

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



École Nationale Polytechnique
Département d'Électrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE)

THÈSE

DOCTORAT EN SCIENCES

Présentée par :

Ahcene BOUZIDA
(Ingénieur, Magister ENP)

Titre:

*Diagnostic de Défaits des Machines Asynchrones
par la Technique du Traitement du Signal*

Soutenu le : 29 Avril 2015, à l'ENP, devant le Jury composé de :

Président : Mr. MEKHTOUB Said Professeur, ENP
Directeur : Mr. TOUHAMI Omar Professeur, ENP
Examineurs : Mr. OUAZIR Youcef Professeur, USTHB
Mr. KHELOUI Aziz Professeur, EMP. Bordj Elbahri
Mr. HADDADI Salah Professeur, U.MM. Tizi-Ouzou
Invité : Mr. IBTIOUEN Rachid Professeur, ENP

- ENP 2015 -

Thèse préparée au laboratoire de Recherche en Électrotechnique de l'École Nationale Polytechnique BP 182 El
Harrach 16200, Alger, Algérie.

ملخص:

الهدف من خلال هذه الأطروحة هو تشخيص أعطال الآلة اللامتزامنة باستعمال تقنية معالجة الإشارة. نموذج محاكاة للآلة اللامتزامنة تم إنشاؤه باستعمال طريقة العناصر المنتهية وذلك من اجل متابعة الخصائص الاساسية تحت تأثير الأعطال المختلفة. تم تحضير نموذج عملي للتأكد من النتائج النظرية المتحصل عليها. في البداية تم استعمال التحليل الطيفي لتحليل إشارة التيار في جميع الحالات المدروسة مع تحديد امكانيات هذه الطريقة في التفريق بين الآلة السليمة و المعطوبة او في بعض اطوار التشغيل عندما تكون الأطياف غير مستقرة. الطريقة الثانية للتشخيص تستعمل التحليل زمن-تردد من اجل متابعة تغير الأطياف الدالة خلال مرحلة الاستقرار و الإقلاع. الطريقة الثالثة المقترحة تستند على التحويل الى موجات او التمثيل زمن-سلم. النسخة الرقمية لهذا التحويل تسمح بتقسيم إشارة التيار الى عدة طبقات من التردد منفصلة عن بعضها البعض ولا تحتوي على اي تكرار للمعلومات وذلك بفضل استعمال قاعدة موجات متعامدة. باستعمال هذه الطريقة أنشأنا شعاعا طاويا خاصا بكل آلة و تغير قيم عناصر هذا الشعاع سمح بتشخيص الاعطال وعلى حسب درجتها.

كلمات دلالية: آلة اللامتزامنة، تشخيص الأعطال، معالجة الإشارة، التحليل الطيفي، الموجات، طريقة العناصر المنتهية

Résumé :

L'objectif de cette thèse est le diagnostic de défauts des machines asynchrones par l'approche du traitement de signal. Dans une première étape, nous avons utilisé l'analyse du courant moteur de la machine asynchrone (MCSA) pour décrire les limites de cette méthode dans la séparation entre l'état sain et celui défectueux pour différents régimes de fonctionnement où le contenu spectral est non stationnaire. A la seconde étape, une méthode de détection de défauts préconise l'approche temps-fréquence pour suivre l'évolution des fréquences caractéristiques en régime permanent et en régime transitoire. La troisième méthode de détection proposée est basée sur la transformé en ondelettes ou représentation temps-échelle. La version discrète de cette transformée permet de décomposer le signal du courant moteur en plusieurs bandes de fréquences indépendantes et ne présente aucune redondance d'information grâce à l'utilisation de base d'ondelettes orthonormées. Un modèle de simulation basé sur la méthode des éléments finis de la machine asynchrone est élaboré pour la détermination des caractéristiques principales sous l'influence des défauts. Les tests expérimentaux ont été effectués sur plusieurs machines pour valider les résultats théoriques obtenus. Cette approche a permis de créer un vecteur d'énergie propre pour chaque machine et les écarts de ses valeurs ont permis de détecter la présence des défauts et fonction de leurs degrés.

Mots clés : machine asynchrone, diagnostic de défauts, traitement du signal, analyse spectrale, ondelettes, méthode des éléments finis.

Abstract :

The objective of this thesis is the diagnosis of induction machines using the signal processing. A simulation model based on the finite element method of the induction machine has been designed to flow the main characteristics under the various faults. An experimental part was performed to verify the theoretical results. In the first part, the spectral analysis was used to analyze the motor current of the machine for different cases by describing the limitations of this method in the discrimination between healthy and defective machine or during some operating conditions where the spectral components are non-stationary. The second detection method uses time-frequency to monitor the frequency characteristics in steady and transient state. The third method of detection is based on the wavelet transform or a time-scale representation. The discrete version of this transform allows us to decompose the motor current signal into several independent frequency bands and without any information redundancy by using of orthonormal wavelet basis. With this approach we created an energy vector for each machine and the deviation of his values allows the detection of the defects according to their degree.

Keywords : Induction machines, faults diagnosis, signal processing, spectral analysis, wavelets, finite element method.

Remerciements

Les travaux que nous présentons dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de recherche en électrotechnique de l'École Nationale polytechnique (LRE-ENP), en collaboration avec le laboratoire LAPLACE de l'ENSEEIH (Toulouse). J'exprime ma gratitude à Monsieur Omar TOUHAMI d'avoir encadré cette thèse. Sa grande disponibilité, Son encouragement, son réconfort et ses nombreuses idées furent un soutien très précieux. Je dois aussi remercier Monsieur Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'École Nationale polytechnique, d'avoir m'encourager continuellement. Je tiens sincèrement à rendre hommage à tous mes enseignants au Laboratoire de recherche en électrotechnique de l'École Nationale polytechnique (LRE-ENP) pour la confiance qu'ils m'ont témoigné tout au long de ces longues années.

Je tiens à remercier :

- Monsieur MEKHTOUB Said Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse.*
- Monsieur OUAZIR Youcef Professeur à USTHB, qu'il soit vivement remercié pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.*
- Monsieur HADDAD Salah Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou qui m'a honoré de sa présence parmi les membres du jury, et a accepté d'être un des examinateurs, apportant ainsi sa caution scientifique à mon travail*
- Monsieur KHELOUI Aziz Professeur à l'École Militaire Polytechnique (EMP) pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury de soutenance.*

Je n'oublierai pas de remercier l'ensemble des enseignants du département de Génie- Electrique de L'ENP qui m'ont considérés comme un de leurs collègues et qui m'ont témoigné une grande sympathie.

Je remercie également tous mes collègues et amis de la Faculté des sciences d'ingénieur de l'Université M'hamed Bougara de Boumerdes (UMBB/FSI) ; Particulièrement mes amis du département de Génie Électrique.

Je tiens enfin à remercier ma famille et ma belle-famille pour leurs soutiens. Mes frères et mes sœurs, dont je suis très fier, mon père et ma mère qui m'ont toujours gardé leur amour malgré les distances, à ma femme pour toute l'attention qu'elle a su me prodiguer lorsque j'avais besoin, pour les nuits blanches passées à côté de moi pour terminer la rédaction.

Table des matières

Introduction Générale	1
I Diagnostic de défauts par la technique du traitement du signal	3
I.1 Introduction	3
I.2 Éléments de constitution de la machine asynchrone à cage	4
I.2.1 Stator	5
I.2.2 Rotor	6
I.2.3 Paliers	7
I.3 Les défaillances de la machine asynchrone	7
I.3.1 Défaillances d'ordre mécanique	9
I.3.1.1 Défaillances des roulements	10
I.3.1.2 Défaillances du flasque	10
I.3.1.3 Défaillances de l'arbre	11
I.3.1.4 Défauts d'excentricités	11
I.3.2 Défaillances d'ordre électrique	12
I.3.2.1 Défaillances des circuits électriques statoriques	12
I.3.2.2 Défaillances des circuits électriques rotoriques	13
I.4 Méthodes de diagnostic des machines asynchrones basées sur le traitement du signal	14
I.4.1 Détection de défauts de la Machine par l'analyse spectrale	14
I.4.1.1 Densité spectrale de puissance PSD	15
I.4.1.2 Le périodogramme	15
I.4.1.3 Analyse des courants statoriques	17
I.4.1.4 Analyse de la signature de la puissance instantanée	17
I.4.1.5 Analyse des caractéristiques mécaniques	18
I.4.1.6 Analyse spectrale des tensions	19
I.4.1.7 Analyse spectrale des vibrations	21
I.4.2 Analyse des signaux par la transformée en ondelettes	22
I.4.2.1 Description de la transformée en ondelettes	22
I.4.2.2 Transformée en ondelettes discrète et analyse multi-résolution	25
I.4.2.3 Application de la (TOD) aux signaux électriques	29
I.4.2.4 Application de la TOD au courant statorique en régime permanent	32
I.4.2.5 Application de la TOD aux signaux de vibration	33
I.4.3 Analyse temps-fréquence	35
I.5 Conclusion	38

II	Modélisation de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis	39
II.1	Introduction	39
II.2	Equations du champ magnétique	40
II.2.1	Modèle des équations du circuit électrique	41
II.2.1.1	Equations des circuits électriques des enroulements statoriques	42
II.2.1.2	Equations des circuits électriques de la cage rotorique	43
II.3	Couplage champ magnétique - circuits électriques	44
II.3.1	Formulation par des éléments finis à progression temporelle du champ magnétique non linéaire	44
II.3.2	Formulation par éléments finis pour la progression temporelle des équations du circuit statorique	46
II.3.3	Formulation par éléments finis pour la progression temporelle des équations du circuit rotorique	47
II.3.4	Modèle de couplage du Champ magnétique aux circuits électriques	48
II.4	Modèle mécanique et la simulation du mouvement	49
II.4.1	technique de simulation du mouvement	49
II.4.2	Equations mécaniques et calcul du couple	50
II.5	Préparation du modèle et résolution	51
II.5.1	Algorithme non linéaire de résolution par éléments finis	51
II.5.2	Géométrie et description physique du modèle 2D	52
II.5.2.1	La géométrie de la Machine étudiée	52
II.5.2.2	Les hypothèses de calcul	52
II.5.2.3	Les matériaux conducteurs	53
II.5.2.4	Les matériaux magnétiques	53
II.5.2.5	Le modèle de résolution employé	53
II.5.2.6	Lien avec les équations de circuits	54
II.5.2.7	Maillage du circuit magnétique	54
II.6	Exploitation des résultats de simulation	55
II.7	conclusion	59
III	Étude de la MAS en présence de défauts	60
III.1	Introduction	60
III.2	Simulation de la Machine Asynchrone en présence de défauts	60
III.2.1	Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques	60
III.2.1.1	Modélisation du défaut de rupture des barres	61
III.2.1.2	Analyse des résultats magnétiques	62
III.2.1.3	Courants dans les phases statoriques	65
III.2.1.4	Courants dans les barres rotoriques	66
III.2.1.5	Caractéristiques mécaniques	68
III.2.2	Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts statoriques	70
III.2.2.1	Études des court-circuits entre spires à l'intérieur de la phase	71
III.2.3	Modélisation de la MAS en présence de défauts Mécaniques	74
III.2.3.1	Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité dynamique	74

III.2.3.2	Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité statique	78
III.3	Étude expérimentale des défauts	80
III.3.1	Étude pratique du défaut de rupture des barres rotoriques	80
III.3.1.1	Description du banc d'essai	80
III.3.2	Étude pratique des défauts mécaniques	87
III.3.2.1	Étude de l'excentricité dynamique	88
III.3.2.2	Étude des oscillations de la charge	90
III.4	Conclusion	90
IV	Application des techniques du traitement du signal au diagnostic	92
IV.1	Introduction	92
IV.2	Application de l'analyse spectrale au diagnostic de défauts des machines asynchrones	92
IV.2.1	Application aux résultats de simulation	92
IV.2.1.1	Étude de défauts de rupture des barres rotoriques	93
IV.2.1.2	Étude des défauts de court-circuit entres spires	96
IV.2.1.3	Étude des Défauts d'excentricité Dynamique	97
IV.2.1.4	Défauts d'excentricité Statique	101
IV.2.2	Analyse des résultats expérimentaux	103
IV.2.2.1	Étude de défaut de rupture des barres rotoriques	103
IV.2.2.2	Étude du défaut d'excentricité dynamique	105
IV.2.2.3	Étude du défaut d'oscillations du couple	107
IV.2.2.4	Étude de défaut du désalignement de la charge	109
IV.3	Analyse temps-fréquence	110
IV.3.1	Transformée de Fourier à court terme	110
IV.3.2	Le spectrogramme	110
IV.3.3	Application de la STFT aux diagnostic de défauts des machines asynchrones	111
IV.3.4	Application de la STFT aux signaux transitoires	114
IV.4	Analyse des signaux par la transformée en ondelettes	116
IV.4.1	Décomposition du courant statorique en multi-niveaux	116
IV.4.2	Estimation de l'énergie des niveaux	119
IV.5	Conclusion	122
	Conclusion générale	124
A	Calcul de la machine Asynchrone à rotor à cage	126
I.1	Calcul des principaux paramètres de la machine	127
I.2	Calcul de la géométrie des encoches statoriques	132
I.3	Calcul de la géométrie des encoches rotoriques	135
I.4	Calcul de la géométrie de l'anneau de court-circuit	138
I.5	Détermination des paramètres du circuit équivalent	140

B Résultats de calcul de la machine asynchrone de 5,5kW	143
II.1 Définition des dimensions principales de la machine	144
II.1.1 Stator	144
II.1.1.1 Dimension principales	144
II.1.1.2 Encoches statoriques	145
II.1.1.3 Remplissage des encoches	146
II.1.2 Rotor	147
II.1.2.1 Encoches rotoriques	147
II.1.2.2 Anneau de court-circuit	148
II.2 Principales caractéristiques et géométrie de la machine	149
II.3 Configuration du Bobinage	150
II.4 Paramètres du circuit équivalent	151
II.5 Performances nominales de la machine	151
II.6 Nomenclatures des symboles pour la conception du moteur	151
Bibliographie	159

Liste des symboles

α_{ec}	Angle électrique
$\hat{\psi}_{u,s}(\omega)$	Transformée de Fourier de la fonction $\psi_{u,s}(t)$
ν	Conductivité électrique
ν	Réductivité magnétique
ω	Pulsation
ω	Vitesse angulaire
Ω_{air}	Section de l'entrefer
Ω_b	Section des barres rotoriques
Ω_{core}	Section du noyau de fer
Ω_s	Section des encoches statorique
\vec{J}	Densité du courant
ϕ	Nombre de spires par phase
$\Psi(t)$	Fonction d'ondelette
\mathfrak{R}_i^f	Vecteur résiduel
σ	Conductivité électrique
τ	Pas polaire
τ_s	Pas d'encoche statorique
θ	Position angulaire
$\varphi_{i,j}(t)$	Fonction d'échelle
A	Potentiel vecteur magnétique
$A1$	Signal d'approximation niveau 1
B	Induction magnétique
B_θ	Composante tangentielle de l'induction magnétique

B_g	Induction dans l'entrefer
B_r	Composante radiale de l'induction magnétique
C_0	Constant d'Esson
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{load}	Couple résistant
CA	Coefficient d'approximation
CD	Coefficient de détails
$D1$	Signal de détail niveau 1
D_{is}	Diamètre interne du stator
D_{out}	Diamètre externe du stator
E	Champ électrique
E^s	Vecteur de f.e.m statoriques
E_j	Energie du niveau j
f	Coefficient de frottement
f	Fréquence de réseau
f^{bck}	Fréquence caractéristique de ruptures des barres rotoriques
f_{cc}	Fréquence caractéristique de court-circuit statorique
f_{ecc}	Fréquence caractéristique de défaut d'excentricité
$f_{PSH\pm\nu}$	Fréquence caractéristique d'encoches
f_p	Fréquence de pôle
f_s	Fréquence de synchronisme
f_c	Fréquence de modulation
f_r	Fréquence de rotation du rotor
g	Le glissement
$g'(n)$	Filtre passe-haut de reconstruction

$g(n)$	Filtre passe-haut de décomposition
g_e	Epaisseur de l'entrefer
H	Champ magnétique
$h'(n)$	Filtre passe-bas de reconstruction

$h(n)$	Filtre passe-bas de décomposition
--------	-----------------------------------

$H(z), G(z), H'(z), G'(z)$ Transformée en z des filtres $h(n), g(n), h'(n), g'(n)$

I^s	Vecteur de courants statoriques
I_{1n}	Courant nominal
I_n^s	Courant dans phase statorique n
j_m	Inertie de la machine
K_{q1}	Facteur de distribution
K_{st}	Coefficient de la saturation
K_{w1}	Facteur de bobinage statorique
K_{y1}	Coefficient de raccourcissement
L	longueur active de la machine
L^{end}	Matrice d'inductances statoriques
L_δ	Longueur active de la machine
L_{be}	Inductance de la barre rotorique
m	Nombre de phases
N_b	Nombre de barres rotorique
N_j	Fonction de forme de l'élément j
N_j^{AGE}	Noeud des éléments de l'entrefer
N_{nodes}	Nombre total des noeuds
N_s	Nombre d'encoches statoriques
n_s	Nombre de conducteurs par encoche
Nw	Nombre de fenêtres glissantes
p	Nombre de paires de pôles

q	Nombre d'encoches par phase et par pôle
R^s	Matrice de résistances statoriques
R_{be}	Résistance de la barre rotorique
R_r	Matrice des résistances des barres rotoriques
$R_x(m)$	la fonction d'autocorrélation du signal $x(n)$
s	Facteur de dilatation
S_{gap}	Puissance apparent de l'entrefer
$S_x(m)$	La densité spectrale de puissance
$S_x(per)$	La fonction de périodogramme
$STFT$	Transformée de Fourier à court terme
Tc	Période de la modulation de fréquence
u	Facteur de translation
U^r	Potentiel scalaire électrique
U^s	Vecteur de tensions statoriques
U_m^b	Vecteur de tensions induites dans les barres rotoriques
W_1	Nombre de spires par phase
$w_r(n)$	Fenêtre rectangulaire
$Wf(u, s)$	Transformé en ondelettes de la fonction f
$Wx(t, \omega)$	Distribution de Wigner-Ville d'un signal $x(t)$
$x(n)$	Signal d'entrée
$X_d(f)$	La transformée de Fourier du signal $x(n)$
y	Pas de d'enroulement
$y/\tau = \beta$	Pas de raccourcissement
a_1	Nombre des branches parallèles
A_b	Surface des encoches rotoriques
A_{Co}	Section des conducteurs
A_{su}	Surface d'encoche occupée par le cuivre
B_{ts}	Induction dans les dents statoriques
d_{C0}	Diamètre des conducteurs
F_{mg}	Force magnéto-motrice dans l'entrefer

F_{mtr}	Force magnéto-motrice dans les dents rotoriques
F_{mts}	Force magnéto-motrice dans les dents statoriques
I_b	Courant nominal dans les barres rotoriques
J_b	Densité de courant dans les barres rotoriques
K_c	Coefficient de Carter
R_{be}	Résistance équivalente de la cage rotorique
T_{em}	Couple nominal
λ_r	Coefficient de perméance différentielle des encoches rotoriques
$\lambda_s, \lambda_{ds}, \lambda_{ec}$	Coefficients de connexion différentiels des encoches et l'anneau de court-circuit
ρ_{Al}	Résistivité de la cage en aluminium
τ_r	Pas dentaire rotorique
τ_s	Pas dentaire statorique
A_{er}	Section de l'anneau de court-circuit
C_{cs}, C_{cr}	Coefficients empiriques qui définissent une longueur moyenne de chemin de flux dans les jougs
I_μ	Courant de magnétisation
J_{cos}	Densités de courant
J_{er}	Courant dans l'anneau de court-circuit
K_{Fe}	Coéfficient dépendant de la longueur de lamination
K_{fill}	Facteur de remplissage
K_r	Coefficient de la résistance dû à l'effet de peau
K_X	Coefficient de l'effet de peau
l_c	Longueur d'une bobine
l_{end}	Longueur de la tête de la bobine
l_{er}	Longueur de l'anneau de court-circuit
N_r	Nombre d'encoches rotoriques
P_n	puissance active nominale
$R_{r'}$	Résistance de la cage rotorique ramenée au stator
R_s	Résistance d'une phase statorique
S_n	puissance apparente nominale
X_{be}	Réactance de fuite équivalente de la barre rotorique
X_{r1}	Réactance de fuite rotorique
X_{sl}	Inductance de fuite statorique

Table des figures

I.1	Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant en industrie pétrochimique	4
I.2	Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil[1]	5
I.3	Stator d'une machine asynchrone basse tension [1]	6
I.4	Rotor à Cage d'écureuil[1]	6
I.5	Sources de défauts de la machine asynchrone à cage	8
I.6	Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes	9
I.7	Quatre types de défauts dans les roulements à billes	10
I.8	Roulement à billes	10
I.9	Différents types de la dissymétrie de l'entrefer	11
I.10	Différents types d'excentricité	12
I.11	Court-circuit entre spires	12
I.12	Rotor à cage d'écureuil	13
I.13	Rupture de plusieurs barres rotoriques	13
I.14	Spectre du courant statorique	17
I.15	Spectre de la puissance instantanée	18
I.16	Spectre de la puissance instantanée à basse fréquence	18
I.17	Spectre du couple électromagnétique	19
I.18	Spectre de tension	19
I.19	Analyse spectrale de la tension après déconnexion, b) machine saine, c) une barre cassée, d) deux barres cassées au rotor	20
I.20	Quelques formes des ondelettes usuelles	23
I.21	Ondelette temps-échelle (à gauche) et de sa transformée de Fourier (à droite)	24
I.22	Boîtes Temps-fréquence des deux ondelettes quand l'échelle s diminue, le support du temps est réduite mais la diffusion de fréquence augmente et couvre un intervalle qui est décalé vers des hautes fréquences	25
I.23	Algorithme de MALLAT unidimensionnel	26
I.24	Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$	27
I.25	Représentation de la théorie du filtre d'une transformée en ondelettes discrète	27
I.26	Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes	28
I.27	L'arbre de décomposition d'un signal en quatre niveaux	29
I.28	Évolution du composant $f^{bck} = fs(1 \pm 2g)$ en fonction de la vitesse	30
I.29	Décomposition du courant du démarrage	31
I.30	Signal d'approximation A7, a) machine saine b) machine avec 2 barres cassées	32
I.31	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db8 ($D9$, $D8$, $D7$ et $A6$), a) Machine saine, b) Machine avec 2 barres cassées	33
I.32	Approximation $A6$ pour différentes machines	33

I.33	Décomposition en multi-niveaux du signal de vibration d'une machine asynchrone avec défaut	34
I.34	Distribution de Wigner-Ville du courant de démarrage , a : Machine saine ; b : Machine avec une barre cassée	38
II.1	Configuration géométrique de la machine asynchrone	41
II.2	Types de couplage des enroulements statoriques	42
II.3	configuration électrique du circuit du rotor à cage	43
II.4	l'élément de l'entrefer (AGE)	49
II.5	Algorithme général pour l'analyse numérique de la machine asynchrone	51
II.6	Géométrie de la machine asynchrone à rotor à cage	52
II.7	Caractéristique B(H) du matériaux magnétique 700-P-6S	53
II.8	Circuit électrique couplé au domaine EF	54
II.9	Maillage du domaine	55
II.10	Distribution de l'induction magnétique et les lignes de champ	55
II.11	Courant statorique	56
II.12	Couple électromagnétique	56
II.13	Vitesse de rotation	57
II.14	Puissance mécanique sur l'arbre	57
II.15	Distribution des courants dans les barres rotoriques	58
II.16	Distribution de l'induction dans l'entrefer	58
II.17	Distribution de l'induction dans l'entrefer	59
III.1	Géométrie de la machine	61
III.2	Distribution de l'induction	63
III.3	Lignes du champ magnétique	64
III.4	Courants Statoriques	65
III.5	Variation de l'enveloppe du courant	66
III.6	Distribution des courants dans les barres rotoriques	67
III.7	Vitesse de rotation	68
III.8	Zoom sur la vitesse de rotation	69
III.9	Couple électromagnétique	70
III.10	Types de court-circuits statoriques	71
III.11	Courants statoriques avec 5 spires en court-circuit	72
III.12	Courants statoriques avec 10 spires en court-circuit	72
III.13	Courants statoriques avec 15 spires en court-circuit	73
III.14	Évolution du couple électromagnétique	73
III.15	Évolution de la vitesse de rotation	74
III.16	Courants dans la phase statorique pour une charge de 50%	76
III.17	Couple électromagnétique	76
III.18	Induction magnétique dans l'entrefer pour 15% DE	77
III.19	Induction magnétique dans l'entrefer pour 30 % DE	77
III.20	Induction magnétique dans l'entrefer pour 50% DE	78
III.21	Distribution du flux magnétique pour 50% d'excentricité statique (t=2s)	79
III.22	Induction magnétique pour 50% d'excentricité statique (t=2,5s)	79
III.23	Valeur efficace de l'induction dans l'entrefer pour 50% d'excentricité statique	80
III.24	Différents types de défauts utilisés, (sain et défectueux)	81

III.25	Stator de la machine	82
III.26	Carte pour le conditionnement des signaux	83
III.27	Schéma de montage	84
III.28	Vue générale du banc d'essais	84
III.29	Courant Statorique en Régime Permanent pour les trois cas	85
III.30	Courant statorique en régime transitoire pour les trois cas	86
III.31	Enveloppe des courants statoriques	87
III.32	Évolution de la vitesse de rotation	87
III.33	Banc d'essais pour l'étude des défauts mécaniques	88
III.34	Courants statoriques à la sortie du variateur	89
III.35	Tension composée à la sortie du variateur	89
III.36	Création des oscillations du couple de charge	90
IV.1	Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 500] Hz$ du courant statorique	94
IV.2	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 100] Hz$ du courant statorique	95
IV.3	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 200] Hz$ du courant statorique	97
IV.4	Analyse Spectrale dans la bande $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	98
IV.5	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	99
IV.6	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	100
IV.7	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	101
IV.8	Analyse Spectrale dans la bande fréquence $[0 - 1000] Hz$ du courant statorique	102
IV.9	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	103
IV.10	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 100] Hz$ du courant statorique	104
IV.11	Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 50] Hz$ du couple électro- magnétique	105
IV.12	Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	106
IV.13	Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	108
IV.14	Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique	109
IV.15	Illustration par rapport au spectrogramme d'un signal sinusoïdal avec diffé- rentes longueurs de fenêtre	111
IV.16	STFT du courant de démarrage/Arrêt de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur	112
IV.17	STFT du courant statorique dans le cas de rupture de 2 barres (pratique) . .	113
IV.18	STFT du courant statorique dans le cas d'un court-circuit entre spires . . .	113
IV.19	STFT du courant statorique dans le cas des oscillations du couple de charge	113
IV.20	Courant de démarrage en charge d'une machine asynchrone avec 2 barres cas- sées	114
IV.21	Représentation temps-fréquence (STFT) du courant de démarrage pour une machine saine	115
IV.22	Représentation temps-fréquence (STFT) du courant de démarrage pour une machine avec deux barres cassées	115
IV.23	Approximations et détails obtenus par l'ondelette <i>db8</i> (simulation)	118
IV.24	Approximations et détails obtenus par l'ondelette <i>db8</i> (Cas pratique)	118
IV.25	Approximations et détails obtenus par l'ondelette <i>db8</i> (cas pratique)	119
IV.26	Procédure du calcul du vecteur T	120

IV.27	Variation de l'énergie des niveaux dans le cas d'une cassure des barres rotoriques	121
IV.28	Variation de l'énergie des niveaux dans le cas d'une excentricité dynamique .	121
IV.29	Variation de l'énergie des niveaux dans le cas du désalignement de l'arbre . .	122
IV.30	Variation de l'énergie des niveaux dans le cas des oscillations du couple . . .	122
A.1	Machine asynchrone à cage d'écureuil de faible puissance	126
A.2	Algorithme de conception	127
A.3	Constant d'Esson C_0 en fonction de S_{gap}	128
A.4	Formes des encoches statoriques recommandées	132
A.5	Géométrie des encoches statoriques	133
A.6	Forme des encoches rotoriques	136
A.7	Géométrie d'encoche rotorique	137
A.8	Section Anneau de court-circuit	138
A.9	Schéma équivalent en T	140

Introduction Générale

Dans une grande variété d'applications industrielles, Une demande croissante existe pour améliorer la fiabilité et la disponibilité des systèmes électriques. Les applications populaires incluent les systèmes de l'aviation, traction ferroviaire électrique, le refroidissement des centrales ou des lignes de productions industrielles. Une défaillance soudaine d'un système dans ces applications peut conduire à des coûts très élevés, dommages des équipements dans la chaîne peut présenter des dangers pour les humains.

