorique à vide [20 80 Hz]
 a) saine, b) une barre cassée, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

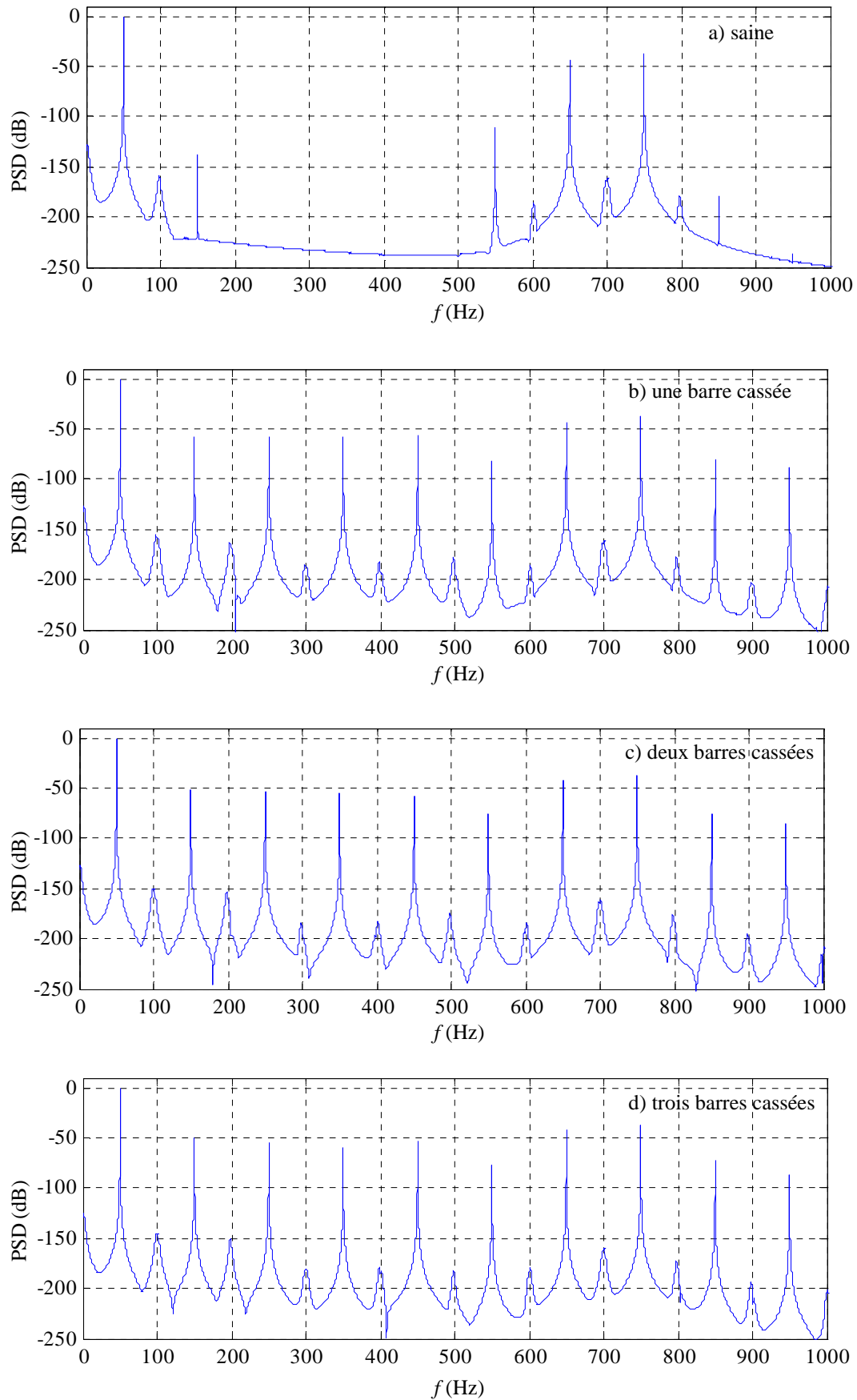


Figure V-20. Analyse spectrale du courant statorique à vide [100 1000 Hz]

V.4.1.1.2. Fonctionnement en charge

Pour ce fonctionnement, deux couples de charge ont été imposés. Le premier est de 5 N.m, le second est de 10 N.m. Les figures V-21 et V-22 illustrent l'évolution temporelle de la vitesse rotorique correspondante aux quatre types de machine pour les deux couples imposés respectivement. Nous constatons toujours que la montée en vitesse est plus longue pour les machines ayant subi des défaillances dans la cage rotorique par rapport à la machine sans défaillance. De plus, pour le régime permanent, la rupture de barres entraîne des oscillations de vitesse dont la fréquence est égale à $2.g.f_s$.

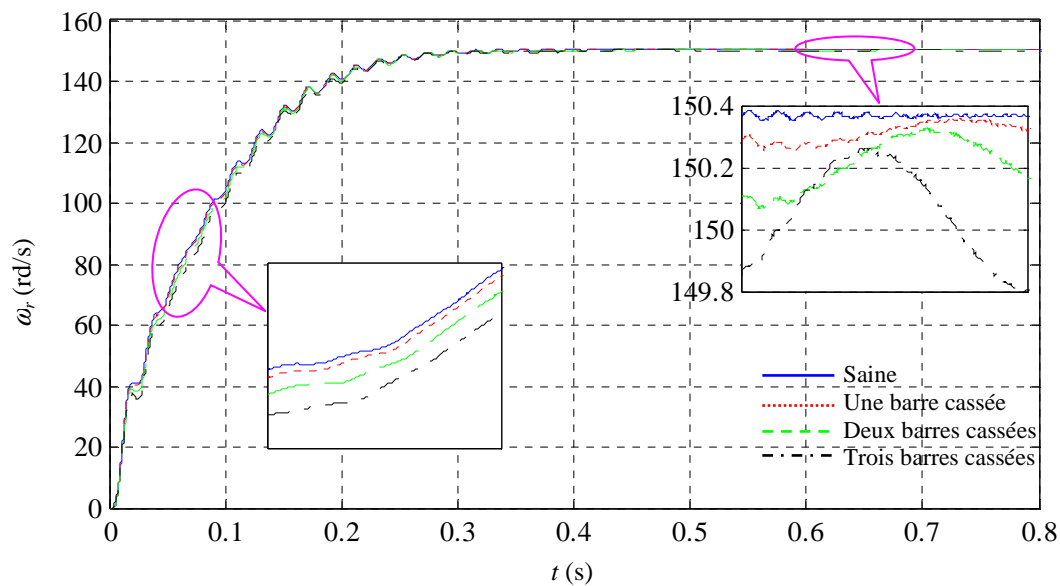


Figure V-21. Vitesse rotorique pour un couple de charge de 5 N.m

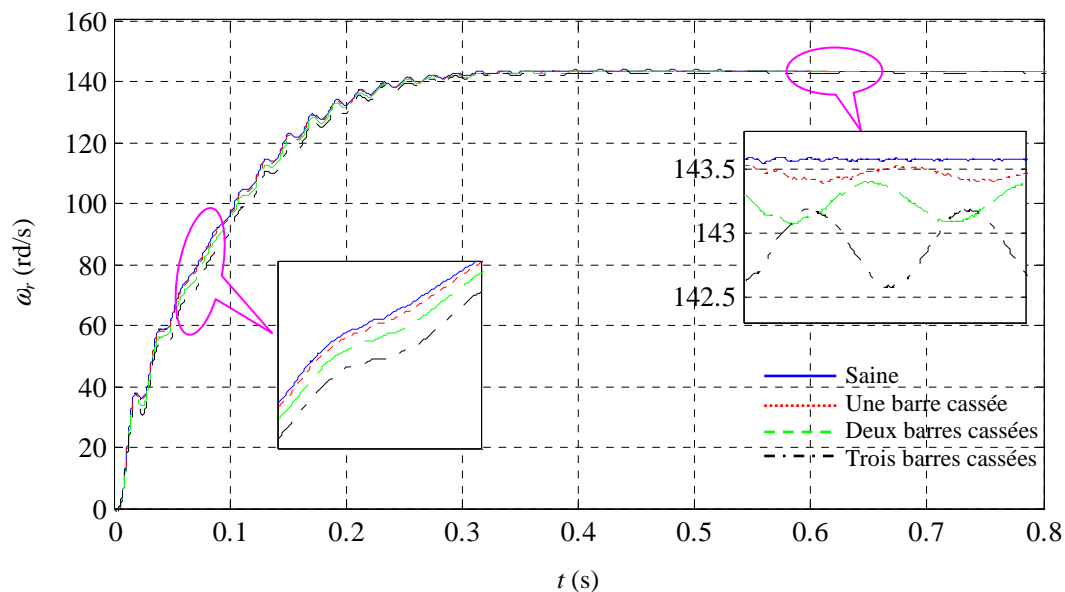


Figure V-22. Vitesse rotorique pour un couple de charge 10 N.m

Pour un couple de charge de 10 N.m, nous avons représenté également sur la figure V-23 l'évolution temporelle du courant circulant dans les quatre premières barres de la cage rotorique pour une machine saine, une machine avec une barre cassée, une machine avec deux barres cassées et une machine avec trois barres cassées respectivement. Cette figure illustre clairement l'annulation du courant dans les barres ayant subi la défaillance et l'augmentation de celui-ci dans les barres les plus proches du défaut entraînant ainsi des contraintes thermiques qui peuvent causer d'autres défaillances.

La figures V-24 illustre l'évolution du courant dans les trois phases statoriques, pour le cas d'une machine saine et les machine avec défaillance rotorique, opérant avec un couple de charge de 10 N.m. Nous constatons que l'enveloppe des courants statoriques présente une modulation à la fréquence $2.g.f_s$ également. Cette modulation est d'autant plus importante que la machine subit une défaillance plus sévère, autrement dit, le niveau de modulation augmente avec l'augmentation du nombre de barres cassées. Cette indication (signature de défaut) a été utilisée dans quelques travaux pour le diagnostic de ce type de défaut dans les machines asynchrone à cage [143].

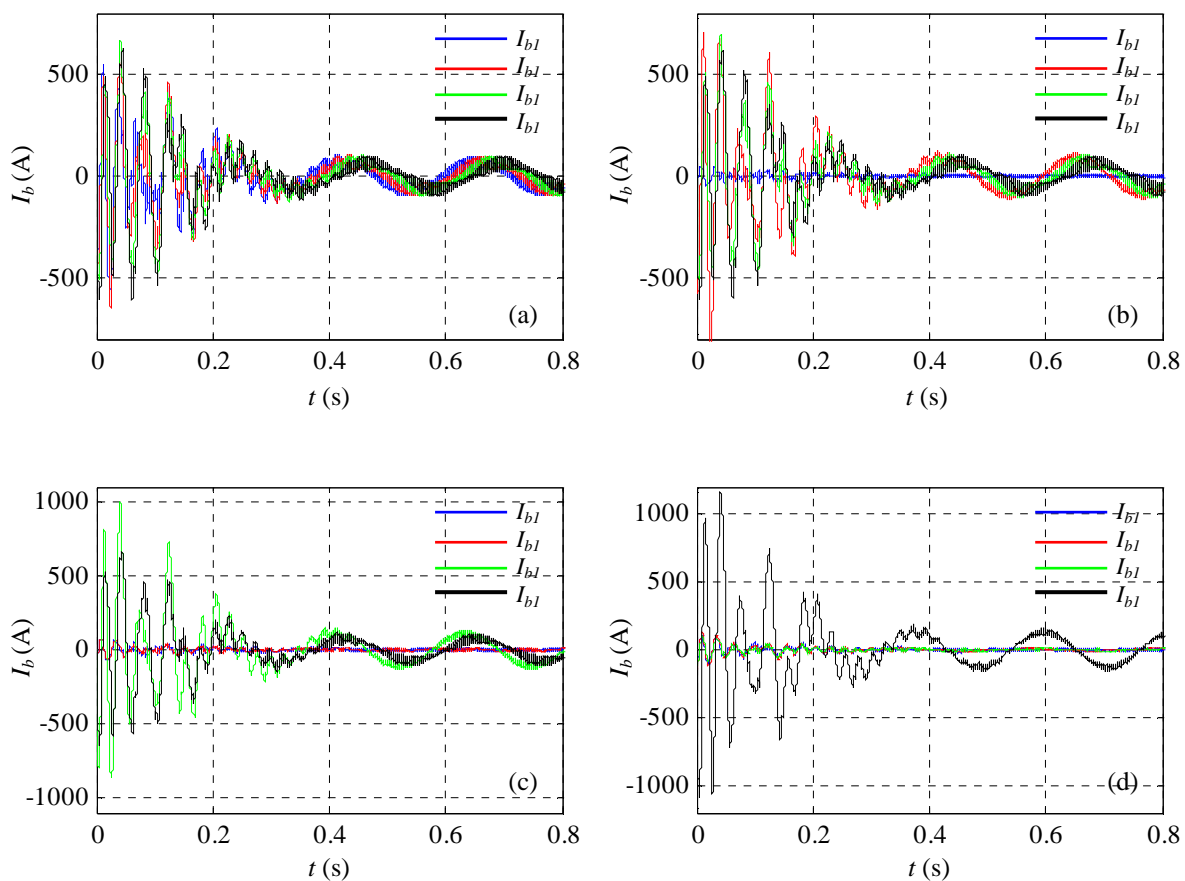


Figure V-23. Courant des quatre premières barres rotoriques en charge
a) saine, b) une barre cassée, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

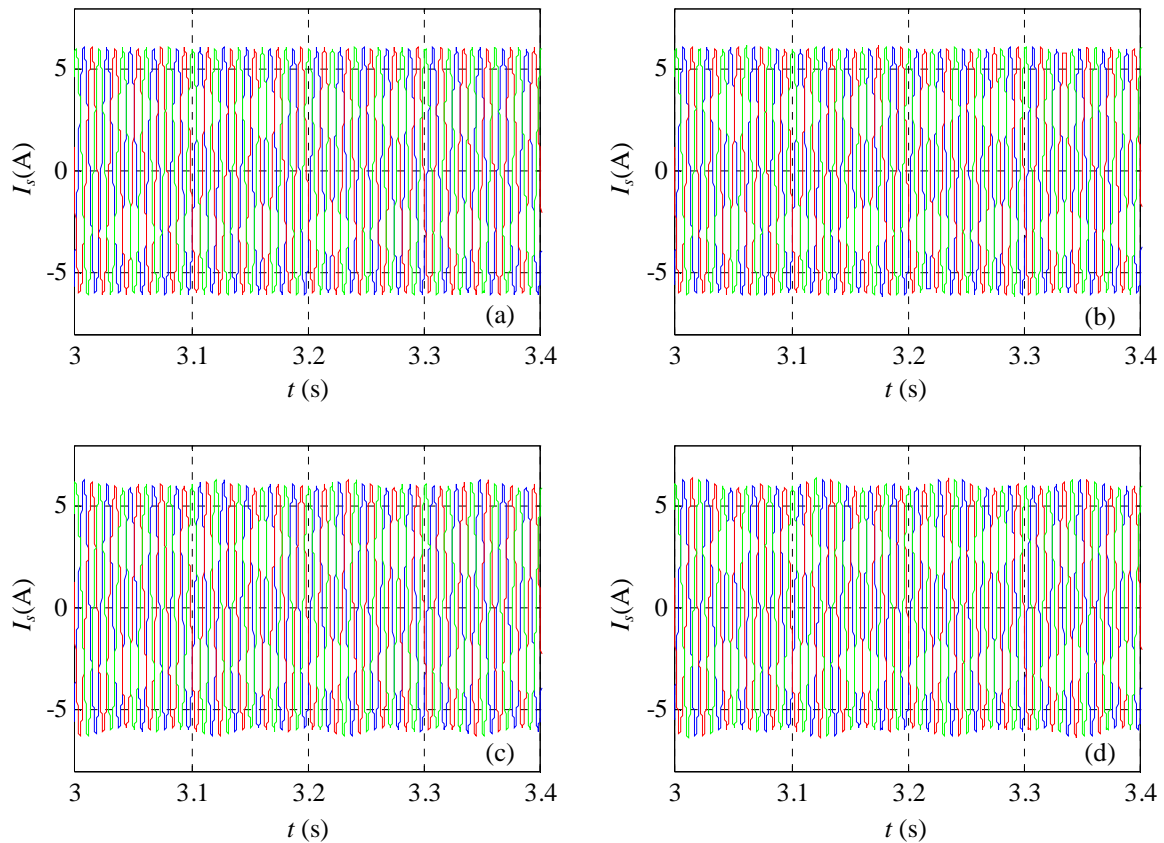


Figure V-24. Courants statoriques en charge

a) saine, b) une barre cassée, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

L'analyse spectrale du courant d'une phase statorique en régime permanent a été effectuée par la technique de Welch en utilisant une fenêtre de Hanning. Les raies fréquentielles sont normalisées par rapport à la composante fondamentale correspondante à la fréquence 50 Hz. Nous avons illustré, au niveau des figures V-25 et V-26, le spectre du courant statorique dans la plage [20 à 80Hz] pour deux couples de charge de 5 N.m et de 10 N.m respectivement.

Une comparaison entre ces composantes en fonction du couple de charge est illustrée par la figure V-27. Comme nous avons expliqué et démontré dans le chapitre III, la rupture de barres dans la cage rotorique entraîne l'apparition des composantes latérales par rapport au fondamental de fréquence égale à $(1 \pm 2.k.g).f_s$.

Pour plus d'illustration, nous avons repéré la fréquence de ces composantes sur le spectre du courant statorique. Comme cela est illustré par les figures V-25 et V-26, ces composantes ont une amplitude croissante en fonction du nombre de barres cassées et du couple de charge imposé à la machine. En effet, pour un couple de charge donné (5 N.m par exemple), la première composante de fréquence $(1-2.g).f_s$ augmente de 8.62 dB entre une barre cassée et deux barres cassées tandis qu'elle atteint 6.12 dB entre deux barres cassées et trois barres cassées.

De la même façon, pour un nombre de barres cassées donné (trois par exemple), l'amplitude de cette composante augmente de 8.18 dB entre un couple de charge de 5 N.m et un autre de 10 N.m. Nous constatons aussi que l'amplitude de chaque composante harmonique, de fréquence $(1-2.k.g).f_s$, est supérieure à celle correspondante à $(1+2.k.g).f_s$; cela peut être expliqué par le fait que la composante de fréquence $(1-2.k.g).f_s$ est la conséquence directe du défaut rotorique par contre la composante de fréquence $(1+2.k.g).f_s$ est créée suite aux oscillations de vitesse. Une explication détaillée a été présentée au paragraphe 3.2.2 du chapitre trois.

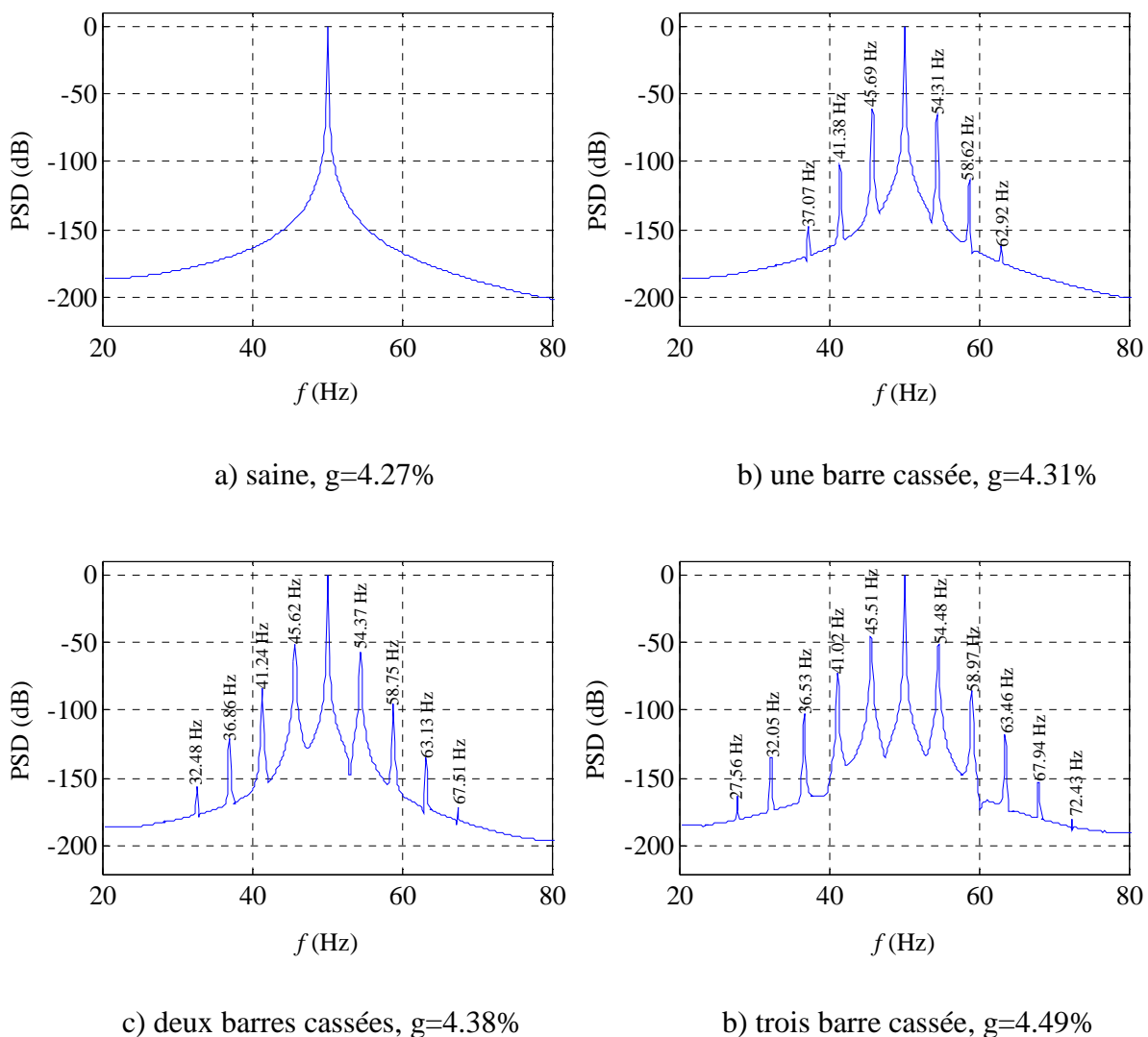


Figure V-25. Analyse spectrale du courant statorique pour un couple 5 N.m

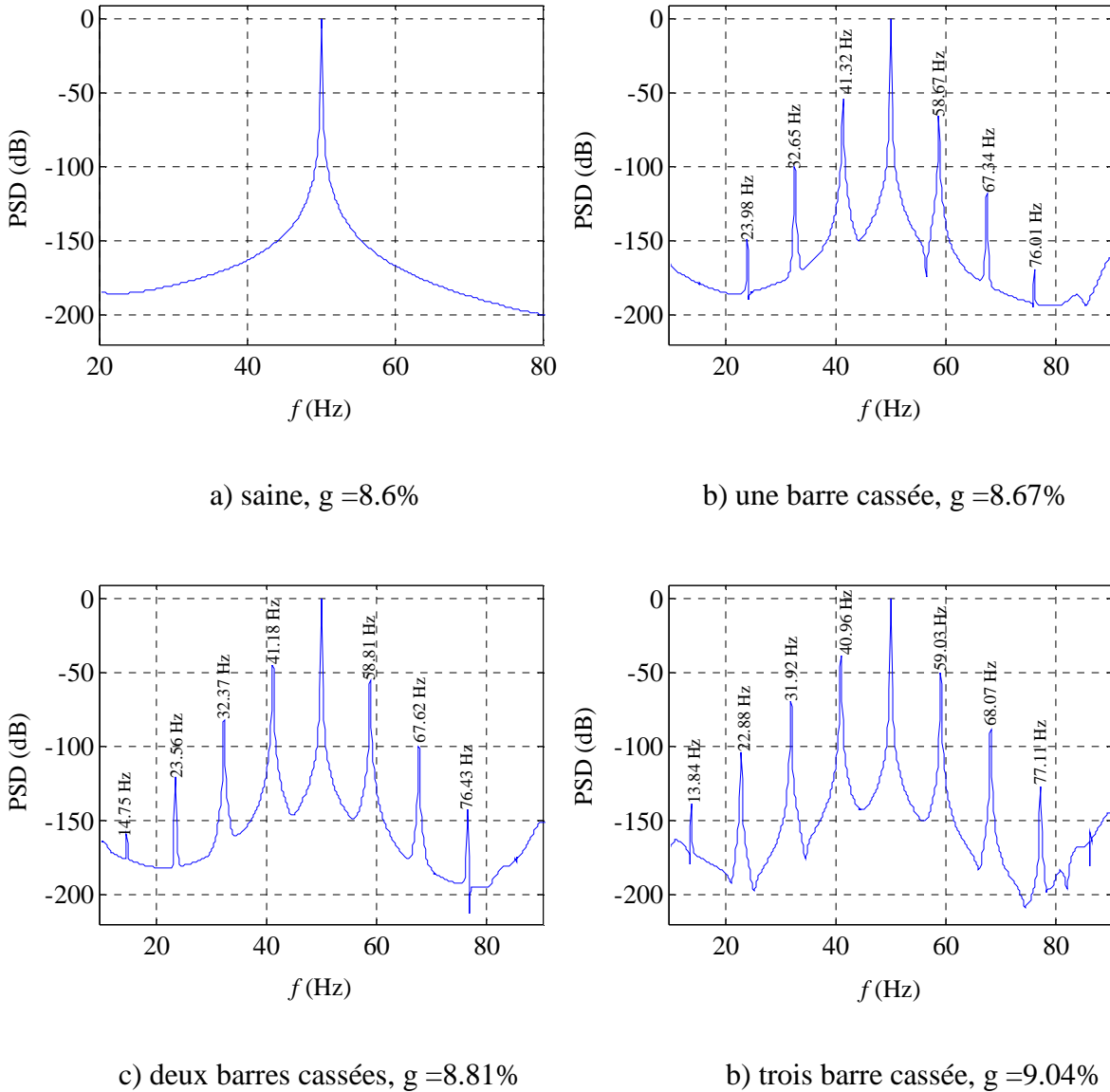


Figure V-26. Analyse spectrale du courant statorique pour un couple de 10 N.m

Pour les fréquences d'ordre supérieur, nous avons présenté le spectre harmonique du courant statorique dans la plage [100 à 1000Hz]. La Figure V-28 illustre l'analyse spectrale de ce courant pour une machine saine, une machine avec une barre cassée, une machine avec deux barres cassées et une machine avec trois barres cassées respectivement. Ces machines opèrent sous un couple de charge de 10 N.m. En présence d'un défaut rotorique, le spectre du courant statorique est très riche en harmoniques par rapport à celui d'une machine saine.