La détection des défauts et la surveillance améliorent la fiabilité et la disponibilité d'un système existant. Plusieurs défauts dégradent lentement l'état du système, donc il est possible de détecter ces défauts à un stade précoce. Ce qui évite la panne totale du système pouvant entraîner des conséquences graves. Il est important, dans le cadre de la surveillance, de distinguer entre la détection de défauts et le diagnostic de défauts. La détection des défauts est la décision, si un défaut est présent ou pas pendant que le diagnostic de défauts fournit plus d'informations sur la nature ou la localisation de défauts. Cette information peut être utilisée pour minimiser les temps d'arrêt et planifier les actions d'entretien adéquates.

Les machines électriques sont les éléments principaux dans de nombreux systèmes électriques. Parmi tous les types de moteurs électriques, les moteurs asynchrones sont un exemple fréquent en raison de leur simplicité de construction de robustesse et d'efficacité. C'est pourquoi ils sont utilisés comme variateurs de vitesse. Dans ce cas, le moteur n'est plus directement relié au réseau de puissance mais est alimenté par des convertisseurs. L'onduleur fournit une tension d'amplitude et fréquence variable pour faire varier la vitesse de rotation.

Les défauts courants qui se produisent dans les entraînements électriques peuvent être classés comme suit [2–4] :

- Les défauts électriques : court-circuit dans les enroulement du stator, cassure des barres rotoriques, cassure des anneaux de court-circuit, défaillance de l'onduleur.
- Défauts mécaniques : excentricité du rotor, défauts de roulement, désalignement de l'arbre, défauts de charge

Le présent travail traite la détection des défauts électriques et mécaniques dans les machines asynchrones à rotor à cage d'écureuil par l'approche « signal ». Généralement, deux approches de surveillance et de détection des défauts pour les machines électriques sont utilisées :

Approche modèle : un modèle dynamique est utilisé en parallèle avec le processus réel. L'utilisation des entrées sont identiques puis on compare les résultats du modèle à ceux du processus réel, les résidus générés sont utilisés pour la détection des défauts.

Approche signal : Aucun modèle dynamique du processus réel n'est nécessaire. La stratégie de détection de défaut est entièrement basée sur des grandeurs physiques mesurées. Ils sont analysés pour extraire des signatures de défaut pour la détection et le diagnostic.

Nous abordons également le problème de la détection de défauts mécaniques dans les moteurs asynchrones à rotor à cage. Une approche signal est choisie, à savoir : la détection et

le diagnostic basé uniquement sur le traitement et l'analyse des signaux mesurés et simulés.

Une autre approche utilisée pour la surveillance de défauts mécaniques est l'analyse des vibrations de la machine. En raison de la nature des défauts mécaniques, leur effet est le plus direct sur les vibrations de l'élément endommagé [5–7]. Cependant, ces procédés sont coûteux car ils nécessitent des transducteurs supplémentaires. Leur utilisation n'a de sens que dans le cas des machines de grande puissance ou aux applications hautement critiques. Une alternative rentable est l'analyse du courant stator par des mesures effectuées sur les machines défectueuses. Toutefois, les effets des défaillances mécaniques sur le courant statorique sont complexes à analyser. Par conséquent, la surveillance du courant statorique est sans doute plus difficile que la surveillance des vibrations. Pour un suivi complet, un grand nombre de capteurs doit être mis en jeu sur les différents composants du système qui sont susceptibles d'être influencés par les roulements, boîte de vitesse, carcasse du stator et charge. Le suivi de toutes les grandeurs nécessite donc plusieurs capteurs. Cependant, si les effets des défauts sont réunis dans une machine, le diagnostic et la séparation devient plus difficile ou est parfois même impossible.

La méthode la plus utilisée pour l'étude du courant statorique est l'estimation de la densité spectrale. En général, la densité spectrale de puissance du courant statorique est estimée en utilisant des techniques de transformée de Fourier tels que le périodogramme. Ces méthodes nécessitent des signaux stationnaires c'est à dire qu'elles ne sont pas appropriées lorsque les fréquences varient par rapport au temps comme lors des phénomènes transitoires de la machine asynchrone. D'autres méthodes d'analyse des signaux non-stationnaires sont nécessaires.

Le présent travail comporte quatre chapitres encadrés par une introduction et une conclusion.

Le premier est consacré aux différents défauts qui peuvent apparaître dans les moteurs asynchrones ainsi que les méthodes de diagnostic proposées dans la littérature. Il comprend trois parties. La première fait état des différentes parties constructives de la machine asynchrone. La seconde, présente une classification détaillée des défauts en fonction de leur nature et de leur emplacement. Enfin, la troisième, est une synthèse des méthodes de diagnostic basées sur l'approche signal.

Le deuxième chapitre propose une modélisation complète de la machine asynchrone à rotor à cage par la méthode des éléments finis. Cette dernière permet de réduire les hypothèses simplificatrices et d'établir un modèle permettant d'introduire les différents défauts. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible pour un temps de calcul important car il nécessite un recours au calcul de champ. Le modèle de la machine est basé sur les dimensions réelles de la machine en vue d'obtenir des résultats encore plus proches de la réalité.

Nous analysons au troisième chapitre l'influence des défauts électriques et mécaniques sur les grandeurs temporelles de la machine permettant de développer des méthodes de surveillance et de diagnostic appropriées. Les résultats pratiques obtenus pour les défauts rotoriques et défauts mécaniques, sont présentés à la fin de ce chapitre.

Le chapitre 4 est dédié à la détection du défaut par exploitation de la signature du courant stator de la machine ainsi que la détection des différentes modulations de phase induites. L'estimation spectrale, analyse temps-fréquence et analyse temps-échelle sont utilisées pour le traitement des défauts .

Chapitre I

Diagnostic de défauts par la technique du traitement du signal

I.1 Introduction

De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones parmi lesquelles on peut citer les défauts électriques ou mécaniques. Leurs causes, très variées, sont classées en trois groupes [2–4, 8–13] :

- les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, problème d’isolation électrique, surtension transitoire. . .
- les contributeurs aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement. . .
- les défauts d’installations et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance. . .etc,

La figure I.1 met en évidence la distribution de défauts parmi les composantes défectueuses dans 483 grands moteurs asynchrones fonctionnant dans un même domaine lié à l’industrie pétrochimique [9, 12]. De tels moteurs fonctionnent très souvent en conditions extrêmes dans l’industrie pétrochimique. Ils sont souvent directement amorcés, ce qui génère de grands courants de démarrage et des variations de couple importantes. Ces conditions sont nocives pour le moteur, et mènent à l’usure rapide des différents composants de la machine. Il apparaît clairement que la naissance d’un type spécifique de défaut dépend considérablement de l’application spécifique de la machine et de l’environnement de fonctionnement.

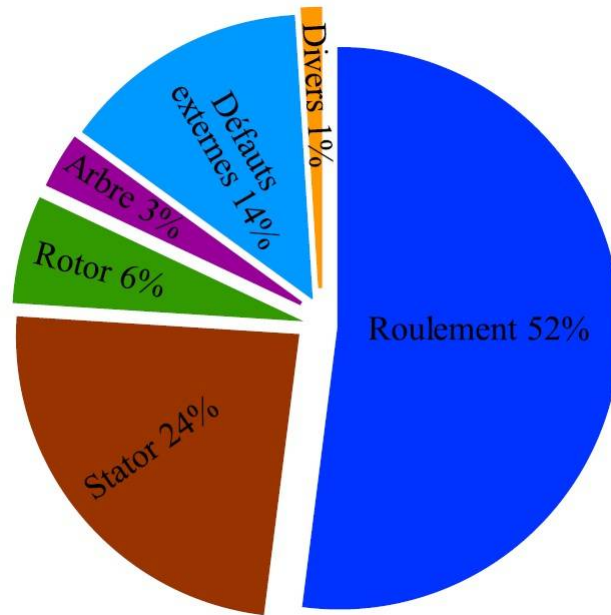


FIGURE I.1 – Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant en industrie pétrochimique

Ces différents défauts peuvent provoquer une dégradation des performances ou conduire à des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire. De nombreuses méthodes [14–18] basées sur le traitement du signal ont été mises au point. La plupart sont basées sur l'analyse des signaux électriques et vibratoires. Le but de ce chapitre est de présenter un état de l'art des différentes parties constructives de la machine asynchrone, les différentes pannes qui peuvent apparaître et les méthodes du traitement du signal appliquées au diagnostic.

I.2 Éléments de constitution de la machine asynchrone à cage

On propose dans cette partie quelques précisions sur les éléments de constitution des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) porte des barres court-circuitées en permanence par les anneaux d'extrémités.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

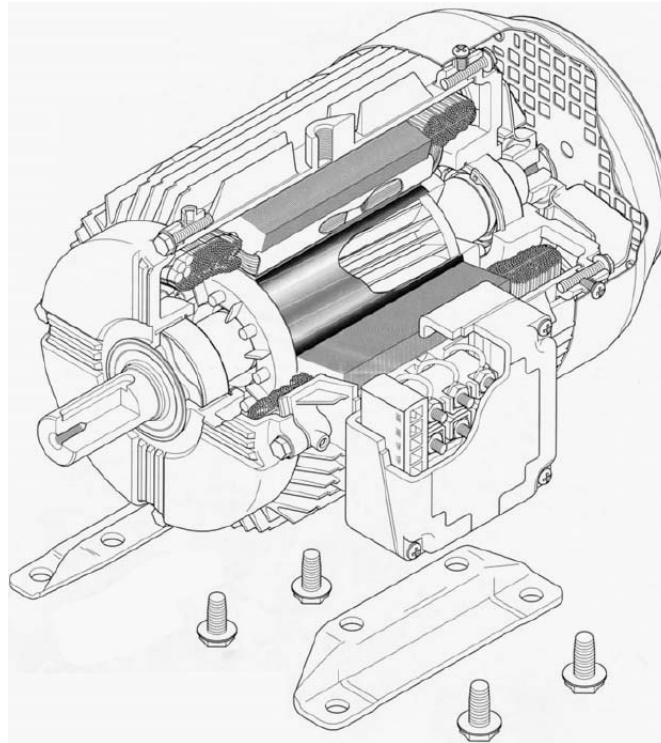


FIGURE I.2 – Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil[1]

I.2.1 Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes dans laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons à la figure I.2 les différentes parties constructives du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons visualiser la présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge, [1–3].



FIGURE I.3 – Stator d'une machine asynchrone basse tension [1]

I.2.2 Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

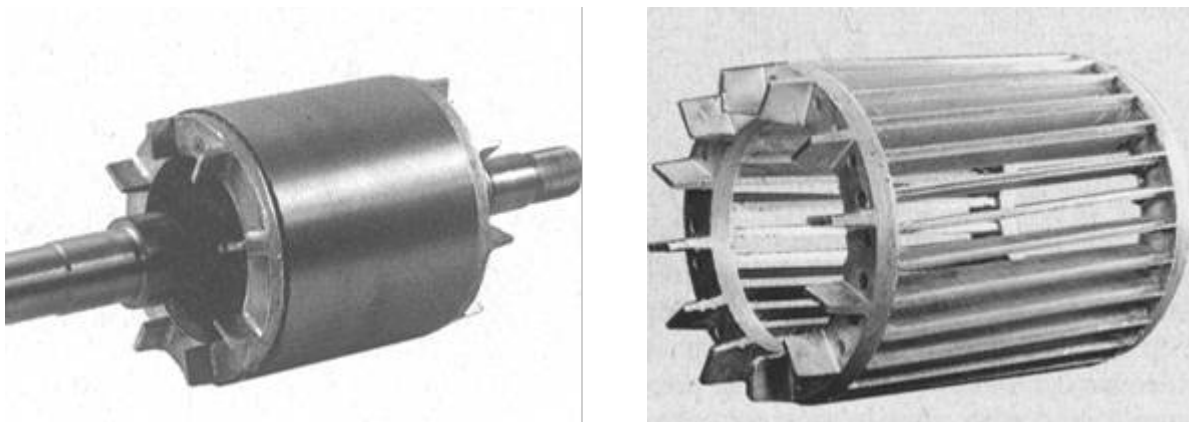


FIGURE I.4 – Rotor à Cage d'écureuil[1]

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépendent principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera faite. Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire

du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [2]. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible comme le montre la figure I.2.

I.2.3 Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage.

I.3 Les défaillances de la machine asynchrone

La machine asynchrone occupe aujourd'hui une place de choix dans les commandes et les entraînements industriels. Il est important que des mesures soient prises pour diagnostiquer l'état de la machine au fur et à mesure qu'elle entre dans le mode de défaut. Il est également nécessaire de faire un contrôle continu en ligne ou hors ligne des variables de la machine. Les raisons derrière les défauts dans les machines électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'installation, l'environnement de fonctionnement, la nature de la charge et le programme de la maintenance. La machine asynchrone, comme n'importe quelle autre machine électrique tournante, est soumise aux forces électromagnétiques et mécaniques. Quand un défaut a lieu, l'équilibre entre ces forces est perdu, aboutissant à un autre type de défauts. Les défauts de la machine asynchrone peuvent être classés par catégorie : mécanique et électrique. Les sources des défauts de la machine peuvent être internes, externes ou dues à l'environnement, comme présenté à la figure I.5. Les défauts internes peuvent être classés selon leurs origines c'est à dire électrique ou mécanique. Habituellement, d'autres types de défauts de roulement et de refroidissement se rapportent aux défauts de rotor parce qu'ils appartiennent aux pièces mobiles. La figure I.6 présente l'arbre de défaut de la machine asynchrone où les défauts sont classés selon leur emplacement : rotor et stator [2, 3, 12].

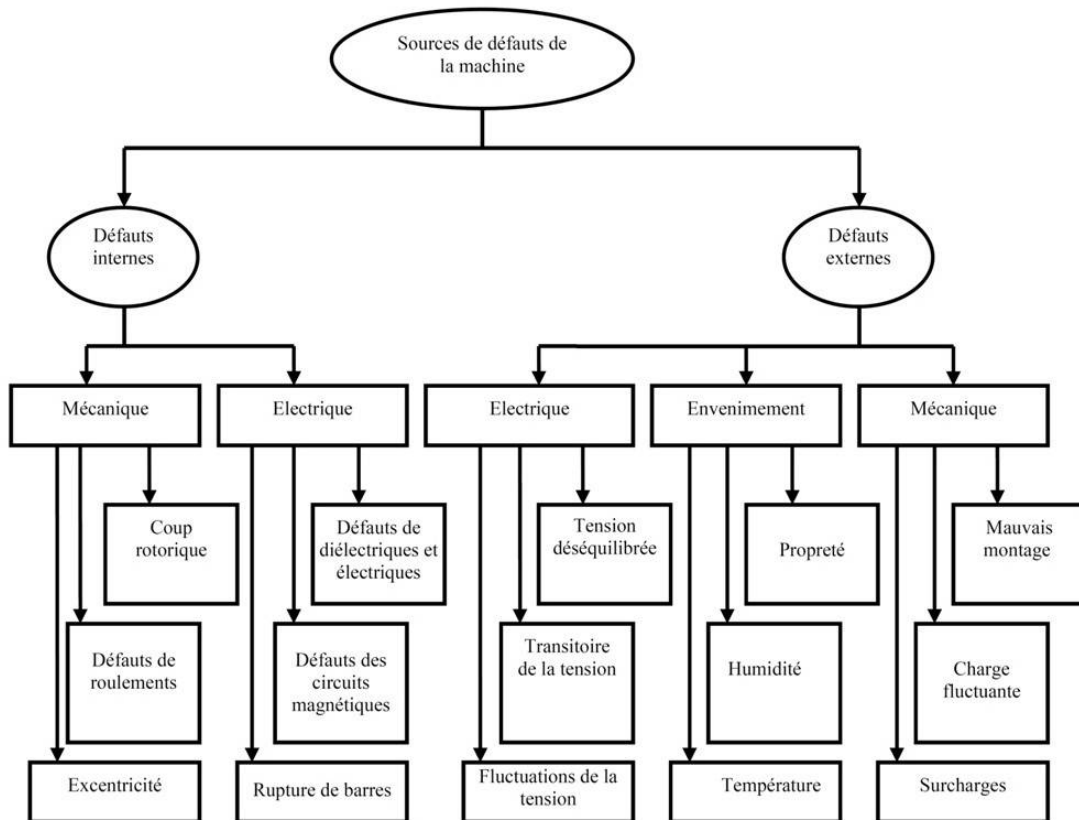


FIGURE I.5 – Sources de défauts de la machine asynchrone à cage

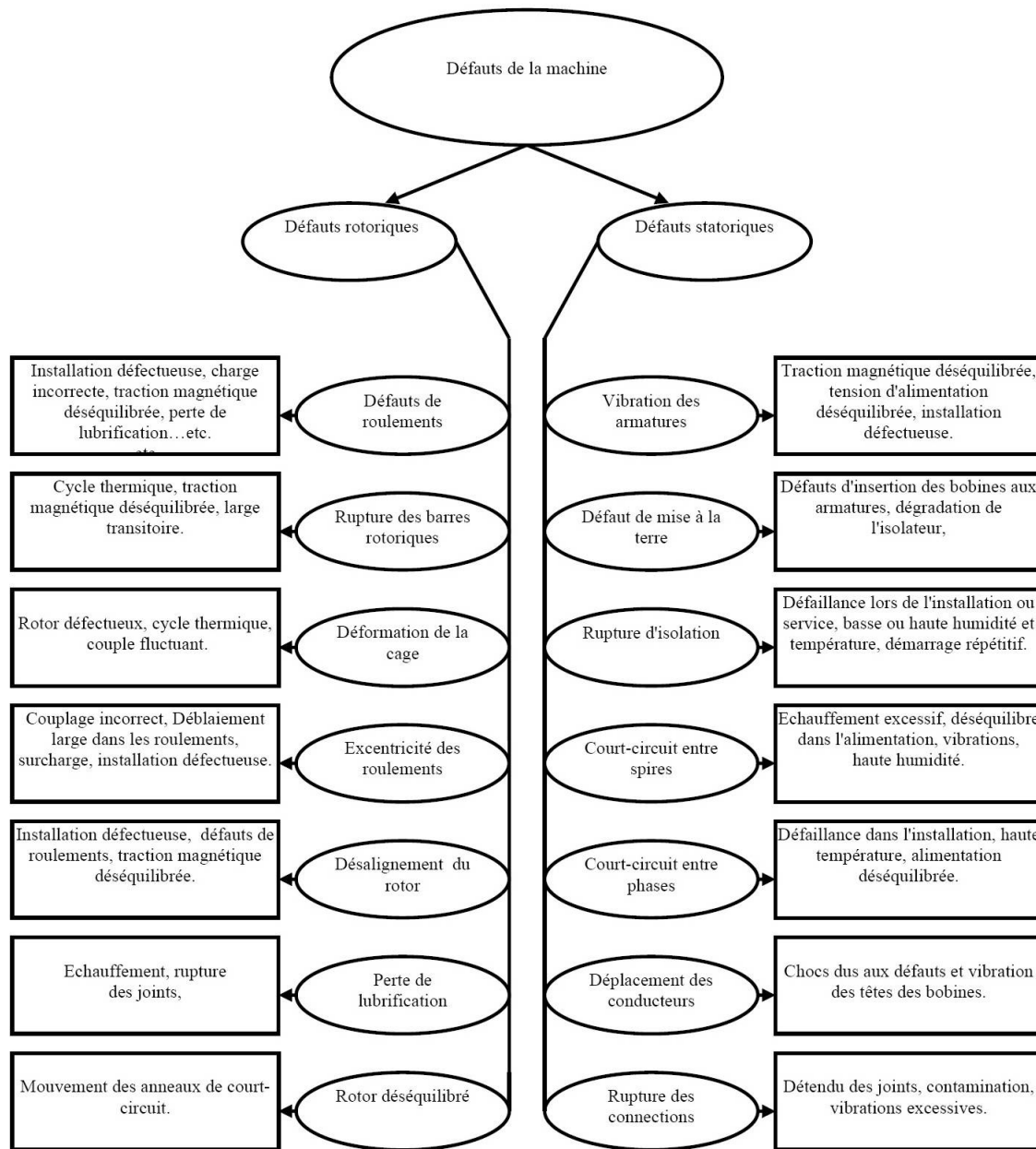


FIGURE I.6 – Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes

D’après les deux organigrammes ci-dessus, on peut classer les défauts majeurs qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone à cage d’écureuil en deux catégories.

I.3.1 Défaillances d’ordre mécanique

Les défaillances d’ordre mécanique sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore dans l’arbre moteur. On énumèrera dans ce qui suit certains de ces défauts.

I.3.1.1 Défaillances des roulements

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts de roulement peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par une bille abîmée, écaillée ou fissurée, peuvent créer des perturbations dans la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défaillances [3, 9].

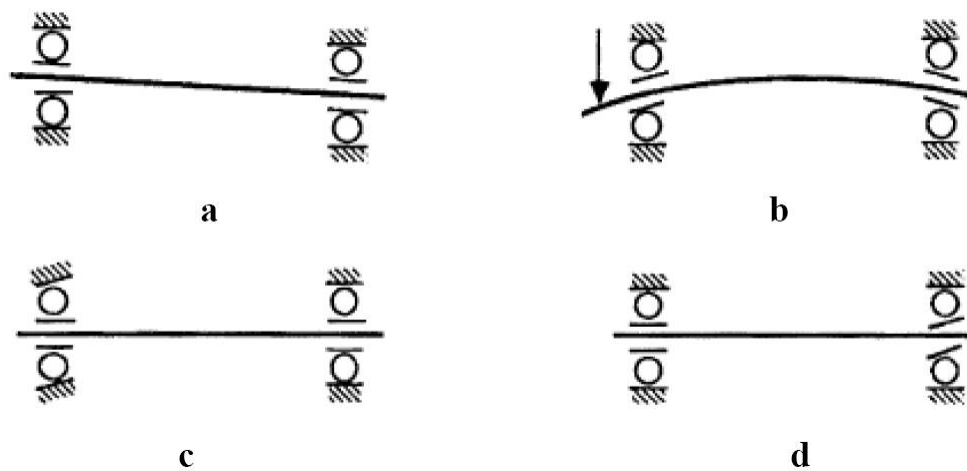


FIGURE I.7 – Quatre types de défauts dans les roulements à billes

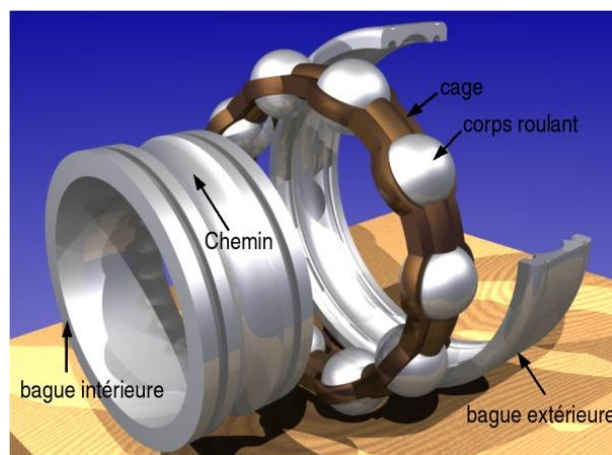


FIGURE I.8 – Roulement à billes

I.3.1.2 Défaillances du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désa-

lignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machine.

I.3.1.3 Défaillances de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser apparaître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou à long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des micro-fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi à une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [2].

I.3.1.4 Défauts d'excentricités

les défauts d'excentricité provoquent la variation de l'entrefer dans la machine, la répartition non homogène des courants dans le rotor ainsi que le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant. Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes créées par le stator avec la bande de frottement du rotor provoquent des dommages du stator et du rotor. La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries d'ordre naturel. Celles-ci relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer (Figures I.9 et I.10) à savoir :

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

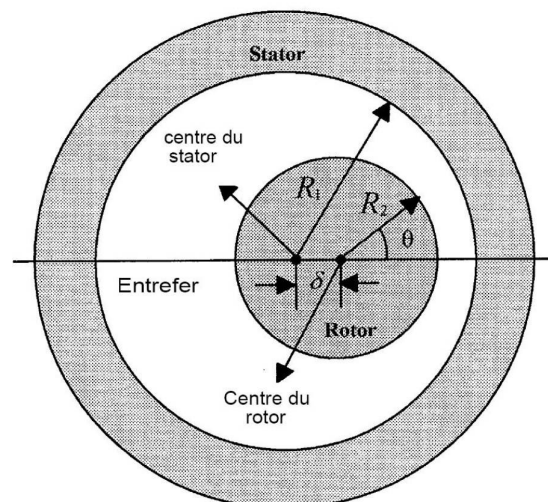


FIGURE I.9 – Différents types de la dissymétrie de l'entrefer

$R1$: Rayon interne statorique, $R2$: Rayon externe rotorique, δ : distance entre le centre de rotation et le centre du stator.

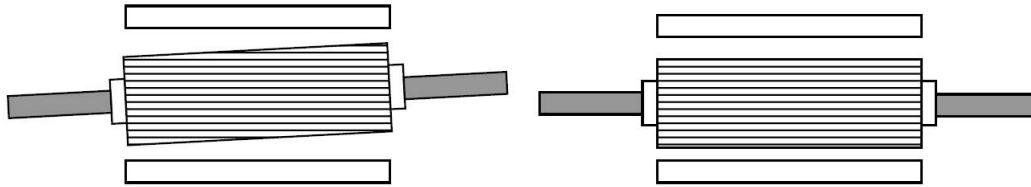


FIGURE I.10 – Différents types d'excentricité

I.3.2 Défaillances d'ordre électrique

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certains cas, causer l'arrêt définitif de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances sont classées en deux catégories bien distinctes : A titre d'exemple, on peut citer les défaillances qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [2, 9, 19].

I.3.2.1 Défaillances des circuits électriques statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type court-circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. On trouve également les court-circuits entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection. Ces défauts peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine asynchrone [9, 12, 20–22].

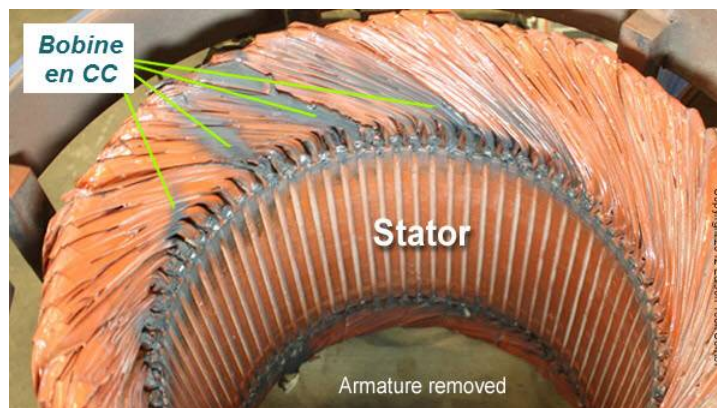


FIGURE I.11 – Court-circuit entre spires

I.3.2.2 Défaillances des circuits électriques rotoriques

Deux types de défaillances peuvent apparaître au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. La cage étant composée de barres et d'anneaux de court-circuit d'aluminium ou de cuivre, une rupture partielle ou totale d'un de ces composants peut être considérée comme un défaut électrique rotorique. L'apparition de ce type de défaut peut être d'origine diverse. En effet, la rupture d'une barre ou d'un segment d'anneau de court-circuit peut être due à plusieurs phénomènes qui sont souvent indépendants les uns des autres. On peut citer par exemple une mauvaise utilisation de la machine asynchrone (charge trop importante) ou encore l'environnement hostile dans lequel elle fonctionne. Une défaillance au niveau de la cage rotorique se situe généralement à la jointure entre une barre et un anneau de court-circuit. En effet, les barres rotoriques et les anneaux de court-circuit ne peuvent pas être construits d'un seul bloc (sauf pour les machines de petites puissance), une soudure est pratiquée aux extrémités de chaque barre pour relier ces dernières aux deux anneaux de court-circuit. La fragilité de ces soudures, par rapport aux barres et aux anneaux fabriqués d'un seul bloc, provoque, à ces endroits précis, une fragilité de la cage d'écureuil.



FIGURE I.12 – Rotor à cage d'écureuil



FIGURE I.13 – Rupture de plusieurs barres rotoriques

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations. L'effet de la cassure des barres croît rapidement avec le nombre

de barres cassées. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine et des composants de la chaîne de traction. La rupture de barres provoque un déséquilibre du courant entre les barres du rotor.

Les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants peuvent entraîner la cassure des barres rotoriques.

I.4 Méthodes de diagnostic des machines asynchrones basées sur le traitement du signal

Les défauts des roulements, les défauts statoriques ou d'armature, les barres cassées du rotor ou rupture de l'anneau, et les défauts liés aux excentricités sont les plus répandus et exigent, ainsi, une attention particulière. Ces défauts produisent un ou plusieurs des symptômes suivants [9] :

- Un déséquilibre des phases électriques (courants et tensions) ;
- Fluctuations accrues de couple ;
- Diminution du couple moyen ;
- Augmentation des pertes et réduction du rendement ;
- Chauffage excessif.

Pour détecter de tels défauts, plusieurs méthodes de diagnostic ont été développées, [2, 5, 23] impliquant plusieurs domaines scientifiques et technologiques. Elles peuvent être décrites comme suit :

- Surveillance du champ électromagnétique,
- Mesures de la température,
- Rayonnement infrarouge,
- Surveillance du bruit et de vibration,
- Analyse chimique,
- Mesures acoustiques,
- Analyse de la signature du courant stator (MCSA),
- Méthodes basées sur le modèle électrique de la machine, intelligence artificielle, et réseau de neurones.

La méthode du traitement du signal est la plus utilisée dans le domaine de diagnostic des défauts mécaniques et électriques. Les défauts traduits 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 déconnexion de la machine de son alimentation. Exigeant uniquement des capteurs usuels de courant, de tension ou parfois de la vitesse, ces techniques à base de signal sont de loin les techniques de diagnostic les plus économiques et les plus rapides, d'où leur succès auprès des industriels.

I.4.1 Détection de défauts de la Machine par l'analyse spectrale

L'estimation de la Densité Spectrale de puissance PSD est l'outil le plus utilisé dans le domaine d'analyse et de détection des défauts des machines électriques tournantes afin de

d'extraire le contenu spectral des différents signaux.

I.4.1.1 Densité spectrale de puissance PSD

La densité spectrale de puissance (Power Spectral Density PSD) représente la distribution de l'énergie du signal sur l'axe des fréquences. Pour un signal stationnaire et ergodiques la fonction d'auto-corrélation est définie comme suit [2, 3] :

$$R_x(m) = E \{x(n+m) \cdot x^*(n)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N+1}^{N-1} x(n+m) \cdot x^*(n) \right\} \quad (\text{I.1})$$

De ce signal on tire la transformée de Fourier de sa fonction d'auto-corrélation :

$$S_x(k) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_{xx}(m) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot m \cdot k} \quad (\text{I.2})$$

Ainsi, si $x(n)$ est connu pour tout n , estimer sa densité spectrale de puissance est une tâche simple en théorie, puisqu'il suffit de calculer $R_x(m)$ en utilisant l'équation I.1 et calculer ensuite sa transformée de Fourier. Cependant, en pratique, il y a deux difficultés très importantes :

- le nombre de données est toujours très limité
- le bruit, additionné au contenu spectral.

En conséquence, l'estimation de la densité spectrale de puissance consiste à estimer $S_x(k)$ à partir d'un nombre fini de données bruitées.

I.4.1.2 Le périodogramme

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 PSD 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 PSD 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.

Si $x(n)$ est mesuré sur un intervalle fini ($n = 0, 1, \dots, N-1$), alors la fonction d'auto-corrélation doit être estimée avec une somme finie :

$$R_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m) \cdot x^*(n) \quad (\text{I.3})$$

pour $k < 0$, on utilisera la propriété $R_x(-m) = R_x^*(m)$, et $R_x(m)$ sera égale à zéro pour $|m| > N$. Si on prend maintenant la transformée de Fourier de $R_x(m)$, on obtient une estimation de la densité spectrale de puissance.

$$S_{per}(k) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_x(m) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot m \cdot k} \quad (\text{I.4})$$

L'expression I.4 est appelée le périodogramme.

Il est plus pratique d'exprimer le périodogramme d'un signal $x(n)$ en fonction de sa transformée de Fourier $X_d(f)$. Pour cela, on définit la fonction :

$$x_N(n) = \begin{cases} x(n) & \text{si } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

on peut écrire également $x_N(n)$ comme étant le produit de $x(n)$ avec une fenêtre rectangulaire $w_R(n)$:

$$x_N(n) = x(n) \cdot w_R(n) \quad (\text{I.6})$$

Dans ce cas, la fonction d'auto-corrélation sera donnée par :

$$R_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_N(n+m) \cdot x_N^*(n) = \frac{1}{N} x_N(m) \cdot x_N^*(-m) \quad (\text{I.7})$$

En prenant la transformée de Fourier de l'expression, I.7, le périodogramme devient alors :

$$S_{per}(k) = \frac{1}{N} X_N(k) \cdot X_N^*(k) = \frac{|X_N(k)|^2}{N} \quad (\text{I.8})$$

tel que :

$$X_N(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_N(n) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k} \quad (\text{I.9})$$

En augmentant le nombre de données, le périodogramme devrait se rapprocher de la valeur de la PSD $S_x(k)$.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E \{ (S_{per}(k) - S_x(k))^2 \} = 0 \quad (\text{I.10})$$

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

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E \{ S_{per}(k) \} = S_x(k) \quad (\text{I.11})$$

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

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \text{var} \{ S_{per}(k) \} = 0 \quad (\text{I.12})$$

en d'autres termes, $S_{per}(k)$ doit estimer la PSD avec consistance.

Pour effectuer le diagnostic d'une machine électrique ou une installation industrielle, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de cette installation. La surveillance via cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs composantes de fréquence. D'après la littérature [2, 4, 22], les principales applications de l'analyse spectrale lors du diagnostic de la machine asynchrone, à rotor à cage sont les suivantes :

I.4.1.3 Analyse des courants statoriques

Parmi tous les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car, il est très facile d'accès et permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques. Cette technique est dénommée dans la littérature par "Motor Current Signature Analysis" (MCSA). Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences du champ tournant, aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
- La modification de l'amplitude des raies spectrales déjà présentes dans le spectre du courant.

La figure I.14 montre l'analyse spectrale (PSD) du courant statorique d'une machine asynchrone saine et d'une machine avec deux barres rotoriques cassées. Les raies apparues sur le spectre sont les composantes de fréquence $f^{bck} = (1 \pm 2kg)fs$ caractérisant l'existence de la rupture d'une barre rotorique [2, 4, 17].

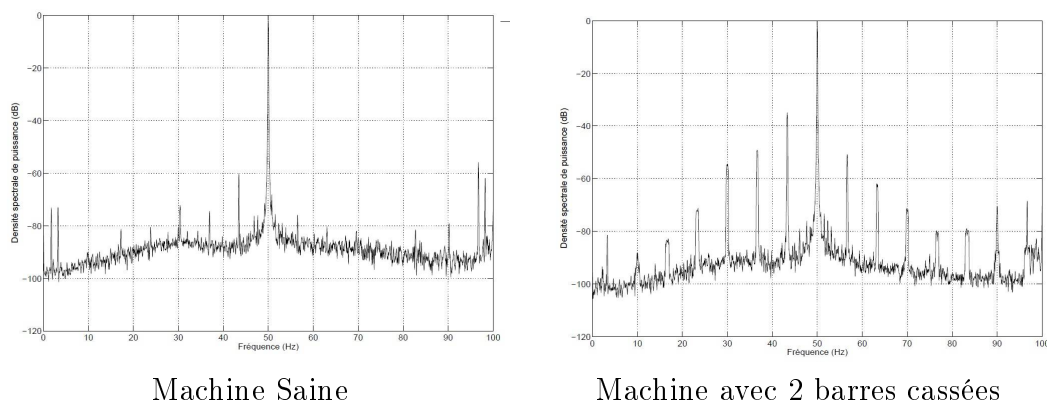


FIGURE I.14 – Spectre du courant statorique

I.4.1.4 Analyse de la signature de la puissance instantanée

La puissance instantanée n'est autre que la multiplication du courant par la tension du stator. L'analyse spectrale de cette puissance montre qu'en plus des composantes latérales dont la fréquence est égale à $(2 \pm g).fs$, il existe une composante supplémentaire de fréquence $g.fs$ (voir figure I.15). Le résultat obtenu par le calcul de la PSD de la puissance instantanée montre que des composantes ont une amplitude supérieure au seuil enregistrée pour l'état sain et dont les fréquences sont un multiple entier de la fréquence de défaut $2gf_s$. Grâce à la fréquence $2gf_s$, nous pouvons déduire la valeur du glissement de la machine et calculer la vitesse de rotation de l'arbre rotorique. Une fois le glissement g connu, nous calculons la fréquence des composantes présentes autour de la fréquence de la puissance instantanée grâce à la relation $2(1 \pm kg)fs$. A partir de ces fréquences, nous pouvons évaluer l'amplitude des composantes correspondantes avec une tolérance toujours inférieure à 1 [2, 3].

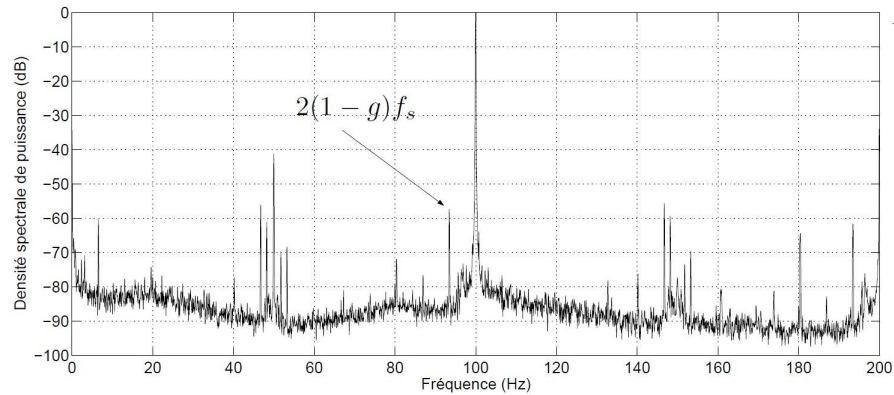


FIGURE I.15 – Spectre de la puissance instantanée

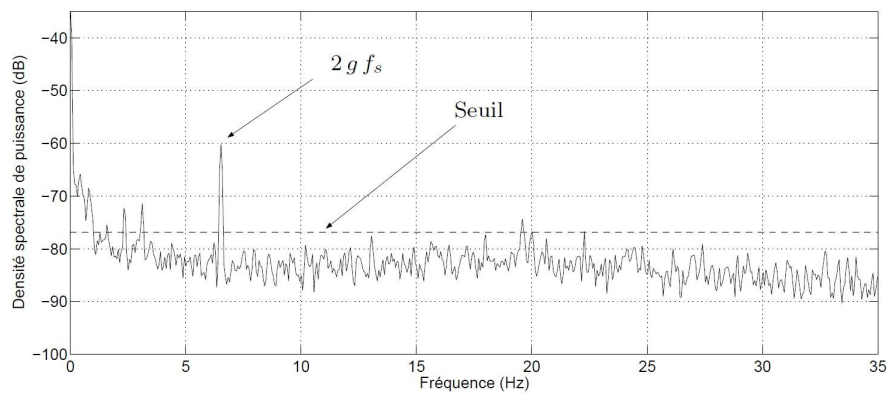


FIGURE I.16 – Spectre de la puissance instantanée à basse fréquence

I.4.1.5 Analyse des caractéristiques mécaniques

Lorsqu'une rupture de barre apparaît (ou un défaut rotorique) créant des oscillations rotoriques, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent apparaître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2kgf_s$. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces caractéristiques ne fournit pas aussi bien des informations sur les défauts rotoriques que celles présentes dans le spectre du courant statorique (augmentation des amplitudes moins significative). De plus, l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones. Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courants mesurés sur la machine. Cependant cette approche reste moins efficace que les méthodes précédemment citées [2, 8, 9].

La figure I.17 présente une analyse spectrale du signal vitesse qui montre une périodicité à 70Hz et ses harmoniques générées par un défaut de roulement provoquant des oscillations de couple, [9].

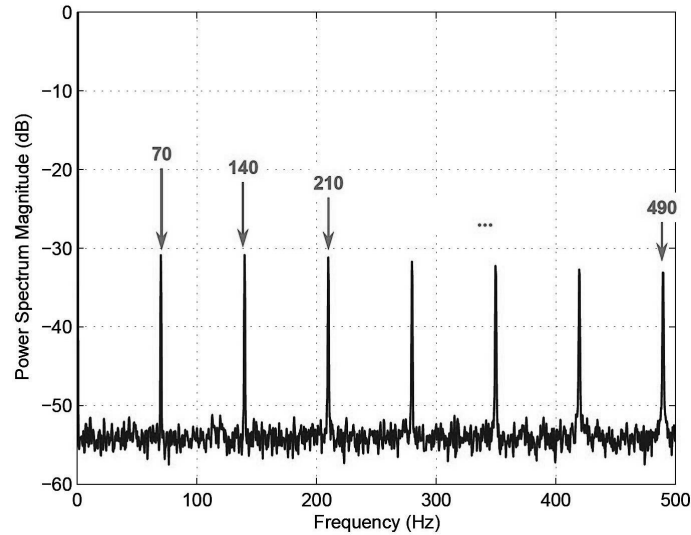
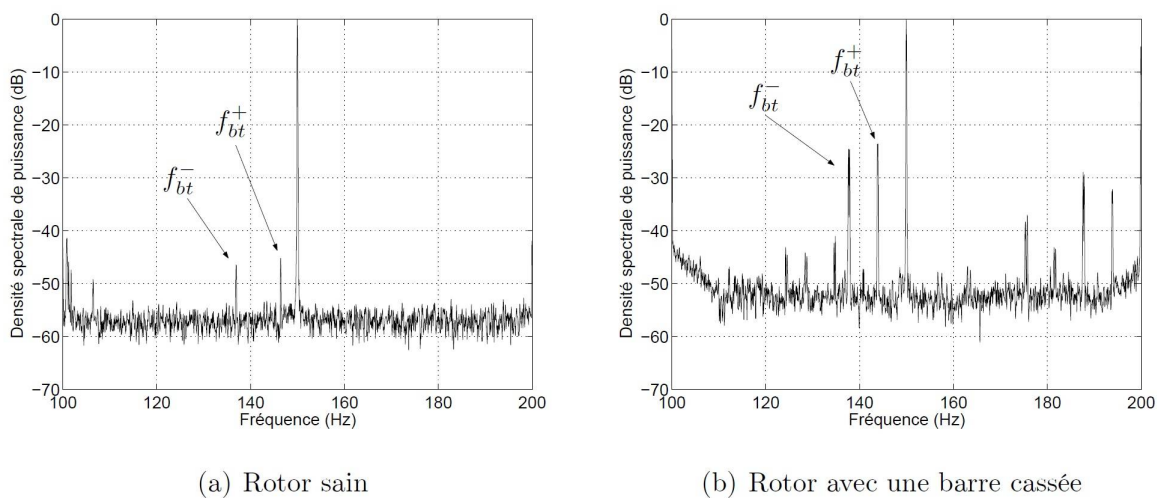


FIGURE I.17 – Spectre du couple électromagnétique

I.4.1.6 Analyse spectrale des tensions

La tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone peut être utilisée pour détecter des court-circuits entre spires dans le bobinage statorique. Une analyse similaire a été effectuée dans [2] dans le but de détecter un défaut rotorique dans les machines asynchrones. Il a été montré que l'information donnée par la tension présente entre les deux neutres était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. Cette technique a, tout d'abord, été testée sur différents tests de simulation pour être ensuite validée sur des essais expérimentaux. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquence $f^{bt} = [3(1 \pm g) \pm g]f_s$. Nous présentons sur la figure I.18 le spectre fréquentiel de cette tension lorsque la machine asynchrone fonctionne avec une cage saine et une cage présentant une barre cassée (tests effectués à charge nominale).



(a) Rotor sain

(b) Rotor avec une barre cassée

FIGURE I.18 – Spectre de tension

La tension statorique obtenue après déconnexion de la machine de sont alimentation peut porter des informations importantes sur l'état de la machine. En effet, lorsque la machine est déconnectée, le courant statorique s'annule immédiatement. Les courants dans les barres rotorique diminuent de manière exponentielle, avec une constante de temps qui dépend des paramètres de la cage (résistance et inductance). Dans ces conditions, la seule source qui peut induire des tensions dans le stator est les courants circulant dans la cage rotorique avant leur extinction. En conséquence, si un défaut de barres apparait, 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 $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3..$) augmentent avec le défaut rotorique.

Dans la référence [3], la tension statorique a été analysée par deux techniques FFT (Fast Fourier Transform) et MUSIC (Multiple Signal Classification). Les auteurs montrent qu'elles sont utiles pour la détection de défauts car elles permettent de réduire l'effet du bruit dans l'analyse, (figure I.19).

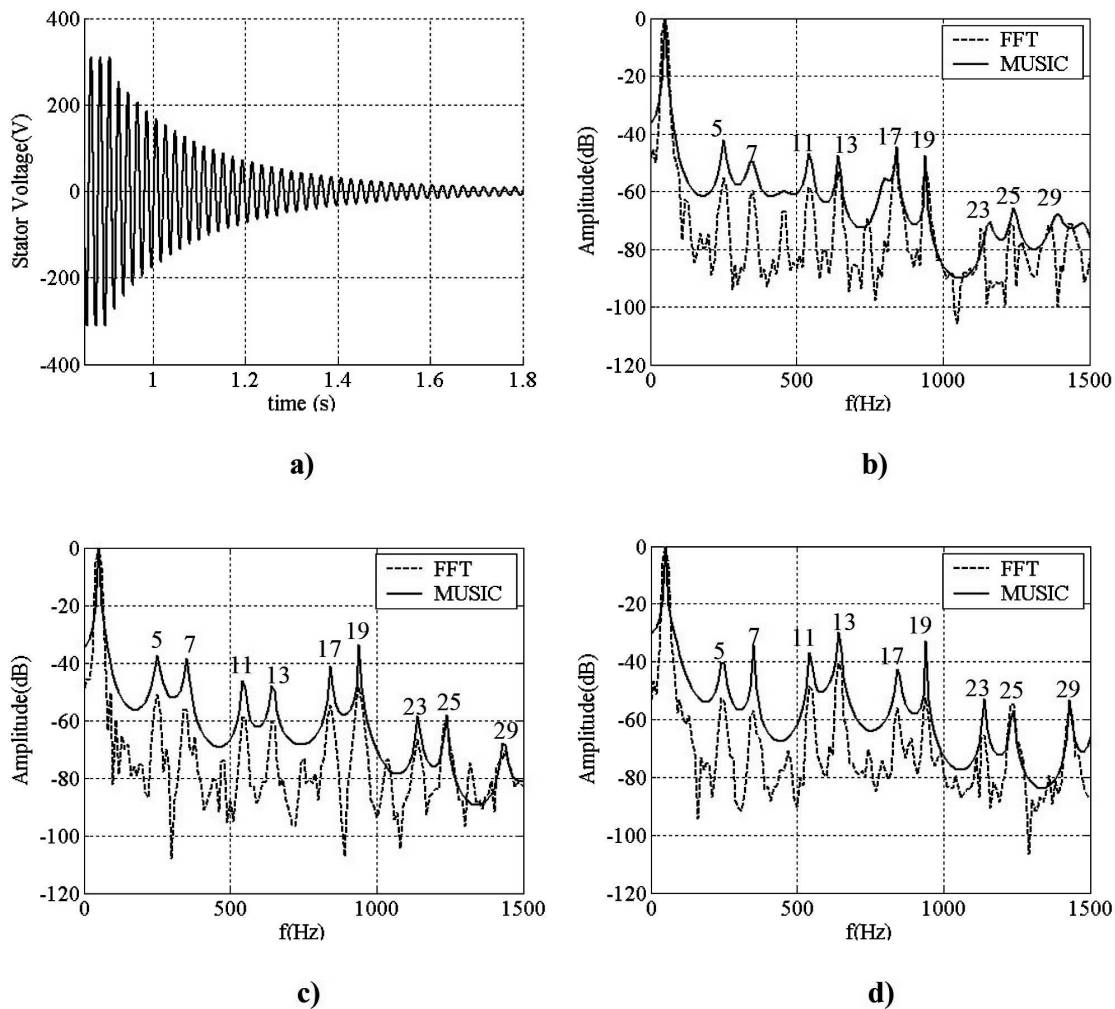


FIGURE I.19 – Analyse spectrale de la tension après déconnexion, b) machine saine, c) une barre cassée, d) deux barres cassées au rotor

I.4.1.7 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 de manière horizontale ou verticale, un signal est capté puis analysé dans le domaine fréquentiel par la FFT [7, 18, 22]. Les composantes spécifiques au défaut peuvent être par la suite analysées et comparées avec celles correspondante à l'état normal. La référence [5] présente une étude expérimentale pour détecter les défauts d'excentricité d'entrefer sous différentes charges à l'aide de capteurs pour surveiller les signaux de courant et de vibrations comme moyen de diagnostic. Les résultats expérimentaux de l'analyse de la signature obtenue par l'accéléromètre et la signature du courant statorique obtenu par les capteurs à effet Hall sont comparés et ont données les indices de défauts utiles. L'analyse spectrale est réalisée au moyen de la FFT grâce à l'estimation de la densité spectrale de puissance PSD.

Les auteurs dans la référence [7] déterminent la signature de l'excentricité dynamique dans la répartition de la force électromagnétique d'entrefer et le modèle de vibration de la machine asynchrone. La répartition radiale de la force électromagnétique le long de l'entrefer, est la principale source de vibration, cette force est calculée et décomposée par une série de Fourier dans l'espace et le temps. Ils montrent que la répartition de la force électromagnétique est un paramètre sensible aux changements de l'état de la machine. Les calculs montrent également l'existence d'une basse fréquence et la distribution des forces électromagnétiques de l'ordre faible, qui peut être utilisée en tant que signature identifiable de l'état du moteur en mesurant les composantes de vibration. Les composantes à basse fréquence offrent une alternative pour la surveillance des fréquences, apportant de nouveaux éléments qui permettent de séparer entre l'excentricité dynamique et les oscillations de la charge.

Le tableau I.1 résume les types communs de défauts électriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil et les harmoniques correspondants de vibration (où N est la fréquence de rotation en tr/s , f est la fréquence du réseau en Hertz, fp est la fréquence de pôle $(\Omega_s - \Omega_r)(p/60)$, et p est le nombre de paires de pôles), [24].

Types de défauts	$f1$	$f2$	$f3$	$f4$	$f5$
Tension d'alimentation déséquilibrée	$1N$	$2f - (f/3)$	$2f$	$2f + (f/3)$	$4f$
Ouverture d'une phase statorique	$1N$	f	$2f$	-	-
Résistances statoriques déséquilibrées ; court-circuit spire-spire, phase-neutre et phase-phase.	$1N$	$2N$	$2f$	-	-
Pertes fer statoriques	$1N$	$2N$	$2f$	-	-
Cassures de barres rotoriques	$1N - fp$	$1N$	$1N - fp$	$2N$	-
Cassures d'anneaux de court-circuit	$1N - fp$	$1N$	$1N - fp$	-	-
Mauvaise soudure entre les barres du rotor et les portions d'anneaux de court-circuit	$1N - fp$	$1N - fp$	-	-	-

TABLE I.1 – Différents type de défauts avec leurs fréquences de vibration

I.4.2 Analyse des signaux par la transformée en ondelettes

La non-stationnarité des signaux est une propriété très courante mais difficile à maîtriser. Si nous prenons le cas d'une machine asynchrone, certaines utilisations obligent cette dernière à fonctionner sous des couples de charge variant très souvent dans le temps. C'est la raison pour laquelle des techniques de traitement temps-fréquence et temps-échelle ont vu le jour.

I.4.2.1 Description de la transformée en ondelettes

Une ondelette est une fonction de valeur moyenne nulle :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (\text{I.13})$$

Elle est dilatée avec un paramètre d'échelle s , et translatée par u :

$$\psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right) \quad (\text{I.14})$$

Parmi la grande famille des ondelettes, on trouve :

- L'ondelette gaussienne complexe.
- L'ondelette Complexe de Morlet.
- L'ondelette gaussienne.
- L'ondelette chapeau mexicain.

- L'ondelette de Meyer.
- L'ondelette de Meyer avec une fonction auxiliaire.
- L'ondelette de Morlet.
- L'ondelette complexe de Shannon.