Les composantes qui apparaissent dans ce spectre ont une fréquence identifiée par la relation mathématique suivante:

$$f_s^{bc} = \left(\left(\frac{k}{p} \right) (1-g) \pm g \right) f_s ; \quad \frac{k}{p} = 3,5,7,\dots \quad (\text{V-39})$$

Ces composantes, comme pour la composante $(1-2.g).f_s$, n'apparaissent que si la machine présente un défaut de rupture de barres dans la cage rotorique. En plus, nous constatons la présence de composantes additionnelles autour des ces composantes harmoniques ; celles-ci sont régulièrement espacées les unes des autres d'un intervalle fréquentielle égale à $2.g.f_s$.

En conséquence, afin de tenir compte de ces composantes additionnelles autour des composantes principales qui apparaissent dans le domaine des hautes fréquences, l'Equation V-39 doit être complétée par un terme supplémentaire pour aboutir à :

$$f_s^{bc} = \left(\left(\frac{k}{p} \right) (1-g) \pm (1+2.m).g \right) . f_s \quad ; \quad \frac{k}{p} = 3,5,7... \quad ; \quad m = 0,1,2... \quad (\text{V-40})$$

Le suivi des ces composantes peut apporter des informations supplémentaires et contribue à l'opération du diagnostic de la machine asynchrone.

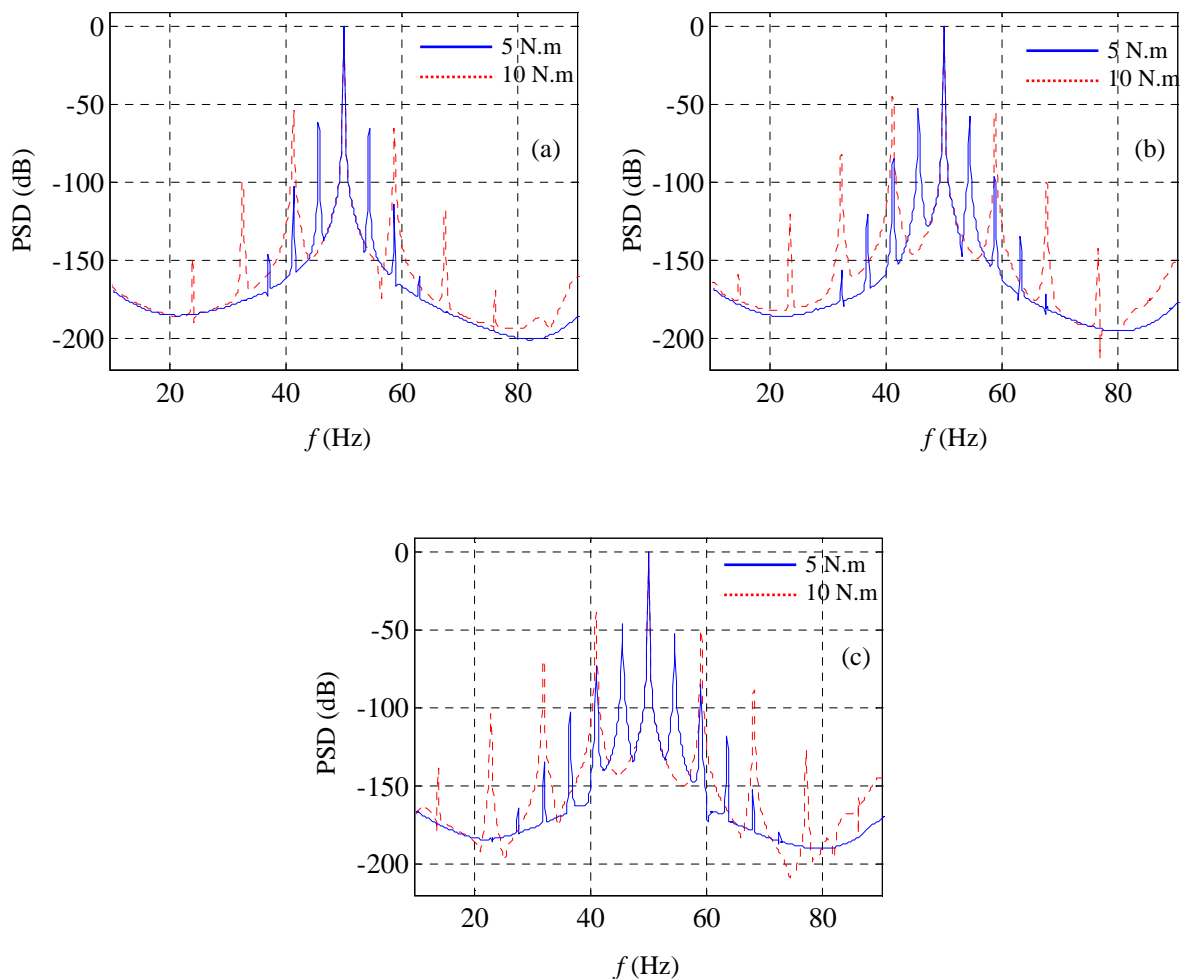


Figure V-27. Variation des composantes latérales en fonction du couple de charge
a) une barre cassée, b) deux barres cassées, c) trois barres cassées

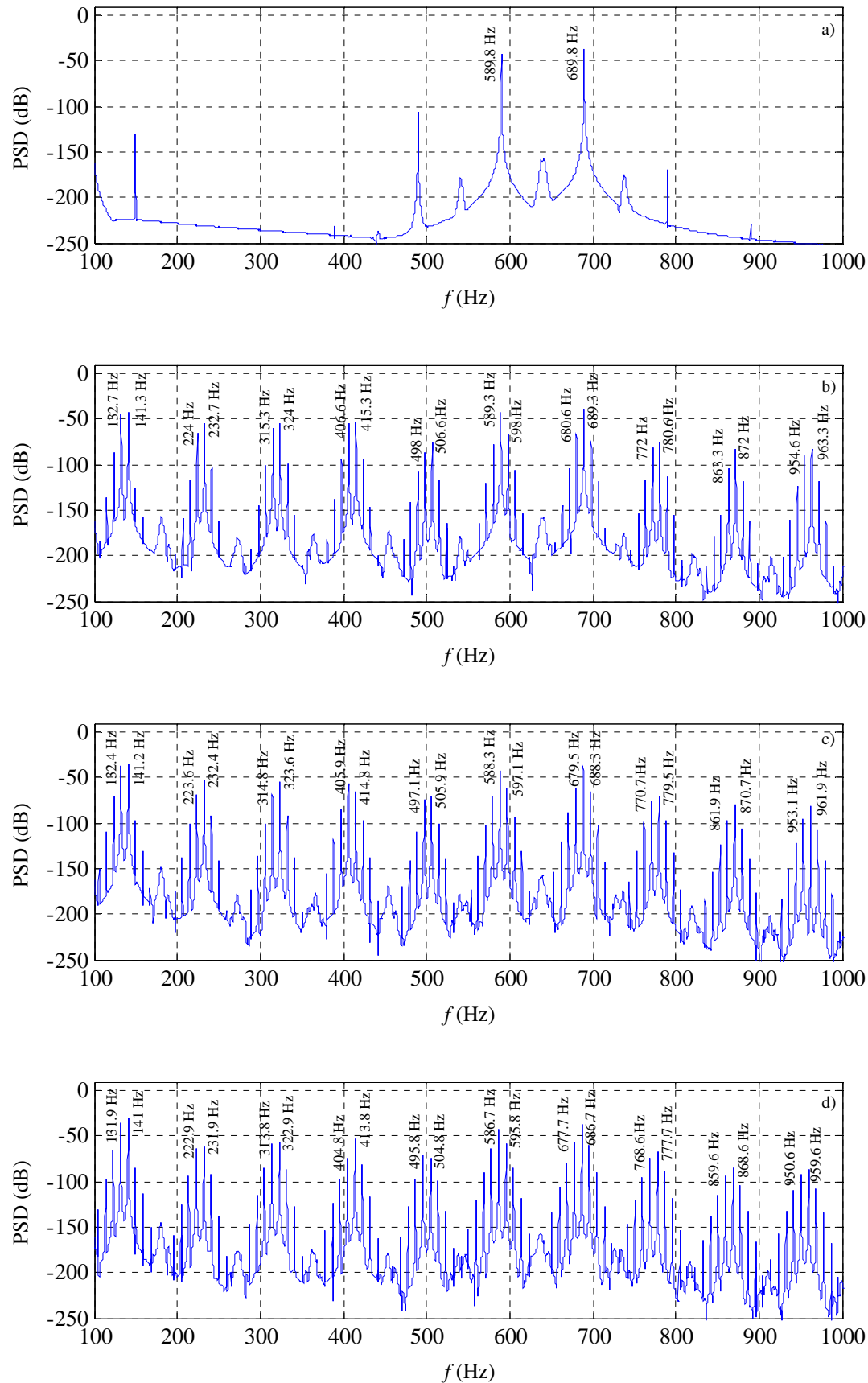


Figure V-28. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz] pour un couple de 10 N.m, a) saine, b) une barre cassé, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

V.4.1.2. Alimentation à partir d'un onduleur de tension

Nous examinons dans ce qui suit, le cas où la machine est alimentée à partir d'un onduleur de tension à MLI. L'objectif d'avoir introduit ce type d'alimentation, est d'examiner l'efficacité de la technique de diagnostic des défauts rotoriques par la signature du courant statorique en présence des harmoniques de temps au niveau de la tension d'alimentation. Dans cette analyse, des simulations numériques sont effectuées toujours dans le cas d'une machine saine, d'une machine avec une barre cassée, d'une machine avec deux barres cassées et enfin d'une machine avec trois barres cassées. En revanche, uniquement un couple de charge de 10 N.m sera pris en considération cette fois-ci.

L'analyse des grandeurs dans le domaine temporel n'a pas été présentée ici, étant donné que ce type d'alimentation n'introduit aucune modification notable, hormis les ondulations produites par la MLI, sur les grandeurs physiques présentées dans le paragraphe précédent. Pour cela, on se contente d'analyser le courant statorique dans le domaine fréquentiel afin d'identifier les composantes caractéristiques de défaut, en présence de ce type d'alimentation.

La figure V-29 illustre l'analyse spectrale du courant d'une phase statorique dans la plage [0 à 100Hz] pour une machine saine, une machine avec une barre cassée, une machine avec deux barres cassées et une machine avec trois barres cassées. Nous constatons, toujours, l'apparition des composantes caractéristiques du défaut dont les fréquences sont données par la relation $(1 \pm 2.k.g).f_s$. En comparant le spectre de la figure V-25-a à celui illustré par la figure V-29-a, nous constatons l'apparition des composantes autour du fondamental qui ne sont pas dues au défaut, mais introduites par la commande MLI de l'onduleur. Ces composantes apparaissent également dans le spectre correspondant aux machines avec barres cassées.

En conséquence, lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI, la détection des composantes spécifiques aux défauts doit être menée très attentivement afin de ne pas confondre ces dernières avec celles générées par la MLI.

Pour les fréquences d'ordre supérieur, la figure V-30 illustre le spectre du courant statorique dans la plage [100 à 1000 Hz]. Pour une machine saine (figure V-30-a), le spectre contient toutes les composantes impaires générées par la MLI de l'onduleur ainsi que toutes les composantes dues aux encoches rotoriques dont les fréquences sont données par la relation (V-41). En effet, pour $N_r = 28$, $p = 2$ et $g = 6.77\%$, nous retrouvons les fréquences (602.6Hz, 7022.6Hz) pour $\nu = 1$ et $k = 1$, (502.6Hz, 8022.6Hz) pour $\nu = 2$ et $k = 1$, ... par exemple.

$$f_s^{k.N_{\pm h}.p} = \left(\frac{k.N_r}{p} (1 - g) \pm \nu \right) f_s \quad (\text{V-41})$$

Les figures V-30-b à V-30-d illustrent le spectre du courant statorique pour une machine avec une barre cassée, une machine avec deux barres cassées et une machine avec trois barres cassées respectivement. Nous remarquons que le spectre du courant statoriques est plus riche en harmoniques par rapport au cas où la machine est alimentée par le réseau triphasé

sinusoïdal. Ainsi, la localisation des composantes spécifiques aux défauts, dans le domaine des hautes fréquences, devient plus difficile en particulier lorsque le glissement est relativement faible.

Comme c'est illustré par ces figures, en plus des composantes fréquentielles générées toujours par la MLI de l'onduleur, le spectre du courant statorique contient des composantes additionnelles liées au défaut qui affecte la machine asynchrone. La fréquence de ces composantes est donnée par la relation (V-41). A titre d'exemple, pour le cas d'une machine avec trois barres cassées et pour $g = 7.11\%$, nous avons les fréquences 142.89 Hz, 150 Hz, 157 Hz ... pour $k/p=3$ et $m=0,1,2...$ Pour plus d'illustrations, nous avons reporté, sur ces figures, les fréquences relatives à ces composantes dans la plage [100 à 1000Hz].

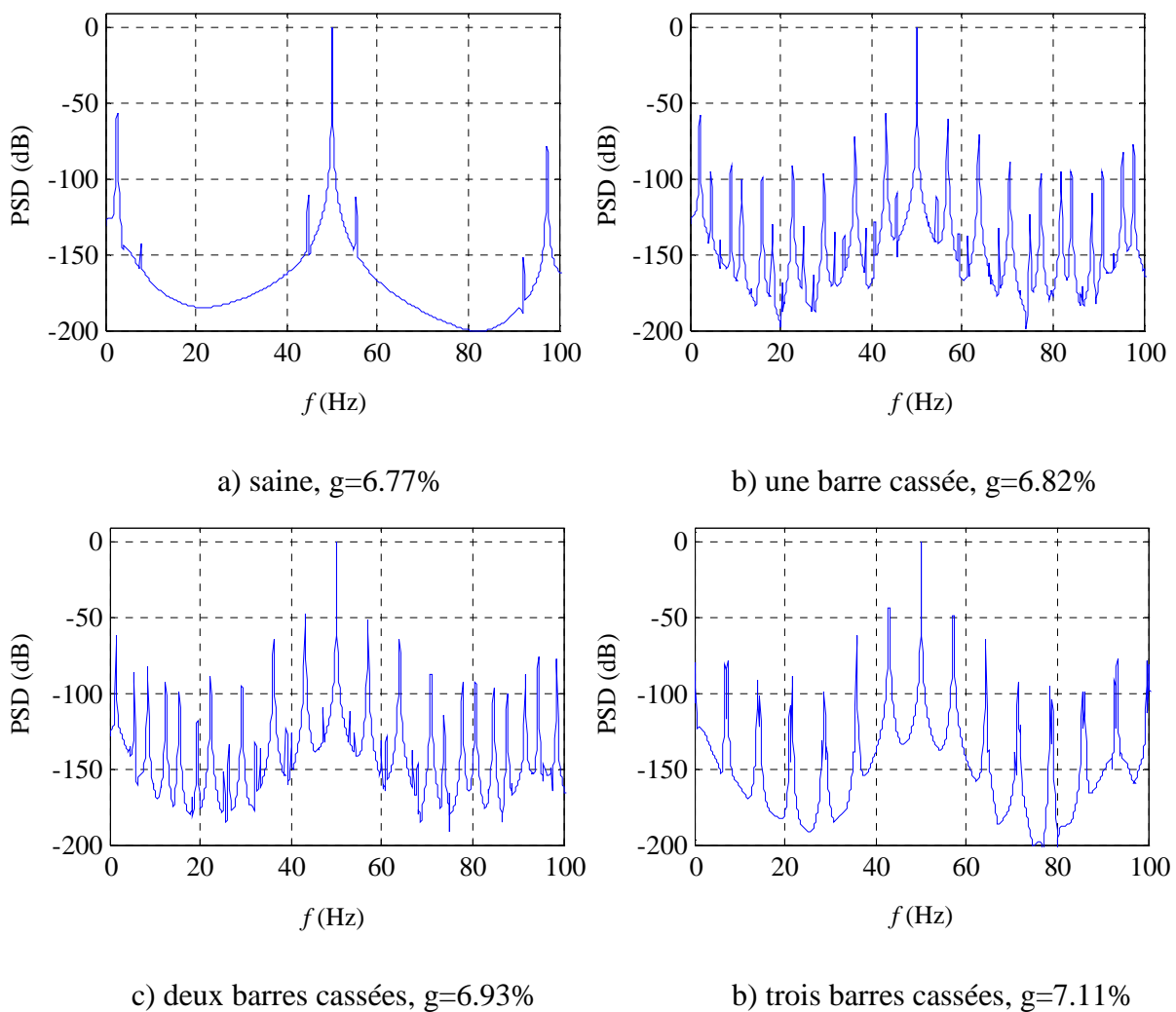


Figure V-29. Analyse spectrale du courant statorique [0 100Hz], alimentation par un onduleur

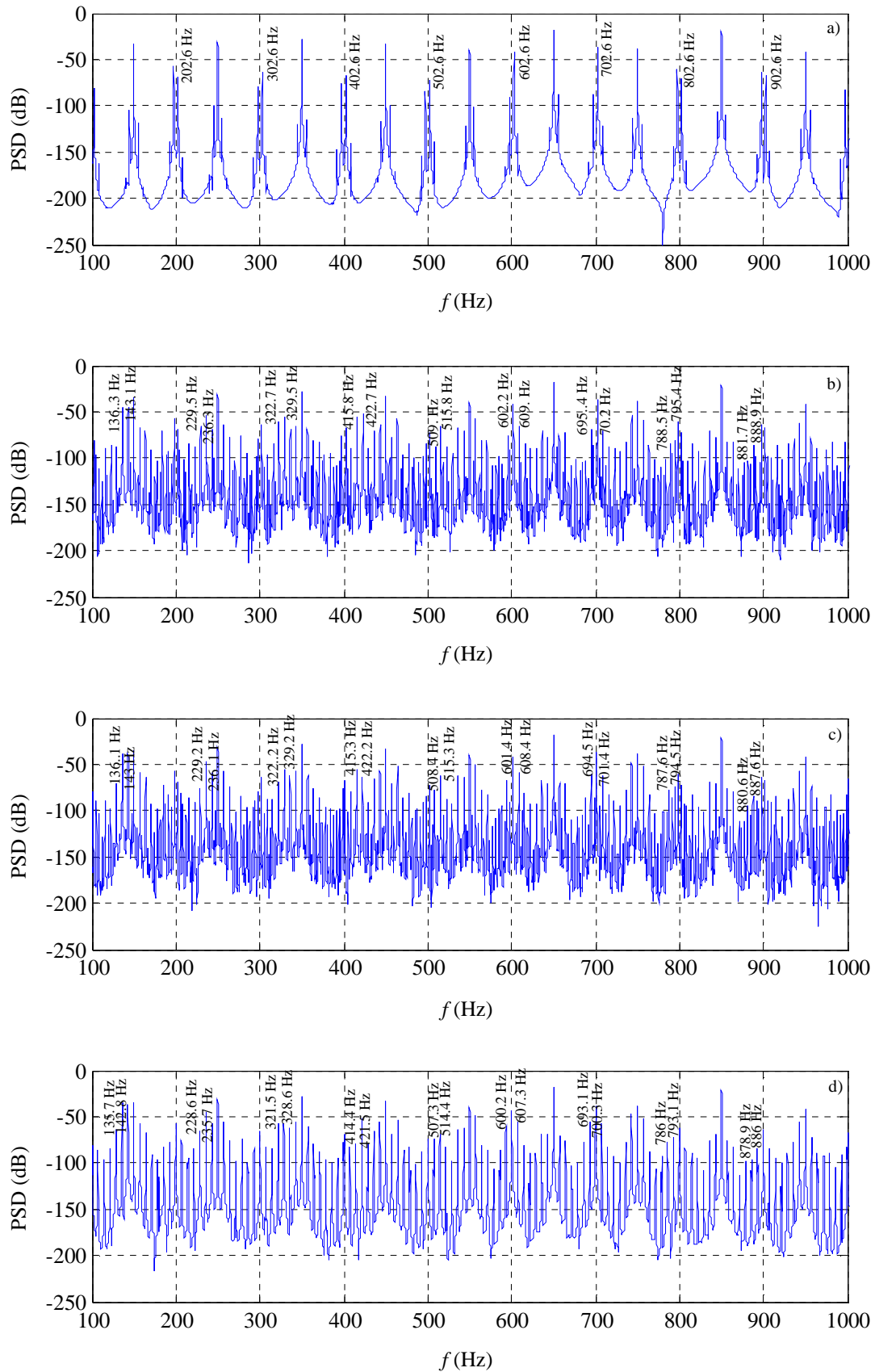


Figure V-30. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz], alimentation par un onduleur a) saine, b) une barre cassé, c) deux barres cassées, d) trois barres cassées

V.4.2 défaut d'excentricité statique

V.4.2.1 Alimentation à partir du réseau triphasé

Afin de montrer le comportement dynamique de la machine asynchrone en présence d'excentricité statique, et de tirer les caractéristiques fréquentielles qui peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique, deux degrés d'excentricité statique de 20% et de 30% ont été considérés avec un couple de charge de 5 N.m. Les figures V-31 à V-33 illustrent la vitesse rotorique, le couple électromagnétique ainsi que le courant absorbé par les trois phases statoriques en régime transitoire et en régime permanent pour $\delta_s = 30\%$. Nous constatons qu'après une phase transitoire, qui dure 0.3 second, ces grandeurs atteignent leur régime permanent. Durant ce régime, la vitesse et le couple électromagnétique subissent des oscillations entraînées par la présence du défaut dans la machine. En comparant la vitesse d'une machine saine avec celle d'une machine présentant une excentricité statique, cette dernière a une montée plus lente suite à la création d'un couple de reluctance supplémentaire causé par l'augmentation de l'entrefer de la machine. De leur part, les courants statoriques sont modulés et une enveloppe apparaît sur le diagramme des trois courants comme cela est illustré par la figure V-33.

En utilisant la technique de Welch avec une fenêtre de Hanning, nous avons effectué une analyse spectrale du courant statorique en régime permanent. La figure V-34 illustre simultanément, le spectre du courant statorique de la machine saine et de celle ayant une excentricité statique de 30%. Comme cela a été montré par [61, 144, 145], l'excentricité statique entraîne l'apparition des composantes de fréquence ($f_s \pm f_r$) autour de fondamental. La fréquence de la première composante à ($f_s - f_r$) est de 28.63 Hz tandis que son amplitude atteint -28.33 dB. Pour la deuxième composante à ($f_s + f_r$), la fréquence est de 71.36 Hz avec une amplitude de -22.52 dB.

La Figure V-35 montre une comparaison entre le spectre de deux machines ayant une excentricité statique de 20% et de 30%. Nous constatons que l'amplitude des composantes à ($f_s \pm f_r$) augmente avec le degré d'excentricité statique. Pour la composante ($f_s - f_r$), un écart 3.76 dB est notée entre les deux amplitudes alors qu'il est de 5.76 dB pour la composante ($f_s + f_r$). En surveillant cette amplitude, nous pouvons détecter ce genre de défaut et évaluer son ampleur pour ensuite procéder à la maintenance de la machine.

L'excentricité statique entraîne également l'augmentation de l'amplitude des composantes harmoniques générées par les encoches rotoriques dont la fréquence est donnée par la relation (V-41) ; cela est vérifié et illustré par la figure V-36. Pour plus de précision, nous avons tracé les spectres du courant statorique de la machine saine et celui de la machine avec 30% d'excentricité statique dans une plage fréquentielle de [500 à 750 Hz]. Les principaux harmoniques d'encoches rotoriques (Principal Slot Harmonics) apparaissent clairement dans les deux spectres. La fréquence et l'amplitude de ces composantes sont données par le tableau V-1. En comparaison avec une machine saine, l'amplitude de ces composantes augmente avec la présence du défaut d'excentricité statique. En conséquence, la surveillance de ces composantes constitue un outil supplémentaire pour le diagnostic de ce défaut.