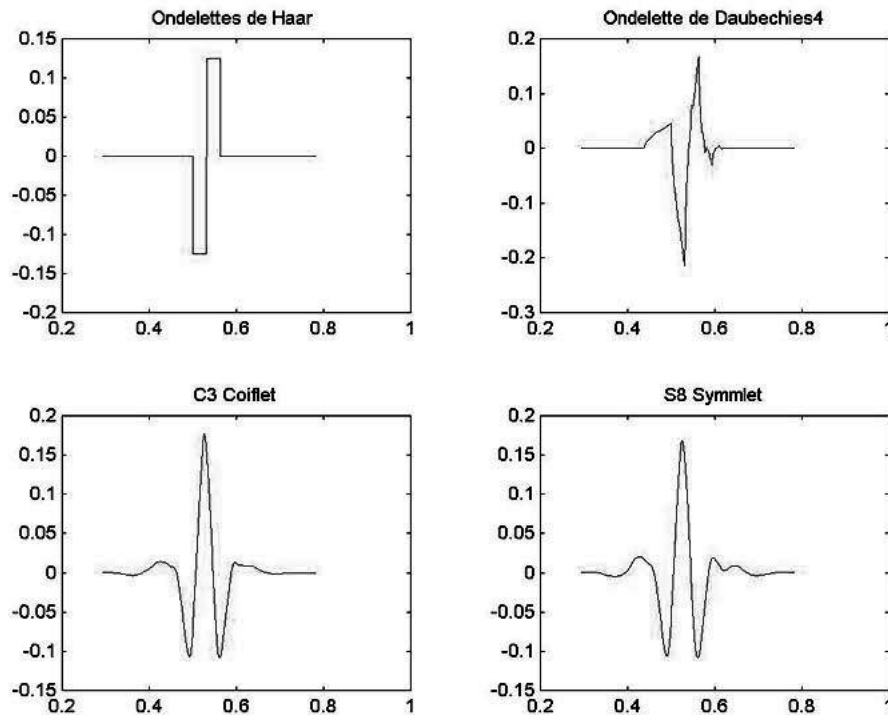


FIGURE I.20 – Quelques formes des ondelettes usuelles

La transformée en ondelettes continue (TOC) utilise des ondelettes dont l'enveloppe retrécit avec l'échelle tandis que le nombre d'oscillations reste constant. En effet l'opération de changement d'échelle du facteur u est équivalente à une homothétie du paramètre u sur l'axe des temps de $1/\sqrt{u}$ sur celui des amplitudes. Dans ce cas, on obtient une largeur de bande qui augmente avec la fréquence, avec une résolution fréquentielle relative constante [23, 25].

Au titre d'exemple l'ondelette de Morlet est donnée par l'expression suivante :

$$\psi(x) = e^{-\pi x^2} e^{10i\pi x} \quad (\text{I.15})$$

Par la dilatation et la translation dans le temps, on trouve la fonction d'ondelette dilatée et translatée $\psi_{u,s}(t)$:

$$\psi_{u,s}(x) = \frac{1}{\sqrt{u}} e^{-\pi(\frac{x-s}{u})^2} e^{10i\pi(\frac{x-s}{u})} \quad (\text{I.16})$$

Pour $s=2, u=2$;

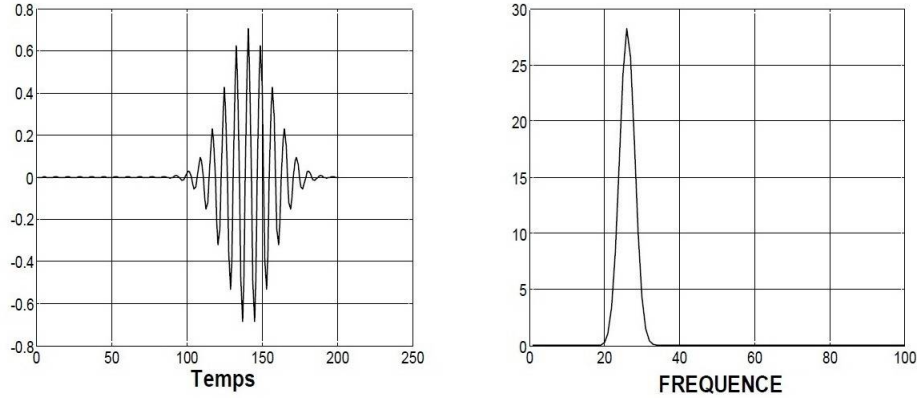


FIGURE I.21 – Ondelette temps-échelle (à gauche) et de sa transformée de Fourier (à droite)

La transformée en ondelettes de la fonction f à l'échelle s et position u est calculée en corrélant f avec un atome d'ondelette :

$$W_f(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi * \left(\frac{t-u}{s} \right) dt \quad (\text{I.17})$$

La transformée en ondelettes a donc une résolution temps-fréquence qui dépend de l'échelle s , sous la condition suivante :

$$C_\psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{\omega} d\omega < +\infty \quad (\text{I.18})$$

C'est une représentation complète, stable et redondante du signal ; en particulier, la transformée en ondelettes est inversible à gauche. La redondance se traduit par l'existence d'un noyau reproduisant.

Comme la transformée de Fourier à fenêtre, une transformée en ondelettes peut mesurer les variations de temps-fréquence des composants spectraux, mais a une différente résolution de temps-fréquence. Une transformée en ondelettes fait corrélérer f avec $\psi_{u,s}(t)$. En appliquant la formule de Fourier-Parseval sur l'équation I.17, on obtient cette dernière écrite sous forme d'intégration de fréquence [25] :

$$W_f(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi_{u,s} * (t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}(\omega) \hat{\psi}_{u,s}(\omega) d\omega \quad (\text{I.19})$$

Le coefficient d'ondelettes $W_f(u, s)$ dépend ainsi des valeurs $f(t)$ et $\hat{f}(\omega)$ dans le domaine temps-fréquence où l'énergie de $\psi_{u,s}(t)$ et de $\hat{\psi}_{u,s}(\omega)$ est concentrée. Des harmoniques variables dans le temps sont détectés à partir de la position et l'échelle des coefficients d'amplitude élevés des ondelettes.

En terme de temps, $\psi_{u,s}(t)$ est centrée à u avec une distribution proportionnelle à s tandis que sa transformée de Fourier est calculée à partir de la relation suivante :

$$\hat{\psi}_{u,s}(\omega) = e^{-j\omega u} \sqrt{s} \hat{\psi}(s\omega) \quad (\text{I.20})$$

Où $\hat{\Psi}$ est la transformée de Fourier de Ψ . Pour analyser l'information d'une phase des signaux, une ondelette analytique complexe est utilisée. Ceci signifie que $\hat{\psi}(\omega) = 0$ pour $\omega \leq 0$. Son énergie est concentrée dans un intervalle positif de fréquence centré à η . l'énergie de $\hat{\psi}_{u,s}(\omega)$ est donc concentrée dans un intervalle positif de fréquence centré à η/s , dont la taille est mesurée par $1/s$. Dans le plan temps-fréquence, un atome d'ondelettes $\Psi_{u,s}$ est symboliquement représenté par un rectangle centré à $(u, \eta/s)$. La diffusion du temps et de fréquence est respectivement proportionnelle à s et à $1/s$. Quand s change, la longueur et la largeur du rectangle changent mais sa surface reste toujours constante, comme illustré par la figure I.22.

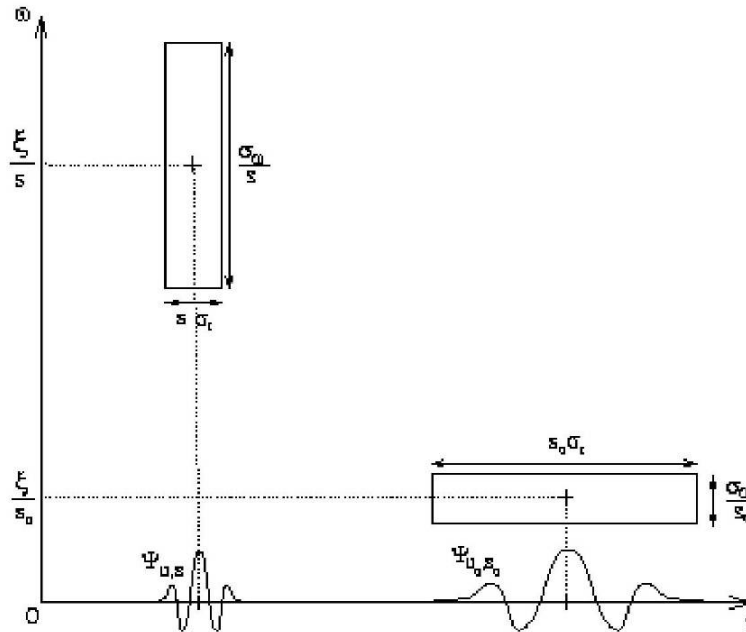


FIGURE I.22 – Boîtes Temps-fréquence des deux ondelettes quand l'échelle s diminue, le support du temps est réduite mais la diffusion de fréquence augmente et couvre un intervalle qui est décalé vers des hautes fréquences

I.4.2.2 Transformée en ondelettes discrète et analyse multi-résolution

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète dyadique toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $u = 2^i$. Il est clair que la transformée en ondelettes discrète est pratique en implémentation sur tout système numérique [23, 25, 26].

Il est à noter que la transformée en ondelette continue TOC est aussi implantable sur les systèmes digitaux avec un calcul lourd provenant de la nature continue du facteur d'échelle et de la dilatation (Toutes les valeurs sont possibles).

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquence, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière.

Soit φ la fonction échelle. Elle doit être dans L^2 et ayant une valeur moyenne non nulle. On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \quad (\text{I.21})$$

et de la même manière la base d'ondelette :

$$\psi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \psi(2^{-i}t - j) \quad (\text{I.22})$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\phi(t) = \sum_j 2h(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{I.23})$$

$$\psi(t) = \sum_j 2g(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{I.24})$$

Les équations I.23 et I.24 représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la haute résolution directement. On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe-bas et passe-haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

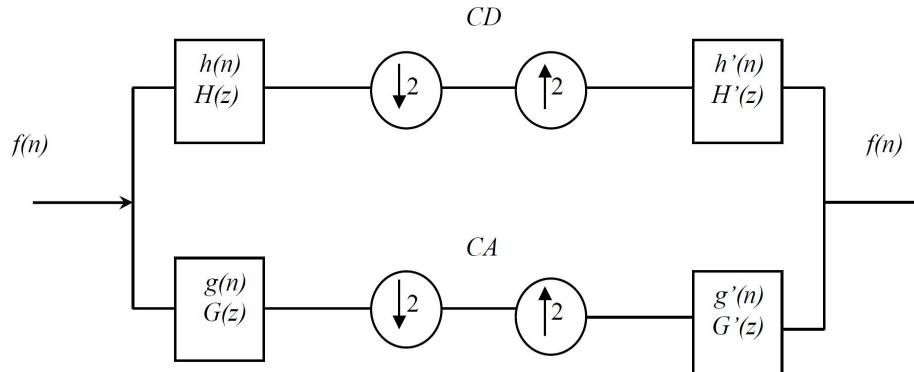


FIGURE I.23 – Algorithme de MALLAT unidimensionnel

$H(z)$, $G(z)$, $H'(z)$ et $G'(z)$ représentent respectivement la transformée en z de $h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$.

Le signal $f(n)$ est décomposé par les deux filtres d'analyse $h(n)$ (filtre basses fréquences) et $g(n)$ (filtre hautes fréquences) pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Les deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est à cause de l'opération de décimation par 2 (downsizing).

La reconstruction parfaite est théoriquement possible. Les deux vecteurs CA et CD , en les faisant passer par un sur-échantillonnage (upsampling) puis un filtrage en utilisant respectivement les filtres $h'(n)$ (filtre passe-bas de reconstruction) et $g'(n)$ (filtre passe-haut de reconstruction), donnent en somme le vecteur d'origine $f(n)$. Cette décomposition/reconstruction

est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels. Le quadruple $(h(n), g(n), h'(n)$ et $g'(n))$ forme un banc de filtres miroirs en quadrature.

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal f en plusieurs niveaux comme illustré dans la figure I.24.

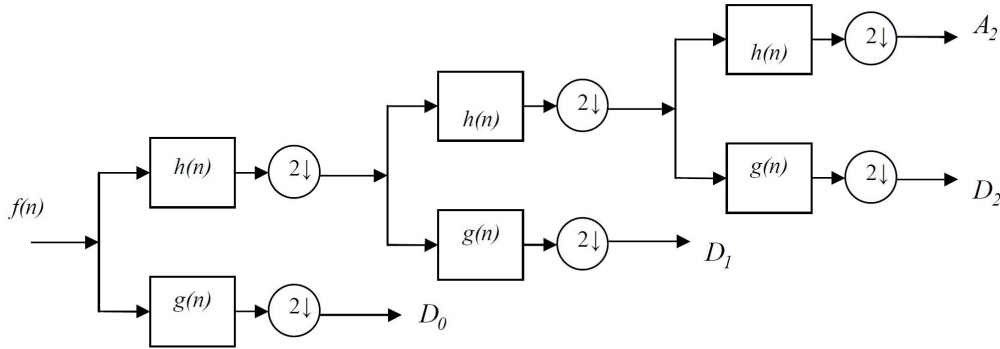


FIGURE I.24 – Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$

Où

$$\begin{cases} F_{TOD}(0, k) = D_{k,0} = D_0 \\ F_{TOD}(1, k) = D_{k,1} = D_1 \\ F_{TOD}(2, k) = D_{k,2} = D_2 \end{cases} \quad (I.25)$$

TOD : Transformée en ondelettes discrète.

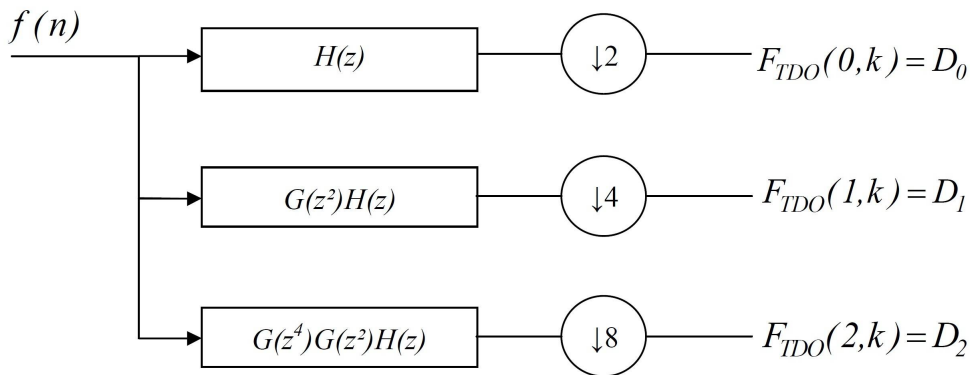


FIGURE I.25 – Représentation de la théorie du filtre d'une transformée en ondelettes discrète

Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de haute résolution. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, en théorie il peut l'être indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un Pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie [25, 27].

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolutionnel. Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est définie dans la figure I.26.

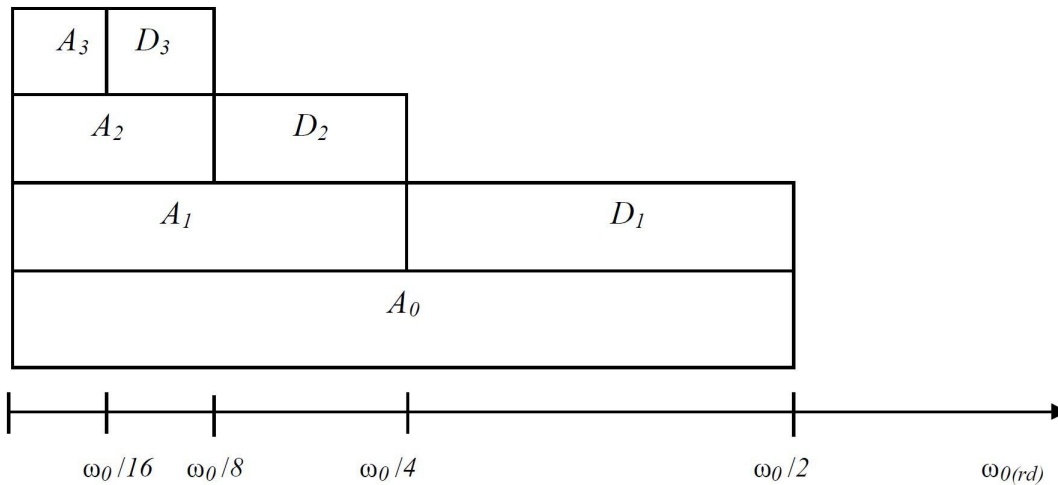


FIGURE I.26 – Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes

Lorsque $h(n)$ et $g(n)$ sont les filtres de décomposition de $f(n)$ dans D_1 et A_1 respectivement. Le prochain (en second lieu) niveau de décomposition est basé sur A_1 et les coefficients sont exprimés comme suit :

$$A_2(n) = \sum_k h(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{I.26})$$

$$D_2(n) = \sum_k g(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{I.27})$$

Des décompositions de niveau supérieur peuvent être obtenues d'un mode semblable. Les coefficients A_j et D_j sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stockée l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités. Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée à cette dernière. Après la décomposition par période, nous obtiendrons 2^l bandes de fréquence chacune avec la même largeur de bande :

$$\left[\frac{(i-1)f_n}{2}, \frac{if_n}{2} \right], i = 1, 2, \dots, 2^l \quad (\text{I.28})$$

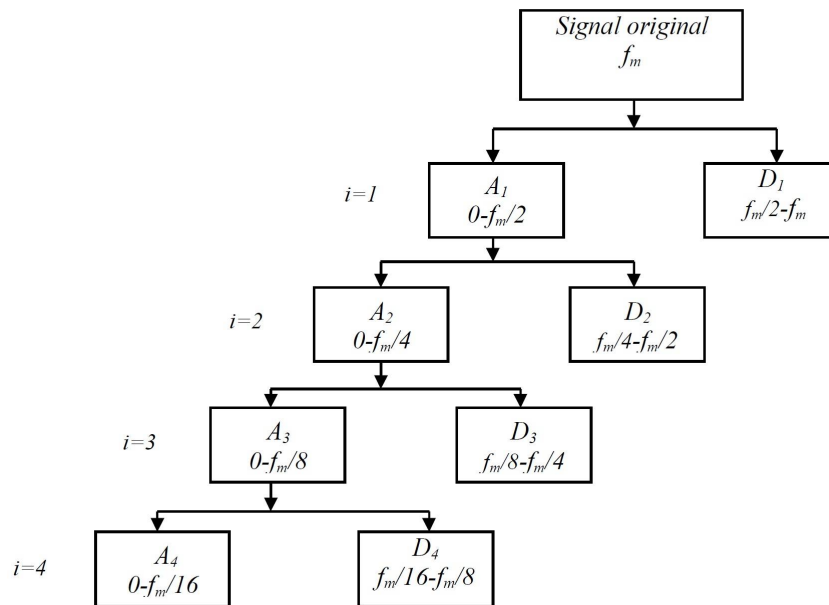


FIGURE I.27 – L'arbre de décomposition d'un signal en quatre niveaux

D'après l'arbre de décomposition (figure I.27), on peut estimer le signal original à n'importe quel niveau par la somme des signaux approximation et détail. Pour une décomposition en quatre niveaux, le signal original est reconstruit en chaque niveau comme suit :

$$i = 1, f(n) = A_1(n) + D_1(n) \quad (\text{I.29})$$

$$i = 2, f(n) = A_2(n) + D_2(n) + D_1(n) \quad (\text{I.30})$$

$$i = 3, f(n) = A_3(n) + D_3(n) + D_2(n) \quad (\text{I.31})$$

$$i = 4, f(n) = A_4(n) + D_4(n) + D_3(n) \quad (\text{I.32})$$

$$i = k, f(n) = A_k(n) + D_k(n) + D_{k-1}(n) \quad (\text{I.33})$$

I.4.2.3 Application de la (TOD) aux signaux électriques

L'application de la TOD dans le domaine du diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil est, en général, répartie en deux parties essentielles : une application de la TOD aux signaux électriques tels que les courants statoriques, tensions statoriques, vitesse ...etc, et une application aux signaux de vibration de la machine [26, 28–33].

La signature du courant statorique représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans la machine asynchrone, et à cet effet, la majorité des travaux du diagnostic sont fondés sur l'analyse du courant statorique soit dans son régime transitoire ou dans son régime permanent.

Le démarrage d'un moteur asynchrone comporte la période qui vient après la mise sous tension. Pendant cette période, la machine accélère de 0 à la vitesse assignée. Dans une machine asynchrone saine, le courant de démarrage a une amplitude variable. La figure I.28 présente un courant de démarrage d'une machine asynchrone à cage de puissance $4kW$.

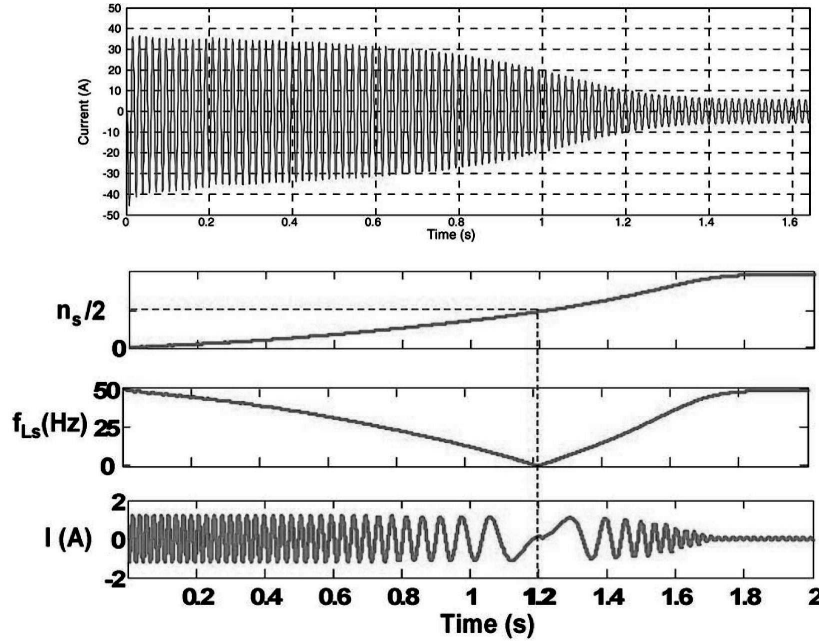


FIGURE I.28 – Évolution du composant $f^{bck} = f_s(1 \pm 2g)$ en fonction de la vitesse

Quand une rupture de barre rotorique a lieu, une déformation se produit dans l'entrefer. Cette déformation induit plusieurs composants de fréquence dans le spectre du courant statorique [26, 32]. En régime permanent, les fréquences de ces composants dépendent de la vitesse de la machine ; parmi ces composants, le plus important utilisé pour le diagnostic des barres cassées du rotor dans les machines asynchrones est l'harmonique gauche du fondamental dont la fréquence est donnée par :

$$f^{bck} = f_s(1 \pm 2g) \quad (\text{I.34})$$

Pendant la période de démarrage les harmoniques évoluent. La figure I.28 montre cette évolution, calculée pour un transitoire de démarrage simulé. Ce composant peut être rudement décrit comme onde sinusoïdale, dont la fréquence change continuellement pendant le démarrage avec les changements du glissement (ou vitesse). Les courbes sur la figure I.28 présentent la variation de la vitesse et de la fréquence de l'harmonique $f_s(1 - 2g)$, pendant le démarrage respectivement d'une machine avec une barre cassée. La fréquence diminue d'une valeur égale à la fréquence d'alimentation ($f = 50\text{Hz}$) quand la machine est connectée au réseau, et atteint 0Hz quand la vitesse du rotor est la moitié de la vitesse de synchronisme ($g = 0,5$). Elle augmente encore pour atteindre une valeur proche de la fréquence d'alimentation quand le régime permanent est établi, [26, 31].

L'approche est concentrée sur l'analyse des signaux à niveau élevé de détail (et d'approximation) résultant de la décomposition en ondelettes, dont les bandes de fréquence associées sont incluses de la fréquence 0 jusqu'à celle d'alimentation. La figure I.29 présente la comparaison de TOD du courant du démarrage de la machine saine avec celui de la machine avec une barre cassée. Pour la machine défectueuse, on peut voir comment les signaux à niveau élevé $D6$, $D7$ et $A7$ varient avec l'évolution de la fréquence gauche de bande. Des incréments existent dans l'énergie de $D6$ (bande de fréquence $[12,8 - 25,6\text{Hz}]$), de

$D7$ (bande de fréquence $[6,4 - 12,8Hz]$) et dans les $A7$ (bande de fréquence $[0 - 6,4Hz]$), l'apparition d'oscillations dans $D7$ et $D6$.

Cette configuration caractéristique des signaux à niveau élevé $D6$, $D7$ et $A7$ dans le courant de démarrage tient compte d'un diagnostic fiable de la rupture des barres.

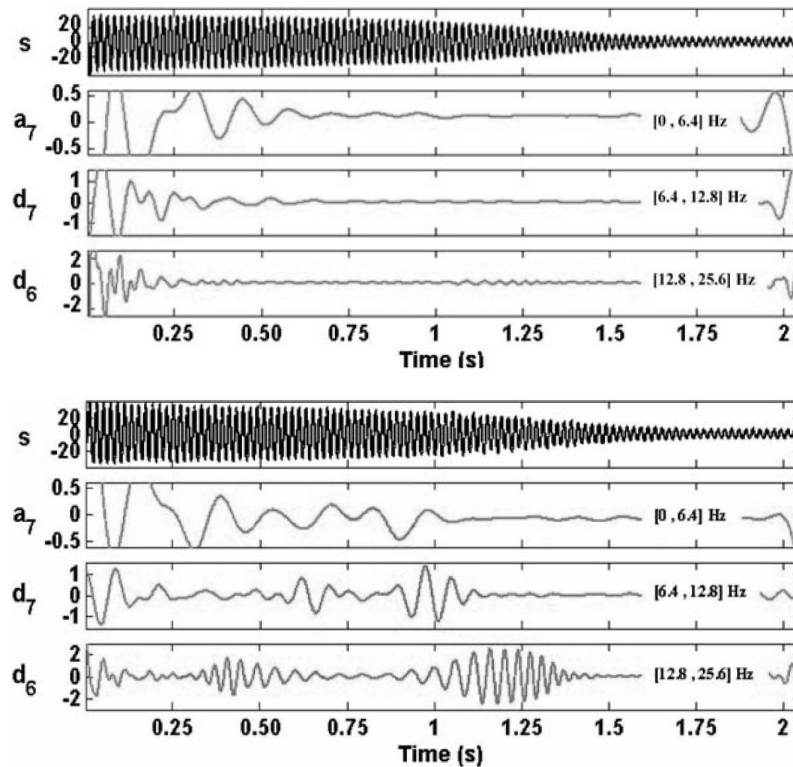


FIGURE I.29 – Décomposition du courant de démarrage

Puisque selon la théorie des ondelettes, le signal d'approximation au niveau n est l'agrégation de l'approximation au niveau $n - 1$ plus le détail au niveau $n - 1$ (algorithme de MALLAT), il est nécessaire d'avoir seulement un signal pour refléter l'évolution entière du composant gauche du fondamental. Ce signal est le signal d'approximation dont la bande de fréquence associée s'étend de 0 à f . L'approche proposée est basée sur l'étude de ce signal en vue d'extraire l'évolution de l'harmonique et ainsi de diagnostiquer et mesurer la présence des ruptures. La figure I.30 montre ce signal, obtenu à partir des simulations pour une machine saine et pour une machine avec deux barres cassées. Comme on le voit, le signal d'approximation ne montre aucune variation pour le premier cas car la machine n'a aucune rupture de barre et, ainsi, la variation du composant gauche de bande de fréquence est négligeable. D'autre part, lors des défauts au rotor, ce signal prend une évolution qui montre pratiquement l'évolution du composant gauche du fondamental pendant le démarrage. On peut voir comment la fréquence de ce signal diminue à zéro et puis augmente à nouveau. De plus, ce signal ne reflète pas complètement l'évolution de l'harmonique, puisque sa bande de fréquence ne s'étend pas jusqu'à atteindre la fréquence d'alimentation, mais proche de celle-ci ;

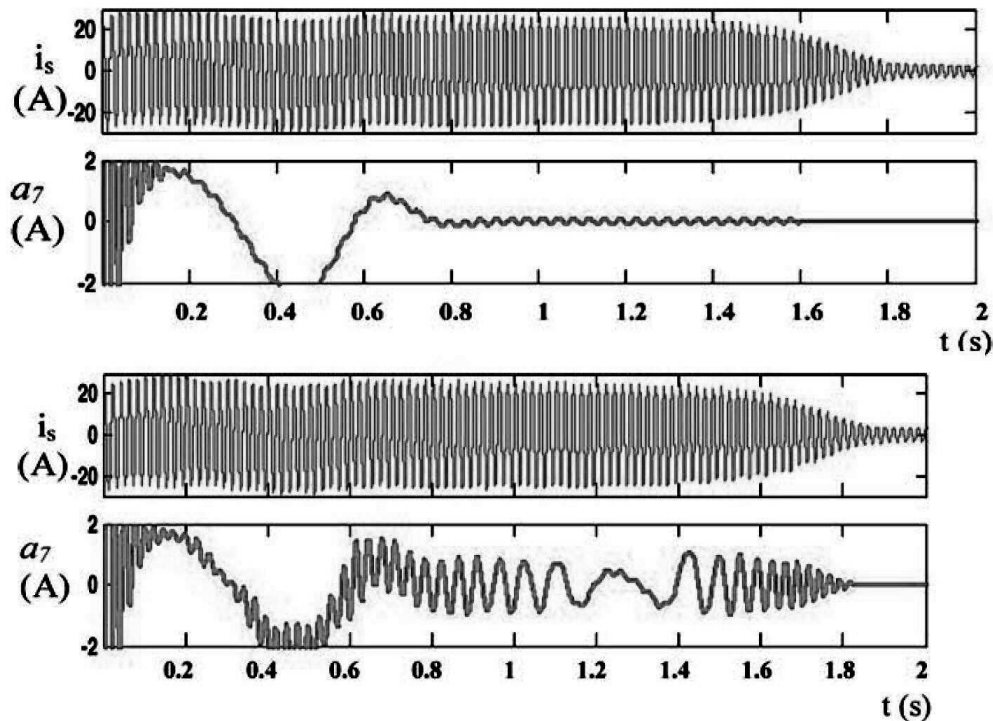


FIGURE I.30 – Signal d’approximation A7, a) machine saine b) machine avec 2 barres cassées

I.4.2.4 Application de la TOD au courant statorique en régime permanent

L’extraction des informations du courant statorique en régime permanent ou à partir d’autres signaux tels que la tension, le couple électromagnétique, le courant statorique avec prétraitement et la vitesse de rotation, est généralement effectuée en fonctionnement en charge. Le choix est nécessaire à cause de la difficulté rencontrée en fonctionnement à vide pour extraire l’information concernant un défaut dans la machine asynchrone.

L’application de la transformée en ondelettes aux signaux du courant permanent est largement traitée dans plusieurs travaux [26, 28–33]. Basé sur la décomposition multi-résolutionnelle du signal du courant statorique par TOD, la méthode est appliquée aux signatures de la puissance instantanée triphasée, des courants statoriques et du couple électromagnétique pour la détection de défaut.

L’approche est basée sur l’évaluation d’énergie liée à un niveau élevé de décomposition de TOD. On améliore le diagnostic de défaut de deux manières :

D’abord, l’évaluation du glissement est nécessaire pour la localisation des harmoniques liés aux défauts.

En second lieu, l’information de décomposition de niveau élevé est exemptée du bruit et par conséquent peut être bien interprétée. Une validation de cette méthode, a été effectuée expérimentalement sur une machine asynchrone à cage d’écureuil triphasée avec un système d’acquisition permettant d’acquérir trois tensions et trois courants statoriques en même instant. Les résultats montrent l’efficacité de cette méthode pour la détection de défaut de cassures des barres rotoriques, figI.31 .

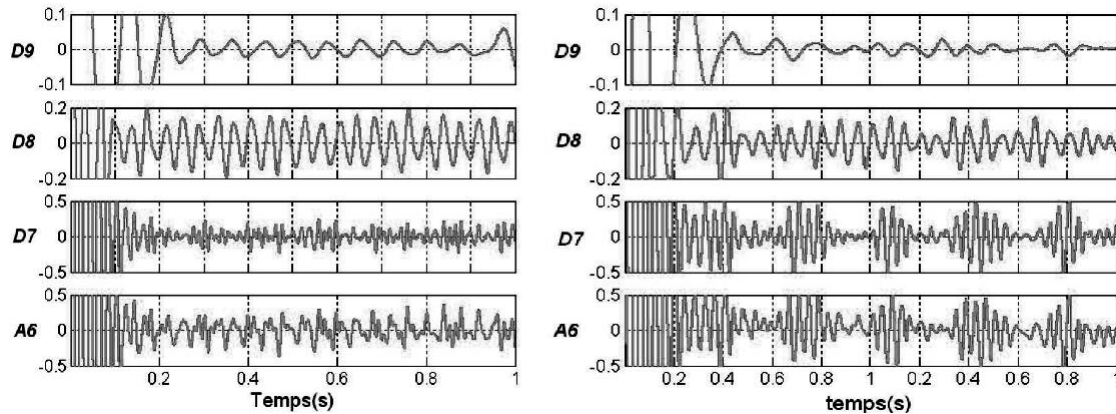


FIGURE I.31 – Approximations et détails obtenus par l'ondelette db8 (D_9 , D_8 , D_7 et A_6), a) Machine saine, b) Machine avec 2 barres cassées

Sur cette figure, on peut montrer que l'évolution dans les bandes de fréquence d'observation du signal associé au défaut de rotor peut être analysée en utilisant les coefficients A_{12} et D_{12} à D_{10} ou en utilisant seulement le coefficient A_9 qui fournit toute l'information dans la bande de fréquence qui contient les informations liées aux défauts.

La référence [30] propose une approche de détection des barres cassées dans les moteurs asynchrones sous différents niveaux de charge en se basant sur la décomposition en ondelettes discrètes du courant stator dans une bande de fréquence spécifique.

La figure I.32 montre la décomposition proposée du courant statorique sous les différents cas de la machine. Il montre que le nombre de barres cassées et le niveau de charges augmentent l'amplitude de certaines composantes dans la bande A_6 du courant stator.

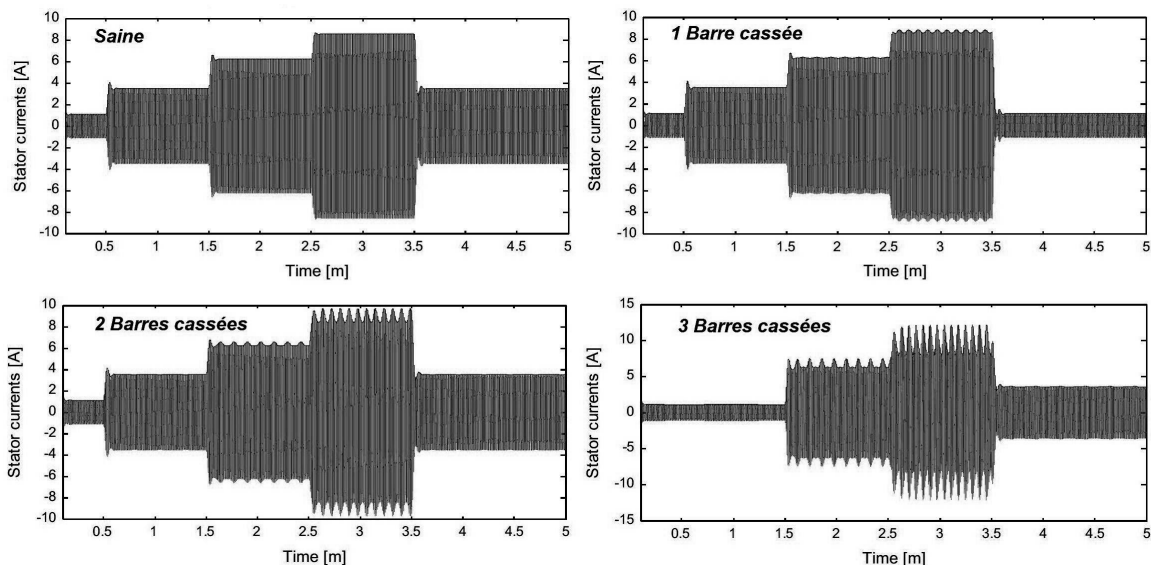


FIGURE I.32 – Approximation A_6 pour différentes machines

I.4.2.5 Application de la TOD aux signaux de vibration

La présence de n'importe quel type de défaut dans la machine asynchrone change les forces mécaniques et électriques qui agissent dans la machine. Le degré de changement dé-

pend de la nature et de l'intensité du défaut. Le changement des vibrations de la machine est l'excitation de certains des harmoniques de vibration. Des investigations analytiques et expérimentales ont permis de constater que certains défauts de la machine peuvent être directement liés à l'harmonique de vibration. La machine asynchrone peut être soumise aux divers types de défauts électriques. L'effet de ces défauts est la déformation dans le flux d'entrefer de la machine. Le degré de déformation dépend du type et du degré de défaut et par suite de la vibration induite. Certains de ces harmoniques ont une valeur dominante dans le spectre de vibration due à l'interaction des harmoniques de flux de machine et de sa structure mécanique. Bien que, les harmoniques induits affectent les composants entiers de fréquence de la vibration, seulement quelques composants sont soumis au changement. Ces composants de fréquence peuvent être utilisés pour détecter la présence des défauts dans la machine. Par exemple, pour une machine ayant $4-pôles$, fonctionnant sous réseau de $50Hz$ et tournant avec une vitesse de $1400tr/mn$, les composantes de vibration apparaissant suite à un défaut de déséquilibre de la tension statorique sont :

$$\begin{aligned} f_1 &= 1400/60 = 23.33Hz; \\ f_2 &= 2.50 - (50/3) = 83.33Hz; \\ f_3 &= 2.50 = 100Hz; \\ f_4 &= 2.50 + (50/3) = 116.66Hz; \\ f_5 &= 4.50 = 200Hz. \end{aligned}$$

La décomposition en ondelettes ou en paquet d'ondelettes doit tenir compte de ces fréquences caractéristiques de défauts afin que les bandes de fréquence résultant de la décomposition puissent couvrir les fréquences caractéristiques. Le calcul de la densité spectrale d'énergie donne une bonne image sur l'information introduite dans chaque décomposition en ondelettes. La figure I.33 présente le signal de vibration d'une machine asynchrone à cage d'écureuil soumise à un défaut de déséquilibre de tension statorique avec la décomposition en ondelettes et la densité spectrale d'énergie associée à chaque signal obtenu par la décomposition [24].

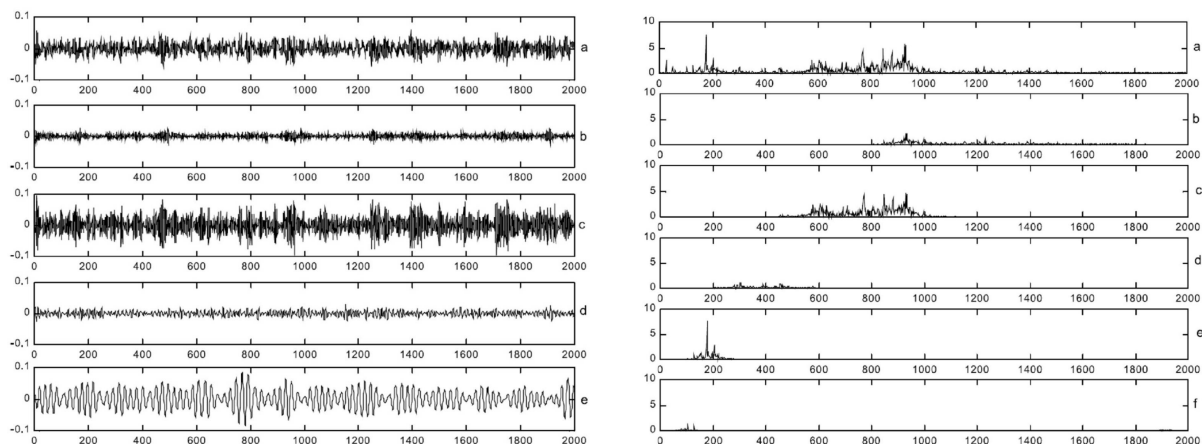


FIGURE I.33 – Décomposition en multi-niveaux du signal de vibration d'une machine asynchrone avec défaut

Les résultats de la recherche confirment la validité et l'utilité des différentes familles de la transformée en ondelettes qui ont été présentées et mises en application avec des signaux de

vibration couvrant les conditions proposées de la machine. Les résultats d'examen des diverses familles des ondelettes montrent différents degrés de succès en reliant la bande décomposée avec l'état de la machine [24]. On conclut que la transformée en ondelettes peut être utilisée efficacement pour indiquer le défaut d'une machine à la fois, alors qu'il ne peut pas traiter les défauts multiples simultanément. Cependant, l'utilisation des ondelettes et de la transformée de Fourier ensemble peut fournir un outil efficace pour extraire des informations importantes sur les conditions de la machine.

I.4.3 Analyse temps-fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, les recherches sur les méthodes statistiques de surveillance de signaux ont fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non-stationnaires. En particulier, les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non-stationnaires, [32]. Par exemple, la transformation de Wigner-Ville permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état du système analysé. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence. Le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation de l'image résultante est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe [34].

La référence [34] a passé en revue les différentes méthodes temps-fréquence récemment appliquées dans le domaine du diagnostic des machines électriques. Il s'agit notamment des représentations temps-fréquence linéaires et bilinéaires (Ex : Transformée en ondelettes, STFT, Distribution de Wigner-Ville), adaptation paramétrique analyse temps-fréquence (basée sur la décomposition atomique et modèles temps-fréquence à balayage auto-régressif moyens), l'analyse temps-fréquence non paramétrique adaptatif (Ex : transformée de Hilbert-Huang , la décomposition moyenne locale et la méthode de séparation de l'énergie). Il présente plus de 20 méthodes citées dans plus de 100 articles représentatifs publiés depuis 1990, dans le domaine du diagnostic des machines électriques. Leurs principes fondamentaux, les avantages et les inconvénients et les applications au diagnostic des défauts des machines ont été également présentés.

Les techniques d'analyses des signaux transitoires ont été principalement axées sur le suivi des harmoniques de bande latérale dus aux défauts. Une méthode de diagnostic à large utilisation a été proposée dans les travaux [35–40], dans laquelle la distribution de Wigner-Ville est appliquée à la détection de l'excentricité et où les composantes de fréquence d'ordre supérieur sont introduites par la dissymétrie du rotor. Il a été montré que l'analyse temps-fréquence des signaux non stationnaires pourrait aider à parvenir à un diagnostic plus fiable dans les cas où l'extraction des harmoniques par les méthodes classiques est difficile (charge oscillations de couple, régimes non stationnaires , etc.)

Généralement la transformée temps-fréquence ou Wigner-Ville Distribution WVD qui est utilisée. La distribution de Wigner-Ville est un cas particulier de la distribution temps-fréquence qui donne une densité d'énergie temps-fréquence calculée par la corrélation du signal avec une translation du temps et de fréquence [4, 34–40].

La distribution de Wigner-Ville d'un signal $x(t)$ est définie par [36] :

$$Wx(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \frac{\tau}{2}) \cdot x^*(t - \frac{\tau}{2}) \cdot e^{-j\tau\omega} d\tau \quad (\text{I.35})$$

avec x^* : Conjugué de x

Les deux principales composantes souvent utilisées pour le diagnostic des asymétries du rotor générées par les ruptures des barres rotoriques et les excentricités sont connus comme un harmonique indicateur de défaut et leurs fréquences sont donnés par, [36] :

$$f^{bck} = (1 \pm 2g)f_s \quad (\text{I.36})$$

$$f^{bck} = \left(\frac{k}{p}(1 - g) \pm 2g\right)f_s \quad (\text{I.37})$$

et pour l'excentricité :

$$f_{ecc} = f_s \pm k \cdot f_r \quad (\text{I.38})$$

$$f_{ecc} = \left[1 + m \left(\frac{1 - g}{p}\right)\right] f_s \quad (\text{I.39})$$

D'autre part les harmoniques autour de la fréquence d'encoches PSH sont utilisés dans les présentations temps-fréquence afin de suivre l'état de la cage rotorique et détecter les barres cassées. Les fréquences d'encoche PSH sont données par la relation suivante [36] :

$$f_{PSH\pm\nu} = \left[\frac{\lambda N_r}{p}(1 - g) \pm \nu\right] \quad (\text{I.40})$$

Avec N_r : nombre des barres rotoriques, $\lambda = 1, 2, 3, \dots$, $\nu = 1, 3, 5, \dots$

Pendant la phase de démarrage, le glissement g varie d'une valeur égale à 1, (machine est à l'arrêt). Par conséquent, les expressions I.36 et I.40 sont fonction du glissement, les fréquences caractéristiques liées aux défauts données par ces expressions évoluent de manière particulière pour chaque harmonique. Cette évolution est linéaire avec le glissement et il est ainsi possible de les caractériser simplement par leurs fréquences lorsque la machine est connectée au réseau.

La méthode proposée dans le travail [36] permet de calculer la distribution de Wigner-Ville pour un régime transitoire pendant le freinage (par inversion de deux phases) et pendant un régime transitoire de démarrage. Pendant les deux phases transitoires le glissement g passe pratiquement d'une valeur de $g = 2$ au moment de l'inversion à une valeur de $g = 1$ lorsque le rotor est à l'arrêt. La phase de démarrage fait diminuer le glissement de $g = 1$ à une valeur de $g \approx 0$ lorsque le rotor atteint la vitesse de rotation nominale. A partir des relations citées précédemment, on peut déterminer les différentes fréquences caractéristiques pour des valeurs limites du glissement g . Les Tableaux I.2 à I.5 donnent les fréquences caractéristiques amplifiées par la dissymétrie du rotor dans le cas des barres cassées au rotor et de l'excentricité.

	k/p	$k/p \cdot f \cdot ((k/p)(1-g) + g)$	$f_b(s=1)Hz$	$f_b(s=0)Hz$
f_{H150}	3	$f(3-2g)$	50	150
f_{H250}	5	$f(5-4g)$	50	250
f_{H350}	7	$f(7-6g)$	50	350

TABLE I.2 – Composantes de hautes fréquences amplifiées par la rupture des barres

	k/p	$k/p \cdot f \cdot ((k/p)(1-g) - g)$	$f_b(s=1)Hz$	$f_b(s=0)Hz$
f_L	1	$f(1-2g)$	-50	50
f_{L150}	3	$f(3-4g)$	-50	150
f_{L250}	5	$f(5-6g)$	-50	250
f_{L350}	7	$f(7-g)$	-50	350

TABLE I.3 – Composantes de basses fréquences amplifiées par la rupture des barres

	λ	ν	$fRSH(s=1)$	$fRSH(s=0)$
P_{SH-5}	1	-5	-250	450
P_{SH-3}	1	-3	-150	550
P_{SH-1}	1	-1	-50	650
P_{SH+1}	1	1	50	750
P_{SH+3}	1	3	150	850

TABLE I.4 – Composantes de hautes fréquences amplifiées par l'excentricité

Composantes	m	Fréquence pour $g=1$	Fréquence pour $g \approx 0$
EC 25	-1	50	25
EC 75	1	50	75
EC 100	2	50	100
EC 125	3	50	125

TABLE I.5 – Composantes de basses fréquences dues à l'excentricité

La figure I.34 montre l'analyse du courant statorique pendant la phase démarrage pour une machine saine et une machine avec une barre cassée. Le glissement varie de $g=1$ à $g=0$, permet de voir l'évolution des harmoniques.

Cependant, la figure I.34.a ne montre aucun harmonique d'ordre élevé lors du démarrage dans le cas d'une machine saine ; Seuls les harmoniques d'encoche du rotor $P_{SH-1}(g1)$, $P_{SH+1}(g2)$, $P_{SH+3}(g3)$ sont présents sur la distribution de Wigner-Ville.

De plus, quand un rotor a une barre cassée, l'énergie dans cette présentation temps-fréquence (Figure I.34.b) change et la trace d'une fréquence $f_{L250}(g4)$ apparaît clairement. Deux harmoniques ($g5, g6$) peuvent être également observés.

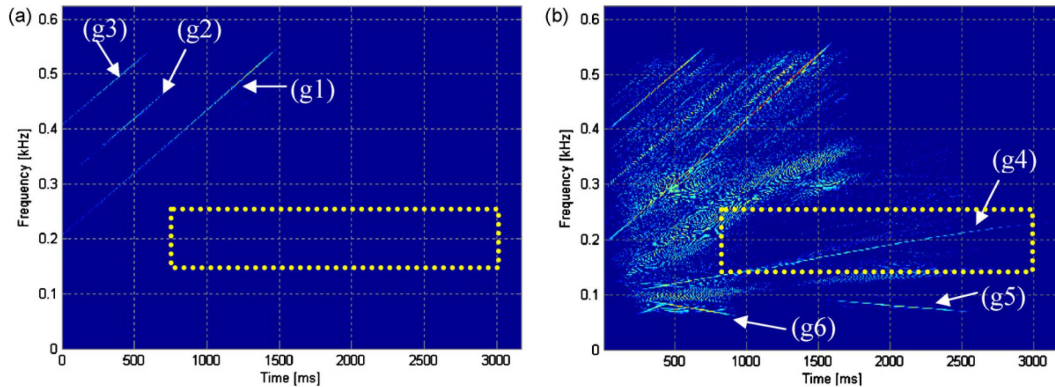


FIGURE I.34 – Distribution de Wigner-Ville du courant de démarrage , a : Machine saine ; b : Machine avec une barre cassée

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé que les principales défaillances d'une machine asynchrone triphasée entraînent la plupart du temps un arrêt intempestif ou l'affectation des ses performances. Pour pallier à ce problème, le diagnostic de défauts a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels.

Les défauts de la machine électrique peuvent être classés dans 2 catégories : électrique ou mécanique. Pour chaque type de défauts, nous avons cité les causes principales, les mécanismes et les symptômes produits, ainsi que les techniques de détection basé sur le traitement du signal. La détection d'un défaut s'effectue globalement par la surveillance de l'amplitude des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable. Les grandeurs mesurables sont les courants stator, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

Nous avons également passé en revue plusieurs travaux traitant du diagnostic de défauts des machines asynchrones par le traitement numériques des signaux et nous les avons classés selon les approches préconisées .

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis

II.1 Introduction

Le modèle que nous proposons de développer dans ce chapitre devra tenir compte de la saturation et la géométrie de la machine. L'idée consiste à utiliser un modèle des éléments finis en introduisant les paramètres réels de la machine, ce qui nous permet par la suite de déterminer les courants et les tensions des conducteurs afin de déterminer les paramètres du schéma équivalent de la machine. Grâce à quelques résolutions numériques, représentant différents états de la machine, on connaîtra ses performances dans le cas sain et défectueux.

Pour élaborer un tel modèle, Il existe de nombreux logiciels comme : Maxwell2D/3D, COMSOL, Opéra, Flux 2D/3D qui permettent d'aborder cette approche difficile. Le but principal de ces logiciels est de déterminer la cartographie du champ magnétique présent dans les machines électriques dans le but d'optimiser le dimensionnement de ces dernières et prévoir l'état de la machine dans le cas d'un changement dans la géométrie, paramètres et excitation. Dans notre cas d'étude, on utilisera le logiciel Flux2D [12, 41].

Cette méthode est basée non pas sur les équations électriques de la machine comme c'est le cas pour le schéma équivalent mais sur la résolution numérique des équations de Maxwell [41–44]. Les informations fournies par ce type de simulation sont énormes et d'une grande précision lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquat (magnéto-statique, magnéto-dynamique complexe, magnétique transitoire). Le problème majeur reste le temps de calcul très prohibitif et qui restreint malheureusement l'utilisateur : il est possible alors de ramener un problème évolutif à un problème complexe en modifiant les propriétés des éléments (pour l'effet de peau notamment) et en imposant des hypothèses supplémentaires (toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales). Ceci a pour conséquence d'amener à modifier les résultats obtenus avant de les utiliser ; Ce qui augmente le risque d'erreurs et diminue la précision, surtout dans le cas du diagnostic de défauts où les moindres informations peuvent être utiles pour identifier et chercher les indicateurs des défauts.

II.2 Equations du champ magnétique

La théorie de la modélisation électromagnétique des machines électriques est décrit par les équations différentielles temps-espace de Maxwell où le courant de déplacement est négligé en raison de la faible fréquence de la source d'alimentation [42, 44–47] :

$$\nabla \times H = \vec{J} \quad (\text{II.1})$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (\text{II.3})$$

En outre, les champs électriques et magnétiques sont liés avec les propriétés des matériaux par les relations constitutives suivantes :

$$H = \nu(B^2) \cdot B \quad (\text{II.4})$$

$$J = \sigma \cdot E \quad (\text{II.5})$$

Avec $\nu(B^2)$: la réductivité magnétique, σ : Conductivité électrique, H : le champ magnétique, et J : la densité de courant de conduction.

Dans le domaine de fréquence et temporelle et avec la prise en compte du courant de Foucault, en utilisant les équations II.2 et II.3 le champ électrique E et de la densité de flux magnétique B sont exprimés en utilisant le potentiel vecteur magnétique A et potentiel scalaire électrique U^r , tel que :

$$E = -\frac{\partial A}{\partial t} + \nabla U^r \quad (\text{II.6})$$

$$B = \nabla \cdot A \quad (\text{II.7})$$

Deux types de conducteurs sont considérés dans ce modèle. Un conducteur solide correspond à une partie massive de matériau conducteur dans le domaine de calcul, alors que les modèles d'un conducteur bobiné et défini par une distribution de courant homogène le long de la section transversale de la bobine. Le sens positif ou négatif du courant est fixée par le vecteur unitaire $d = \pm 1$, comme suit.

$$J = \begin{cases} d \frac{N_{cn} I_n^s}{S_n} & \text{Conducteurs bobiné} \\ -\frac{\partial A}{\partial t} + \sigma(\nabla U_m^r) & \text{conducteur massif} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Pour formuler le problème du champ magnétique, on considère un domaine bidimensionnel divisé en régions électriquement conductrices et non conductrices comme représenté sur la Fig.II.1. Ce domaine représente la section transversale d'un moteur asynchrone avec une longueur L_δ . Les régions conductrices sont les Section des encoches statorique dans les encoches statoriques Ω_s et les conducteurs massifs des barres rotoriques Ω_b , la région ferro-magnétique non conducteur Ω_{core} , et la région de l'entrefer Ω_{air} .