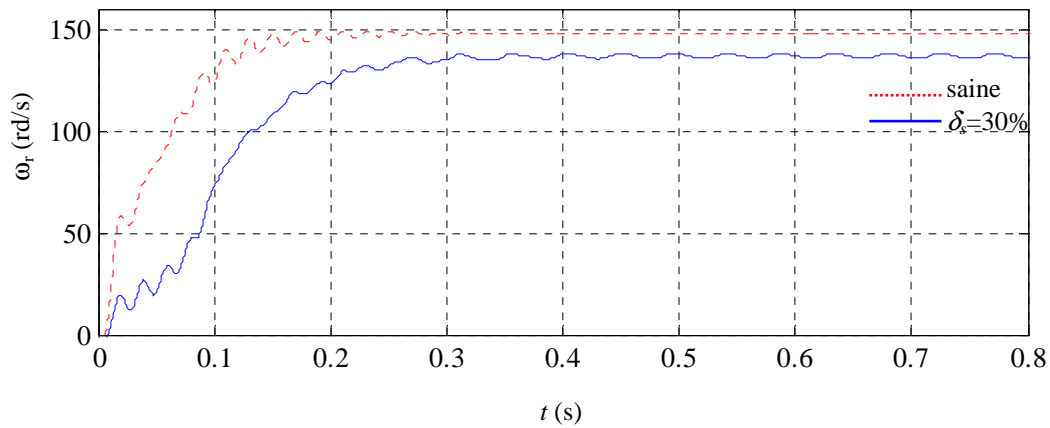


Figure V-31. Vitesse rotorique pour un couple de 5 N.m

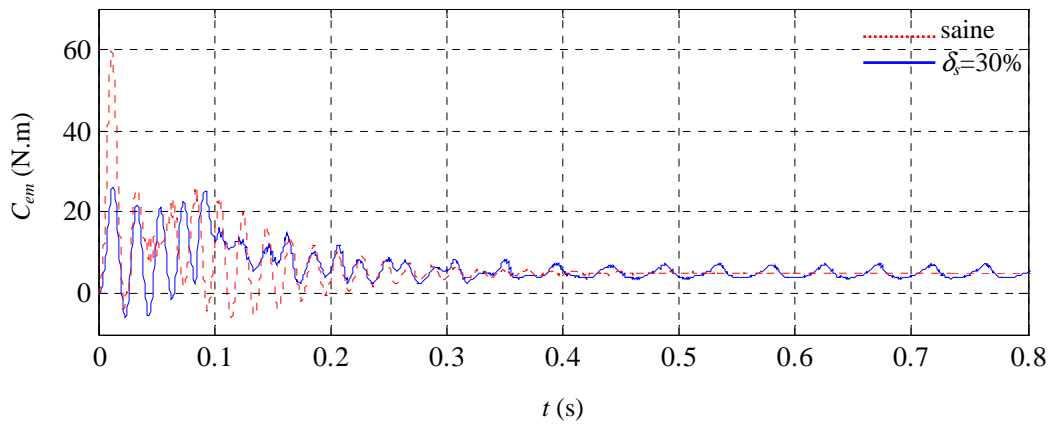
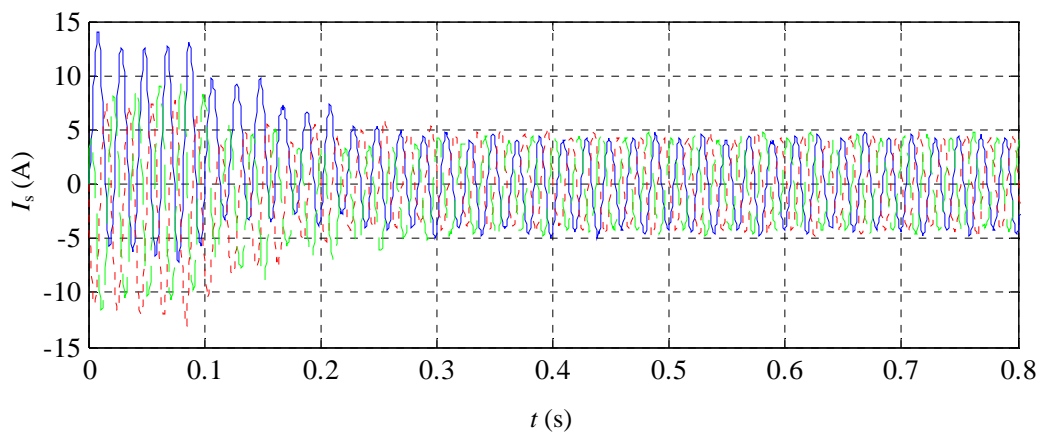


Figure V-32. Couple électromagnétique pour un couple de 5 N.m

Figure V-33. Courants statoriques pour $\delta_s = 30\%$

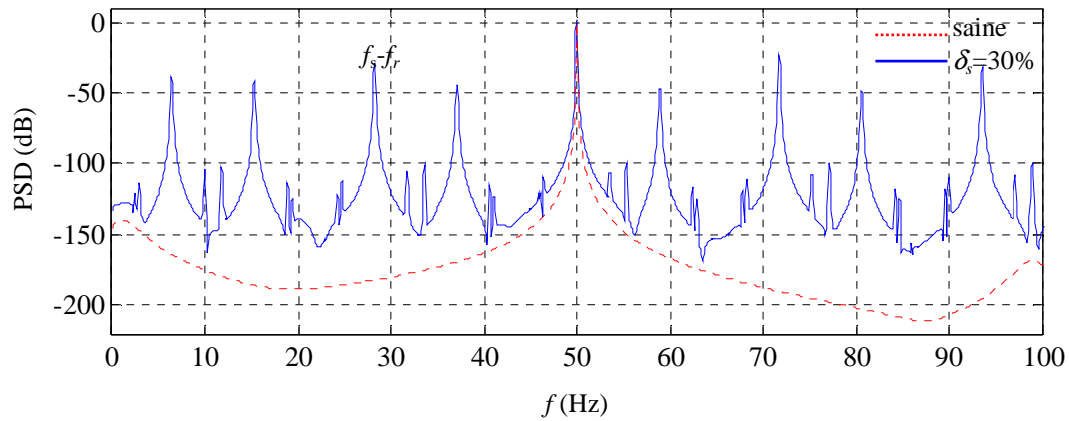


Figure V-34. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz]
 Comparaison entre la machine saine et la machine avec 30 % d'excentricité statique

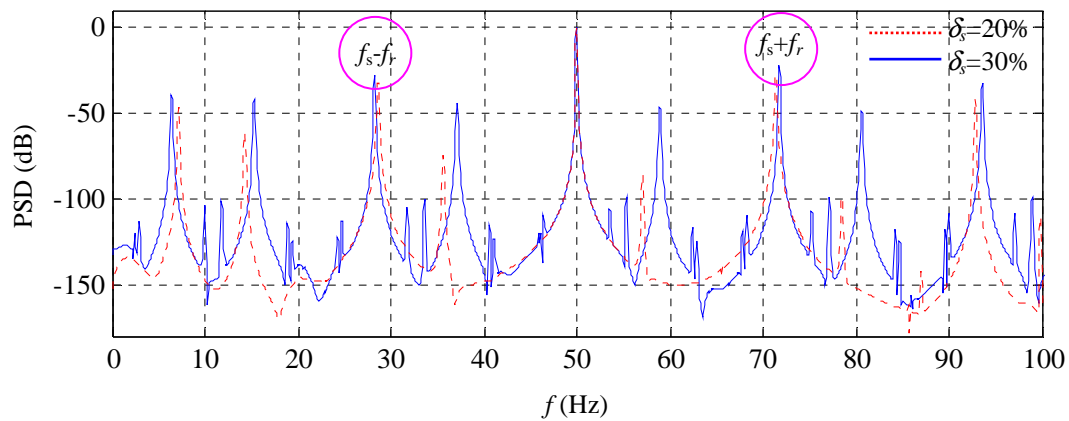


Figure V-35. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz]
 Influence du degré d'excentricité statique

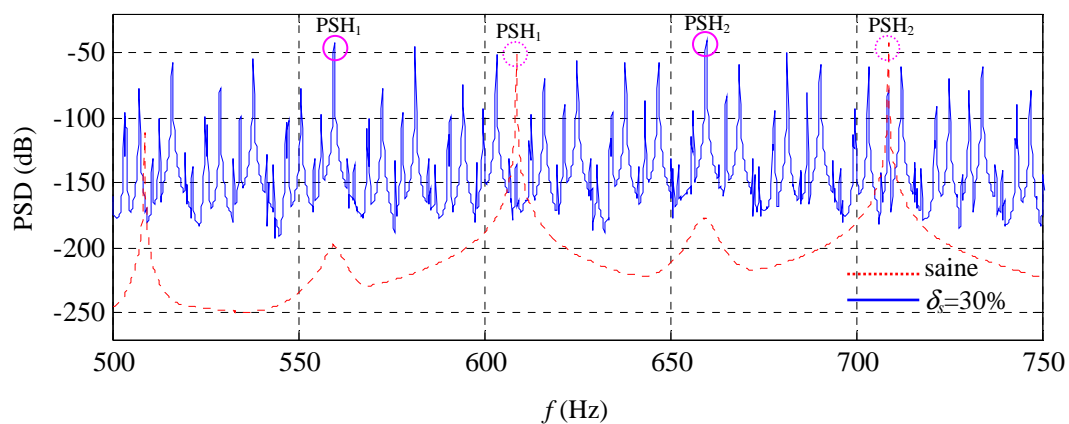


Figure V-36. Analyse spectrale du courant statorique [500 à 750 Hz]

Harmonique d'encoches rotoriques	saine	30% d'excentricité statique
$PSH = \left(\frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g) \pm v \right) \cdot f_s$	$PSH_1: (608.7 \text{ Hz}, -51.33 \text{ dB})$ $PSH_2: (708.7 \text{ Hz}, -42.49 \text{ dB})$	$PSH_1: (559.8 \text{ Hz}, -42.55 \text{ dB})$ $PSH_2: (659.8 \text{ Hz}, -41.11 \text{ dB})$

Tableau V-1. Fréquences et amplitudes des harmoniques d'encoches rotoriques avec et sans excentricité statique

V.4.2.2 Alimentation à partir d'un onduleur de tension

Afin de tester les performances de la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour la détection d'excentricité statique, en présence d'harmoniques de temps, des simulations numériques ont été effectuées pour une machine présentant une excentricité statique de 30% et débite sous une charge de 5 N.m. La figure V-37 illustre le spectre du courant statorique en régime permanent dans une gamme fréquentielle, allant de 0 à 100 Hz.

Nous constatons clairement l'apparition des composantes de fréquence ($f_s \pm f_r$) en présence du défaut d'excentricité statique. L'amplitude de ces composantes spécifiques leur permet de les distinguer des autres harmoniques générées par l'onduleur.

Comme cela est illustré par la figure V-38, la détection des harmoniques d'ordre supérieur entraînées par le défaut est plus difficile pour ce genre d'alimentation. En fait, le spectre du courant est beaucoup plus riche en harmoniques ; il contient, en plus des harmoniques d'encoches rotorique, les harmoniques générés par l'onduleur. Les fréquences, les amplitudes des composantes spécifiques au défaut sont reportées dans le tableau V-2.

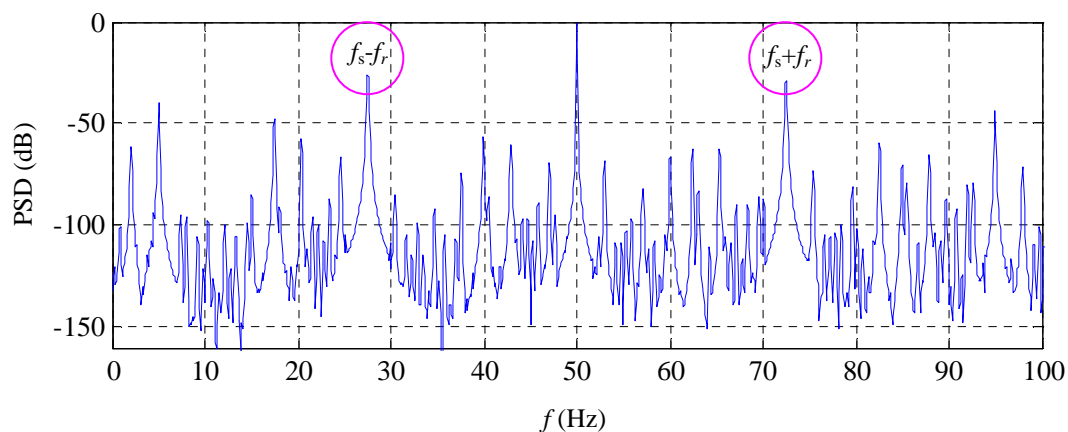


Figure V-37. Analyse spectrale du courant statorique [0 à 100 Hz] avec 30% d'excentricité statique ; alimentation par un onduleur

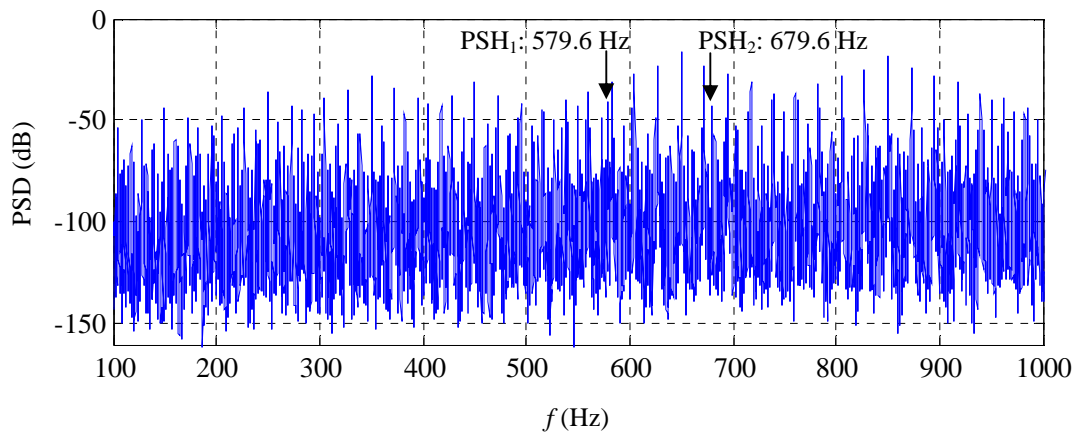


Figure V-38. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000 Hz] avec 30% d'excentricité statique ; alimentation par un onduleur

Harmonique d'encoches rotoriques	30% d'excentricité statique
$(f_s - f_r)$	(27.51 Hz, -26.4 dB)
$(f_s + f_r)$	(72.48 Hz, -29 dB)
$PSH = \left(\frac{k \cdot N_r}{p} (1 - g) \pm v \right) \cdot f_s$	PSH_1 : (579.6 Hz, -40.46 dB) PSH_2 : (679.6 Hz, -42.81 dB)

Tableau V-2. Fréquences et amplitudes des harmoniques spécifiques avec 30% d'excentricité statique ; alimentation par un onduleur

V.4.3 défaut d'excentricité dynamique

V.4.3.1 Alimentation à partir du réseau triphasé

Afin d'analyser ce défaut, des simulations numériques ont été effectuées en tenant compte de trois niveaux d'excentricité dynamique et de deux niveaux de charge. La figure V-39 illustre, simultanément, la vitesse rotorique en régime transitoire et en régime permanent pour la machine saine et pour celles ayant 20%, 40% et 60% d'excentricité dynamique pour un couple de 10 N.m. Dans ces conditions, la machine opère avec un glissement de 8.6% pour 20% et 40% d'excentricité dynamique et de 8.2% pour 60% d'excentricité dynamique.

Cette figure montre que la montée en vitesse de la machine avec défaillance est plus longue que celle d'une machine saine. En plus, en augmentant le degré d'excentricité, cette montée devient de plus en plus longue et les oscillations observées, en particulier pour le régime permanent, augmentent de leur part.

La figure V-40 montre la forme du couple électromagnétique de la machine. En régime transitoire, ce dernier présente des valeurs de crête plus importantes lorsque l'excentricité est plus importante au niveau de la machine. Des oscillations sont également observées en régime permanent pour ce couple, entraînant ainsi l'augmentation du niveau vibratoire de la machine.

Le courant statorique est illustré par la figure V-41. Une modulation de l'amplitude de ce courant apparaît en présence d'excentricité dynamique. Le niveau de cette modulation augmente avec le degré de défaut.

Pour mettre en évidence l'apparition des composantes harmoniques en présence d'excentricité, nous avons effectué une analyse spectrale du courant absorbé par la machine en utilisant la technique de Welch avec fenêtre de type Hanning. Les résultats de cette analyse dans la gamme fréquentielle [0 à 100 Hz] sont illustrés par la figure V-42.

En comparant le spectre correspondant à la machine saine avec celui d'une machine avec excentricité dynamique, il est clair que ce dernier contient des composantes de fréquence ($f_s \pm k.f_r$) dont l'amplitude augmente avec le degré d'excentricité. Pour $k = 1$, la composante ($f_s - f_r$) possède une amplitude de -17.36 dB pour $\delta_d = 20\%$, elle passe à -12.14 dB puis à -8 dB pour $\delta_d = 40\%$ et $\delta_d = 60\%$ respectivement. Quant à la composante ($f_s + f_r$), elle augmente de 4.65 dB puis de 3.38 dB, lorsque le degré d'excentricité dynamique passe de 20% à 40% puis à 60%. Le Tableau V-3 donne les fréquences et les amplitudes des ces composantes déterminées à partir du graphe.

L'influence du niveau de charge sur la localisation et l'identification des composantes harmoniques à ($f_s \pm f_r$) a été examinée, en considérant deux couples de charge (5N.m et 10 N.m) pour une excentricité dynamique de 40%. Le spectre du courant statorique pour ce type de fonctionnement, dans la plage [0 à 100 Hz], est illustré par la Figure V-43. Nous constatons que ces composantes apparaissent à des fréquences différentes à cause de la différence de glissement entre les deux régimes de fonctionnement. En revanche, leurs amplitudes ne sont quasiment pas sensibles lorsque la charge varie.

La Figure V-44 illustre le spectre du courant statorique en régime permanent pour un couple de charge de 10 N.m lorsque la machine présente 40% d'excentricité dynamique. Ce spectre contient les harmoniques d'encoches rotoriques dont les fréquences sont données par la relation (V-41). La première composante de ces harmoniques apparaît à une fréquence de 588.5 Hz alors que la fréquence de la seconde est de 688.5 Hz. Autour de ces composantes, le spectre contient également d'autre raies fréquentielles qui accompagnent l'apparition de défaut d'excentricité dynamique. La fréquence de ces raies correspond parfaitement à celle donnée par la relation :

$$f_{ed} = \left((k.N_r \pm n) \cdot \frac{(1-g)}{p} \pm v \right) f_s \quad (V-42)$$

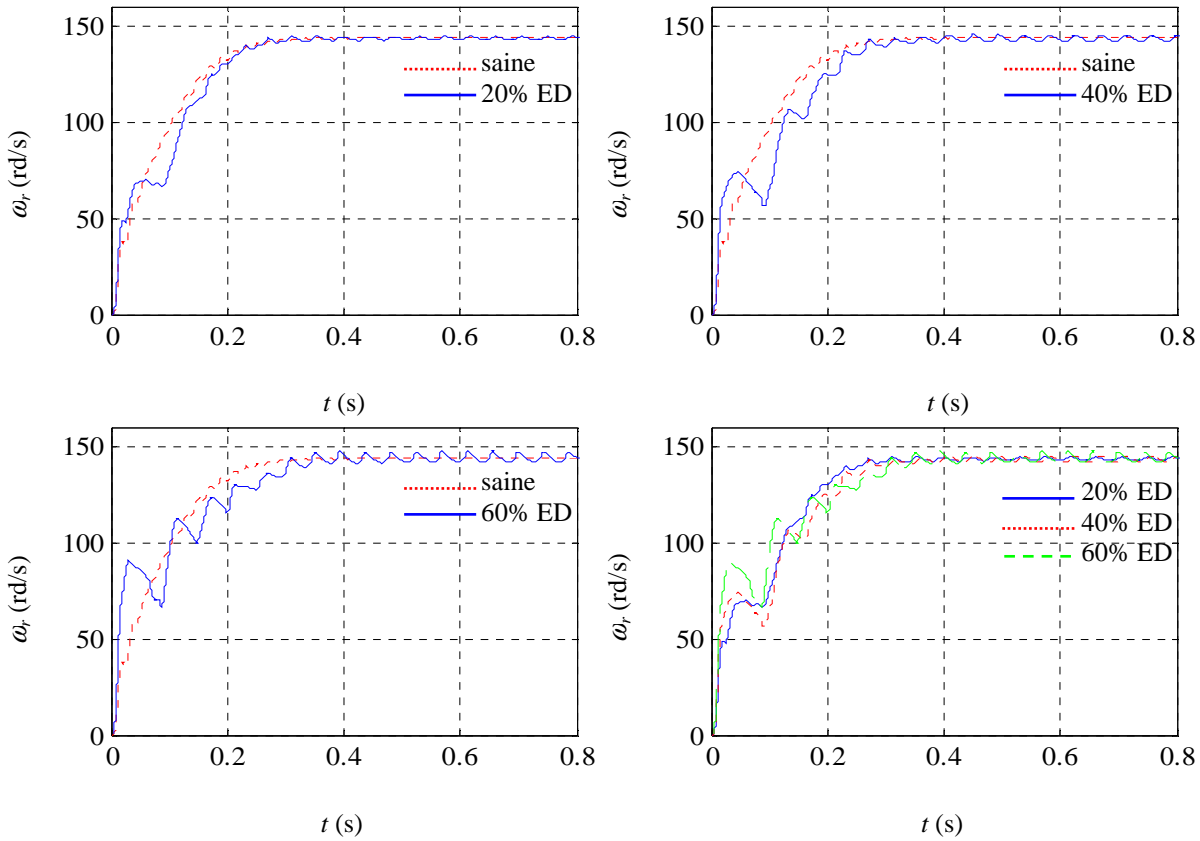


Figure V-39. Vitesses rotoriques pour différents degrés d'excentricité dynamique

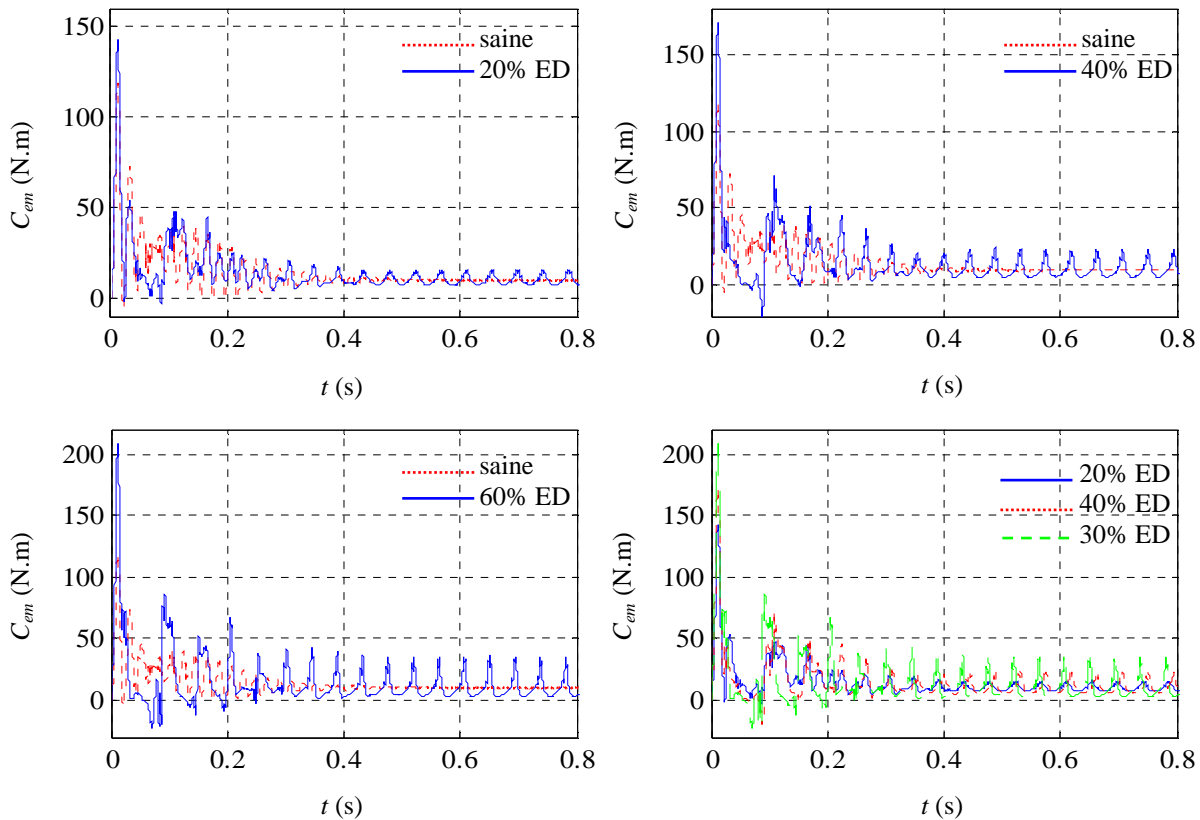


Figure V-40. Vitesses rotoriques pour différents degrés d'excentricité dynamique

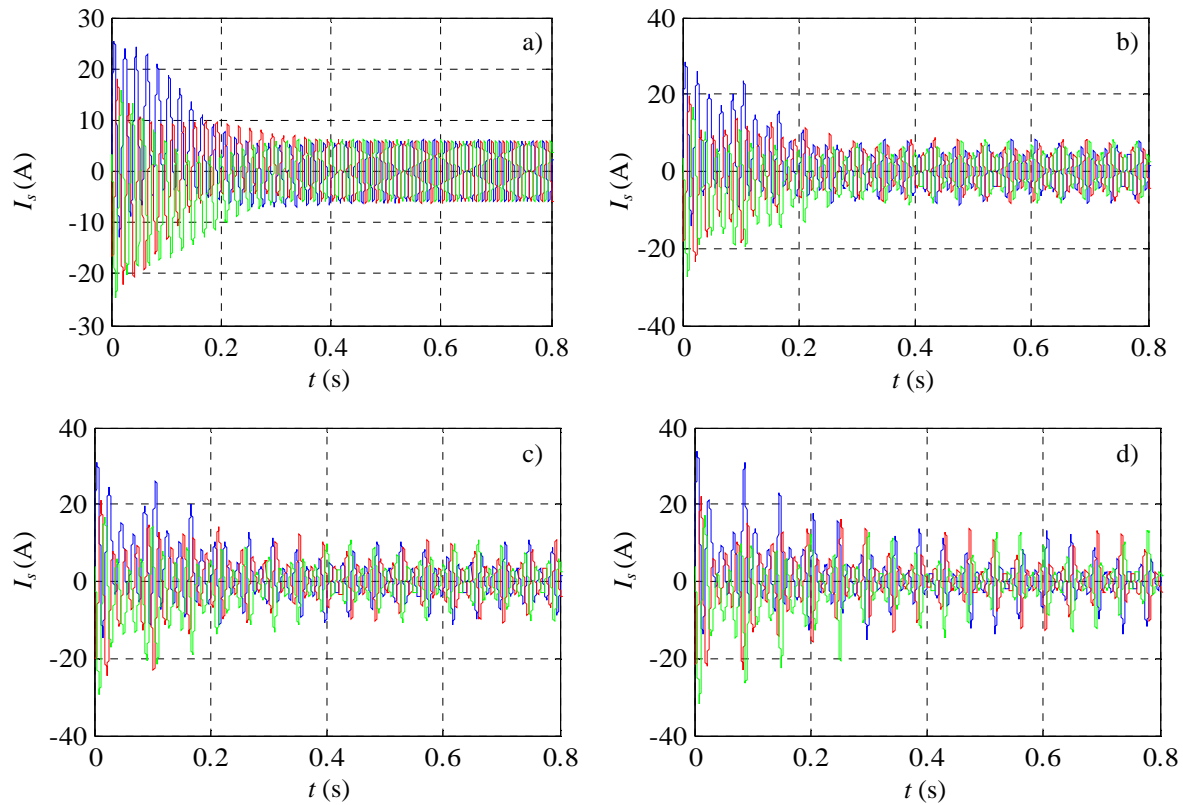


Figure V-41. Courant statorique pour différents degrés d'excentricité dynamique
 a) saine, b) $\delta_d=20\%$, c) $\delta_d=40\%$, d) $\delta_d=60\%$.

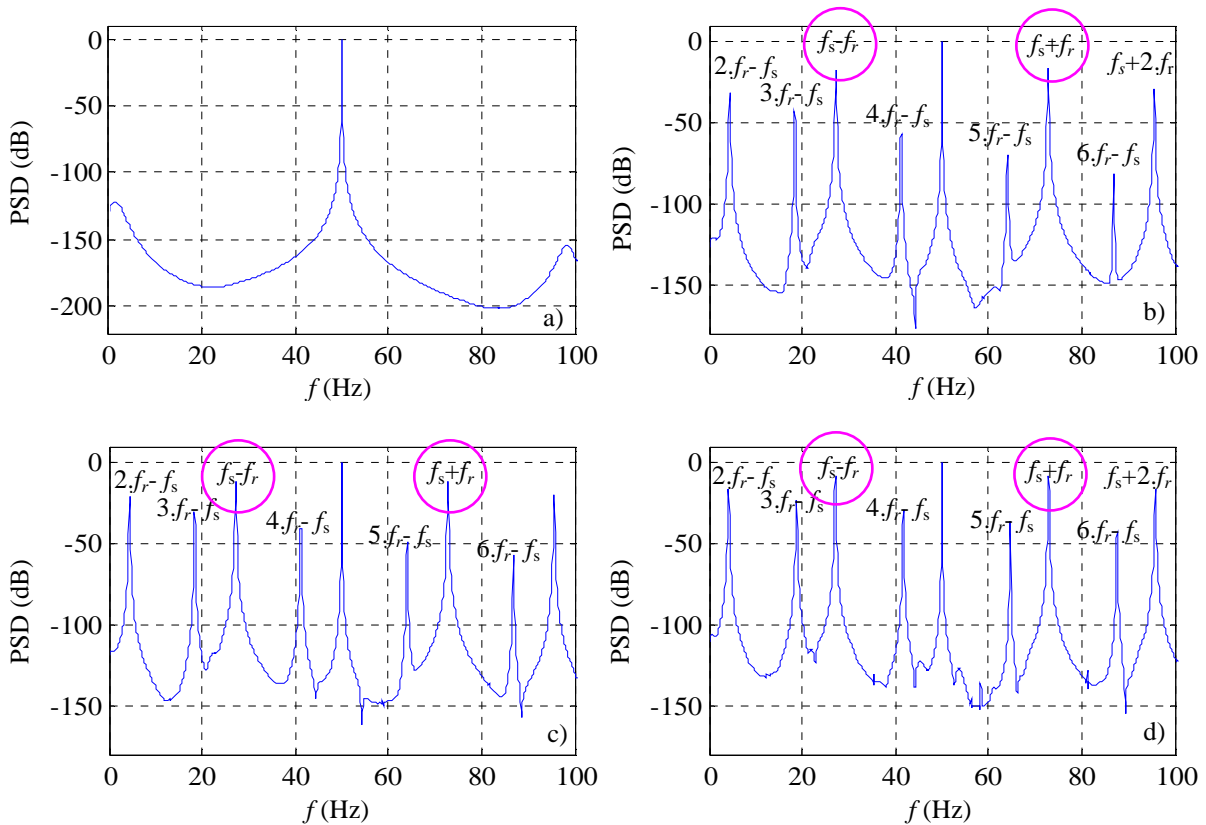


Figure V-42. Analyse spectrale du courant statorique pour différents degrés d'excentricité dynamique, a) saine, b) $\delta_d=20\%$, c) $\delta_d=40\%$, d) $\delta_d=60\%$.