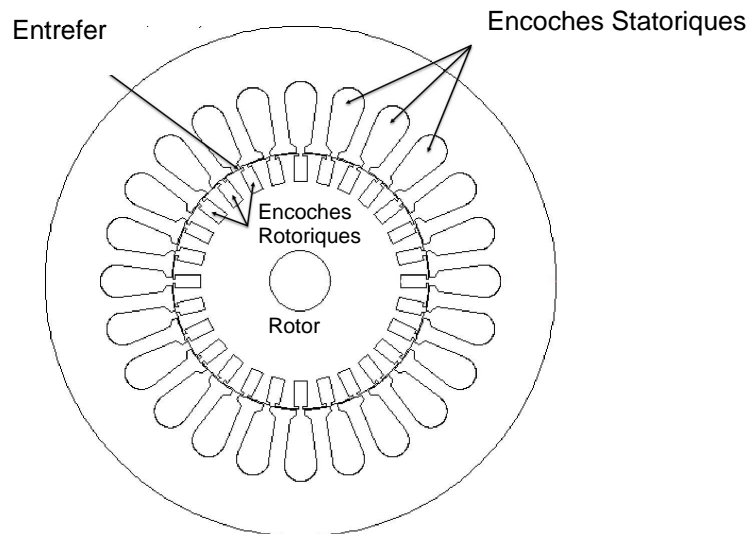


FIGURE II.1 – Configuration géométrique de la machine asynchrone

Pour développer le modèle mathématique en terme de potentiel vecteur magnétique dans la machine asynchrone triphasée, on suppose que le champ magnétique se situe dans le plan (x, y) . Par conséquent, seule la composante z du courant induit et du potentiel vecteur magnétique peut être considérée. On suppose également que le matériau magnétique des noyaux de la machine est non linéaire. La propriété magnétique des noyaux de fer laminés est modélisée par l'approximation de Marrocco de la réductivité [45, 47], dont la fonction non linéaire à valeur unique de la densité de flux B , ainsi que l'effet d'hystérésis est exclus de cette analyse.

Le équation fondamentale obtenue à partir des équations II.1 à II.8 et en décrivant la variation spatio-temporelle du potentiel vecteur magnétique avec la composante $A = (0, 0, A_z(x, y, t))$ ayant la forme suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu(B^2) \frac{\partial A_z(x, y, t)}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu(B^2) \frac{\partial A_z(x, y, t)}{\partial y} \right) = -d \frac{N_{cn} I_n^s}{S_n} + \sigma \left(-\frac{\partial A_z(x, y, t)}{\partial t} \right) + \frac{U_m^r}{L_\delta} \quad (\text{II.9})$$

Dans le modèle d'une machine électrique, le champ magnétique est dû aux courants circulant dans les bobines. Cependant, il est souvent plus approprié pour modéliser le circuit d'alimentation comme une source de tension, ce qui conduit à la solution combinée des équations du circuit et du champ magnétique. Les enroulements de phase de stator sont généralement modélisés comme des conducteurs filamenteux, et les barres du rotor sont modélisés comme des conducteurs massifs avec des courants de Foucault.

II.2.1 Modèle des équations du circuit électrique

Le modèle de calcul des machines asynchrones peut être grandement améliorée par le couplage des équations du circuit des enroulements du stator et du rotor avec l'équation du champ en deux dimensions (éq.II.9). Dans les équations du circuit, la dépendance entre le courant et la tension est résolue et les paramètres du circuit sont couplés avec le champ magnétique au moyen de liaison du flux. En outre, les têtes des bobines en dehors de la région

active sont modélisés en rajoutant une inductance supplémentaire dans le modèle du circuit [45, 47].

II.2.1.1 Equations des circuits électriques des enroulements statoriques

Le couplage en triangle et en l'étoile (voir Fig.II.2) sont les deux moyens couramment utilisés pour connecter les enroulements du stator. Dans le couplage en triangle les différences de potentiel induites dans les enroulements du stator sont égales aux tensions composées. Dans le couplage en étoile avec point neutre, les différences de potentiel des enroulements du stator sont égales aux tensions simples.

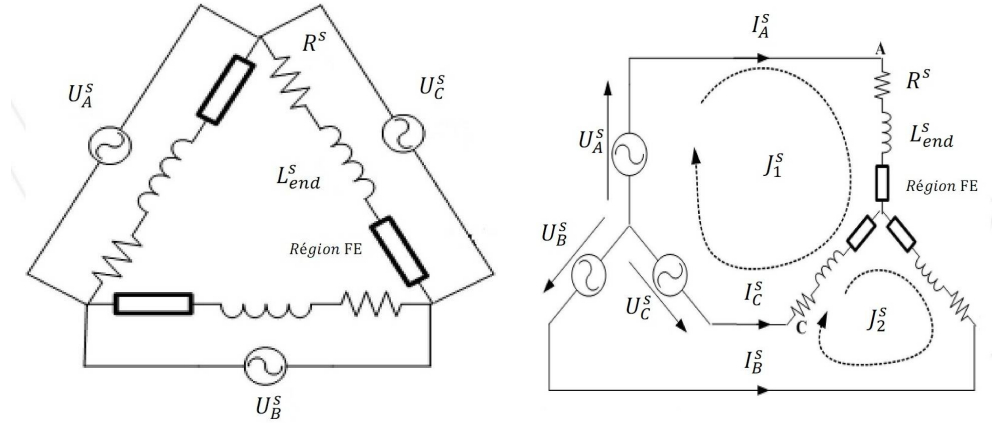


FIGURE II.2 – Types de couplage des enroulements statoriques

Les équations de circuit trois phases du stator sont sous forme matricielle suivante :

$$U^s(t) = E^s(t) + R^s I^s(t) + L_{end}^s \frac{dI^s(t)}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$E_n^s(t) = N_s \left(\frac{L_\delta N_{cn}}{S_n} \right) \sum_{n=1}^{N_{cn}} \left(\iint_{\Omega_{sn}^+} \left(\frac{\partial A}{\partial t} \right) d\Omega - \iint_{\Omega_{sn}^-} \left(\frac{\partial A}{\partial t} \right) d\Omega \right), \quad n = A, B, C \quad (\text{II.11})$$

Avec A, B, C désignent les trois phases du stator, Ω_s^+ et Ω_s^- sont respectivement les sections transversales des régions "aller" et "retour" des conducteurs de la phase. Les vecteurs colonnes des différences de potentiel des enroulements de stator et des courants avec leurs force électromotrice sont données comme suit :

$$U^s(t) = \begin{Bmatrix} U_A^s(t) \\ U_B^s(t) \\ U_C^s(t) \end{Bmatrix}, E^s(t) = \begin{Bmatrix} E_A^s(t) \\ E_B^s(t) \\ E_C^s(t) \end{Bmatrix}, I^s(t) = \begin{Bmatrix} I_A^s(t) \\ I_B^s(t) \\ I_C^s(t) \end{Bmatrix}$$

$$R^s = \begin{pmatrix} R_A^s & 0 & 0 \\ 0 & R_B^s & 0 \\ 0 & 0 & R_C^s \end{pmatrix}, L_{end}^s = \begin{pmatrix} L_{endA}^s & 0 & 0 \\ 0 & L_{endB}^s & 0 \\ 0 & 0 & L_{endC}^s \end{pmatrix}$$

Lorsque les enroulements du stator sont couplés en étoile avec un point neutre isolé (voir Fig.II.2), seulement deux des trois courants de la phase sont des variables indépendantes, et le troisième est déterminé par la condition supplémentaire $I_C^s = I_A^s - I_B^s$. Pour cette raison, la matrice de connectivité est sous la forme :

$$K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les tensions de ligne V^s et boucles courants $J_{1,2}^s$ contenant les deux courants indépendants, sont formés de la manière suivante :

$$K \begin{Bmatrix} U_{AN}^s \\ U_{BN}^s \\ U_{CN}^s \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_{AB}^s \\ U_{BC}^s \\ U_{CA}^s \end{Bmatrix} = Q^s \{V^s\} \quad (\text{II.13})$$

$$\{I^s\} = [K]^{tr} \begin{Bmatrix} J_1^s \\ J_2^s \end{Bmatrix} \quad \{I^s\} = [K]^{tr} \begin{Bmatrix} I_A^s \\ I_B^s \end{Bmatrix} = [K]^{tr} \{J_{1,2}^s\} \quad (\text{II.14})$$

II.2.1.2 Equations des circuits électriques de la cage rotorique

Un réseau maillé de la cage rotor est représenté sur la Fig.II.3. Pour des fréquences normales d'exploitation (50 ou 60Hz), la composante inductive de l'impédance entre barre peut être négligée. Deux barres adjacentes sont reliées par les résistances et inductances des anneaux de court-circuit [42, 45, 47].

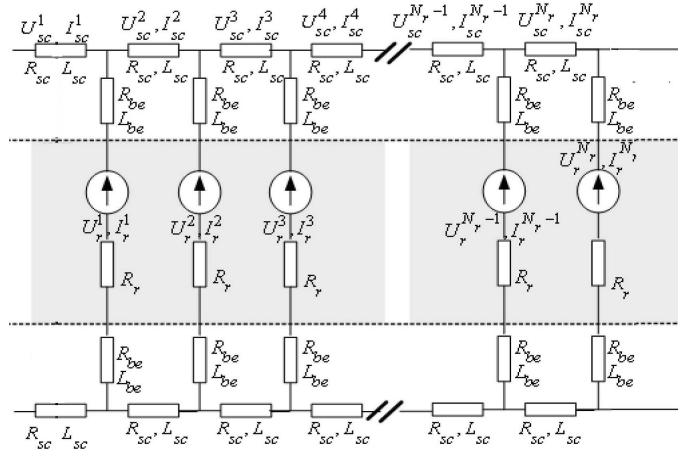


FIGURE II.3 – configuration électrique du circuit du rotor à cage

Dans un rotor à cage d'écureuil, chaque barre du rotor nécessite sa propre équation. Dans la variation temporelle, la différence de potentiel induite dans la $m^{ième}$ barre rotorique est donnée par :

$$U_m^b = R^r I_m^r + R_r \iint_{\Omega} B_m^r \sum_{n=1}^{N_{cn}} (N_j \frac{\partial A_j}{\partial t}) d\Omega \quad , m = 1, \dots, N_b \quad (\text{II.15})$$

$$B_m^r = \begin{cases} 1 & \text{si } (x, y) \text{ dans la barre } m \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Où R_r est $N_b \times N_b$ matrice unité.

L'intégration de la densité du courant dans une barre du rotor sur sa section transversale S_b donne le courant total dans la $m^{\text{ième}}$ barre. Lorsque la conductivité est constante et la section de la barre S_b est uniforme, la matrice $N_b \times N_b$ de des inductances propres d'extrémités L_{be} , et la matrice des résistance R_{be} sont constantes, l'équation II.15 est donnée pour chaque barre peut être exprimé par les équations II.17 et II.19. Toutes les barres du rotor sont reliés par des anneaux de court-circuit dans les deux extrémités du rotor (Eq.II.18).

$$U_m^r = R_{be} I_m^b + L_{be} \frac{dI_m^b}{dt} + U_m^b \quad (\text{II.17})$$

$$U_m^{sc} = R_{sc} I_m^{sc} + L_{sc} \frac{dI_m^{sc}}{dt} \quad (\text{II.18})$$

$$I_m^r = \sigma \left(\iint_{\Omega^b} \left(-\frac{\partial A}{\partial t} + \frac{U_m^r}{L_\delta} \right) d\Omega \right) \quad (\text{II.19})$$

En appliquant la seconde loi de Kirchhoff au circuit électrique du rotor à cage (Fig.II.3), une relation entre la différence de potentiel et les courants des barres et les anneaux de court-circuit est obtenue tels que :

$$2U^{sc} = M.U^b \quad (\text{II.20})$$

$$I^b = M^{tr}.I^{sc} \quad (\text{II.21})$$

Où M est la matrice de connexion du rotor en cage, et h est le facteur de périodicité (1 si périodique et -1 si non périodique).

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots \\ -1 & 0 & \dots & \dots \\ \dots & -1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & -1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & -h \\ 0 & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.3 Couplage champ magnétique - circuits électriques

II.3.1 Formulation par des éléments finis à progression temporelle du champ magnétique non linéaire

Dans le modèle de la machine électrique, le champ magnétique dans le noyau de fer, dans enroulements et dans l'entrefer est résolu par un code d'éléments finis à deux dimensions (2D) couplée avec les équations de tension des enroulements statoriques et rotoriques. Le modèle

est basé sur le couplage direct, ce qui signifie que les équations de champ magnétique et les équations de circuit électrique sont résolus simultanément à l'aide de l'algorithme itératif de Newton-Raphson en tenant compte de la non-linéarité des circuits magnétiques [45, 47].

Dans la formulation de la progression temporelle, les dérivés de potentiel vecteur, des courants du stator, des courants du rotor et les tensions sont estimées par des rapports différentiel du premier ordre suivants :

$$\frac{\partial A}{\partial t} \begin{Bmatrix} A \\ I_n^s \\ U_m^s \end{Bmatrix} = \frac{1}{\Delta t} \begin{Bmatrix} A \\ I_n^s \\ U_m^s \end{Bmatrix}_{k+1} - \frac{1}{\Delta t} \begin{Bmatrix} A \\ I_n^s \\ U_m^s \end{Bmatrix}_k \quad (\text{II.23})$$

La discrétisation temporelle est réalisée en utilisant la méthode de Crank-Nicholson :

$$\begin{Bmatrix} A \\ I_n^s \\ U_m^s \end{Bmatrix}_{k+1} = \frac{1}{2} \left(\begin{Bmatrix} \frac{\partial A}{\partial t} \\ \frac{\partial I_n^s}{\partial t} \\ \frac{\partial U_m^s}{\partial t} \end{Bmatrix}_{k+1} - \begin{Bmatrix} \frac{\partial A}{\partial t} \\ \frac{\partial I_n^s}{\partial t} \\ \frac{\partial U_m^s}{\partial t} \end{Bmatrix}_k \right) \Delta t + \begin{Bmatrix} A \\ I_n^s \\ U_m^s \end{Bmatrix}_k \quad (\text{II.24})$$

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour la résolution numérique de l'équation du champ magnétique (Eq.II.9), tels que les réseaux de réluctance, la méthode des éléments de frontière, la méthode des différences finies ou la méthode des éléments finis. Dans ce travail, l'analyse numérique est basée sur la méthode des éléments finis. La géométrie à deux dimensions est recouvert d'un maillage d'éléments finis, constitué d'éléments triangulaires du premier ordre. Le potentiel vecteur magnétique peut être approchée comme la somme des fonctions de forme de l'élément en fonction du temps et des valeurs des potentiels nodaux :

$$A_z(x, y, t) = \sum_{j=1}^{N_{nodes}} N_j(x, y) \cdot A_{zj}(x, y, t) \quad (\text{II.25})$$

Où N_{nodes} le nombre total de nœuds du maillage, $N_j(x, y)$ la fonction de forme, et $A_{zj}(x, y, t)$ est le potentiel vecteur magnétique du nœud j .

L'équation numérique du champ est dérivée par la méthode de Galerkin, où l'équation II.9 est multipliée par des fonctions de forme et intégrée sur l'ensemble du maillage en remplaçant le déterminant le par le potentiel vecteur magnétique (Eq.II.25). Le dernier terme de l'intégral de la formulation (Eq.II.26) correspond à la contribution d'entrefer en raison du mouvement du rotor.

$$\begin{aligned} & \iint_{\Omega} \left[\nu(B^2) (\nabla N_i) \cdot (\nabla N_j) \{A_j\} + \left(\sigma N_i N_j \frac{\partial \{A_j\}}{\partial t} \right) \right] d\Omega \\ & - \iint_{\Omega} \left\{ \sum_{j=1}^{N_{nodes}} (-\sigma N_i (\beta_m^s U_m^r) - N_i (\beta_n^s I_n^s)) \right\} d\Omega \\ & = \oint_{\Gamma} \left(\frac{\partial \sum_{j=1}^{nnt} N_j^{AGE} A_j^{AGE}}{\partial n} \right) d\Gamma \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

La majorité des problèmes dans l'analyse de la machine asynchrone sont isotropes non-linéaires à cause de l'utilisation des matériaux ferromagnétiques. La perméabilité magnétique est non homogène et exprimée en fonction du champ magnétique local qui est inconnu à l'état initial.

Au début de la résolution, une valeur de perméabilité insaturé est affecté à chaque élément du maillage. Durant la résolution du problème, la densité du flux dans chaque élément est calculée et les réluctivités magnétiques sont corrigées pour être compatibles avec les valeurs calculées de la densité du flux. Le problème est alors résolu en utilisant à nouveau les nouvelles valeurs. Ce processus se poursuit jusqu'à ce qu'un résultat satisfaisant est obtenu lorsque la différence entre la solution actuelle et la précédente est inférieure à une valeur pré-spécifiée. Les équations pour la simulation avec la progression temporelle sont obtenues en ajoutant les équations de deux étapes successives ensemble et de remplacer les dérivés par les expressions II.23 et II.24. En utilisant cette approche, la formulation intégrale du vecteur potentiel magnétique de l'équation II.24 sont formés pour chaque nœud du maillage en éléments finis. Par suit, un \mathfrak{R}_i^f est obtenu après la discrétisation par éléments finis, et le $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur résiduel est donné par :

$$\begin{aligned}
 \mathfrak{R}_i^f = (A_{k+1}, U_{n_{k+1}}^r, I_{n_{k+1}}^s) = & \iint_{\Omega} \left[\sum_{j=1}^{N_n} (\nu(A_{k+1})(\nabla N_i) \cdot (\nabla N_j) + N_i N_j \frac{2\sigma}{\Delta t}) A_j \Big|_{k+1} \right] d\Omega \\
 & - \iint_{\Omega} \left\{ N_i \frac{\sigma}{L_s} \sum_{m=1}^{N_b} \beta_m^r (U_m^r |_{k+1}) - N_i \sum_{n=A,B,C} \beta_n^s (I_n^s |_{k+1}) \right\} d\Omega \\
 & + \iint_{\Omega} \left[\sum_{j=1}^{N_n} (\nu(A_{k+1})(\nabla N_i) \cdot (\nabla N_j) - N_i N_j \frac{2\sigma}{\Delta t}) A_j \Big|_{k+1} \right] d\Omega \\
 & - \iint_{\Omega} \left\{ N_i \frac{\sigma}{L_s} \sum_{m=1}^{N_b} \beta_m^r (U_m^r |_k) - N_i \sum_{n=A,B,C} \beta_n^s (I_n^s |_k) \right\} d\Omega - \oint_{\Gamma} \nu_0 \frac{\partial}{\partial n} \left(\sum_{j=1}^{nnt} N_j^{AGE} A_j^{AGE} \right) d\Gamma
 \end{aligned} \tag{II.27}$$

Sous forme matricielle, l'équation II.27 peut être écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 \mathfrak{R}_i^f = (A_{k+1}, U_{n_{k+1}}^r, I_{n_{k+1}}^s) = & [S(A_{k+1}) + M(A_{k+1}) + S^{AGE}(A_{k+1})] \{A_{k+1}\} + (D^r)^T U_{k+1}^r \\
 & + (D^{sT} K^T) (J_{1,2}^s)_{k+1} [S(A_k) + M(A_k) + S^{AGE}(A_k)] \{A_k\} + (D^r) U_k^r + (D^{sT} K^T) (J_{1,2}^s)_k
 \end{aligned} \tag{II.28}$$

II.3.2 Formulation par éléments finis pour la progression temporelle des équations du circuit statorique

Les mêmes approximations (Eq.II.23) et (Eq.II.25) sont également appliquées aux équations du circuit du stator (Eq.II.10) et (Eq.II.11). Les équations résultantes de la valeur moyenne de la différence de potentiel à k et $k+1$ est utilisée pour approcher la valeur exacte de différence de potentiel comme suit :

$$U_n^s |_{k+1} = \left(R^s I_n^k + L_{end}^s \frac{dI_n^s}{dt} \right) \Big|_{k+1} + N_s L_z \int_{\Omega} \beta_n^s \frac{\partial A}{\partial t} \Big|_{k+1} d\Omega \tag{II.29}$$

$$U_n^s |_k = \left(R^s I_n^k + L_{end}^s \frac{dI_n^s}{dt} \right) \Big|_k + N_s L_z \int_{\Omega} \beta_n^s \frac{\partial A}{\partial t} \Big|_k d\Omega \tag{II.30}$$

$$\beta_n^s = \frac{N_{cn}}{S_n} \begin{cases} -1 & \text{Orientation négative de la bobine} \\ +1 & \text{Orientation positive de la bobine} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Après le remplacement de l'approximation (Eq.II.14) en (Eq.II.29 et Eq.II.30), les tensions des équations de la $n^{\text{ième}}$ phase des enroulements du stator devient :

$$\frac{U_n^s|_{k+1} + U_n^s|_k}{2} = N_s L_z \iint_{\Omega} \beta_n^s N_j \left(\frac{A_j|_{k+1} + A_j|_k}{\Delta t} \right) d\Omega + \frac{R^s}{2} \left(I_n^s|_{k+1} + I_n^s|_k \right) + L_{end}^s \frac{I_n^s|_{k+1} + I_n^s|_k}{\Delta t} \quad (\text{II.32})$$

Les équations de tensions (Eq.II.32) sont exprimées sous forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} \mathfrak{R}_i^s = (A_{k+1}, I_{n_{k+1}}^s) &= (KD^s) A_{k+1} + \left(-\frac{R^s \Delta t + 2L_{end}^s}{2N_s L_\delta} \right) (KK^T) (J_{1,2}^s)_{k+1} \\ &- (KD^s) A_k + \left(-\frac{R^s \Delta t + 2L_{end}^s}{2N_s L_\delta} \right) (KK^T) (J_{1,2}^s)_k + \left(\frac{\Delta t}{2N_s L_\delta} \right) Q^s [(V_n^s)_{k+1} + (V_n^s)_k] \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

L'équation II.33 peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \mathfrak{R}_i^s = (A_{k+1}, I_{n_{k+1}}^s) &= (KD^s) A_{k+1} + (G^s KK^T) (J_n^s)_{k+1} \\ &- (KD^s) A_k + (H^s KK^T) (J_n^s)_k + (C^s) [(V_n^s)_{k+1} + (V_n^s)_k] \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Les différents éléments des matrices d'équation II.34 sont les suivants :

$$D_{ij}^s = - \iint_{\Omega^e} (\beta_n^s N_j) d\Omega^e \quad (\text{II.35})$$

$$[H^s]_{(3 \times 3)} = - \left(\frac{R^s \Delta t + 2L_{end}^s}{2N_s L_\delta} \right) \quad (\text{II.36})$$

$$[G^s]_{(3 \times 3)} = - \left(\frac{R^s \Delta t - 2L_{end}^s}{2N_s L_\delta} \right) \quad (\text{II.37})$$

$$[C^s]_{(3 \times 3)} = \left(\frac{\Delta t}{2N_s L_\delta} \right) Q^s \quad (\text{II.38})$$

II.3.3 Formulation par éléments finis pour la progression temporelle des équations du circuit rotorique

En procédant de la même façon que les enroulements du stator, après l'application de la méthode de Crank-Nicholson, les équations II.15, II.18 et II.19 de tension du circuit rotorique devient :

$$\frac{1}{2} (U_m^b|_{k+1} + U_m^b|_k) = \frac{1}{2} R^r (I_m^b|_{k+1} + I_m^b|_k) + R^r \int_{\Omega} \beta r m \sigma \left\{ \sum_{j=1}^{N_d} \frac{A_j|_{k+1} + A_j|_k}{\Delta t} \right\} d\Omega \quad (\text{II.39})$$

$$\frac{1}{2} (U_m^r |_{k+1} + U_m^r |_k) = \frac{1}{2} R^r (I_m^r |_{k+1} + I_m^r |_k) + L_{be} \frac{(I_m^r |_{k+1} + I_m^r |_k)}{\Delta t} + \frac{1}{2} (U_m^b |_{k+1} + U_m^b |_k) \quad (\text{II.40})$$

$$\frac{1}{2} (U_m^{sc} |_{k+1} + U_m^{sc} |_k) = \left(\frac{R^{sc}}{2} + \frac{L_{sc}}{\Delta t} \right) (I_m^{sc} |_{k+1} + I_m^{sc} |_k) \quad (\text{II.41})$$

La combinaison des expressions II.39, II.40 et II.41 avec les tensions et les courants dans les anneaux de court-circuit (Eq.II.20 et Eq.II.21), conduit à l'équation matricielle des boucles de tensions dans la cage rotorique suivante :

$$\mathfrak{R} = (A_{k+1}, U_{m_{k+1}}^r) = (D^r) A_{k+1} + (C^r) (U_m^r)_{k+1} + (-D^r) A_k + (C^r) (U_m^r)_k + (G^r) (I_m^r)_k \quad (\text{II.42})$$

$$[C^r]_{(N_b \times N_b)} = \frac{\Delta t}{2N_s L_\delta} \times \left\{ I_{N_b \times N_b} + \frac{R_b}{2} \left[\left(R_{sc} + 2 \frac{L_{sc}}{\Delta t} \right) I_{N_b \times N_b} + \left(R_{be} + 2 \frac{L_{be}}{\Delta t} \right) M_b \right]^{-1} M_b \right\} \quad (\text{II.43})$$

$$(\text{II.44})$$

$$[G^r] = \frac{\Delta t}{2L_\delta} \times I_{N_b \times N_b} - \frac{\Delta t}{2L_\delta} \left[\left(R_{sc} + 2 \frac{L_{sc}}{\Delta t} \right) I_{N_b \times N_b} + \left(R_{be} + 2 \frac{L_{be}}{\Delta t} \right) M_b \right]^{-1} \times \left[\left(R_{sc} - 2 \frac{L_{sc}}{\Delta t} \right) I_{N_b \times N_b} + \left(R_{be} - 2 \frac{L_{be}}{\Delta t} \right) M_b \right] \quad (\text{II.45})$$

$$D_{ii}^r = -\frac{\sigma}{L_\delta} \int_{\Omega} (B_i^r \cdot N_j) d\Omega \quad (\text{II.46})$$

Où $M_b = (M^{tr})M$ est la matrice de connexion auxiliaire.

II.3.4 Modèle de couplage du Champ magnétique aux circuits électriques

En combinant les équations II.28, II.34 et II.42, un système d'équations couplées est obtenu :

$$\begin{bmatrix} [S + M] (A_{k+1}^{q+1}) + S^{AGE} & [D^r]^{tr} & [D^s]^{tr} K K^{tr} \\ [D^r] & [C^r] & \\ K [D^s] & & [G^s] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A^{q+1} \\ (U_m^r)^{q+1} \\ (J_{1,2}^s)^{q+1} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} [S + M] (A_k^q) + S^{AGE} & [D^r]^{tr} & [D^s]^{tr} K K^{tr} \\ [D^r] & [C^r] & \\ K [D^s] & & [G^s] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A^q \\ (U_m^r)^q \\ (J_{1,2}^s)^q \end{bmatrix}_k - \begin{bmatrix} 0 \\ ([G^r] I_m^r)_k \\ (C^s) [(V_n^s)_{k+1} + (V_n^s)_k] \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

A cause de la non linéarité du matériau du noyau, la matrice de rigidité $[S]$ dépend des valeurs nodales du potentiel vecteur magnétique. Après avoir appliqué la méthode de Newton Raphson itératif, un système d'équations algébriques final pour la simulation numérique à progression temporelle non linéaire de la machine asynchrone à rotor à cage est donné par :

$$\begin{bmatrix} P(A_{k+1}^{q+1}) & [D^r]^{tr} & [D^s]^{tr} & KK^{tr} \\ [D^r] & [C^r] & & \\ K[D^s] & & [G^s] & \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta A_{k+1}^{q+1} \\ \Delta (U_m^r)_{k+1}^{q+1} \\ \Delta (J_{1,2}^s)_{k+1}^{q+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}^f(A_{k+1}^q, (U_m^r)_{k+1}^q, (J_{1,2}^s)_{k+1}^q) \\ \mathfrak{R}^r(A_{k+1}^q, (U_m^r)_{k+1}^q) \\ \mathfrak{R}^s(A_{k+1}^q, (J_{1,2}^s)_{k+1}^q) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Où P est le système de la matrice jacobienne exprimée par les éléments des matrices suivantes [45–47] :

$$S_{ij} = S^{AGE} + \iint_{\Omega} \nu(A_{k+1}) (\nabla N_i) (\nabla N_j) d\Omega \quad (\text{II.49})$$

$$P_{ij} = S^{AGE} + S_{ij} + J_{ij} = S^{AGE} + S_{ij} + \iint_{\Omega} \sum_{j=1}^{N_n} \left(\frac{\partial \nu(A_j)_k^q}{\partial A_j} \right) (\nabla N_i) (\nabla N_j) d\Omega \quad (\text{II.50})$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \frac{2\sigma}{\Delta t} N_i N_j d\Omega \quad (\text{II.51})$$

II.4 Modèle mécanique et la simulation du mouvement

II.4.1 technique de simulation du mouvement

Pour la modélisation du mouvement dans les machines électriques tournantes à l'aide de l'élément de l'entrefer (AGE), le domaine discrétisé est généralement divisé en deux sous-domaines maillés, un stator Ω_{stator} , et le rotor Ω_{rotor} , et un entrefer non maillé avec la frontière Γ^{AGE} (Fig.II.4).