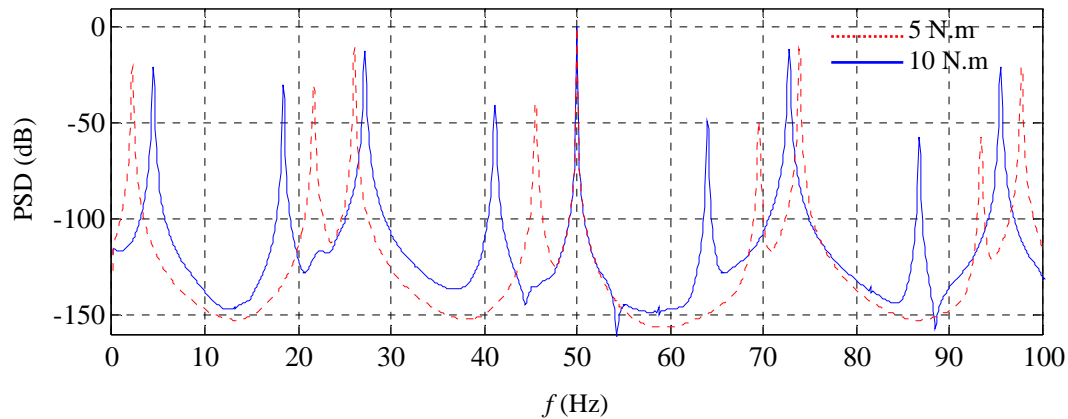


Figure V-43. Analyse spectrale du courant statorique dans l'intervalle [0 100] pour 40% d'excentricité dynamique

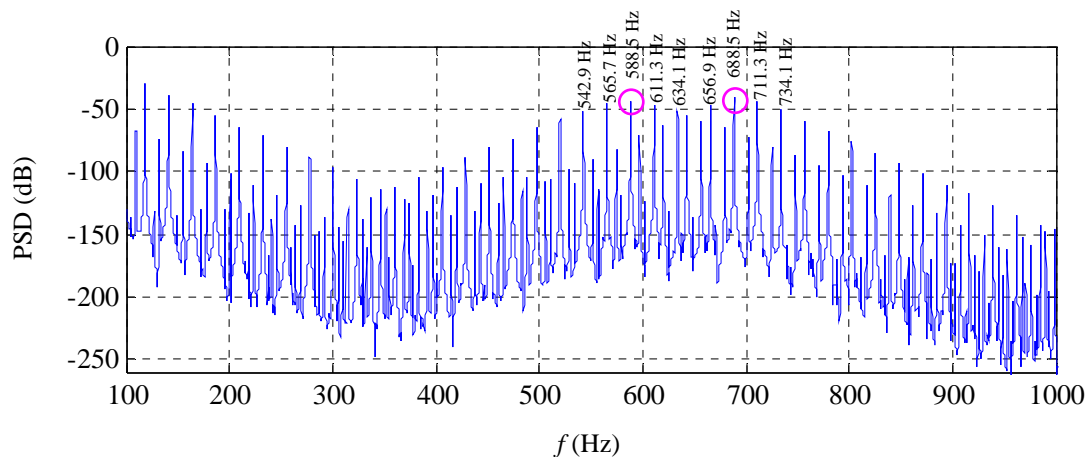


Figure V-44. Analyse spectrale du courant statorique pour 40% d'excentricité dynamique

V.4.3.2 Alimentation à partir d'un onduleur de tension

Lorsque la machine est alimentée à partir d'un onduleur de tension, tous les harmoniques de temps existant, dans le spectre de la tension délivrée par l'onduleur, se retrouvent dans le spectre du courant absorbé par la machine. La figure V-45 illustre l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent pour une machine ayant 40% d'excentricité dynamique et fonctionnant avec un couple de charge de 10 N.m. Nous constatons que ce spectre est plus riche en harmonique par rapport à celui illustré par la Figure V-42-c. Les composantes de fréquence ($f_s \pm f_r$) sont bien identifiées et leur amplitude permet de les distinguer facilement des composantes additionnelles générées par la MLI de l'onduleur de tension.

La figure V-46 illustre le spectre du courant statorique en régime permanent dans la gamme [100 à 1000 Hz]. Là encore, le spectre est beaucoup plus riche en harmoniques et les composantes entraînées par le défaut, dont leurs fréquences sont données par la relation (V-42), sont confondues avec celles provoquées par l'onduleur de tension et celles générées

par les encoches rotoriques. Par conséquent, la détection et la localisation des composantes harmoniques induites par le défaut d'excentricité dynamique, en particulier celles qui se trouvent au voisinage des harmoniques d'encoches rotoriques, est plus contraignante lorsque l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension à MLI.

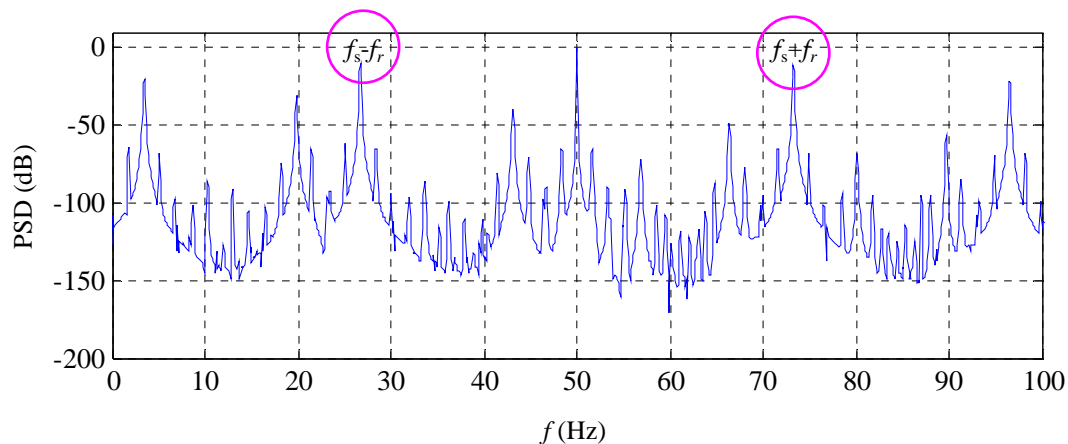


Figure V-45. Analyse spectrale du courant statorique pour 40% d'excentricité dynamique. Alimentation par un onduleur de tension

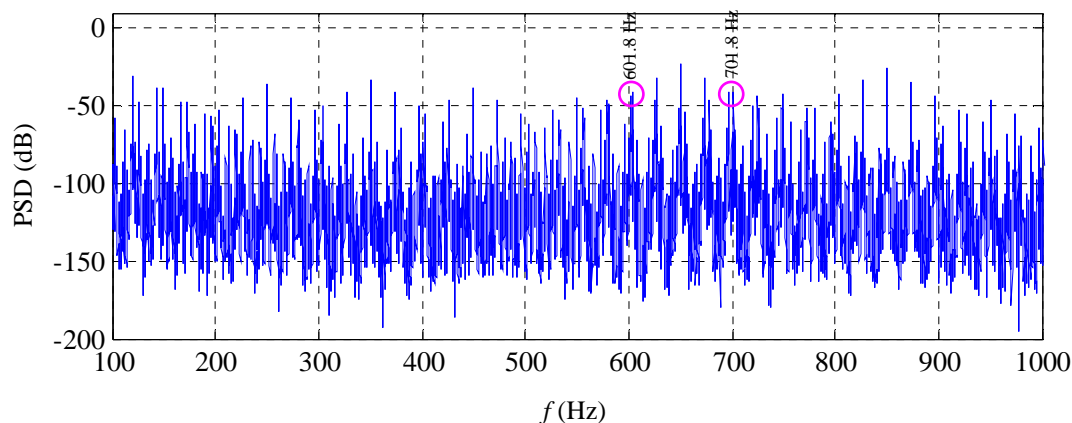


Figure V-46. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 1000Hz] pour 40% d'excentricité dynamique. Alimentation par un onduleur de tension

Degré d'excentricité dynamique	20%	40%	60%
$(f_s - f_r)$	(27.15 Hz, -17.36 dB)	(27.15 Hz, -12.14 dB)	(27.05 Hz, -8.19 dB)
$(f_s + f_r)$	(72.84 Hz, -16.05 dB)	(72.84 Hz, -11.40 dB)	(72.94 Hz, -8.02 dB)

Tableau V-3. Fréquences et amplitudes des composantes à $(f_s \pm f_r)$ pour un couple de 10 N.m

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité la flexibilité du modèle général développé au chapitre précédent pour représenter les différents défauts examinés dans notre travail, à savoir : la rupture de barres dans la cage rotorique et les excentricités statique et dynamique. A travers les nombreuses simulations numériques menées, pour différents degrés de défaut (une, deux et trois barres cassées, 20% et 30% d'excentricité statique, 20%, 40% et 60% d'excentricité dynamique) et différents niveaux de charge (5 N.m et 10 N.m), nous avons pu obtenir des résultats satisfaisants comparables à ceux issus de plusieurs travaux de recherche antérieurs.

En présence de ces défauts, les paramètres électriques et magnétiques de la machine varient et entraînent une variation de ses performances dynamiques. Pour les deux types de défauts, la vitesse rotorique a une montée plus longue en régime transitoire et présente des oscillations en régime permanent. Le courant statorique, pour sa part, présente une modulation d'amplitude à la fréquence $2.g.f_s$ en présence de défaut de barres dans la cage rotorique.

Pour détecter les composantes fréquentielles capables d'identifier les défauts examinés, l'analyse spectrale du courant statorique a été utilisée. Ainsi, la densité spectrale de ce courant a été estimée par la technique de Welch avec une fenêtre de type Hanning. Cette analyse a permis de faire ressortir toutes les composantes harmoniques relatives aux défauts dont les fréquences sont démontrées analytiquement au chapitre trois de notre manuscrit. Par conséquent, les résultats présentés dans ce présent chapitre nous permettent d'affirmer que la modélisation de la machine asynchrone à cage en présence de défaut rotorique a été effectuée avec succès. La validation expérimentale, qui fera l'objet du chapitre suivant, va confirmer nos résultats et mettra en évidence les expressions analytiques identifiants les fréquences des composantes spécifiques aux défauts.

Chapitre VI

Résultats expérimentaux

Sommaire

VI.1. Introduction.....	141
VI.2. Présentation des bancs d'essais.....	141
VI.3. Détermination du glissement à partir du spectre du courant statorique.....	144
VI.3.1. Détermination de la fréquence d'alimentation f_s	144
VI.3.2. Détermination de la fréquence rotorique f_r	145
VI.4. Détection des défauts rotoriques par l'analyse spectrale du courant statorique.....	146
VI.4.1. Application à la détection de défauts de barres.....	146
VI.4.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé.....	146
VI.4.1.2. Alimentation à partir d'un variateur de vitesse.....	152
VI.4.2. Application à la détection de défaut d'excentricité dynamique.....	154
VI.5. Classification des défauts rotoriques par les réseaux de neurones	158
VI.5.1. Elaboration de la base de données.....	158
VI.5.2. Formation des vecteurs d'entrée	159
VI.5.3. Extraction des signatures de défauts	159
VI.5.4. Normalisation des données	159
VI.5.5. Codification des machines asynchrones	160
VI.5.5.1. Classification en deux classes	160
VI.5.5.2. Classification en trois classes	160
VI.5.5.3. Classification en quatre classes	161
VI.5.6. Analyse des résultats	161
VI.6. Conclusion	163

VI.1. Introduction

Les deux chapitres précédents nous ont permis de présenter les résultats de simulation de la machine asynchrone à cage en situation saine et en présence de défauts de barres et d'excentricité statique et dynamique. Ces résultats ont mis en évidence la flexibilité du modèle développé. Ils ont permis l'interprétation du comportement de la machine étudiée en situation saine ou en régime de défauts et d'identifier un certain nombre de caractéristiques spectrales permettant de détecter la signature de ces défauts. Néanmoins, la présentation des résultats issus d'une plate forme expérimentale est nécessaire pour valider tous ce qui a été présenté théoriquement et donc tester les méthodes de détection et de classification des défauts examinées.

Ce chapitre est consacré à la présentation des bancs d'essai et des résultats expérimentaux obtenus. Ces derniers sont exploités pour détecter la signature de défaut en utilisant le spectre du courant statorique. La classification et la séparation entre une machine saine et une machine avec défaut rotorique sont examinées en utilisant les réseaux de neurones artificiels. Les résultats obtenus sont présentés et discutés à la fin de ce chapitre.

VI.2. Présentation des bancs d'essais

Deux bancs d'essais ont été utilisés pour l'expérimentation. Le premier a été conçu et monté au Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) de l'ENP d'Alger. Le second se trouve au niveau de Laboratoire LAPLACE (Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie) de l'ENSEEIH de Toulouse. Les deux bancs sont constitués principalement d'un système électromécanique (moteur avec son alimentation plus la charge à entraîner), d'une chaîne de mesures représentée par un ensemble de capteurs (de courant, de tension et de vitesse) et d'une carte d'acquisition permettant l'adaptation et l'enregistrement des mesures recueillies par ces capteurs. La figure VI-1 illustre le schéma synoptique du banc d'essais et les caractéristiques techniques des deux bancs sont données en annexe.

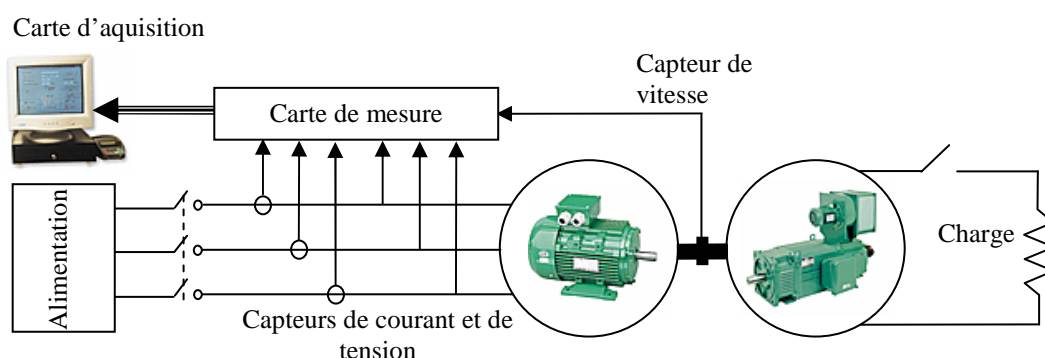


Figure VI-1. Schéma synoptique du banc d'essais

Au niveau du Laboratoire (LRE) de l'ENP, le banc d'essais est constitué de quatre machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil d'une puissance de 4 kW (issues de la même série). La première machine est saine, elle sert de référence pour la comparaison. Les trois autres

machines ont respectivement une barre cassée, deux barres cassées et un segment d'anneau de court-circuit cassé. Ces défauts sont obtenus par perçage transversal comme cela est illustré par la figure VI-2. Ces machines sont séparément couplées à une génératrice à courant continu à excitation indépendante qui débite sur une charge résistive variable permettant de faire varier le point de fonctionnement de ces machines. L'alimentation de celles-ci peut être assurée par une source triphasée sinusoïdale ou par un variateur de vitesse de type Altivar 28 commandé par la stratégie V/f constant. La figure VI-3 représente une photo du banc d'essai existant au Laboratoire (LRE).



Figure VI-2 : photo des rotors des machines asynchrones

Une génératrice tachymétrique couplée mécaniquement à la machine à courant continu sert de capteur de vitesse. Les courants, absorbés par la machine asynchrone ainsi que les tensions à ses bornes sont mesurés par des capteurs à effet Hall de type LEM[®] LA-55P et LEM[®] LV-25M respectivement. Les signaux ainsi mesurés sont adaptés et transmis vers un PC équipé d'une carte PCI série 1000 de résolution 16 bits et de fréquence d'échantillonnage qui peut atteindre 200 kHz. Une fois l'acquisition terminée, un programme écrit en MATLAB permet d'analyser ces signaux [146].

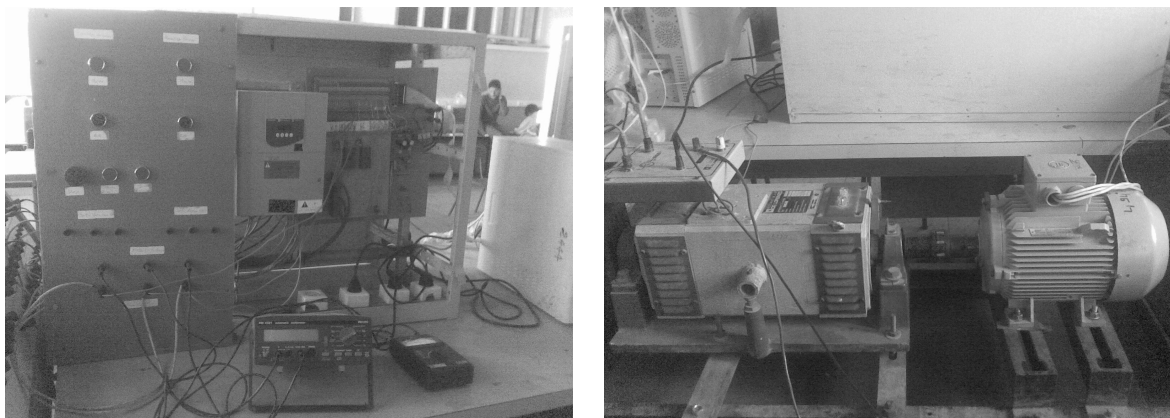


Figure VI-3. Banc d'essais au niveau du Laboratoire (LRE) de l'ENP (Alger Algérie)

Le banc d'essais du laboratoire LAPLACE (figure VI-4) nous a servi pour effectuer les essais sur le défaut d'excentricité dynamique. Il est constitué de machines asynchrones de puissance égale à 5.5 kW. La première machine est saine tandis que la seconde présente 40% d'excentricité dynamique. Alimentées soit par le réseau triphasé soit par un variateur de vitesse de type UMV 4301, ces machines sont couplées séparément à une génératrice à courant continu débitant sur une charge résistive.

Un hacheur piloté par une carte DSP est inséré entre la génératrice et la batterie de résistance permettant d'imposer un couple de profil variable. Pour la mesure des signaux, le banc d'essais dispose de capteur de courant de type LEM[®] LA-25-NP et de capteur de tension de type LEM[®] LV-25-P. La vitesse de la machine est mesurée par une génératrice tachymétrique. Tous les signaux mesurés sont conditionnés puis envoyés vers un PC équipé de deux cartes d'acquisitions de type NI 447 de huit voies et NI 4474 de quatre voies. Les cartes sont équipées de filtres antirepliements et de convertisseur analogiques numériques. La résolution des deux cartes est de 24 bits, la fréquence d'échantillonnage maximale est de 102.4 kHz.

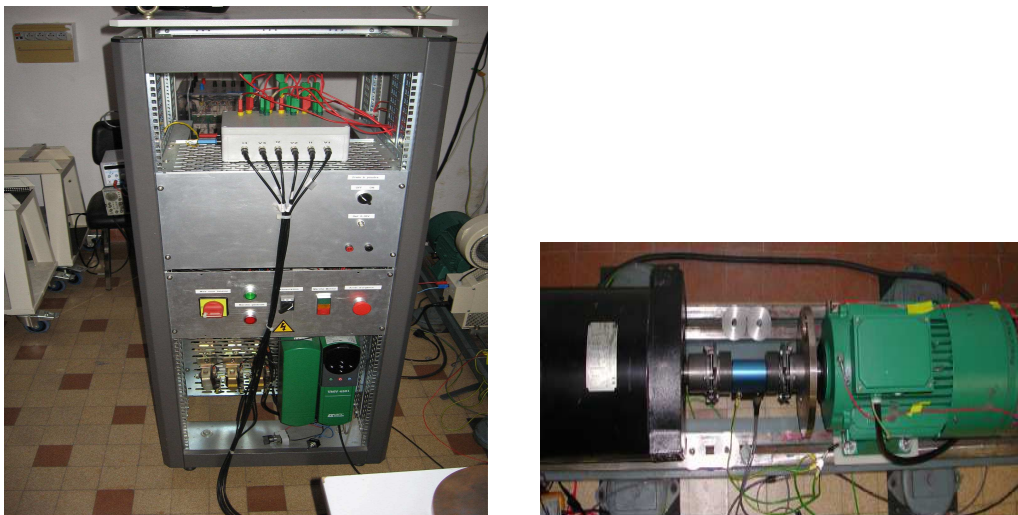


Figure VI-4. Banc d'essais au niveau du Laboratoire LAPLACE (Toulouse France)

Pour obtenir une excentricité dynamique de 40 %, les roulements à billes d'origine sont remplacés par d'autres roulements de même diamètre extérieur mais de diamètre intérieur supérieur. Des bagues en bronze sont ensuite usinées. Celles-ci possèdent un diamètre extérieur correspondant au diamètre intérieur des nouveaux roulements à billes; elles possèdent par ailleurs un diamètre intérieur correspondant au diamètre de la section de l'arbre. Les périphéries extérieure et intérieure des bagues ne sont pas usinées concentriquement. Une excentration de 0.15mm de l'alésage est introduite. Après un positionnement aligné des bagues excentrées sur l'arbre (pour garantir une direction uniforme de l'excentricité), on y insère les nouveaux roulements à billes. L'entrefer nominal de la machine considérée est de 0.4 mm, une excentricité dynamique de 40% du rotor par rapport au stator est ainsi introduite. La Figure VI-5 illustre matériellement la réalisation de cette excentricité dynamique [147].

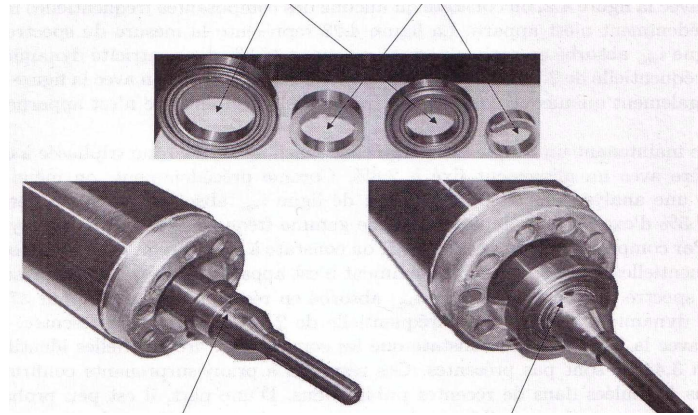


Figure VI-5. Réalisation de l'excentricité dynamique

VI.3. Détermination du glissement à partir du spectre du courant statorique

Nous avons montré, au cours du chapitre trois, que la fréquence des composantes spécifiques aux défauts rotoriques est fonction du glissement de la machine. Ainsi, le calcul automatique de ce paramètre est indispensable pour vérifier la présence de ces composantes et ainsi effectuer l'opération de diagnostic dans de bonnes conditions. Le glissement de la machine asynchrone a pour expression :

$$g = 1 - \frac{p \cdot f_r}{f_s} \quad (\text{VI-1})$$

où p est le nombre de paires de pôles, f_s la fréquence d'alimentation et f_r la fréquence rotorique. Ainsi, pour calculer le glissement, il faut connaître les fréquences f_s et f_r .

VI.3.1. Détermination de la fréquence d'alimentation f_s

Deux approches sont possibles pour déterminer cette fréquence ; soit une analyse fréquentielle du signal, soit une analyse temporelle. Pour la première approche, à partir du spectre du courant statorique, l'amplitude la plus importante, qui correspond à la fréquence fondamentale du signal, est recherchée (figure VI-6) .

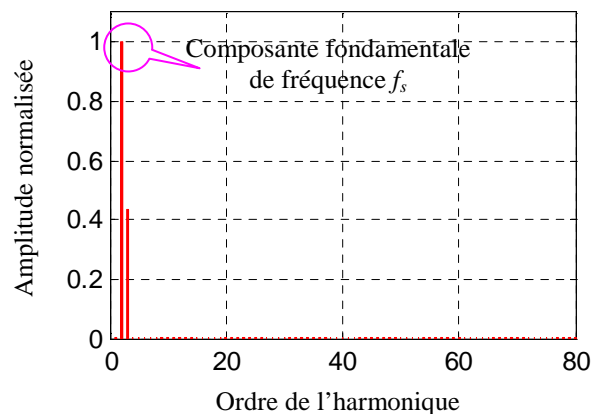


Figure VI-6. Spectre du courant statorique

Pour la deuxième approche, on trace le courant statorique en fonction du temps et on détermine la période du signal en détectant les instants de passage par zéro (figure VI-7). Si le signal est fortement bruité, notamment par la présence d'un onduleur, la détection du passage par zéro peut être faussée sur certaines périodes. Cet inconvénient rend cette approche peu utile pour le calcul de la fréquence du fondamental. Dans ce qui suit, nous adoptons la première technique pour déterminer la fréquence f_s .

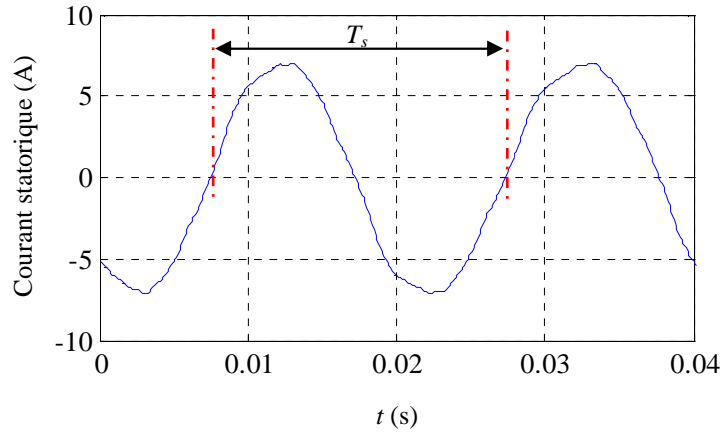


Figure VI-7. Représentation temporelle du courant statorique

VI.3.2. Détermination de la fréquence rotorique f_r

Une fois la fréquence f_s est connue, la fréquence rotorique peut s'écrire en fonction de f_s de la manière suivante :

$$f_r = \frac{(1-g).f_s}{p} \quad (\text{VI-2})$$

Par conséquent, pour déterminer f_r , il faut donc connaître au préalable la valeur du glissement g . Pour résoudre ce problème, nous avons choisi de rechercher la valeur de la fréquence caractéristique $f_s + f_r$ sur le spectre du courant statorique (figure VI-8). Pour retrouver la valeur de cette fréquence caractéristique, il est nécessaire de connaître une valeur approximative de f_r et, de ce fait pouvoir définir une plage de variation autour de cette fréquence. Nous allons considérer les valeurs du glissement maximale g_{\max} et minimale g_{\min} . Ainsi nous pouvons calculer une valeur maximale et minimale de f_r .

$$\begin{cases} f_{r \max} = \frac{(1-g_{\min}).f_s}{p} \\ f_{r \min} = \frac{(1-g_{\max}).f_s}{p} \end{cases} \quad (\text{VI-3})$$

Avec ces valeurs déterminées précédemment, nous disposons d'une plage de fréquence pour déterminer la fréquence caractéristique $f_s + f_r$ sur le spectre du courant statorique. A titre d'exemple, si nous choisissons $g_{\max} = 10\%$ et $g_{\min} = 0$ pour $f_s = 50$ Hz et $p=2$, les fréquences

rotoriques maximale et minimale peuvent être calculées : $f_{r\max} = 25$ Hz, $f_{r\min} = 22.5$ Hz par conséquent la recherche de la fréquence caractéristique $f_s + f_r$ s'effectue dans l'intervalle [72.5 à 75 Hz]. Ainsi, connaissant f_s et $f_s + f_r$, il est facile de déterminer f_r et de déduire par la suite le glissement g .

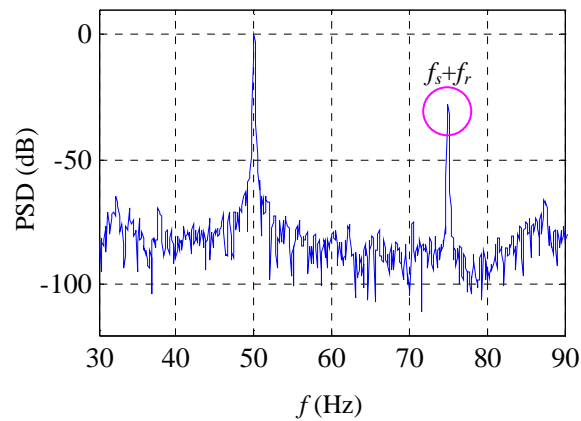


Figure VI-8. Détection de la composante de fréquence caractéristique $f_s + f_r$

VI.4. Détection des défauts rotoriques par l'analyse spectrale du courant statorique

VI.4.1. Application à la détection de défauts de barres

Pour analyser ce type de défaut, le premier banc d'essais (LRE-ENP) a été exploité. La machine asynchrone peut être alimentée soit à partir du réseau triphasé soit à partir d'un variateur de vitesse.

VI.4.1.1. Alimentation à partir du réseau triphasé

La source d'alimentation fournit trois tensions de valeur efficace 220/127V. Pour cela, le stator de la machine asynchrone est couplé en triangle. La figure VI-9 illustre les trois tensions composées appliquées à la machine asynchrone étudiée.

L'analyse spectrale de cette tension est illustrée par la figure VI-10. Nous constatons que la source de tension contient déjà des harmoniques d'ordre pair et impair ainsi que les composantes dues aux bruits de mesures. Par conséquent, la source d'alimentation est fortement polluée en harmoniques qui vont se retrouver dans le spectre du courant absorbé par la machine.

Pour chacune des machines disponibles, deux régimes de fonctionnement sont envisagés. Pour le premier régime, les machines opèrent à vide. Pour le second régime, trois niveaux de charge sont appliqués. Notons qu'à cause de la limitation de la génératrice à courant continu, le fonctionnement en charge maximale ne peut être atteint. Tous les essais ont été effectués en gardant la même fréquence d'échantillonnage (égale à 10 kHz). Les signaux sont enregistrés pendant une durée de 10s, ce qui donne une résolution fréquentielle de 0.1 Hz.

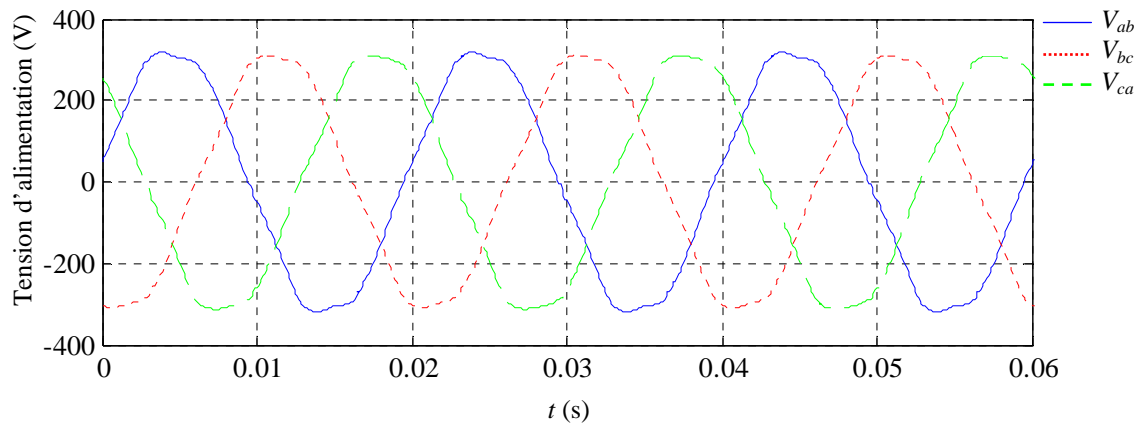


Figure VI-9. Tensions d'alimentation de la machine asynchrone étudiée

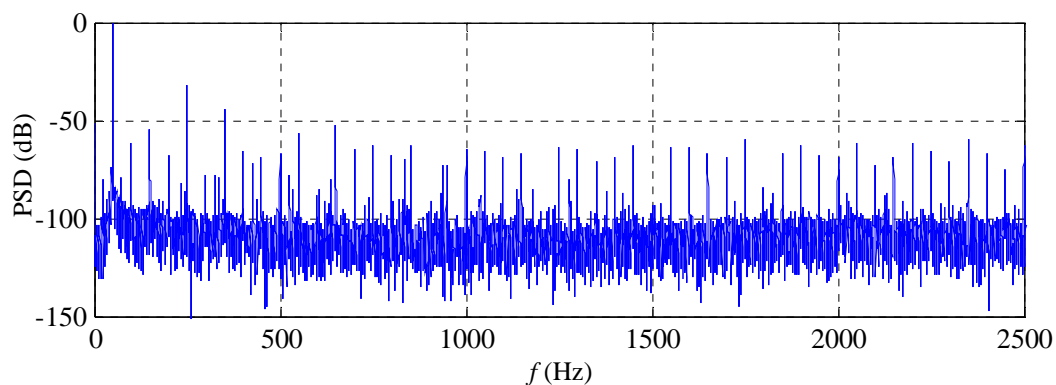


Figure VI-10. Analyse spectrale de la tension d'alimentation

Pour le fonctionnement à vide, nous présentons (figure VI-11) l'analyse spectrale du courant d'une phase statorique en régime permanent pour une machine saine et pour une machine avec deux barres cassées. L'estimation de la PSD du courant statorique a été effectuée en utilisant la technique de Welch avec une fenêtre de Hanning. Pour ce régime de fonctionnement, le glissement des deux machines est très faible ($g = 0.4\%$) et aucune composante spécifique permettant de faire une distinction entre la machine saine et la machine avec deux barres cassées n'apparaît dans les spectres. Par conséquent, il est quasiment difficile, voir impossible de faire un diagnostic de défaut de barres lorsque la machine fonctionne à vide, avec l'analyse du courant statorique.

Notons que pour ce régime de fonctionnement, quelques travaux récents ont essayé d'utiliser d'autres méthodes pour le diagnostic. On cite par exemple [148] où l'auteur a utilisé la transformé de Hilbert du courant statorique dans une première phase suivie d'une analyse spectrale de cette transformé dans une seconde phase, pour le diagnostic des défauts de barres à vide. L'analyse spectrale à haute résolution par le calcul de la densité bispectrale du courant statorique à été utilisée également dans le travail [149], pour le diagnostic à faible charge des défaut de barres rotoriques.

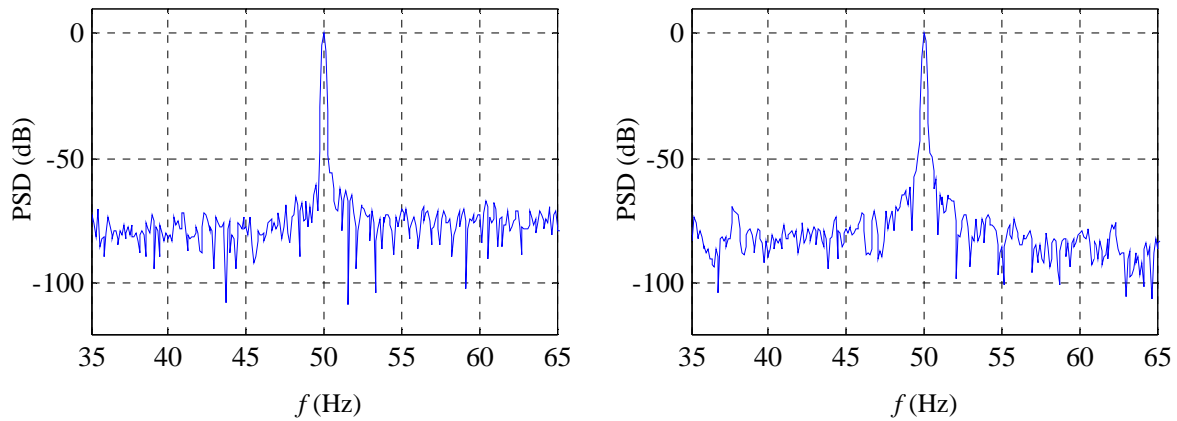


Figure VI-11. Analyse spectrale du courant statorique à vide

Nous imposons maintenant aux machines étudiées deux niveaux de charge. Le premier représente 60% de la charge nominale tandis que le second représente environ 85%. Pour ces deux niveaux de charge, les figures VI-12 et VI-13 illustrent l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent correspondant aux trois machines dans la plage [35 à 65Hz].

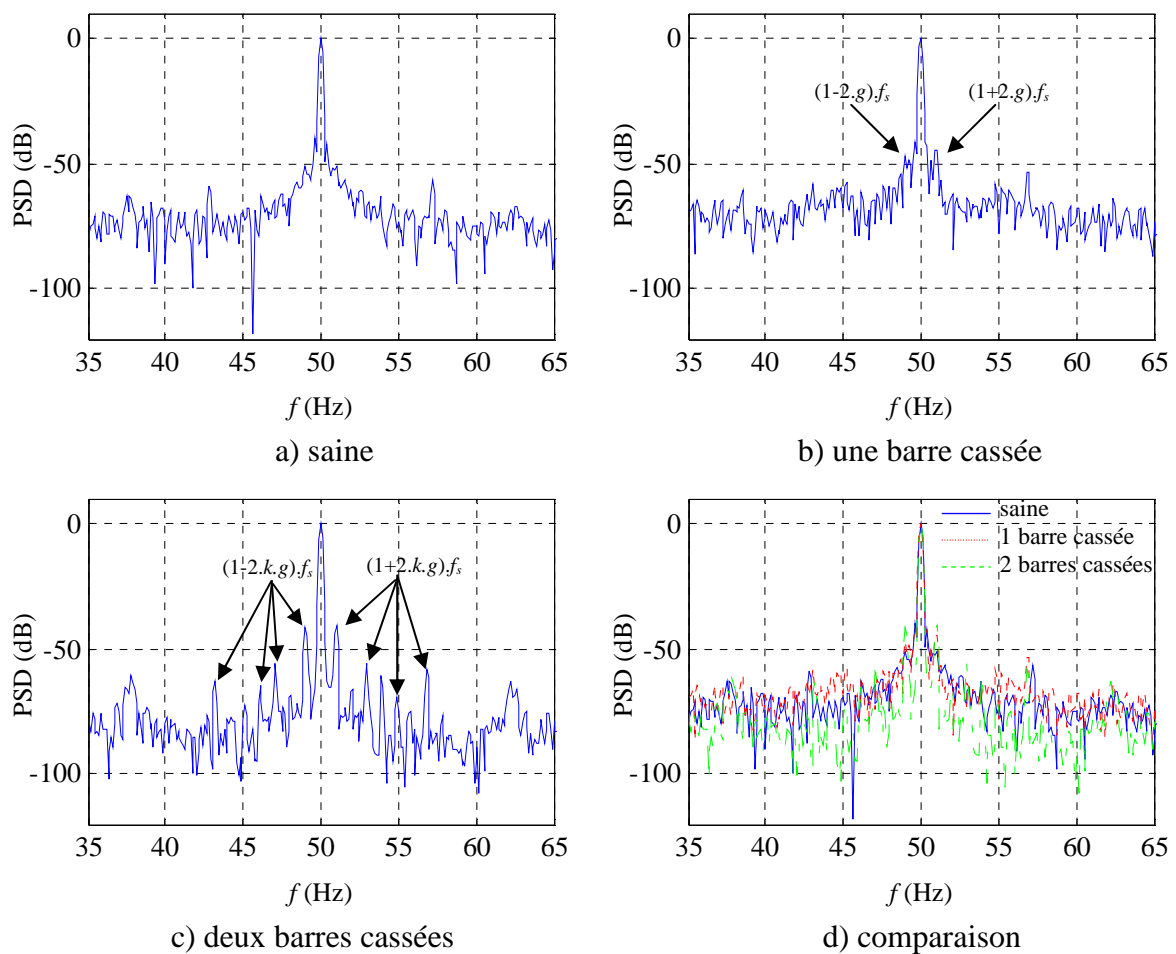


Figure VI-12. Analyse spectrale du courant statorique à 60% de charge

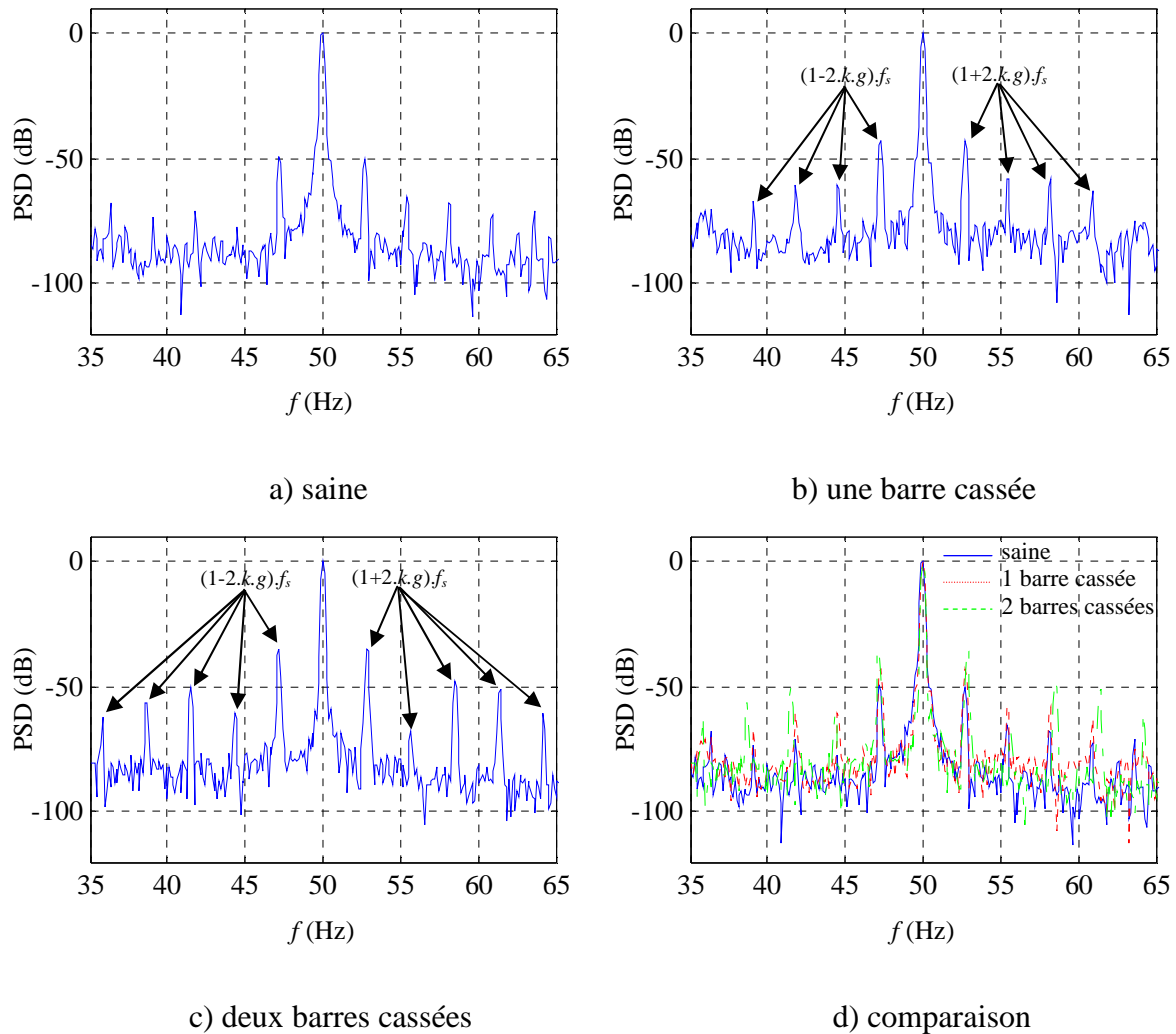


Figure VI-13. Analyse spectrale du courant statorique à 85% de charge

Pour une charge de 60%, la machine saine opère avec un glissement de 0.8%. Pour les machines avec défauts d'une barre cassée et de deux barres cassées, les glissements correspondant sont de 1.2% et de 0.8% respectivement. Pour ces conditions de fonctionnement de la machine, le glissement est relativement faible et le spectre contient des composantes latérales très proches du fondamentale et de ce fait, il est difficile de les séparer de celle-ci, en particulier pour une machine avec une barre cassée.

Pour le cas d'une machine avec deux barres cassées, les premières composantes de fréquence $(1 \pm 2.g).f_s$ apparaissent de façon plus nettes mais elles restent toujours très collées au fondamentale. Connaissant le glissement de chaque machine, nous pouvons calculer la fréquence des composantes latérales en utilisant l'expression $(1 \pm 2.k.g).f_s$ puis les comparer avec celle qui apparaissent dans le spectre du courant statorique. Les tableaux VI-1 et VI-2 illustrent les résultats obtenus. Nous constatons que les fréquences calculées et celles déterminées à partir du spectre sont très proches.

composante	Machine saine g=0.8%		Une barre cassée g=1.2%		Deux barres cassées g=0.8%	
	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)
$(1-2.g).f_s$	49.2	49.5	48.8	49	49.2	49
$(1+2.g).f_s$	50.8	50.4	51.2	50.4	50.8	51
$(1-4.g).f_s$	48.4	49	47.6	*	48.4	48.1
$(1+4.g).f_s$	51.6	51	52.4	*	51.6	52

Tableau VI-1. Comparaison entre les fréquences calculées et les fréquences issues du spectre pour 60% de charge

composante	Machine saine g=2.8%		Une barre cassée g=2.8%		Deux barres cassées g=2.8%	
	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)	Fréquence calculée (Hz)	Fréquence du spectre (Hz)
$(1-2.g).f_s$	47.2	47.2	47.2	47.3	47.2	47.2
$(1+2.g).f_s$	52.8	52.7	52.8	52.7	52.8	52.8
$(1-4.g).f_s$	44.4	44.5	44.4	44.5	44.4	44.3
$(1+4.g).f_s$	55.6	55.4	55.6	55.5	55.6	55.7

Tableau VI-2. Comparaison entre les fréquences calculées et les fréquences issues du spectre pour 85% de charge

Néanmoins, une légère différence existe entre ces deux fréquences, due à la l'erreur commise lors de la détection automatique du glissement d'une autre part et à la difficulté de localiser les composantes spécifiques de fréquence $(1\pm 2.k.g).f_s$ qui ont, pour ce régime de fonctionnement une amplitude très faible. De nouveau, nous pouvons conclure qu'il est difficile de faire un diagnostic d'une manière précise pour ce genre de défaut en utilisant la signature du courant statorique lorsque le niveau de charge est faible.

Afin de contourner ces difficultés, le niveau de charge est relevé pour atteindre 85% de la charge nominale de la machine. Pour ce régime de fonctionnement, toutes les trois machines opèrent avec un glissement de 2.8%. La figure VI-13 illustre l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent en utilisant, toujours, la technique de Welch pour l'estimation de la PSD avec un fenêtrage de type Hanning. Une gamme fréquentielle de 35Hz à 65 Hz a été choisie pour représenter les composantes spécifiques qui apparaissent clairement autour du fondamental et qui sont facilement identifiées, même pour une machine sans défaillance (figure VI-12-a). L'existence de ces composantes, dans le spectre du courant correspondant à la machine saine, s'explique par la présence d'une faible asymétrie rotorique. Pratiquement, une machine électrique n'étant évidemment jamais parfaite et les barres de la cage rotorique ne

sont pas identiques et ne possèdent pas les mêmes paramètres électriques. Ce déséquilibre provoque une légère modification de la distribution du flux magnétique dans l'entrefer, ce qui génère, dans le spectre du courant statorique des composantes de faibles amplitudes mais de fréquences identiques à celles créées par le défaut de rupture de barres. Pour cette raison, c'est l'amplitude de ces composantes qui sera utilisée comme outil, pour détecter une anomalie dans la cage rotorique.

La figure VI-13-d illustre simultanément le spectre du courant statorique absorbé par une machine saine, une machine avec une barre cassée et une machine avec deux barres cassées. Nous constatons que l'amplitude des composantes spécifiques augmente en fonction du nombre de barres cassées. En fait, l'amplitude de la composante $(1 - 2.g).f_s$ est de -49.2 dB, elle passe à -43.2 dB pour une machine à une barre cassée et à -35.2 dB pour une machine à deux barres cassées. En comparant, également, l'amplitude de cette composante pour une machine à deux barres fonctionnant avec une charge de 85% (figure VI-13-c) avec celle de la même machine fonctionnant avec 60% de charge (figure VI-12-c), nous constatons aussi que son amplitude augmente en fonction du niveau de charge (-41.5 dB pour une charge de 60% contre -35.2 dB pour 85% de charge).

Pour les fréquences d'ordre supérieur, nous avons illustré (figure VI-14) le spectre du courant statorique pour une machine saine et une machine avec deux barres cassées fonctionnant à 85% de charge dans la plage [0 à 2500 Hz]. Nous constatons que ce spectre est très riche en harmoniques et les composantes spécifiques générés par les encoches rotoriques sont noyées dans les autres harmoniques générées par l'alimentation de la machine et celles causées par le bruit de mesure. Ainsi, leur identification devient délicate.

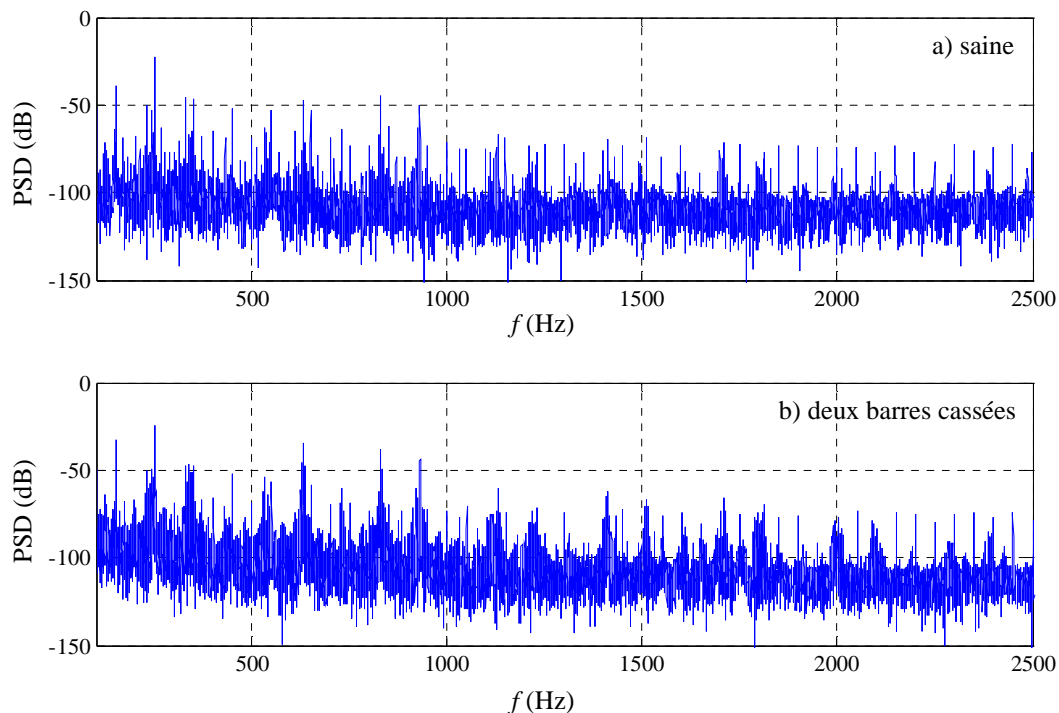


Figure VI-14. Analyse spectrale du courant statorique à 85% de charge dans la plage [100 à 2500 Hz]

VI.4.1.2. Alimentation à partir d'un variateur de vitesse

Nous remplaçons maintenant la source d'alimentation de la machine asynchrone (réseau triphasé) par un variateur de vitesse piloté par la stratégie V/f constant. Nous allons, à travers les essais effectués au Laboratoire LRE de l'ENP, tester l'efficacité de la technique de détection des défauts de barres par la signature du courant statorique lorsque la machine est alimentée par le variateur. Nous commençons par présenter (figure VI-15) la forme de la tension délivrée par le variateur de vitesse lorsque celui-ci fonctionne avec une fréquence de découpage de 4 kHz. Une comparaison entre le spectre de cette tension et celui du réseau triphasé est illustré par la figure VI-16. Comme attendu, on constate que le spectre de la tension délivrée par le variateur de vitesse est très riche en harmoniques dont l'amplitude est beaucoup plus élevée par rapport au spectre de la tension du réseau.