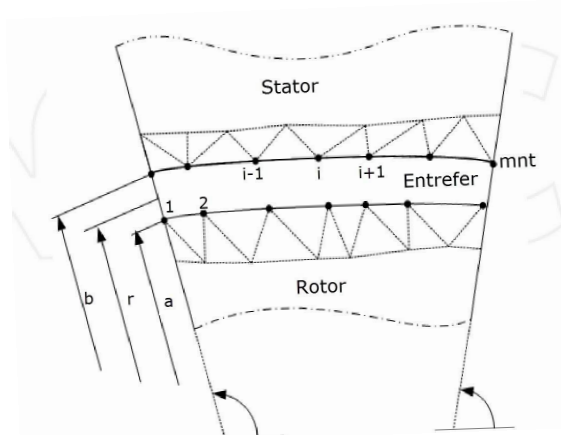


FIGURE II.4 – l'élément de l'entrefer (AGE)

Pour une solution générale pas à pas du champ magnétique dans les machines électriques tournantes, les équations du champ magnétique du stator et du rotor sont exprimées dans leurs propres systèmes de coordonnées. Les solutions des deux équations du champ sont regroupées les unes aux autres dans l'entrefer. Le rotor est mis en rotation à chaque pas de temps d'un angle correspondant à la fréquence angulaire mécanique, cela signifie qu'un nouveau maillage d'éléments finis à l'entrefer doit être construit. La forme de base générale de la matrice des éléments d'entrefer est donnée par l'expression suivante :

$$A(a, b, r, \theta) = \sum_{j=1}^{mnt} A_i \left[\frac{1}{2} a_{0j} + \sum_{r=1}^{\infty} [a_{rj} \cos(\lambda_r \theta) + b_{rj} \sin(\lambda_r \theta)] \right] = \sum_{j=1}^{mnt} (N_j^{AGE}(a, b, r, \theta)) A_j^{\Gamma^{AGE}} \quad (\text{II.52})$$

Où $(a_{0j}, a_{rj}, b_{rj}, \lambda_r)$ sont le coefficient de développement en série de Fourier qui dépend des coordonnées de nœuds d'entrefer, mnt est le nombre total de nœuds d'entrefer.

La simulation du mouvement est prise en compte par l'expression II.53, tandis que le calcul de la matrice associée des éléments d'entrefer est donné par le terme intégral définie dans la formulation II.27. La matrice des éléments d'entrefer est donnée comme suit :

$$\oint_{\Gamma^{AGE}} \nu_0 \sum_{j=1}^{mnt} \{A_j^{AGE}\} \frac{\partial}{\partial n} \{N_j^{AGE}(r, \theta)\} d\Gamma^{AGE} = [S^{AGE}] \{A_j^{AGE}\} \quad (\text{II.53})$$

II.4.2 Equations mécaniques et calcul du couple

Dans un cas général, les équations du champ magnétique et les circuits électriques sont couplés à l'équation mécanique du rotor par l'intermédiaire du couple électromagnétique. Cela explique l'interaction entre les grandeurs mécaniques et électromagnétiques [45]. Les équations mécaniques du système différentiel de vitesse et de déplacement angulaire sont données par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{j_m} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{j_m} (C_{em}(t) - C_{load}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

A chaque pas de temps, le couple électromagnétique calculé est introduit dans le modèle mécanique de l'équation II.54 en utilisant la méthode Runge-Kutta du quatrième ordre pour obtenir le déplacement angulaire du rotor et de la vitesse. Le couple électromagnétique est calculé à partir du tenseur de Maxwell en fonction des composantes radiales et tangentielles de la densité du flux magnétique :

$$C_{em} = \frac{pr^2 l_\delta}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r B_\theta d\theta \quad (\text{II.55})$$

Où r est le rayon externe du rotor, et p le nombre de paires de pôles. Les composantes magnétiques de la densité du flux (B_r, B_θ) sont calculées dans les limites de l'entrefer par l'expression des dérivés analytiques du potentiel vecteur magnétique des fonctions de forme (Eq.II.52).

II.5 Préparation du modèle et résolution

II.5.1 Algorithme non linéaire de résolution par éléments finis

La théorie décrit précédemment est appliquée à la simulation d'un moteur asynchrone pour différents modes de fonctionnement. La simulation est effectuée pour un régime transitoire électromagnétique-mécanique. Le processus de solution du modèle transitoire non linéaire électromagnétique-mécanique est résumé par l'organigramme suivant (voir Fig.II.5).

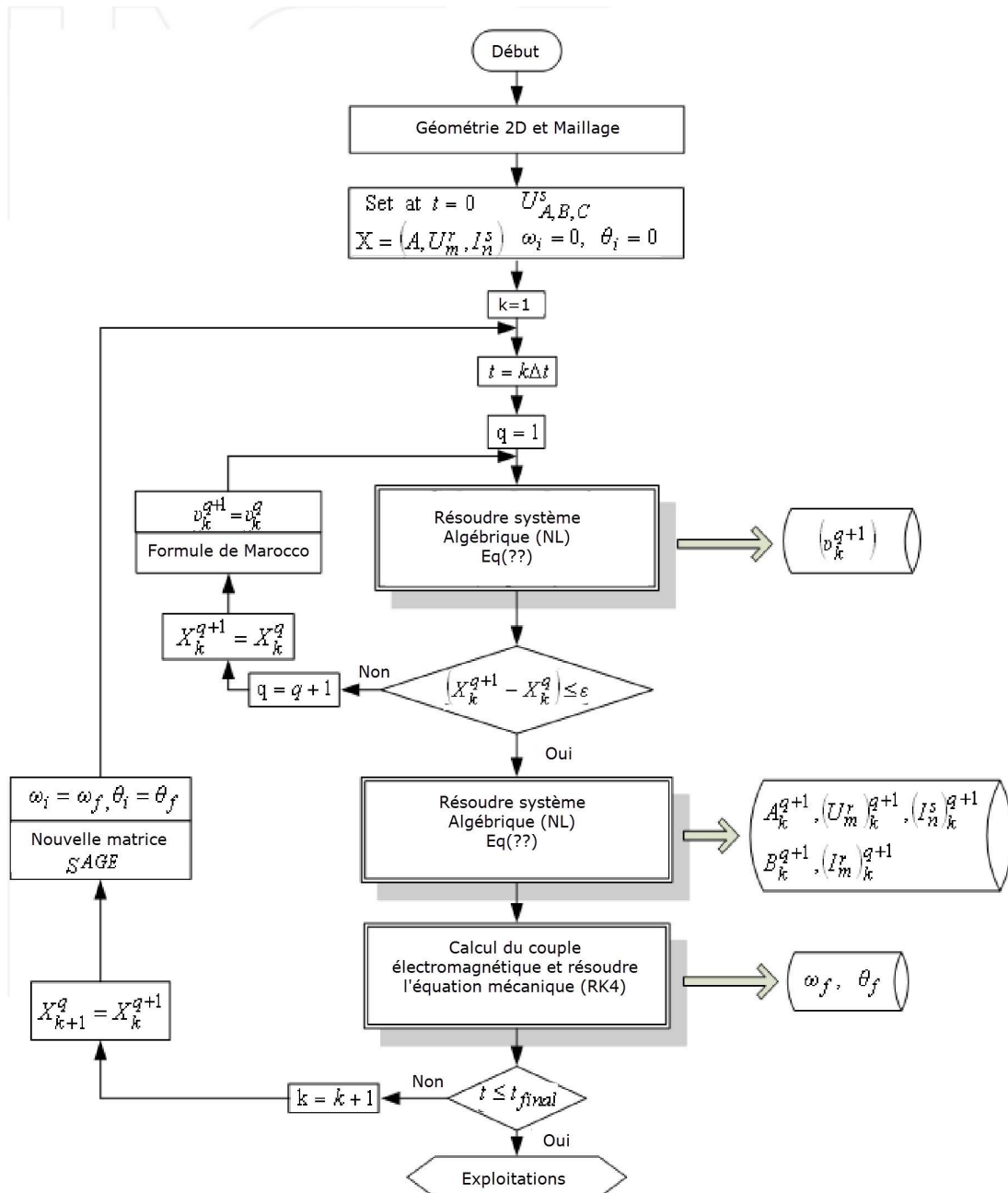


FIGURE II.5 – Algorithme général pour l'analyse numérique de la machine asynchrone

II.5.2 Géométrie et description physique du modèle 2D

Le modèle en éléments finis étudié dans cette partie correspond à une machine à cage d'écureuil de $5,5kW$, 3 phases, $400V$, $50Hz$ et 4 pôles. Le domaine de calcul 2D, infiniment étendue, contient les noyaux du stator et du rotor (régions magnétiques et non conducteur), 48 encoches statoriques (régions non conducteur, non magnétique), 32 barres au rotor, l'entrefer de $0.5mm$ d'épaisseur, les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques et le rotor, l'arbre et la carcasse du moteur (acier) de $8mm$ d'épaisseur. Les différents paramètres et la géométrie de machine étudiée sont détaillés en l'annexe A

II.5.2.1 La géométrie de la Machine étudiée

La géométrie présentée à la Figure II.6 est celui du moteur asynchrone dont la géométrie est calculée dans l'annexe B. Celui-ci est monté dans un banc d'essai au niveau du laboratoire ENSEEIHT de TOULOUSE. L'utilisation de la bande de roulement, une fonction du logiciel FLUX2d, nous a permis de considérer la rotation du rotor en étude magnéto-transitoire sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque position du rotor. La répartition du bobinage de la machine est montrée en Figure.II.6, selon une périodicité polaire. Il est possible de modéliser la moitié ou le quart de la machine en considérant sa symétrie, mais, lors de l'introduction des défauts, cette considération ne serait plus valable, nous avons donc eu recours à la représentation entière de la machine.

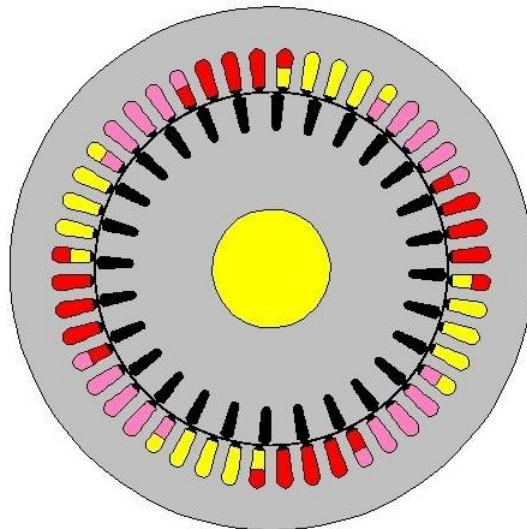


FIGURE II.6 – Géométrie de la machine asynchrone à rotor à cage

II.5.2.2 Les hypothèses de calcul

La simulation de la machine asynchrone est réalisée en tenant compte des considérations suivantes :

- La simulation est valable pour une température donnée des conducteurs (Résistance constante).
- Les tensions d'alimentation sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées.
- Le phénomène d'hystérésis est négligeable.

II.5.2.3 Les matériaux conducteurs

Pour les conducteurs statoriques, on supposera qu'ils sont répartis de façon uniforme dans les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoches. Au niveau du rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe.

II.5.2.4 Les matériaux magnétiques

Concernant les propriétés magnétiques des matériaux ferromagnétiques, on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques $B(H)$ (Figure.II.7).

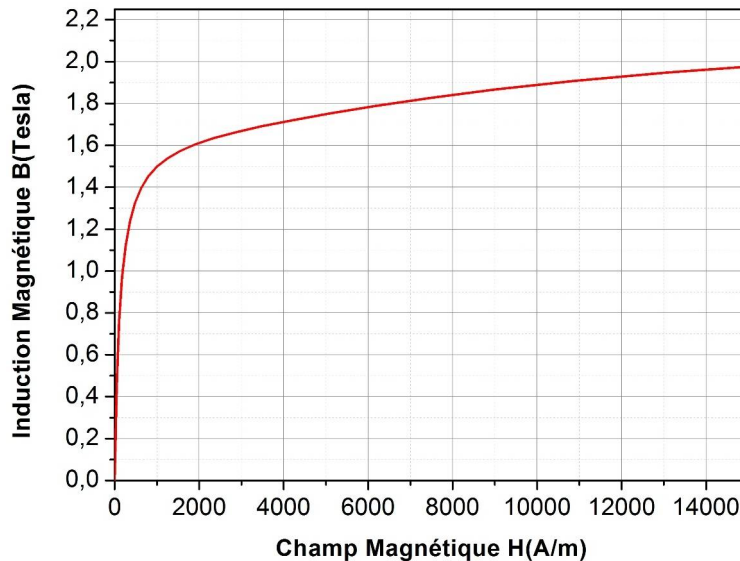


FIGURE II.7 – Caractéristique $B(H)$ du matériaux magnétique 700-P-6S

II.5.2.5 Le modèle de résolution employé

Selon les résultats escomptés et le temps de simulation dont on dispose, trois modes de résolution peuvent être employés :

- La magnéto-statique ne permet pas de tenir compte des variations telles qu'elles soient. Ce mode ne pourra donc être utilisé que pour simuler à un instant donné un fonctionnement essentiellement à vide (sans courants induits) de la machine car il impose de connaître les valeurs des courants dans les différentes barres du rotor (On s'en servira essentiellement pour la détermination de l'inductance magnétisante du moteur).
- La magnéto-dynamique complexe, qui suppose des variables sinusoïdales, simule un régime permanent. Ce mode ne fait pas intervenir de variation de la réluctance puisque le rotor est supposé immobile. Les courants induits sont calculés ; la résistance des barres est modifiée selon le glissement appliqué, ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace les traversant. Sachant que l'évolution en tout point de l'espace de l'énergie en fonction du temps n'est pas sinusoïdale et que les variables de résolution ne peuvent qu'être sinusoïdales, il faut utiliser une méthode d'énergie équivalente afin d'avoir des résultats corrects. Au côté attractif

d'un gain de temps considérable pour les simulations, s'oppose donc la difficulté de l'exploitation des résultats, [48]. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent en se basant sur une résolution éléments finis ou bien se permettre de lancer un calcul évolutif à partir des résultats obtenus et éviter ainsi un transitoire long de simulation.

- Le mode magnétique transitoire est le plus complet. Il traduit fidèlement la rotation du moteur et permet de retrouver les pulsations de flux. Cependant, pour la machine étudiée, le maillage conséquent d'une part, le nombre de périodes et de pas de temps (surtout aux hautes fréquences), d'autre part, augmentent les temps de calcul. Cependant, son utilisation est intéressante pour vérifier les résultats de la magnéto-dynamique.

II.5.2.6 Lien avec les équations de circuits

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductances, résistances de tête de bobine et d'anneau de court-circuit). Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide et il est donc indispensable de modéliser les court-circuits de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans le couplage (Figure.II.8).



FIGURE II.8 – Circuit électrique couplé au domaine EF

II.5.2.7 Maillage du circuit magnétique

Dans la tâche du maillage, la géométrie de la machine asynchrone doit être discrétisée en éléments finis. L'idée fondamentale du FEM est de diviser la région du problème à analyser en petits éléments finis avec une forme donnée. Un élément fini peut être des triangles ou des quadrilatères.

La Figure.II.9 montre le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine. Nous remarquons que le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer, où s'effectuent les échanges électromagnétiques entre le stator et le rotor. Cependant, le maillage est moins fin vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse afin d'alléger le temps de calcul sans perte sensible

d'information. La carcasse externe est généralement reliée à la terre. Pour cette raison, nous avons appliqué dans la simulation la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

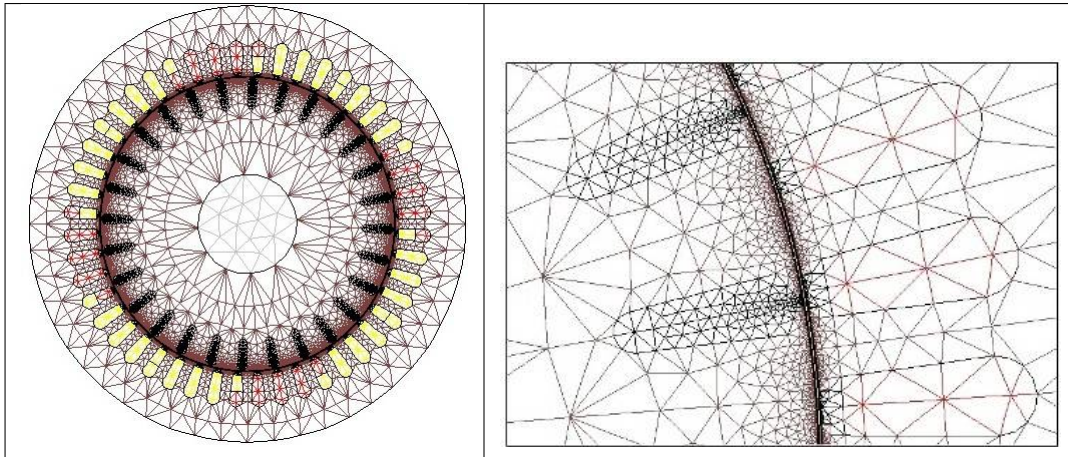


FIGURE II.9 – Maillage du domaine

II.6 Exploitation des résultats de simulation

Les éléments des circuits électriques sont couplés avec le circuit magnétique (Figure.II.10). La magnétisation de la machine à l'état initial est faite par une résolution en magnéto-transitoire. Une fois la machine est magnétisée, nous procédons à la résolution en magnéto-transitoire. De ce fait, la vitesse de rotation est imposée au début constante égal à $0tr/mn$ et la simulation du courant statorique passe ainsi par un régime transitoire.

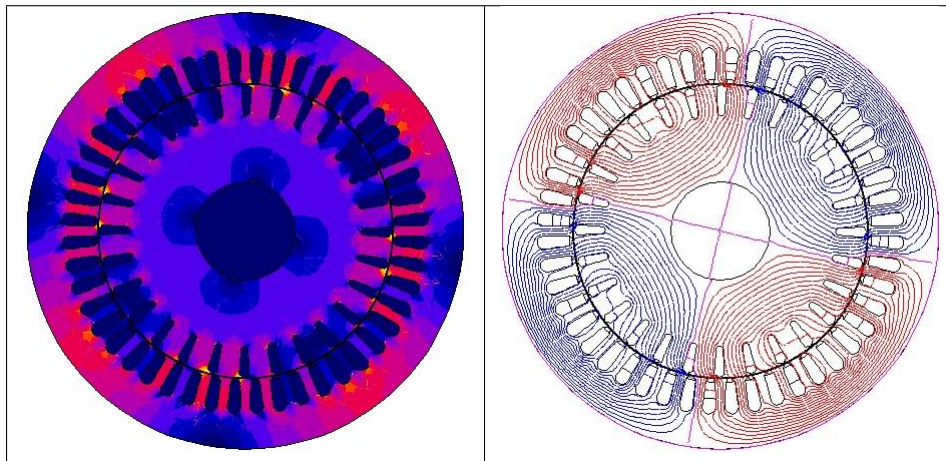


FIGURE II.10 – Distribution de l'induction magnétique et les lignes de champ

La machine à l'état initial n'étant pas magnétisée mais ayant une magnétisation générée par le logiciel, la simulation passe par un régime transitoire. Nous présentons aux Figures II.11 à II.17 les différentes courbes du courant statorique, des courants rotoriques, du couple, de la vitesse ainsi que l'induction magnétique dans la l'entrefer.

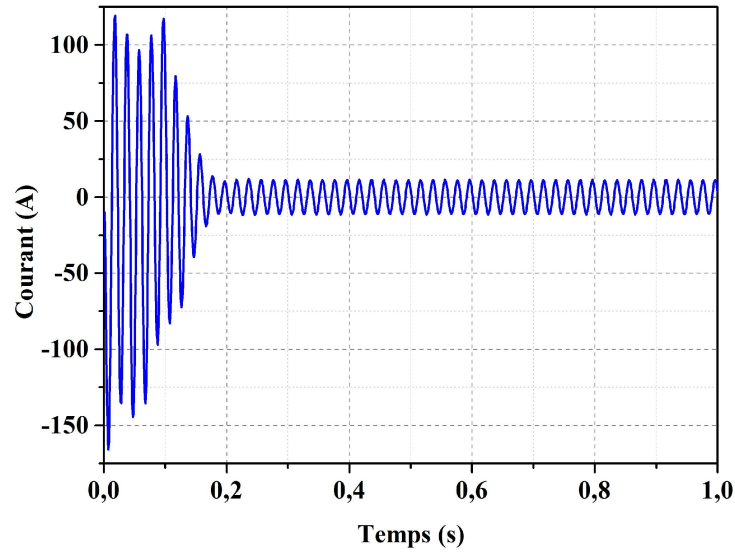


FIGURE II.11 – Courant statorique

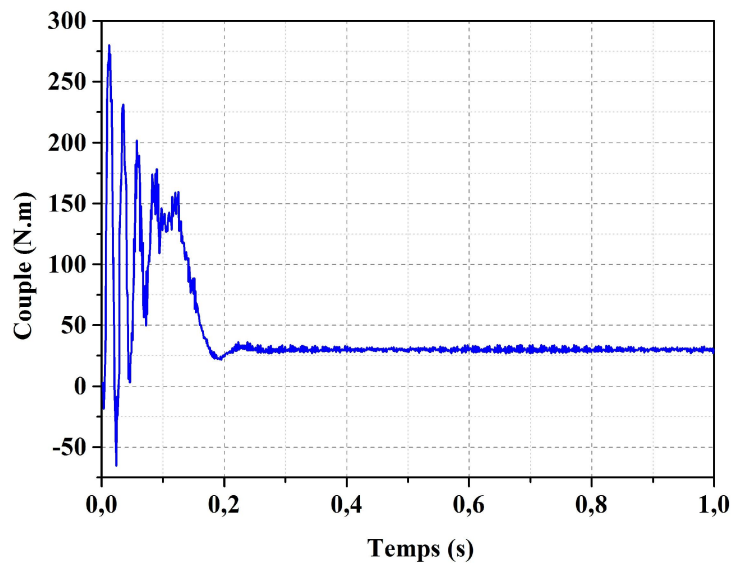


FIGURE II.12 – Couple électromagnétique

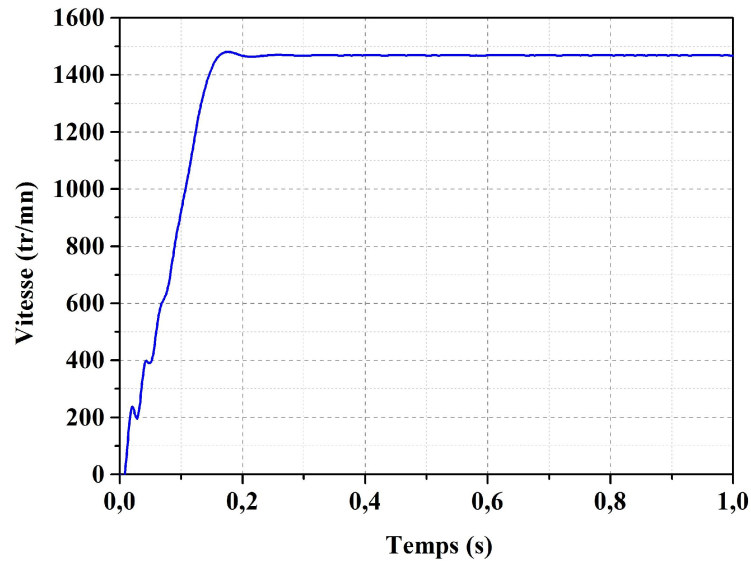


FIGURE II.13 – Vitesse de rotation

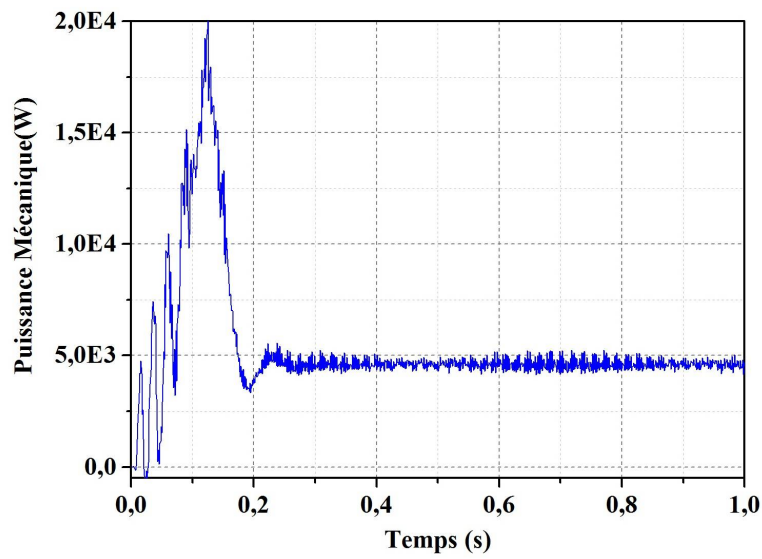


FIGURE II.14 – Puissance mécanique sur l'arbre

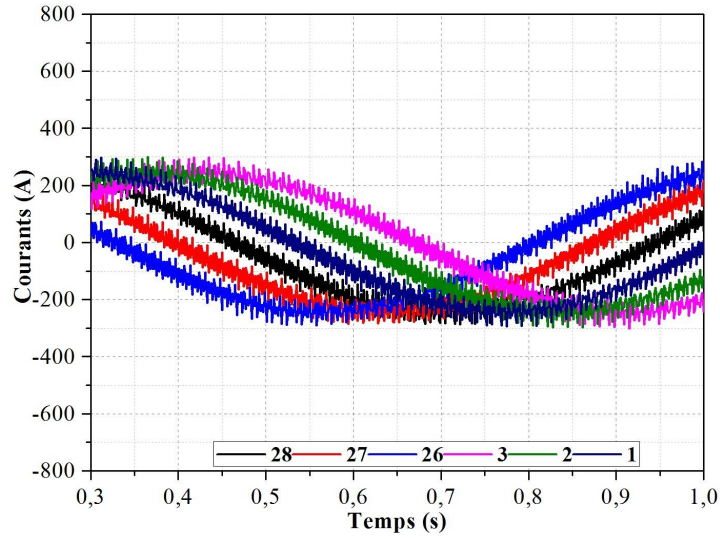
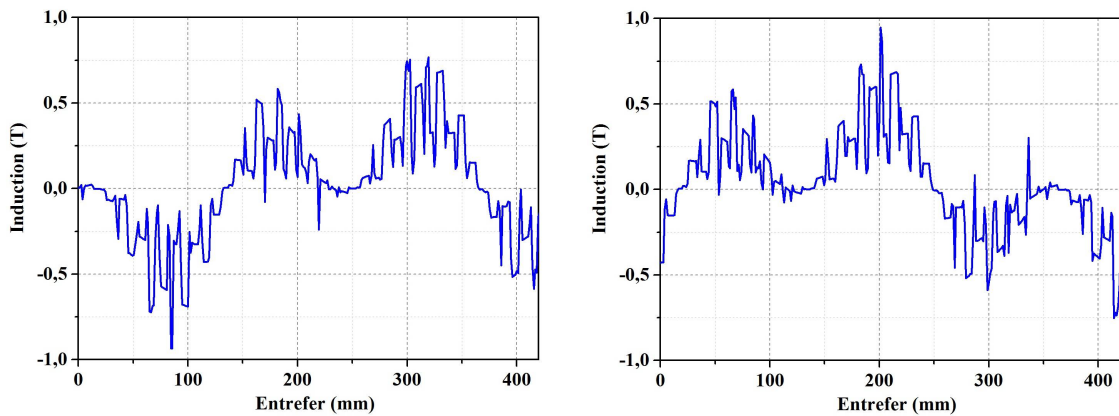


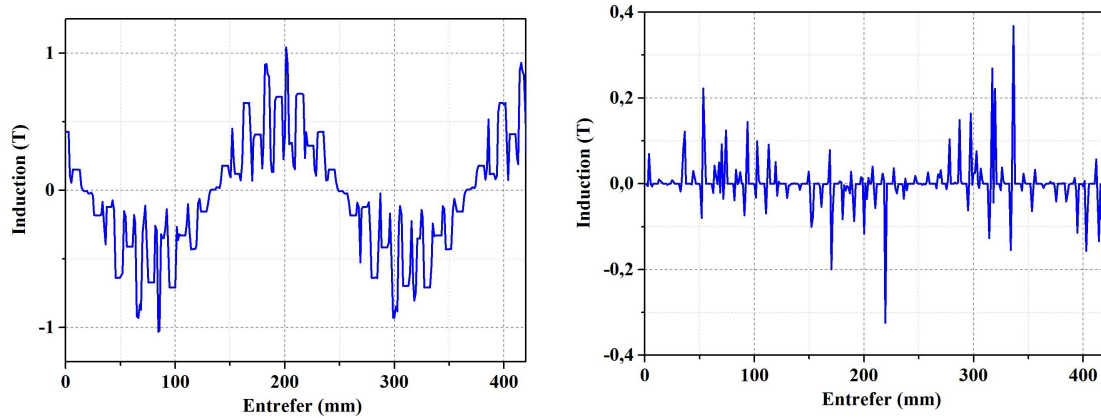
FIGURE II.15 – Distribution des courants dans les barres rotoriques



Composante X de l'induction

Composante Y de l'induction

FIGURE II.16 – Distribution de l'induction dans l'entrefer



Composante normale de l'induction

Composante tangentielle de l'induction

FIGURE II.17 – Distribution de l'induction dans l'entrefer

II.7 conclusion

L'analyse théorique des machines asynchrones est basé sur la résolution numérique des potentiels. La formulation du potentiel couplé avec la vitesse de déplacement semble être la formule la plus répandue pour la modélisation des machines électriques. Une connaissance exacte de la géométrie de la machine ainsi que les différentes excitations nous a permis d'établir un modèle en éléments finis que décrit fidèlement le fonctionnement réel de la machine asynchrone. En effet, ce modèle sera utilisé dans le chapitre suivant pour analyser le fonctionnement de la machine asynchrone avec défauts électriques et mécaniques.