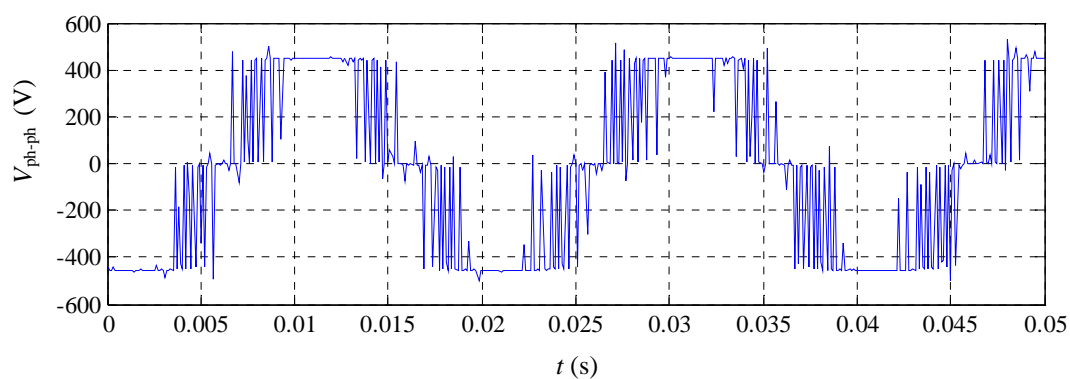


Figure VI-15. Tension entre phases délivrée par le variateur de vitesse

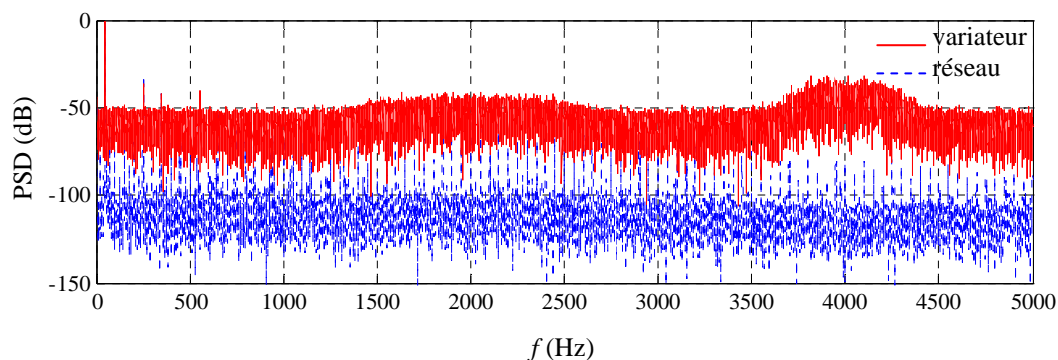


Figure VI-16 . Comparaison entre le spectre de la tension délivrée par le variateur et celui du réseau triphasé

La figure VI-17 illustre le spectre du courant statorique dans la plage 35Hz à 65 Hz pour les trois machines fonctionnant à 80% de la charge nominale avec un glissement de 2.57%. Comme nous pouvons le constater, nous retrouvons toujours autour du fondamental les composantes spécifiques de fréquence $(1 \pm 2.k.g).f_s$ dont l'amplitude augmente avec le nombre de barres cassées. Néanmoins, les composantes de fréquence $(1 \pm 2.g).f_s$ qui apparaissent dans le spectre de la machine saine créées par l'asymétrie naturelle de la cage rotorique, ne sont pas clairement identifiable pour ce type d'alimentation.

Pour les harmoniques d'ordre supérieur (figure VI-18), l'identification des composantes spécifiques, créées par les encoches rotoriques, est encore plus difficile à effectuer car elles sont confondues avec celles générées par le bruit de mesure et celles induites par le variateur de vitesse. Par conséquent, avec un variateur de vitesse, les difficultés, pour localiser et identifier les composantes caractérisant le défaut de barres, sont plus accentuées et des précautions supplémentaires doivent être prises afin de réaliser un bon diagnostic.

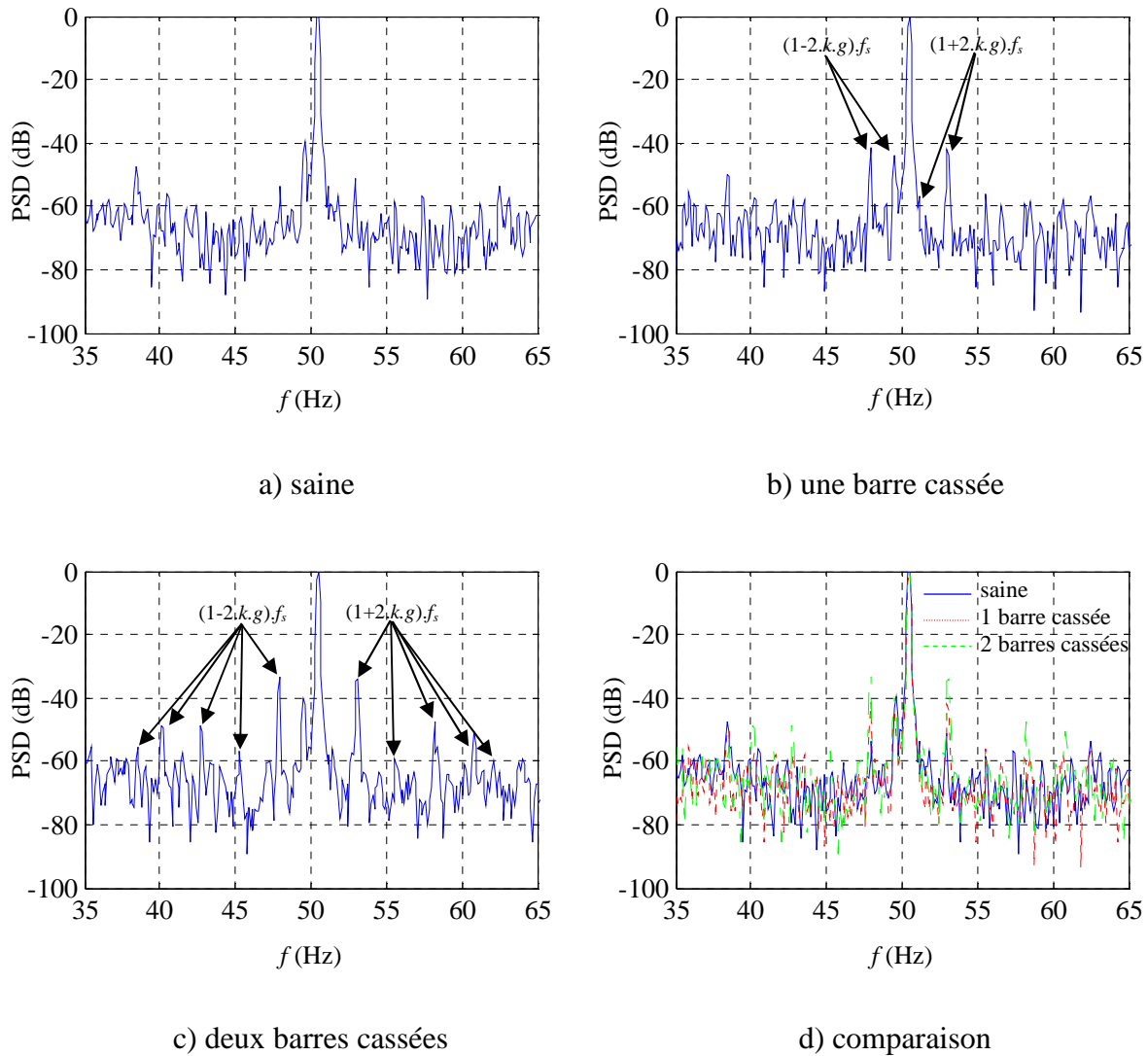
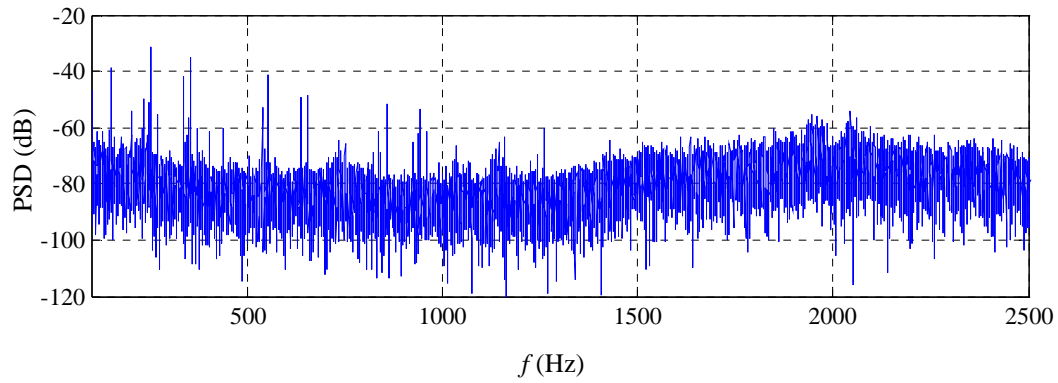
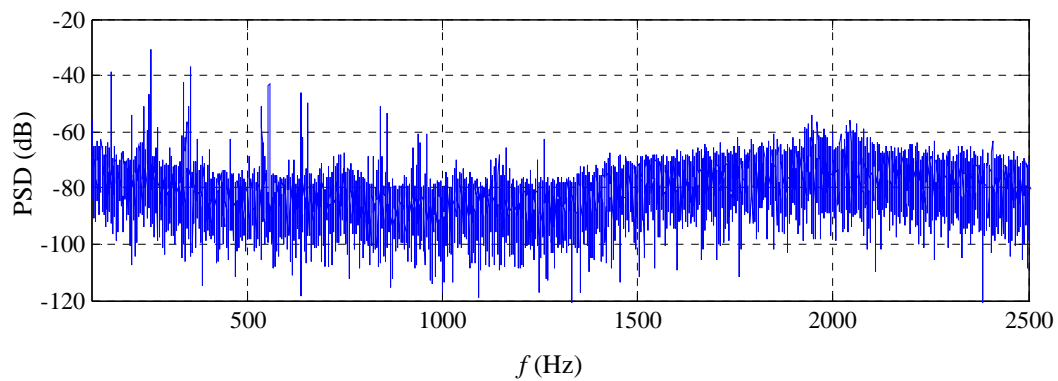


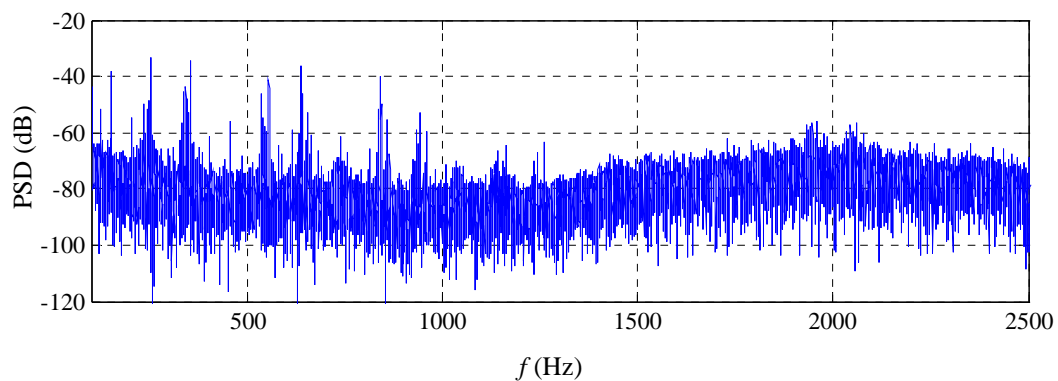
Figure VI-17. Analyse spectrale du courant statorique à 80% de charge ;
alimentation à partir d'un variateur de vitesse



a) saine



b) une barre cassée



c) deux barres cassées

Figure VI-18. Analyse spectrale du courant statorique [100 à 2500 Hz] à 80% de charge ; alimentation à partir d'un variateur de vitesse

VI.2. Application à la détection de défaut d'excentricité dynamique

Les tests que nous présentons, dans cette partie, sont effectués au Laboratoire LAPLACE de l'ENSEEIH (Toulouse). Le banc d'essais décrit au paragraphe II a été utilisé pour analyser le défaut d'excentricité dynamique. Pour cela, nous disposons de deux machines (une machine saine et une autre présentant 40% d'excentricité dynamique) bipolaires de 5.5 kW de

puissance et de 35 N.m de couple nominal. Ces machines sont alimentées par un variateur de vitesse industriel fonctionnant en boucle ouverte et couplées séparément à une génératrice à courant continu qui débite sur une batterie de résistances. Grâce à des capteurs, les trois tensions, les trois courants de ligne, la vitesse, le couple et les vibrations sont mesurées et transmises vers un PC équipée de deux cartes d'acquisition. Pour couvrir les commutations du variateur de vitesse qui fonctionne avec une fréquence de découpage de 3 kHz, l'acquisition des signaux mesurés a été choisie égale à 25.6 kHz. Les machines ont été testées pour deux niveaux de charge : 10% et 80% de la charge nominale des machines. La charge maximale ne peut être atteinte à cause de la limitation de la génératrice à courant continu.

Les figures VI-19 et VI-20 illustrent l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent de la machine saine et celle présentant une excentricité dynamique de 40%, fonctionnant à 10% de charge et à 80% de la charge respectivement dans la plage [20 à 80 Hz]. Les deux machines ont des glissement de 0.2% pour 10% de charge, 2.62% pour 80% de charge pour la machine saine et de 2.22 pour la machine avec excentricité dynamique.

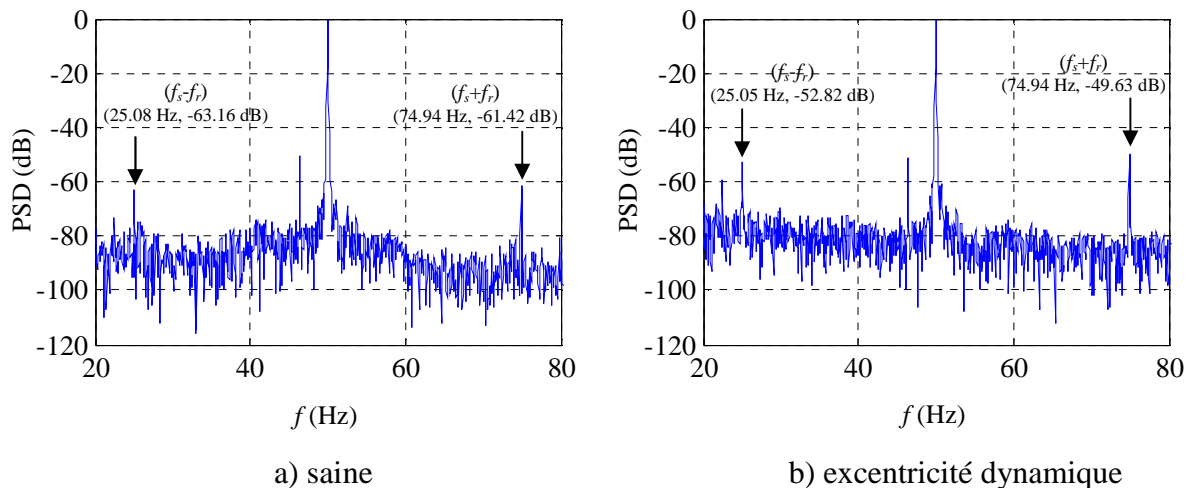


Figure VI-19. Analyse spectrale du courant statorique pour 10% de charge

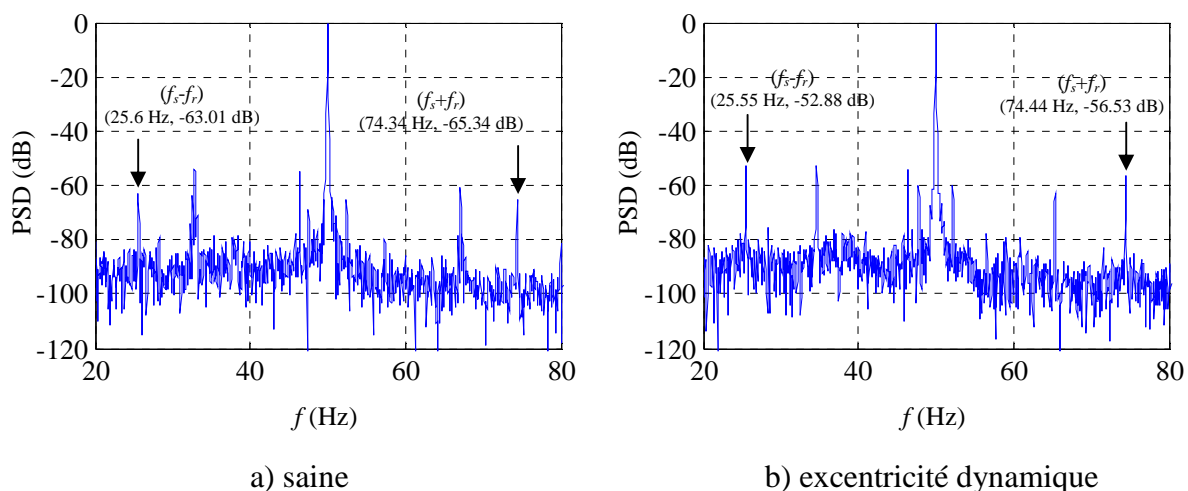


Figure VI-20. Analyse spectrale du courant statorique [20 à 80 Hz] pour 80% de charge

Nous constatons clairement l'apparition des composantes ($f_s \pm f_r$) dans tous les spectres y compris ceux correspondant à la machine saine. L'apparition de ces composantes dans le spectre de la machine saine est due à l'existence d'une asymétrie naturelle provoquée lors de l'étape de construction. Pour cette raison, le critère de distinction entre une machine saine et une autre présentant un défaut d'excentricité est basé sur l'amplitude de ces composantes. En fait, pour 10% de charge, l'amplitude de la composante ($f_s - f_r$) est de -63.16 dB ; elle atteint -52.82 dB en présence d'excentricité dynamique avec un écart de 10.34 dB. De même, un écart de 10.13 dB est enregistré entre l'amplitude de cette composante lorsque les deux machines fonctionnent avec un niveau de charge de 80%. Pour la composante ($f_s + f_r$), l'écart entre la composante correspondante à la machine saine et celle correspondante à la machine avec excentricité dynamique est de 11.79 dB pour la charge de 10% et 8.81 dB pour la charge de 80%.

Les harmoniques d'encoches rotoriques apparaissent également dans le spectre du courant statorique illustré par la figure VI-21 dans la gamme [500 à 1000 Hz] et par la figure VI-22 dans la gamme [1000 à 1500 Hz]. Nous désignons par PSH_k , la composante principale des harmoniques d'encoches rotoriques (Principal Slot Harmonics) pour $k = 1, 2, \dots$

Le tableau VI-3 donne les fréquences correspondantes à ces harmoniques calculées à partir de l'expression (III-61) pour $N_r = 28$, $\nu = 1$, $p = 2$ et $f_s = 50$ Hz pour une machine avec 40% d'excentricité dynamique fonctionnant à 80% de charge.

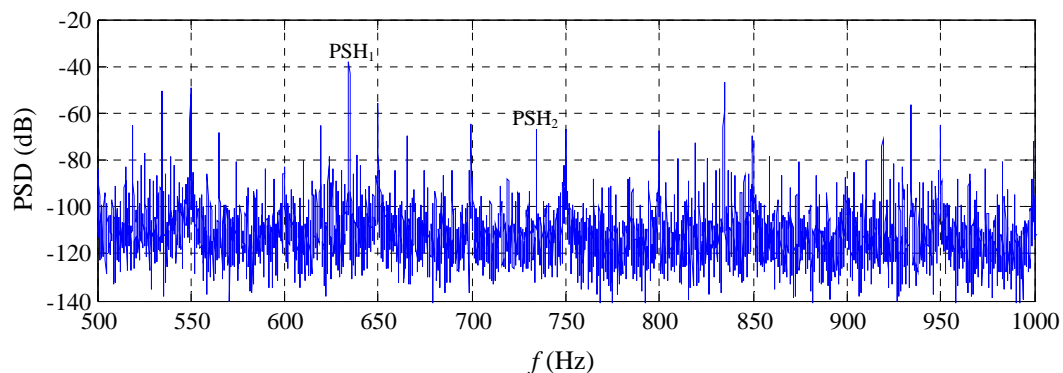


Figure VI-21. Spectre du courant statorique [500 à 1000 Hz] pour 80% de charge ; avec excentricité dynamique

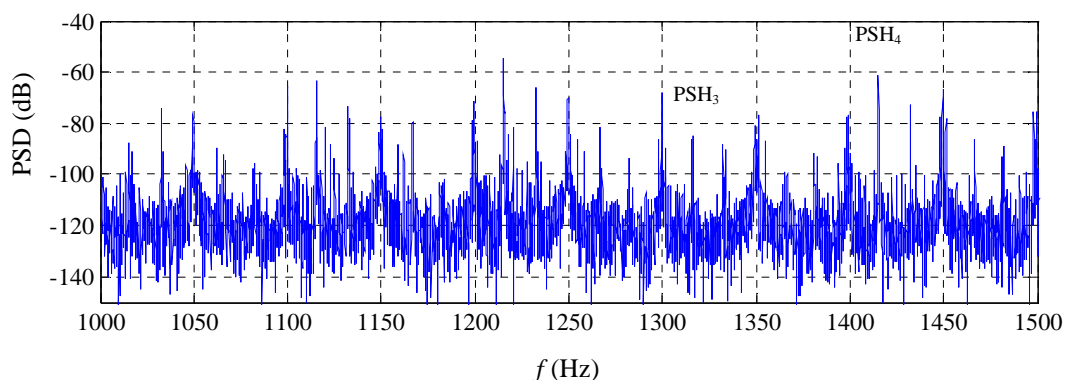


Figure VI-22. Spectre du courant statorique [1000 à 1500 Hz] pour 80% de charge avec excentricité dynamique

En plus des composantes de fréquences ($f_s \pm f_r$) qui apparaissent autour du fondamental, d'autres composantes générées par les encoches rotoriques apparaissent également dans le spectre du courant statorique dont la fréquence obéit à la relation donnée par l'équation III-97. En utilisant cette relation, nous avons calculé ces fréquences (tableau VI-3) pour les mêmes paramètres cités précédemment.

Afin d'analyser l'apparition de ces composantes, nous avons tracé le spectre du courant statorique dans la plage [600 à 660Hz] pour une machine saine et une machine avec excentricité dynamique fonctionnant à 80% de charge (figures VI-23 et VI-24).

Nous avons reporté dans ces figures, la fréquence et l'amplitude de certaines composantes autour du PSH_1 . Un écart de 19.82 dB est enregistré entre l'amplitude de la composante située à gauche du PSH_1 pour la machine saine et celle qui correspond à la machine avec défaillance.

Pour la composante située à droite du PSH_1 , cet écart est de l'ordre de 7.54 dB. Par conséquent, l'amplitude des composantes harmoniques générées par les encoches rotoriques augmente lorsque la machine présente un défaut d'excentricité dynamique. Le contrôle et la surveillance de l'amplitude de ces composantes constituent un outil supplémentaire pour identifier ce genre de défaut.

Harmonique d'encoches rotoriques	$k=1$	$k=2$
$PSH = \left(\frac{k.N_r}{p} (1-g) \pm v \right) . f_s$	$PSH_1=634.6\text{Hz}$ $PSH_2=734.3\text{Hz}$	$PSH_3=1318.8\text{Hz}$ $PSH_4=1418.8\text{Hz}$
$f_{ed} = \left((k.N_r \pm n) . \frac{(1-g)}{p} \pm v \right) . f_s$	$n=1, f_{ed}=758.9 \text{ Hz}$ $f_{ed}=658.9 \text{ Hz}$ $f_{ed}=710 \text{ Hz}$ $f_{ed}=610 \text{ Hz}$ $n=2, f_{ed}=783.4 \text{ Hz}$ $f_{ed}=683.4 \text{ Hz}$ $f_{ed}=658.6 \text{ Hz}$ $f_{ed}=558.6 \text{ Hz}$.	$n=1, f_{ed}=1434.4 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1334.4 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1394.5 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1294.5 \text{ Hz}$ $n=2, f_{ed}=1467.8 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1367.8 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1370.1 \text{ Hz}$ $f_{ed}=1270.1 \text{ Hz}$.

Tableau VI-3. Fréquences des harmoniques d'encoches rotoriques avec et sans excentricité dynamique pour 80% de charge

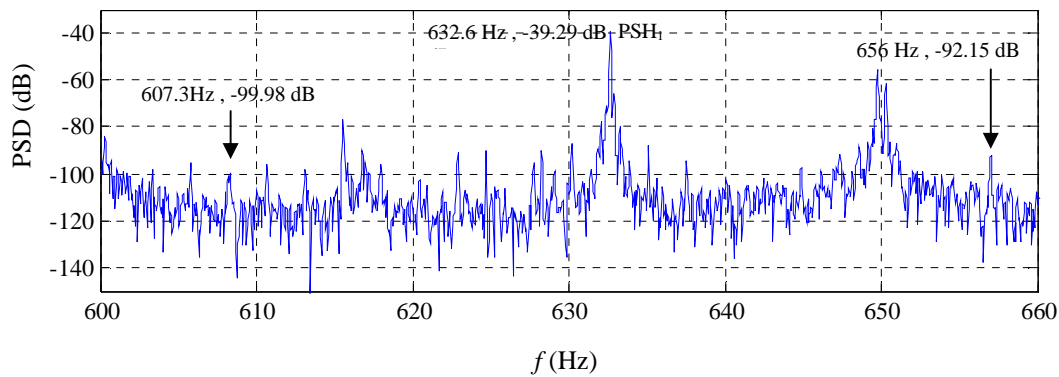


Figure VI-23. Spectre du courant statorique [600 660 Hz] pour 80% de charge ; cas d'une machine saine

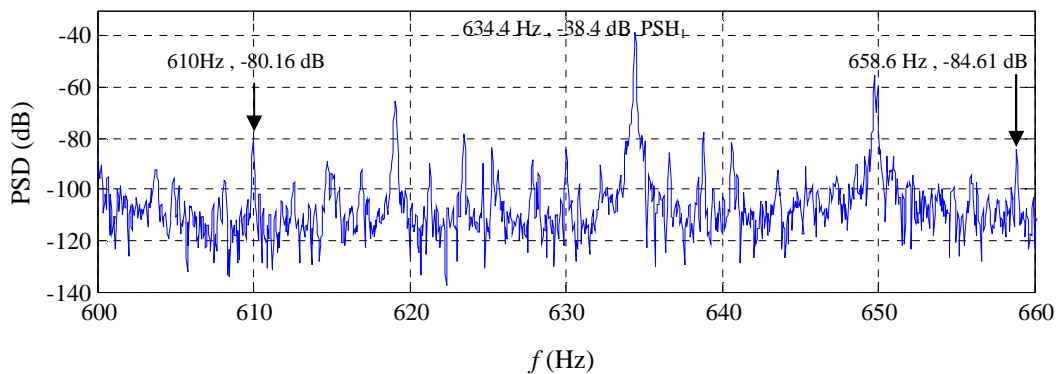


Figure VI-24 : Spectre du courant statorique [600 660 Hz] pour 80% de charge ; cas d'une machine avec excentricité dynamique

VI.5. Classification des défauts rotoriques par les réseaux de neurones

Dans la partie précédente, nous avons montré comment détecter la signature d'un défaut rotorique spécifié. La décision à prendre, pour distinguer entre une machine saine ou une machine avec un défaut donné, se base uniquement sur l'analyse visuelle du spectre du courant statorique. L'objectif de cette partie est d'automatiser l'étape de décision en se basant sur une des techniques de l'intelligence artificielle : les réseaux de neurones.

VI.5.1. Elaboration de la base de données

Afin d'élaborer notre base de données réservée à la classification des défauts rotoriques étudiés, une campagne d'essais a été effectuée aux niveaux des deux Laboratoires, LRE de l'ENP et de LAPLACE. Pour les essais effectués au LRE-ENP, les trois machines (saine, une barre cassée et deux barres cassées) ont été testées pour :

- 6 niveaux de charge.
- Trois fréquences d'alimentation : 50 Hz, 40 Hz et 25 Hz.

A l'issue de ces essais, une base de données de 102 vecteurs d'entrée a été construite. Les essais effectués au Laboratoire LAPLACE, sur une machine saine et sur une machine avec 40% d'excentricité dynamique opérant pour trois niveaux de charge 10%, 50% et 80% ont permis d'élaborer une deuxième base de données constituée de 30 vecteurs d'entrées. Ainsi, nous avons constitué une base de données pour quatre types de machines contenant 132 vecteurs d'entrées [150,151].

VI.5.2. Formation des vecteurs d'entrée

Chaque vecteur d'entrée contient les informations suivantes :

- La fréquence d'alimentation ;
- Le glissement ;
- La valeur efficace RMS du courant du stator (Root Mean square) ;
- La fréquence de la composante de fréquence $(1-2.g).f_s$ à gauche du fondamental ;
- L'amplitude de la composante de fréquence $(1-2.g).f_{ss}$;
- La fréquence de la composante de fréquence $(1+2.g).f_s$ à gauche du fondamental ;
- L'amplitude de la composante de fréquence $(1+2.g).f_{ss}$;
- La composante de fréquence (f_s+f_r) ;
- L'amplitude de la composante de fréquence (f_s+f_r) ;
- La composante de fréquence (f_s-f_r) ;
- L'amplitude de la composante de fréquence (f_s-f_r) .

La fréquence d'alimentation, la valeur efficace du courant statorique et le glissement sont les éléments qui donnent des informations sur les conditions de fonctionnement de la machine asynchrone. Le glissement peut être déterminé selon la méthode décrite au paragraphe VI.3. La valeur efficace du courant statorique, qui définit le niveau de charge de la machine, peut être calculée selon l'expression suivante :

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (\text{VI-4})$$

VI.5.3. Extraction des signatures de défauts

Comme cela est illustré par la figure VI-25, un programme MATLAB a été élaboré pour permettre la détection automatique de la fréquence et de l'amplitude de tous les pics dans un intervalle fréquentielle spécifié. Une fois cette tâche réalisée, une procédure de recherche pour les composantes caractéristiques de fréquence $(1-2.g).f_s$, $(1+2.g).f_s$, (f_s+f_r) et (f_s-f_r) est lancée.

VI.5.4. Normalisation des données

Afin d'adapter les données obtenues pour les réseaux de neurones artificielles et de les normaliser dans l'intervalle $[-1 ; 1]$, la fonction suivante a été utilisée :

$$y = \frac{(y_{\max} - y_{\min})(x - x_{\min})}{(x_{\max} - x_{\min}) + y_{\min}} \quad (\text{VI.5})$$

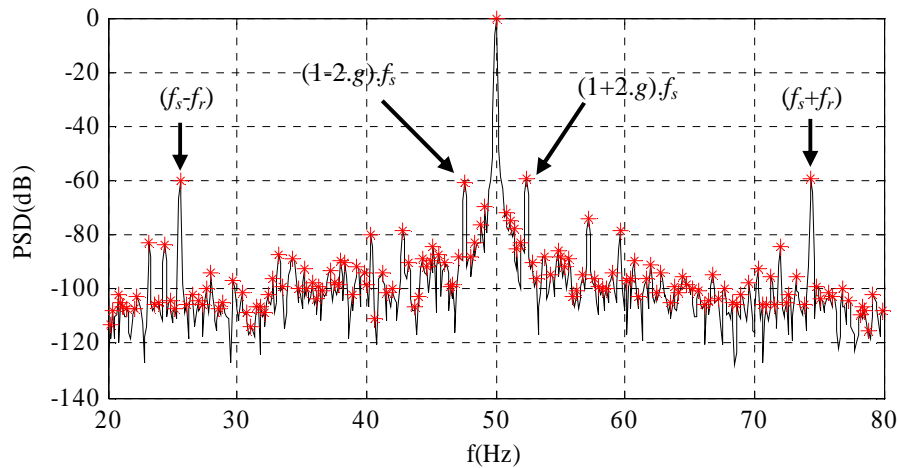


Figure VI-25. Extraction des composantes caractéristiques aux défauts

tel que :

- $y_{\max} = 1$ et $y_{\min} = -1$
- x_{\min} et x_{\max} sont les valeurs minimale et maximale du vecteur $[x_1, x_2, \dots]$ respectivement.

VI.5.5. Codification des machines asynchrones

La sortie du réseau de neurones artificiels indique l'état des machines étudiées. Pour cela, on attribue à chaque machine une codification permettant sa distinction par rapport aux autres machines. Cette codification repose sur le type de classification qu'on veut effectuer. Pour se faire, nous avons choisi trois types de classification. Pour chaque type, on retrouve une codification distincte.

VI.5.5.1. Classification en deux classes

Dans cette classification, on fait la distinction entre une machine saine et une machine avec défaut rotorique sans préciser la nature du défaut. Cependant, le réseau de neurones artificiels comporte deux neurones à la sortie et la codification se fait de la manière suivante :

- [1 -1] pour la machine saine ;
- [-1 1] pour la machine avec défaut rotorique.

VI.5.5.2. Classification en trois classes

En plus de séparation entre machine saine et machine avec défaut rotorique, ce type de classification permet de distinguer entre une machine avec défaut de barre et une machine avec défaut d'excentricité dynamique. Pour cela, le réseau choisi contient trois neurones à la sortie et la codification se fait de la manière suivante :

- [1 -1 -1] pour la machine saine ;
- [-1 1 -1] pour la machine avec défaut de barres ;
- [-1 -1 1] pour une machine avec défaut d'excentricité.

VI.5.5.3. Classification en quatre classes

Cette classification permet de distinguer entre une machine saine, une machine avec une barre cassée, une machine avec deux barres cassées et une machine avec défaut d'excentricité dynamique. Pour aboutir à cette classification, le réseau contient quatre neurones à la sortie avec la codification suivante :

- [1 -1 -1 -1] pour la machine saine ;
- [-1 1 -1 -1] pour la machine avec une barre cassée ;
- [-1 -1 1 -1] pour la machine avec deux barres cassées ;
- [-1 -1 -1 1] pour la machine avec défaut d'excentricité dynamique.

VI.5.6. Analyse des résultats

En adoptant le réseau de neurones feedforward et en faisant varier le nombre de neurones dans les couches cachées, plusieurs architectes de ce type de réseau ont été testées afin d'évaluer leurs impact sur les performances des résultats de classification des machines électriques étudiées.

En utilisant deux tiers de la base de données, la phase d'apprentissage des réseaux de neurones a été réalisée en se basant sur l'algorithme de Levenberg Marquardt. Durant cette phase, nous avons choisi les paramètres d'apprentissage suivants :

- Nombre d'epochs : 500 ;
- Fonction objective d'apprentissage : 10^{-6} ;
- Rapport d'apprentissage : 0.005

Ainsi, les poids des neurones sont initialisés d'une manière aléatoire puis modifiés afin d'ajuster les sorties du réseau à la cible désirée en minimisant la valeur de la fonction objective.

Une fois la phase d'apprentissage terminée, le réseau est testé avec le reste de données (un tiers). Pour cela, un échantillon est considéré comme étant classé si la différence entre la sortie du réseau de neurones et la cible ne dépasse pas 30%.

Le tableau VI-4 résume les résultats obtenus pour le premier type de classification, c'est-à-dire entre une machine saine et une autre avec défaut rotorique sans spécifier la nature de ce défaut. Nous constatons que le taux de classification, défini comme étant le rapport entre les échantillons classés par rapport au nombre total d'échantillons de test, dépend de l'architecture du réseau de neurones. Aussi, l'augmentation du nombre de neurones dans les couches cachées ne signifie pas l'amélioration du taux de classification. En revanche, l'architecture avec 11x13x11x2 neurones donne le meilleur résultat.

Les résultats, obtenus pour le deuxième type de classification, sont présentés par le tableau VI-5. En comparant les deux réseaux de neurones, nous constatons que l'architecture 11x23x17x3 donne de meilleurs taux de classification par rapport à l'architecture 11x15x17x3. Pour ce cas de classification, nous enregistrons, également que pour les deux architectures respectivement 5.26% et 2.63% des échantillons ne sont pas classifiés. Autrement dit, les valeurs obtenues à la sortie de ces réseaux ne permettent pas d'attribuer une machine donnée à une classe spécifiée. Les erreurs de classification sont respectivement 7.89% et 13.16%. Ces erreurs sont détaillées dans les tableaux VI-6 et VI-7. Pour ces deux tableaux nous comptons 38 échantillons. Concernant le premier tableau, il existe sept échantillons de machines saines dont cinq sont bien classés et deux sont classées comme des machines avec défaut de barres. Le nombre d'échantillons de machine avec défaut de barres est de 21, l'erreur de classification concerne uniquement un seul cas. En contre partie, aucune erreur de classification n'a été enregistrée pour les échantillons des machines avec défaut d'excentricité dynamique.

architecture	Performance	Taux de classification (%)	Erreur de classification (%)
11x13x11x2	3.75×10^{-6}	92.11	7.89
11x10x10x2	9.64×10^{-6}	89.47	10.53
11x11x13x2	8.70×10^{-6}	89.47	10.53
11x13x13x2	9.39×10^{-6}	86.84	13.16

Tableau VI-4. Résultats pour le premier type de classification

architecture	Performance	Taux de classification (%)	Erreur de classification (%)	Taux de non classification (%)
11x23x17x3	9.79×10^{-6}	86.84	7.89	5.26
11x15x17x3	9.04×10^{-6}	84.21	13.16	2.63

Tableau VI-5. Résultats pour le deuxième type de classification

	machine saine	défaut de barre	Défaut d'excentricité
Machine saine	5	2	0
défaut de barre	1	20	0
Défaut d'excentricité	0	0	10

Tableau VI-6. Performances de classification pour l'architecture 11x23x17x3

	machine saine	défaut de barre	Défaut d'excentricité
machine saine	4	2	1
défaut de barre	2	19	0
Défaut d'excentricité	0	0	10

Tableau VI-7. Performance de classification pour l'architecture 11x15x17x3

VI.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus à partir de deux bancs d'essais. Le premier banc d'essais a été conçu et développé spécifiquement dans le cadre de cette étude, il est dédié à l'examen des défauts dans la cage rotorique, alors que le deuxième nous a servi pour l'analyse de l'excentricité dynamique. A travers les résultats obtenus, nous avons pu valider d'un côté, notre étude théorique faite au chapitre trois, relative à l'identification des fréquences des différentes composantes qui caractérisent les défauts rotoriques examinés. D'un autre côté, ces résultats confirment parfaitement ceux trouvés par simulation dans les chapitres quatre et cinq, ce qui nous permet de conclure sur la validité de notre modélisation.

Les réseaux de neurones artificiels ont été introduits dans le but d'une classification automatique de ces défauts. Les performances obtenues sont variables et dépendent de l'architecture du réseau qui dépend de la base de donnée à exploiter. Néanmoins, l'amélioration de ces performances nécessite l'élargissement de la base de données.

Conclusion générale

Le diagnostic de défauts des machines asynchrones à cage est aujourd'hui primordial pour la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité et l'efficacité de celles-ci dans les systèmes industriels. L'emploi croissant de ces machines dans des milieux de plus en plus agressifs oblige les utilisateurs, à se prémunir contre l'apparition d'un défaut qui peut parfois causer l'arrêt partiel ou total de tout l'appareil de production, entraînant ainsi de lourdes pertes financières. Le travail que nous avons présenté traite le diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage et plus précisément les défauts de ruptures de barres et de l'excentricité statique et dynamique.

Nous avons commencé par rappeler quelques éléments permettant de comprendre l'opération de diagnostic d'une manière générale. Nous avons montré que cette opération comporte cinq étapes complémentaires. Elle commence par l'acquisition de données qui seront traitées afin de tirer quelques indicateurs permettant de détecter la présence ou non d'un défaut donné puis de le localiser. A la fin, l'opérateur peut décider si la machine peut continuer à fonctionner ou l'arrêter et l'envoyer à la maintenance.

Pour effectuer un diagnostic de l'état de la machine asynchrone, plusieurs techniques ont été développées. Globalement, ces techniques peuvent être classées en deux catégories : les techniques à base du signal et les techniques à base de modèle. La première catégorie est basée sur le contrôle et la surveillance des signaux de la machine à diagnostiquer. Cette surveillance peut être effectuée dans les domaines temporel, fréquentiel ou mixte. Les techniques de diagnostic à base du modèle prennent en considération la modélisation physique du système. Elles comparent l'évolution du modèle avec celle du processus physique. Le modèle peut être divisé en trois classes : analytique, statistique ou de connaissance.

Afin de situer notre travail, nous avons examiné quelques travaux de recherche dans le domaine du diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage. Ces travaux portent sur la modélisation de cette machine en présence de ces défauts ainsi que sur les techniques de leurs détections et leurs classifications. Cette analyse nous a permis de constater que la plupart des travaux sur la modélisation de la machine asynchrone dédiée au diagnostic des défauts sont basés sur l'approche de la fonction de tours et de la fonction de bobinage modifiée (Modified Windig Function Approach) pour calculer les inductances de la machine et les utiliser dans le modèle. C'est pour cette raison que nous avons voulu adopter une autre approche basée sur la force magnétomotrice et la fonction de perméance. De plus, par sa simplicité de mise en œuvre, la technique d'analyse spectrale du courant statorique est la plus utilisée pour la détection des défauts étudiés. C'est pour cette raison qu'elle a été utilisée le long de notre travail.

En adoptant la technique de l'analyse spectrale du courant statorique pour la détection des défauts rotoriques et les réseaux de neurones artificiels comme outil de classification, il s'est

avéré nécessaire de rappeler quelques notions de traitement du signal, en particulier celles relatives à la densité spectrale et les méthodes de son estimation. Le principe, l'architecture et les modes d'apprentissage des réseaux de neurones sont également abordés afin de donner au lecteur tous les éléments lui permettant de comprendre notre travail.

Le cœur de notre travail réside dans le chapitre trois. En s'appuyant sur une topologie constitutive et géométrique d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, nous avons développé les équations analytiques relatives à l'induction magnétique au niveau de l'entrefer de la machine en tenant compte des harmoniques d'espaces et de temps. Ces équations ont permis d'une part, de tracer l'allure de l'induction magnétique pour une machine saine et de la comparer à celle correspondante à une machine avec des barres cassées ou présentant une excentricité statique ou dynamique. D'autre part, nous avons utilisé ces équations pour démontrer et comprendre l'origine des composantes fréquentielles qui existent d'une manière naturelle dans la machine par l'effet de l'alimentation et des encoches rotoriques. L'apparition d'un défaut rotoriques se manifeste par l'augmentation de l'amplitude de ces composantes et l'apparition de nouvelles raies dont le contrôle et la surveillance peuvent constituer un outil de diagnostic de ces défauts.

Afin de comprendre le comportement dynamique de la machine asynchrone sans ou en présence de défauts rotoriques, il s'est avéré nécessaire de disposer d'un outil de simulation suffisamment représentatif basé sur un ensemble d'hypothèses peu restrictives. Pour cette raison, nous avons adopté une méthodologie complètement analytique basée sur l'approche des circuits couplés magnétiquement, pour développer dans une première étape, le modèle général de la machine asynchrone à cage sans défauts. Le calcul des inductances de la machine joue un rôle important dans cette modélisation. Pour cela, un intérêt particulier a été donné à leur détermination. Pour aboutir aux expressions analytiques de ces inductances, nous avons utilisé les équations de l'induction magnétique développées au chapitre trois de notre manuscrit. Ensuite, nous avons décrit la méthodologie qui nous a permis d'aboutir à la formulation des systèmes d'équations électriques, magnétiques et mécaniques décrivant la machine asynchrone en tenant compte de la nature de l'alimentation et du type de couplage au niveau du stator. Quelques résultats de simulation montrant l'évolution temporelle des grandeurs physiques caractérisant le comportement dynamique de la machine tel que la vitesse, les courants statorique et rotorique ainsi que le couple électromagnétique sont présentés. Le courant statorique obtenu par simulation est ensuite analysé dans le domaine fréquentiel dans le but de montrer les composantes fréquentielles existantes, en particulier celles liées aux encoches rotoriques. Ces composantes coïncident parfaitement avec les expressions développées au chapitre trois.

La flexibilité du modèle développé est exploitée pour rendre compte des défauts rotoriques étudiés. Dans cette partie nous avons apporté toutes les modifications quant à la structure de la cage rotorique suite à la présence d'un défaut de barres ou à la réévaluation des inductances suite au changement de la fonction de perméance à cause de l'irrégularité de l'entrefer. Pour modéliser un défaut de barre, nous avons adopté l'approche de l'augmentation de la résistance

de la barre incriminée de façon à éliminer le courant dans cette barre. Dans cette approche, la structure du circuit électrique de la cage rotorique n'est pas modifiée et les inductances propres et mutuelles ne sont pas altérées. Pour le cas d'un défaut d'excentricité statique ou dynamique, les équations électriques relatives au stator restent inchangées et la cage rotorique ne subit de sa part aucune modification. Néanmoins, en présence de ce défaut, l'entrefer n'est pas constant et toutes les inductances de la machine seront modifiées. D'un côté, l'amplitude de toutes les inductances de la machine augmentent en présence d'excentricité statique ou dynamique. D'un autre côté, les inductances propres et mutuelles des boucles rotoriques deviennent variables en fonction de l'angle rotorique dans le cas d'une excentricité statique. Dans le cas d'une excentricité dynamique, ce sont les inductances propres et mutuelles des phases statoriques qui deviennent variables en fonction de l'angle rotorique. Comparativement à une machine saine, où les mutuelles inductances entre le stator et le rotor sont égales aux mutuelles inductances entre le rotor et le stator, nous avons pu montrer, grâce aux expressions analytiques développées, que ces mutuelles ne sont plus égales, en présence d'une excentricité dynamique.

Par le biais des simulations numériques effectuées pour différentes situations dont les résultats étaient très satisfaisants et en conformité avec d'autres travaux de recherches utilisant d'autres approches, nous avons montré que notre modélisation répond parfaitement aux objectifs tel que la compréhension des phénomènes physiques liés à l'apparition de défauts et l'extraction et l'analyse des signatures de ces défauts.

Dans le dernier chapitre de notre manuscrit, nous avons présenté les résultats expérimentaux issus des bancs d'essais utilisés. Le premier banc a été conçu et mis en œuvre au Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'ENP. Il nous a permis de réaliser des essais sur des machines saines et d'autres ayant des défauts de barres. Les essais relatifs aux défauts d'excentricité ont été effectués au Laboratoire LAPLACE de l'ENSEEIH (Toulouse) dans le cadre d'un projet TASSILI-CMEP. A travers ces essais, nous avons procédé à l'application de la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour la détection des composantes caractérisants les défauts rotoriques étudiés. Globalement, ces composantes sont en parfaite concordance avec celles déterminées par simulation, ce qui confirme et valide les modèles que nous avons développés.

Enfin, les réseaux neurones artificiels sont employés pour la classification des défauts rotoriques. En se basant sur les signatures de ces défauts extraites à partir du spectre du courant statorique, nous avons formé une base de données pour entraîner un réseau de neurones afin de classer ces défauts.

Les travaux de recherche que nous avons mené ont permis de développer un modèle complètement analytique de la machine asynchrone à cage d'écureuil dédié au diagnostic des défauts rotoriques. Néanmoins, les efforts de modélisation doivent être poursuivis pour intégrer un certain nombre de phénomènes physiques supplémentaires tel que la saturation magnétique. Par ailleurs, il serait intéressant d'étendre le modèle développé afin d'étudier d'autres types de défauts tels que les courts circuits statoriques et les défauts de roulements.

D'un autre côté, l'application de la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour la détection et celle des réseaux de neurones pour la classification, peuvent être améliorées en associant d'autre type de signaux tels que les vibrations qui offrent en effet des signatures de défaillance intéressantes. Enfin, il serait intéressant d'implémenter l'opération de détection et de classification dans une carte DSP afin de procéder à la surveillance et au diagnostic en ligne de ces défauts. Ce dernier volé fera l'objet d'un projet de recherche qui sera lancé au niveau de notre Laboratoire.

Annexe

I. Paramètres de la machine asynchrone à cage

Afin de pouvoir effectuer des simulations numériques en exploitant le modèle développé, les paramètres de la machine asynchrone doivent être connus au préalable. Les inductances de magnétisation ainsi que les mutuelles inductances statoriques et rotoriques peuvent être calculées à partir des expressions analytiques données au chapitre IV pour la machine saine, et au chapitre V pour la machine avec défaut rotorique.

La résistance des phases de stator a été évaluée par un essai en courant continu. Les résistances des barres et des segments de l'anneau de court-circuit ont été calculées à partir des expressions analytiques basées sur les dimensions géométrique de la machine et en supposant que la cage rotorique est construite à base d'aluminium. Les inductances de fuites statoriques et rotoriques ont été assimilées à des inductances de fuite d'encoches lesquelles ont été évaluées par calcul analytique. En exploitant le travail qui a été fait qu niveau du laboratoire LRE de l'ENP [153], les paramètres pris dans les simulations numériques se présentent comme suit :

- Fréquence : 50Hz
- Nombre de spire en série par phase : $N_s=156$
- Diamètre externe stator $D_s=140$ mm
- Epaisseur d'entrefer : 028 mm
- Nombre de paire de poles : $p=2$
- Longueur totale de fer 120 mm
- Nombre de barres rotoriques $N_r=28$
- Résistance d'une phase statorique $R_s=1.5\Omega$
- Inductance de fuite statorique $l_{sf}=0.007$ H
- Résistance d'une portion d'anneau : $R_e = 5e-6 \Omega$
- Inductance de fuite d'une portion d'anneau : $L_e = 0.036.10^{-6} \Omega$
- Résistance d'une barre rotorique : $R_b= 96.94e-6$
- Inductance de fuite d'une barre rotorique : $l_b=0.28e-6$

II. Paramètres de la machine asynchrone utilisés pour les essais au niveau du laboratoire LRE de l'ENP

• Constructeur	ENEL- AZZAZGA
• Puissance	4 kW
• Tension nominale	220/380 V
• Courant nominal	15.2/8.8 A
• Vitesse nominale	1435 tr/mn
• Nombre de paires de pôles	2
• Nombre d'encoches statoriques	36
• Nombre de barres au rotor	28

III. Paramètres de la machine asynchrone utilisés pour les essais au niveau du laboratoire LAPLACE

• Constructeur	LEROY SOMER
• Fréquence	50 Hz
• Puissance	5.5 kW
• Tension nominale	400 V
• Courant nominal	11.2 A
• Vitesse nominale	1445 tr/mn
• Nombre de paires de pôles	2
• Nombre d'encoches statoriques	36
• Nombre de barres au rotor	28

Bibliographie

-
- [1] Tuomo Lindh, "On the condition monitoring of induction machines," thèse de doctorat, université de Lappeenranta (Filande), 2003.
- [2] O. V. Thorsen et M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in Offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminal, and oil refineries," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 31, N° 5, pp. 1186- 1196, Sep./Oct 1995.
- [3] Ian M. Culbert and W. Rhodes, "Using current signature analysis technology to reliably detect cage winding defects in squirrel-cage induction motors," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 43, N° 2, pp. 422- 428, March/April 2007.
- [4] R. Smith and R. K. Mobley, "Industrial machinery repair," Butterworth–Heinemann, 2003
- [5] A. Consoli et T. A. Lipo, "Orthogonal axis models for asymmetrically connected induction machines," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. pas-101, N° 12, pp. 4518-4526, Déc. 1982
- [6] N. Nagwa et N. El Kasabgy, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, N° 1, pp. 165–171, Sep./Oct. 1992
- [7] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini and A. Rossi, "On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 38, N° 4, pp. 1045- 1053, July/August 2002.
- [8] F. Filippetti and M. Artioli, "Monitoring of electromechanical systems through MCSA in time and frequency domain," in *Proc. IEEE power tech. conference*, Bologna 2003.
- [9] O. Touhami, N. Lahcène et R. Ibtouen, "Spectral analysis for the rotor defects diagnosis of an induction machine," in *Proc. IEEE inter. Workshop on Intelligent Signal Processing (WISP)*, pp. 183- 187, Sept. 2005.
- [10] M. Ikeda and T. Hiyama, "Simulation studies of the transients of squirrel-cage induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, N°2, pp. 233-239, June 2007.
- [11] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, G. Didier, H. Razik and T. Lubin, "a simplified induction machine model to study rotor broken bar effects and for detection," in *Proc. 37th IEEE power Electronic Specialists Conference (PESC)*, pp. 18-22, June 2006
- [12] A. R. Munoz et T. A. Lipo, "Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 35, N° 6, pp. 1332- 1340, Nov./Déc. 1999
- [13] C. B. Jacobina, J. E. Chaves et A. M. N. Lima, "Quasi time-invariant parameter modeling and control of unbalanced induction machines," in *Proc. IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vol. 3, pp. 1557- 1562, Juin 2000.
- [14] M. Boucherma, M. Yazid Kaikaa and A. Khezzar, "Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects," *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 57, N° 4, pp. 193–199, 2006.
-

-
- [15] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui and others “Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects,” in *Proc. 9th IEEE International Power Electronics Congress*, 17-22 Oct. 2004.
- [16] J. Faiz, I. T. Ardekaneji et H. A. Toliyat, “An evaluation of inductances of a squirrel-cage induction motor under mixed eccentric conditions,” *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 18, N° 12 pp. 252- 258, Juin 2003.
- [17] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. I. Valla, “A 2-D model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach,” *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 19, pp. 144–150, March 2004.
- [18] J. Faiz and I. Tabatabaei, “Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery,” *IEEE Trans. On Magnetics*, Vol. 38, N° 6, pp 365-3657, Nov. 2002.
- [19] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, M. Valavi et H. A. Toliyat, “mixed eccentricity fault diagnosis in salient-pole synchronous generator using modified winding function method,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 11, pp.155–172, 2009
- [20] J. Faiz and B.M. Ebrahimi, “Locating rotor broken bars in induction motors using finite element method,” *journal of Energy Conversion and Management* 50, pp. 125-131, 2009
- [21] R. Fiser, “Application of a finite element method to predict damage induction motor performance,” *IEEE Trans. On Magn.*, Vol. 37, N° 5, pp. 3635–3639, Sept. 2001.
- [22] R. Isermann, “Fault Diagnosis of Machines via Parameter Estimation and Knowledge Processing,” *journal of Automatica*, Vol.29, No. 4, pp. 815-835, 1993.
- [23] F. Zidani, M.E.H Benbouzid, D. Diallo and M.S. Nait-Said, “Induction motor stator faults diagnosis by a current Concordia pattern-based fuzzy decision system,” *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 18, N° 4 pp. 469 - 475, December 2003.
- [24] C. Demian, G. Cirrincione and G. A. Capolino, “A neural approach for the fault diagnosis in induction machines,” *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Vol.4, pp. 3372- 3376, Nov. 2002.
- [25] S. Kolla and L. Varatharasa, “Identifying three-phase induction motor faults using artificial neural networks,” *ISA Transactions*, 39, pp. 433- 439, 2000.
- [26] M. Y. Chow and S. O. Yee, “Using neural networks to detect incipient faults in induction motors”, *Journal of Neural Network Computing* 2, pp. 27-32, 1991.
- [27] M. Y. Chow and S. O. Yee, “Methodology for on-line incipient fault detection in single-phase squirrel-cage induction motors using artificial neural networks”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 3, pp.536- 545, Sept. 1991
- [28] M. E. H. Benbouzid, “Bibliography on induction motors faults detection and diagnosis,” *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 14, N° 4, pp. 1065-1074, Déc. 1999.
- [29] X. Luo Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antaby et T. A. Lipo, “Multiple coupled circuit modelling of induction machines,” *IEEE Trans. On Ind. Appl.* , Vol. 31, N° 2, pp. 311- 318, Mar./Avril 1999

-
- [30] H. A. Toliyat et T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring fault," *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 10, N° 2, pp. 241- 247, Juin 1995.
- [31] ST. J. Manolas et J. A. L. Tegopoulos, "Transient model of the thress phase cage asynchronous machine with saturation and space harmonics effects," *European Transaction on Electrical Power*, Vol. 15, pp. 95- 108, 2005.
- [32] B. Liang, A. D. Ball et S. D. Iwnicki, "Simulation and fault detection of three-phase induction motors," in *Proc. IEEE 10th Region Conf. on Computers, Communications, control and Power Engineering, (TENCON)*, Vol. N° 3, pp. 1813- 1817, Oct. 2002.
- [33] O. Touhami, N. Lahcen, R. Ibtouen et M. Fadel, "Diagnosis of induction machine rotor defects from an approach of magnetically coupled multiple circuits," in *Proc. IEEE 38th Southeastern Symposium on System Theory (SSST)*, pp 492- 496, Mars 2006.
- [34] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J Faucher, J, "An accurate model of squirrel cage induction machines under rotor faults," in *Proc. IEEE Inter. Conf. on Industriel Electrical machines and systems (ICEMS)*, Vol. 1, pp. 384-387, 2001.
- [35] H. R. Fuden et C.M. Ong, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics Part I: Modeling and transformation," *IEEE Trans. On Pow. Appr. and syst.*, Vol. PAS-102, N° 8, pp. 2608- 2620, Aout 1983.
- [36] C. C. M. Cunha, R. O. C. Lyra and B. C. Filho, " Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, N°1, pp. 18-24, Jan/Fev 2005.
- [37] A. Ah-Jaco, H Yahoui, A. Makki et G. Grellet, "Analysis of squirrel cage induction motors with broken bars and rings," *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 14, N° 4, pp. 1300- 1305, Déc. 1999.
- [38] S. D. Sudhoff, B. T. Kuhn, K. A. Corzine, et B. T. Branecky, "Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors," *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 22, N° 2, pp. 259-270, Juin 2007.
- [39] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen et A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 32, N° 4, pp. 910- 917, Juil./Aout 1996
- [40] G. M. Joksimovic, M. D. Durovic, J. Penman et N. Arthur, "Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines- winding function approach," *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 15, N° 2, pp. 143- 148, juin 2000
- [41] G. M. Joksimovic, "Dynamic simulation of cage induction machine with air-gap eccentricity," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 152, N° 4, pp. 803- 811, juil. 2005
- [42] R. N. Andriamalala, H. Razik, G. Didier, M.B. R. Correa et F. M. Sargos, "An Accurate model by using the legendre polynomial functions of a dual stator induction machine dedicated to the static eccentricity diagnosis," in *Proc. IEEE 42nd IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, pp. 1909- 1916, Sept. 2007.

-
- [43] A. Stavrou et J. Penman, "Modelling dynamic eccentricity in smooth air-gap induction machines," in *Proc. IEEE Inter. Conf. on Electric Machines and drives (IEMDC)*, pp. 864- 871, 2001.
- [44] A. Ghoggal, M. Sahraoui, A. Aboubou, S. E. Zouzou et H. Razik, "An improved model of the induction machine dedicated to faults detection – extension of the modified winding function," in *Proc. IEEE Inter. Conf. on Indust. Techn. (ICIT)*, pp. 191- 196, Déc. 2005
- [45] H. R. Akbari et S. Sadeghi, "Calculation of inductances of induction machines under axial nonuniformity conditions," in *Proc. IEEE Inter. Symp. on Indust. Electr. (ISIE)*, pp. 1113- 1118, Juin 2007.
- [46] L. Xiaodong, Q. Wu et S. Nandi, "Performance analysis of three-phase induction machine with inclined static eccentricity," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 43, N° 2, pp. 531- 541, Mar./Avril 2007
- [47] A. Ghoggal, M. Sahraoui, A. Aboubou, S. E. Zouzou et H. Razik, "Considerations about the modeling and simulation of air-gap eccentricity in induction motors," in *Proc. IEEE 32nd Annual Conf. on Industrial Electronics (IECON)*, pp. 4987- 4992, Nov 2006.
- [48] A. Barbour et W. T. Thomson, "Finite element study of rotor slot designs with respect to current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel - cage induction motors," in *Proc. IEEE 32nd IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, Vol. N° 1, pp. 112- 119, Oct. 1997.
- [49] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H.A. Toliyat et B. Akin, "Diagnosis of a mixed eccentricity fault in a squirrel cage three-phase induction motor using time stepping finite element technique," in *Proc. IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1446- 1450, Mai 2007.
- [50] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini, et A. Rossi, "On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 38, N° 4, pp. 1045- 1053, Juil./Aout 2002.
- [51] I. M. Culbert et W. Rhodes, "Using current signature analysis technology to reliably detect cage winding defects in squirrel-cage induction motors," *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. 43, N° 2, pp. 1045- 1053, Mars/Avril 2007
- [52] L. A. Pereira, D. Fernandes, D. S. Gazzana, F. B. Libano et S. Haffher, "Application of the welch, burg and MUSIC methods to the detection of rotor cage faults of induction motors," in *Proc. IEEE/PES, Latin America Transmission & Distribution Conference and Exposition*, pp. 1-6, Aout 2006.
- [53] F. Cupertino, E. de Vanna, G. Forcella L. Salvatore and S. Stasi "Detection of IM broken rotor bars using MUSIC pseudo-spectrum and pattern recognition," in *Proc. IEEE 29th Annual Conf. on Industrial Electronics (IECON)*, pp. 2829- 2834, Nov 2003.

-
- [54] H. Douglas, P. Pillay et A. Ziarani, "Detection of broken rotor bars in induction motors using wavelet analysis," in *Proc. IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Vol. N° 2, pp. 923- 928, Juin 2003.
- [55] R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, C. Hansen, et J. Grieger, "Detection of broken rotor bars in induction motor using starting-current analysis and effects of loading," in *Proc. IEE Electric Power Appl.*, Vol. N°153, Issue 6, pp. 848-855, Nov. 2006.
- [56] R. Burnett, J.F. Watson et S. Elder, "The application of modern signal processing techniques for use in rotor fault detection and location within three-phase induction motors," *Signal Processing* 49, pp 57- 70, 1996
- [57] A. Yazidi, H. Hena, G. A. Capolino, M. Artioli, F. Filippetti,"Improvement of frequency resolution for three-phase induction machine fault diagnosis," in *Proc. IEEE 40th IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, pp. 20- 25, Oct. 2005.
- [58] A. Bellini F. Filippetti, D. Casadei, A. Yazidi et G. A. Capolino, "Monitoring of Induction Machines currents by high frequency resolution analysis," in *Proc. IEEE 41st IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, Vol. N° 5, pp. 2320- 2325, Oct. 2006.
- [59] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary et H. Razik, "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis," *Mechanical Systems and Signal Processing* 21, pp. 1127–1142, 2007.
- [60] J. Grieger, R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray et C. Hansen, "Estimation of static eccentricity severity in induction motors for on-line condition monitoring," in *Proc. IEEE 41st IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, Vol. N° 5, pp. 8- 12, Oct. 2006.
- [61] R. Supangat, J. Grieger, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray et C. Hansen, "Investigation of Static Eccentricity Fault Frequencies using Multiple Sensors in Induction Motors and Effects of Loading," in *Proc. IEEE 32nd Annual Conf. on Industrial Electronics (IECON)*, pp. 958- 963, Nov 2006.
- [62] J. Grieger, R. Supangat, N. Ertugrul et W. L. Soong, "Induction motor static eccentricity severity estimation using evidence theory," in *Proc. IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 190- 195, Mai 2007.
- [63] J. Antonino-Daviu, P. Jover, M. Riera, A. Arkkio et J. Roger-Folch, "DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction motors," *Mechanical Systems and Signal Processing*, pp. 2575– 2589, 2007.
- [64] G. Didier, H. Razik, et A. Rezzoug, "On the experiment detection of incipient rotor fault of an induction motor," in *Proc. IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Vol. N° 2, pp. 913- 916, Juin 2003.
- [65] M. Drif et A. J. M. Cardoso, "Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis," *IEEE Trans. On Indust. Electronics*, Vol. 55, N°3, pp. 1404- 1410, Mars 2008.

-
- [66] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi et A. D. Minassians, "A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 35, N° 5, pp. 1000–1006, Sep./Oct. 1999.
- [67] **S. Hamdani**, A. Bouzida, O. Touhami et R. Ibtouen "Diagnosis of Rotor Faults in Induction Machine Using the MUSIC Analysis of the Terminal Voltage after Switch-off," in Proc. IEEE 18th International Conference on Electrical Machines ICEM, pp. 1-5, September 2008
- [68] G. K. Singh et S. A. K. S. Ahmed, "Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine," *Electric Power Systems Research* 68, pp. 119- 136, 2004
- [69] J. A. Daviu, P. Jover, M. Riera, A. Arkkio et J. R. Folch, "DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction motors," *Mechanical Systems and Signal Processing* 21, pp. 2575–2589, 2007.
- [70] B. Liang et S.D. Iwnicki, "Asymmetrical stator and rotor faulty detection using vibration, phase current and transient speed analysis," *Mechanical Systems and Signal Processing*, 17, pp- 857- 869, 2003.
- [71] W. T. Thomson, R. A. Leonard et A. J. Milne, "Failure identification of offshore induction motor systems using on-condition monitoring," *Reliability Engineering* 9, pp. 49- 64, 1984.
- [72] G. H. Müller et C. F. Landy, "A Novel Method to Detect Broken Rotor Bars in Squirrel Cage Induction Motors When Interbar Currents are Present," *IEEE Trans. on Ener. Conv.* , Vol. 18, N° 1, pp 71-79 mars 2003
- [73] **S. Hamdani**, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel et J. Régner, "Electromagnetic torque estimation by kalman filter for dynamic eccentricity fault detection" *JEE journal of Electrical Engineering*, Vol. 9, pp 47-55, 2009.
- [74] O. Touhami et M. Fadel, "Faults Diagnosis by Parameter Identification of the Squirrel Cage Induction Machine," in Proc. *IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 821- 825, Mai 2007.
- [75] K. R. Cho, J. H. Lang, et S. D. Umans, "Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation," *IEEE Trans. on Ind. App.* Vol. 28, N° 3, pp. 702- 708, Mai/Juin 1992.
- [76] T. V. Vinod, K. Vasudevan et J. Kumar, "Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra," *IEEE Trans. on Ene. Conv.* Vol. 18, N°2, pp. 265-270, June 2003.
- [77] M. Eltabach, A. Charara, I. Zein et M. Sidahmed, "Detection of broken rotor bar of induction motors by spectral analysis of the electromagnetic torque using Luenberger observer," in Proc. *IEEE 27th Annual Conf. on Industrial Electronics (IECON)*, pp. 658- 663, Dec. 2001.
- [78] M. Eltabach , A. Charara et I. Zein, "A comparaison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors," *IEEE Tran. Industrial Electronics*, Vol. 51, N°1, pp. 107-121, Fev. 2004.
-

-
- [79] S. Bachir et J. C. Trigeassou, "Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse," *Conférence internationale Francophonie d'Automatique* pp 447- 452 Juillet 2002.
- [80] M. S. Nait Said, M. E. Benbouzid et A. Benchaib, "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation," *IEEE Trans. on Ene. Conv.* Vol. 15, N° 1, pp. 66- 70, Mars 2000.
- [81] C. Kral, F. Pirker et G. Pascoli, "Detection of rotor faults in squirrel cage induction machines at standstill for batch tests by means of the Vienna monitoring method," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, N° 3, pp. 618– 624, Mai/Juin 2002.
- [82] S. Arfat, G. Yavada et B. Sin, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnosis: review," in *Proc. IEEE 4th Intr. Symp. On Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, pp. 29- 34, Aout 2003
- [83] F. Filippetti et M. Martelli, "Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors," in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting Conf. on Industry Applications*, Vol. N° 1, pp. 92- 99, Oct. 1992.
- [84] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni et P. Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques," *IEEE Tans. Industrial Electronics*, Vol. 47, N° 5, pp. 892- 899, Oct. 2000.
- [85] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," *Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003*
- [86] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone," *Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.*
- [87] T. Han, B. S. Yang, W. H. Choi et J. S. Kim, "Fault diagnosis system of induction motors based on neutral network and genetic algorithm using stator current signals," *International Journal of Rotating Machinery*, Vol. 2006, Article ID61690, pp. 1-13.
- [88] Z. Taibi, **S. Hamdani**, M. Hasni, O. Touhami and R. ibtiouen "Optimization of the feedforward neural network for rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors" in *proc. Of the International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2011)*, Niagara Falls, 15 –18 May 2011
- [89] F. Filippetti, G. Franceschini et C. Tassoni, "Neural networks approach to electric machine on-line diagnostics," in *Proc. IEEE 9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 4, pp. 213- 218, Sep. 1993.
- [90] F. Filippetti, G. Franceschini et C. Tassoni, "neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults," *IEEE Tans. Ind. App.*, Vol. 31, N° 4, pp. 892- 899, Juil/Aout 1995.
- [91] G. Salles, F. Filippetti, C. Tassoni, G. Grellet et G. Franceschini, "Monitoring of induction motor load by neural network techniques," *IEEE Tans. On Power Electronics*, Vol. 15, N° 4, pp. 762- 768, Juil. 2000.

-
- [92] A. Marti, Hearst, Support Vector Machines, *IEEE Intelligent Systems*, Vol. 13, N° 4, pp. 18-28, Jul/Aug, 1998
- [93] J. Kurek and S. Osowski, "Support vector machine for fault diagnosis of the broken rotor bars of squirrel-cage induction motor", *Neural Comput & Applic. journal*, N°19, pp. 557-564, 2010.
- [94] I. Aydin, M. Karakose et E. Akin, "Artificial immune based support vector machine algorithm for fault diagnosis of induction motors," in Proc. IEEE Intern. Aegean Conf. on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), pp. 217- 221, Sep. 2007.
- [95] S. Poyhonen, A. Arkkio, P. Jover et H. Hyotyniemi, "Coupling pairwise support vector machines for fault classification," *Control Engineering Practice* 13, pp. 759–769, 2005
- [96] J W. Cooley, P. A. W. Lewis and P. Welch, "the fast Fourier Transform and its applications," *IEEE Transactions on Education*, Vol. 12, N° 1, pp. 27-34, march 1969
- [97] J. W. Cooley and J. W. Tukey, "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series," *Mathematics of Computation*, vol.19, no.2, pp.297-301, April 1965.
- [98] C. D. Thomson, "Fourier transforms in VLSI," *IEEE Transactions on Computers*, Vol. C-32, N° 11, pp. 1047-1057, November 1983
- [99] S. V. Vaseghi, "Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction," *John Wiley & Sons Ltd*, 2nd Edition, 2000.
- [100] P. S. R. Diniz, E. A. B. Da Silva and S. L. Netto, "Digital Signal Processing: System Analysis and Design," *Cambridge University Press*, 2nd edition, 2010
- [101] M. S. Hayes, "Statistical Digital Signal Processing and Modeling," *John Wiley & Sons*, 1996.
- [102] S. M. Kay, "Modern Spectral Estimation," *Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ*, 1988.
- [103] A. Schuster, "On the investigation on hidden periodicities with application to a supposed 26-day period of meteorological phenomena," *Terrestrial Magnetism*, Vol. 3, pp. 13–41, 1898.
- [104] A. Murray and J. Penman, "Extracting useful higher order features for condition monitoring using artificial neural networks," *IEEE transactions on signal processing*, Vol. 45, N°. 11, pp. 2821- 2828, Nov. 1997
- [105] J. F. Martins, V. F. Pires, and A. J. Pires, "Unsupervised neural-network-based algorithm for an on-line diagnosis of three-phase induction motor stator fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, N°. 1, pp. 259-264 Feb. 2007
- [106] C. Bishop, "Neural networks for pattern recognition," *clarendon press*, Oxford, 1995
- [107] R. Lippmann, "An introduction to computing with neural nets," *IEEE ASSP Magazine*, Vol. 4, N°2, pp 4-22, Avril 1987
- [108] M. T. Hagan and M. B. Menhaj, "Training feedforward networks with the Marquardt algorithm," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 5, N°6, pp.989- 993, November 1994.

-
- [109] A. Saxena and A. Saad, "Evolving an artificial neural network classifier for condition monitoring of rotating mechanical systems," *Applied Soft Computing*, Vol. 7, pp. 441–454, 2007
- [110] D. R. Hush and B. G. Horne, "Progress in Supervised Neural Networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp 8-39, Janvier 1993
- [111] L. Li and C. K. Mechefske, "Induction motor fault detection and diagnosis using artificial neural network," *international journal of COMADEM*, Vol. 9 N°3, pp. 15-23, July 2006
- [112] B.S. Yang, T. Han and J.L. An, "Art- Kohonen neural network for fault diagnosis of rotating machinery," *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 18, pp. 645–657, 2004
- [113] I.A. Basheer and M. Hajmeer, "Artificial neural networks: fundamentals, computing, design, and application," *Journal of Microbiological Methods*, Vol. 43, pp. 3-31, 2000.
- [114] G. Zhang, B. E. Patuwo and M. Y. Hu, "Forecasting with artificial neural networks: The state of the art," *International Journal of Forecasting*, Vol. 14, pp. 35-62, 1998.
- [115] A. I. Smolenski, "Machines électriques -Volume I-," Editons Mir de Moscou, 1983.
- [116] T.A. Lipo, "Introduction to AC Machine Design", Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, 3rd Edition, 2007.
- [117] H. Heno, H. Razik et G. A. Capolino, "Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, N°3, pp. 801-807, May/Join 2005.
- [118] J. Wang, R. X. Gao and R. Yan, "Broken rotor bar diagnosis for induction motors," in *Proc. of 9th International Conference on Damage Assessment of Structures*, Damas 2011
- [119] I. Aydin, M. Karakose and E. Akin, "A new method for early fault detection and diagnosis of broken rotor bars," *Energy Conversion and Management*, Vol. 52, pp. 1790- 1799, 2011
- [120] O. Touhami et M. Fadel, "Detection of broken rotor bars and stator faults in squirrel-cage induction machine by spectral analysis," in *Proc. IEEE 39th Southeastern Symposium on System Theory (SSST)*, pp 274-278, Mars 2007.
- [121] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari, R. Beguenane and M. Vieira, "Induction motor asymmetrical faults detection using advanced signal processing techniques," *IEEE Trans. On Energ. Conv.*, Vol. 14, N°2, pp. 147- 152, June 1999.
- [122] B. Ayhan, M. Y. Chow and M. H. Song, "Multiple signature processing-based fault detection schemes for broken rotor bar in induction motors," *IEEE Trans. On Energ. Conv.*, Vol. 20, N°2, pp. 336- 343, June 2005.
- [123] H. Guldemir, "Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors", *Electric Power Systems Research*, Vol. 64, N° 2, pp. 109–117, Feb. 2003.

-
- [124] S. Nandi, R. M. Bharadwaj et H. A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *IEEE Trans. On Ener.Conv.* Vol. 17, N°3, pp 392-398, sep. 2002.
- [125] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S.E. Zouzou and M.E. Benbouzid, "Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors – Simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents," *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 16, N° 9, pp. 1514-1532 , Oct. 2008.
- [126] S. Nandi, S. Ahmed et H. A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity harmonics in a three-phase induction motor with different rotor cage," *IEEE Trans. on Ener. Conv.* Vol. 16, N°3, pp 253-259, sep. 2001.
- [127] P. Pillay and V. Levin, "Mathematical models for induction machines," in *Proc. IEEE 13th Annual Meeting of Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 606- 616, 1995
- [128] M. Arkan, D. Kostic-Perovic and P.J. Unsworth, "Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics," *Electric Power Systems Research*, Vol. 75, pp. 57- 66, 2005.
- [129] J. Faiz and B.M. Ebrahimi, "Locating rotor broken bars in induction motors using finite element method," *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, pp. 125–131, 2009
- [130] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H.A. Toliyat and W.S. Abu-Elhaija, "Mixed-fault diagnosis in induction motors considering varying load and broken bars location," *Energy Conversion and Management*, Vol. 51, pp. 1432–1441, 2010
- [131] J. Hur, H. A. Toliyat, J. P. Hong, "3-D time-stepping analysis of induction motor by new equivalent magnetic circuit network method," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, N°5, pp 3225- 3228, Sep 2001.
- [132] S. Touati, R. Ibtouen, O. Touhami and A. Djerdir, "Experimental investigation and optimization of permanent magnet motor based on coupling boundary element method with permeances network," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 111, pp. 71-90, 2011
- [133] S. D. Sudhoff, B. T. Kuhn, K. A. Corzine and B. T. Branecky, "Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors," *IEEE transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, N° 2, pp. 259- 270, June 2007.
- [134] H. Heno, C. Martis and G. A. Capolino, "An equivalent internal circuit of the induction machine for advanced spectral analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, N° 3, pp. 726- 734, May/June 2004
- [135] X. L. Y. Liao, H. A. Toliyat, A. E. Antably and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, N°2, pp. 311-317, Mar/Apr 1995.
- [136] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," *IEEE Trans. on Ener. Conv.*, Vol. 10, N°2, pp. 241-247, June 1995.

-
- [137] **S. Hamdani**, O. Touhami et R. Ibtouen, "A generalized two axes model of squirrel-cage induction motor for rotor faults diagnosis," *Serbian Journal of Electrical Engineering SJEE*, Vol. 5, N°1, pp. 155-170, Mai 2008.
- [138] Krause P. C., "Analysis of Electric Machinery," McGraw- Hill Book 1987.
- [139] B. K. Bose, « Modern Power Electronics and drives », Prentice Hall PTR, pp. 191-270, 2002.
- [140] M H. Rashid, « Power electronics handbook», Academic Press, pp. 225-267, 2001.
- [141] **S. Hamdani**, O. Touhami , R. Ibtouen, M. Fadel et J. Régnier" Inductances Calculation of Induction Machine with dynamic eccentricity fault based on FMM and permeance approach" XIII *International Symposium on Electromagnetic fields In Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*, ISEF'2009, Arras, France, September 10-12, 2009
- [142] **S. Hamdani**, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel et J. Régnier,"Evaluation des inductances d'une machine asynchrone à cage en présence d'excentricité dynamique par l'approche des FMMs et de la perméance de l'entrefer" *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 14, N°6, pp. 677- 695, 2011.
- [143] A. M. da Silva, R. J. Povinelli and N. A. O. Demerdash, "Induction machine broken bar and stator short-circuit fault diagnostics based on three-phase stator current envelopes," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, N° 3, pp. 1310-1318, march 2008.
- [144] T. M. Wolbank et P. Macheiner, "Comparison of different methods to detect static air gap asymmetry in inverter fed induction machines," in *Proc. IEEE 7th Intern. Conf. on Power Electronics and Drives Systems (PEDS)*, pp. 675- 680, Nov. 2007.
- [145] J. Faiz and B. M. Ebrahimi, "Static eccentricity fault diagnosis in an accelerating no-load three-phase saturated squirrel-cage induction motor," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 10, pp. 35–54, 2008
- [146] Bouzida, **S. Hamdani**, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, and A. Rezzoug, "An Experimental Study on Stator and Rotor Defects of Squirrel cage Induction Machines," in *Proc of IEEE, 15th International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Rome
- [147] V. Devanneaux, "Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic", these de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [148] I. Aydin, M. Karakose and E. Akin, "A new method for early fault detection and diagnosis of broken rotor bars," *Energy Conversion and Management*, Vol. 52, 1790–1799, 2011.
- [149] L. Saidi, H. Henao, F. Fnaiech, G. A. Capolino and G. Cirrincione, "Application of higher order spectral analysis for rotor broken bar detection in induction machines," in *Proc. 8th IEEE SDEMPE,D* September 5-8, 2011, Bologna, Italy
- [150] **S. Hamdani**, O. Touhami, R. Ibtouen and M. Fadel, "Neural network technique for induction motor rotor faults classification-dynamic eccentricity and broken bar faults-

- ,” in *Proc. IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED)*, pp. 626- 631, 2011
- [151] O. Sid, M. Mena, **S. Hamdani**, O. Touhami and R. Ibtouen, “Self-organizing map approach for classification of electricals rotor faults in induction motors,” in *Proc. IEEE 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, pp. 1- 6, 2011
- [152] N. Lahcène, « Diagnostic de défauts au rotor d’une machine asynchrone à cage d’écureuil, » mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique, 200