Chapitre III

Étude de la MAS en présence de défauts

III.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons étudier la machine asynchrone en tenant compte de défauts électriques et mécaniques, tels que les court-circuits statoriques, rupture des barres rotoriques et les excentricités du rotor à l'aide du modèle à éléments finis proposé précédemment et par des essais pratiques. L'introduction de ce type de défaut dans le modèle à éléments finis de la machine asynchrone nécessite une présentation complète de la géométrie ce qui élimine certains avantages de calcul tel que la périodicité de la machine qui peut être utilisée pour réduire le temps de calcul.

III.2 Simulation de la Machine Asynchrone en présence de défauts

III.2.1 Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts rotoriques

Les ruptures de barres ou de portions d'anneau de court-circuit peuvent être dues à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, etc.), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures). Cela fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante). Si l'inertie de l'entraînement est plus faible, les oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statoriques. La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres dans une machine asynchrone à cage. Ces cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Il convient de mentionner, qu'un mauvais dimensionnement des anneaux, conduit à une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et, donc, à des courants pouvant entraîner leur cassure. L'apparition d'un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, et les contraintes thermiques et électromécaniques engendrées peuvent conduire à leur rupture, et ainsi de

suite, jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Devant la multitude de défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, des techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques. Elles intéressent également les concepteurs, [2, 3, 9, 12]

III.2.1.1 Modélisation du défaut de rupture des barres

La cassure de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Les simulations que nous avons effectuées permettent d'identifier les signatures de ce défaut et, de prévoir les détériorations générées dans le moteur. Pour simuler la cassure totale ou partielle des barres dans le modèle à éléments finis de la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous avons deux méthodes possibles [49–52] :

- La première consiste à supprimer la région de la barre dans le modèle magnétique en éléments finis. La surface représentant la barre cassée est remplie par un matériau non magnétique. Ainsi, la barre cassée ne véhicule pas de courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champ.
- La deuxième méthode consiste à affecter une résistivité très grande à la barre cassée afin d'annuler le courant circulant dans cette barre. Cette méthode permet également de modéliser une rupture partielle de la barre.

Dans notre travail, nous avons utilisé la deuxième méthode pour modéliser la cassure des barres rotoriques car la barre cassée ne véhicule pas de courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champ. Nous allons donc étudier l'effet de défauts de ruptures des barres rotoriques sur l'évolution temporelle des différentes performances de la machine asynchrone. Les différents cas étudiés, dans cette partie, sont traités comme un problème magnéto-transitoire. La figure III.1 montre les différentes barres en défaut.

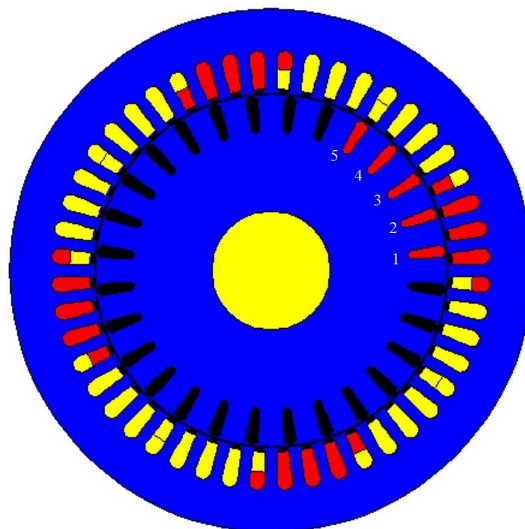


FIGURE III.1 – Géométrie de la machine

Le modèle de la machine asynchrone est simulé sous une charge nominale pour les six (6) cas suivants :

- Machine saine notée *MS*

- Machine avec une barre cassée notée $M1$
- Machine avec 2 barres cassées notée $M2$
- Machine avec 3 barres cassées notée $M3$
- Machine avec 4 barres cassées notée $M4$
- Machine avec 5 barres cassées notée $M5$

Une source de tension idéale de valeur efficace 400 Volts est appliquée aux bornes des trois phases statoriques de la machine asynchrone couplées en étoile. Le couple appliqué à la machine dans cette étude est de $34,0N.m$.

III.2.1.2 Analyse des résultats magnétiques

Les résultats obtenus après un temps de simulation relativement grand sont présentés sur les figures III.2 et III.3. La figure III.2 montre la distribution de l'induction magnétique et la figure III.3 montre les lignes de champ dans les différentes géométries pour un instant t .

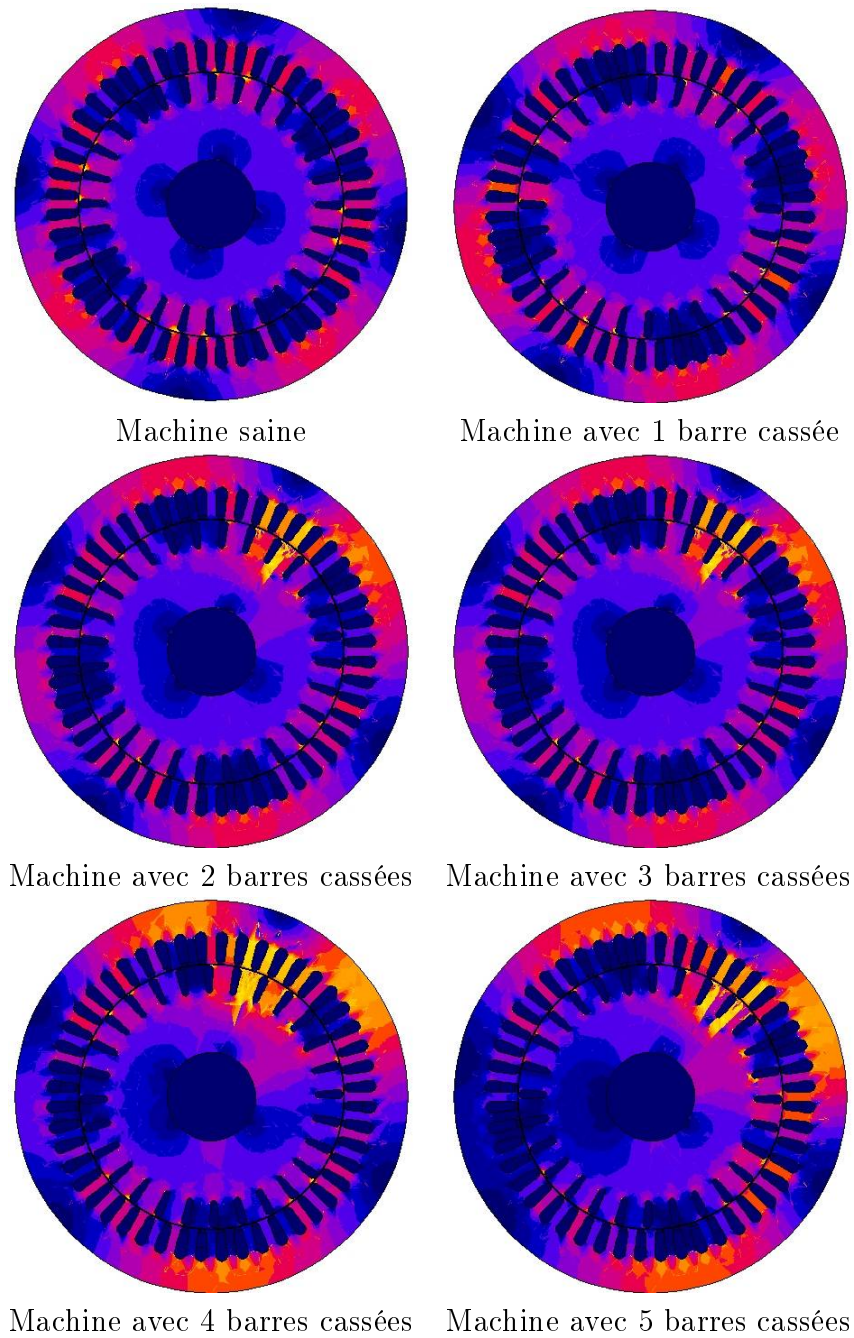


FIGURE III.2 – Distribution de l'induction

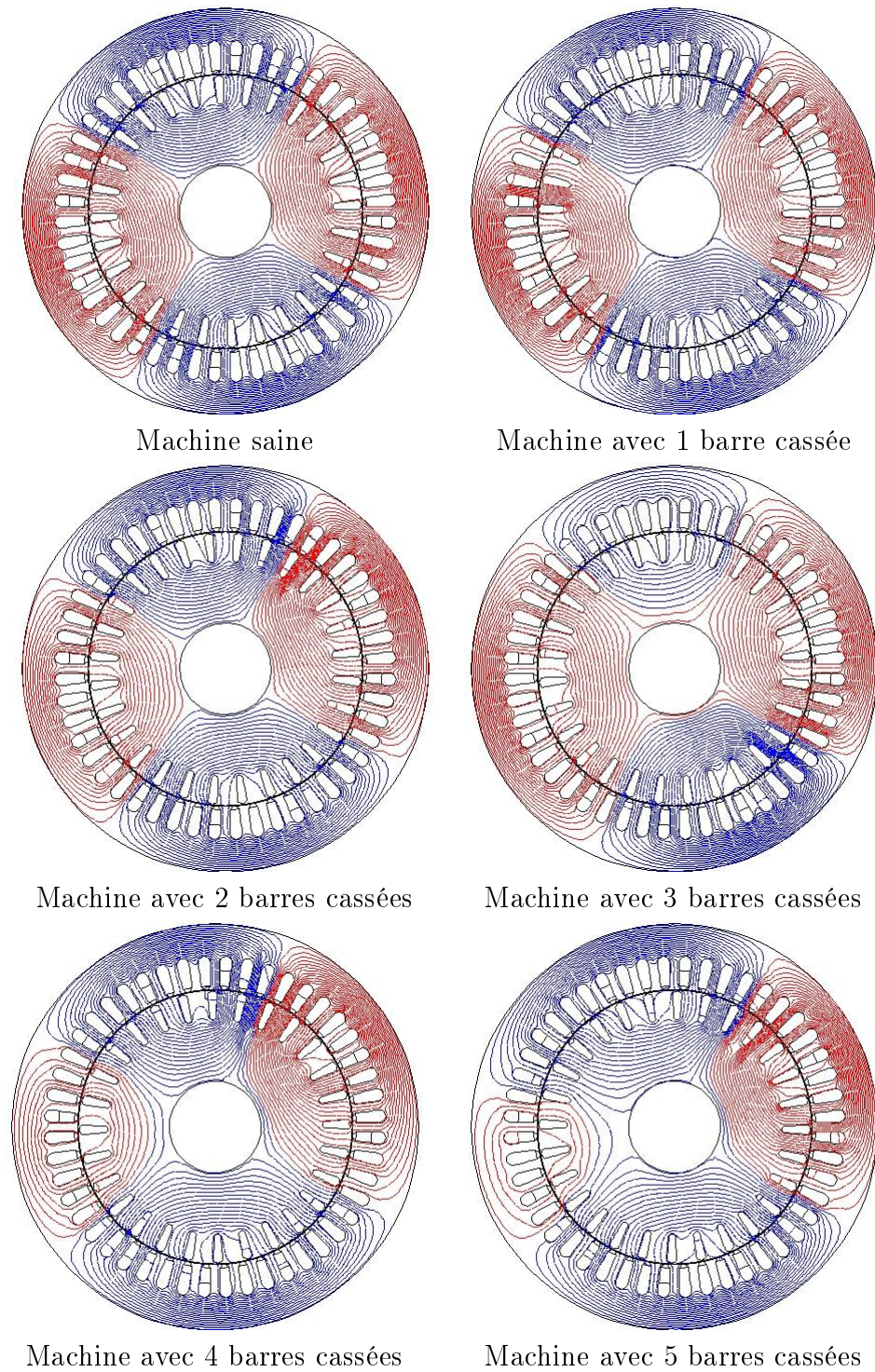


FIGURE III.3 – Lignes du champ magnétique

On observe nettement mieux sur les deux groupes de figures précédentes que dans le cas d'une rupture d'une barre ou plusieurs barres rotoriques, le flux se concentre autour de la région concernée par le défaut. On observe dans le cas sain une répartition homogène et symétrique de l'induction ainsi que les lignes de champ.

III.2.1.3 Courants dans les phases statoriques

La machine à l'état initial n'étant pas magnétisée et ayant une vitesse de rotation initiale nulle, la simulation passe par un régime transitoire. Nous pouvons enregistrer le régime transitoire sur toutes les courbes de courants au stator, des courants au rotor et du couple. La figure suivante (III.4) montre les différentes formes des courants statoriques enregistrés en régime permanent pour les machines simulées.

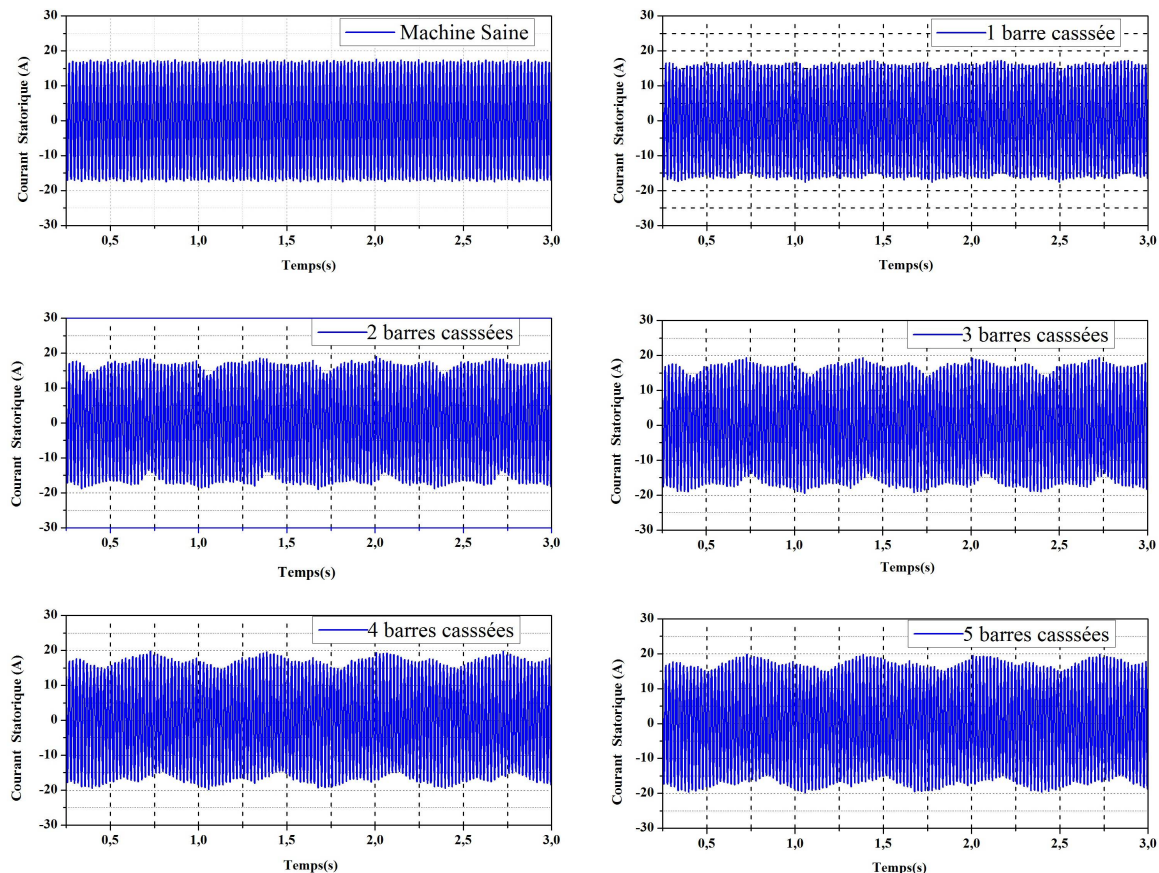


FIGURE III.4 – Courants Statoriques

Nous pouvons constater que le défaut de rupture des barres rotoriques induit une très légère modulation d'amplitude. Cette modulation devient visible lorsque le nombre des barres cassées augmente.

Nous avons tracé également l'enveloppe de courants statoriques à la figure III.5. Comme nous pouvons le voir, cette modulation est très faible pour le cas de cassure d'une barre et ne permet pas de prendre une décision sur l'état de la cage rotorique. De plus, la présence des harmoniques de temps et d'espace dans le modèle ne facilite pas l'analyse de ce signal qui devrait faire apparaître une modulation d'amplitude de fréquence $2gfs$.

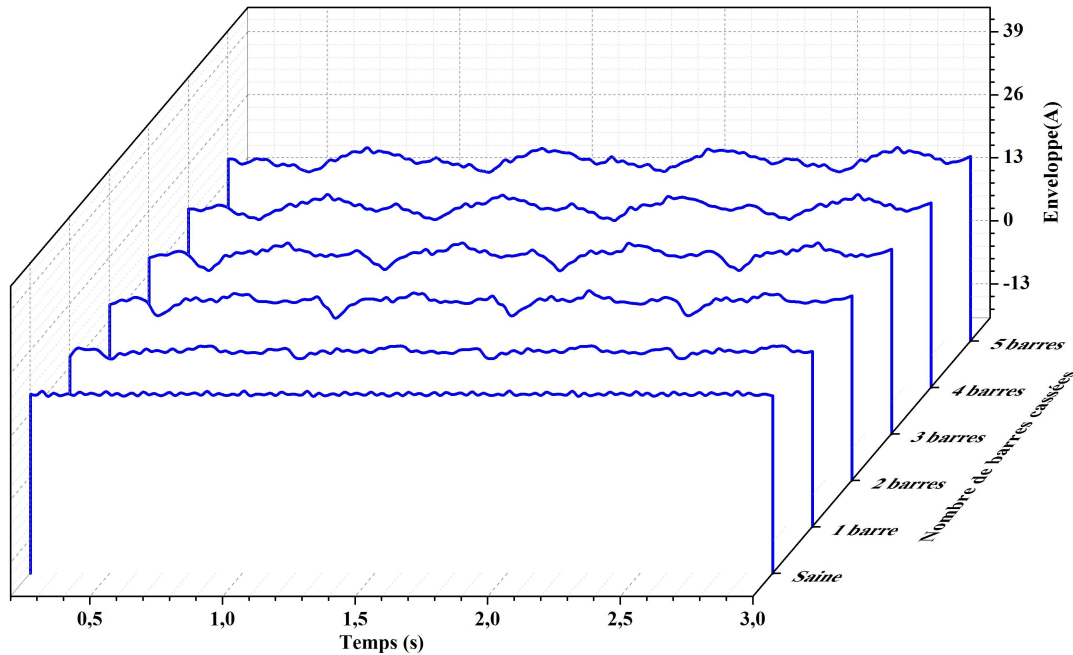


FIGURE III.5 – Variation de l'enveloppe du courant

III.2.1.4 Courants dans les barres rotoriques

L'une des particularités de la méthode des éléments finis réside dans la possibilité de calculer le courant électrique dans n'importe quelle branche de la géométrie prédéfinie. La figure III.6 représente l'évolution du courant dans les barres rotoriques qui se trouvent autour des barres cassées, dans notre cas, nous avons calculé les courants dans les trois barres à gauche et 3 barres à droite.

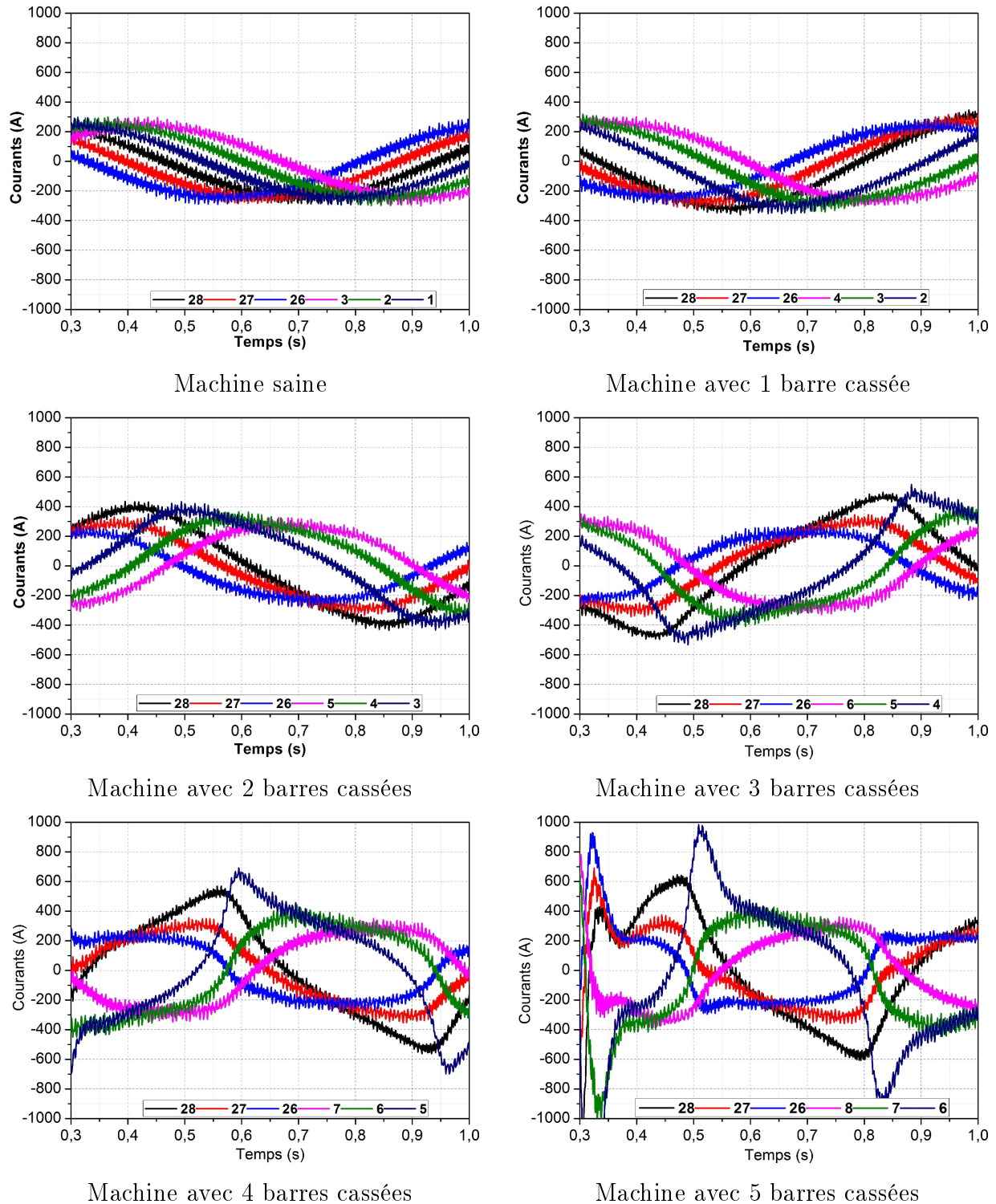


FIGURE III.6 – Distribution des courants dans les barres rotoriques

Nous pouvons noter que la rupture de la première barre induit une très faible augmentation du courant qui traverse les barres adjacentes. Au moment du premier défaut, le courant qui circulait dans la barre défaillante (barre 1) se partage dans les barres rotoriques adjacentes. Lorsque deux barres sont cassées (barres 1 et 2), nous remarquons que le courant de la barre 3 et la barre 28 augmentent significativement. En effet, c'est le courant qui

circulait dans les deux barres cassées qui est partagé sur les barres adjacentes, en général l'augmentation du nombre des barres cassées induit une forte circulation de courants dans les barres adjacentes ; Ce qui peut provoquer un échauffement local et conduire à une nouvelle rupture.

III.2.1.5 Caractéristiques mécaniques

En analysant les caractéristiques mécaniques de la machine telle que l'évolution de la vitesse rotorique on peut remarquer l'effet de la cassure des barres sur la caractéristique de la vitesse. Les figures III.7 et III.8 montrent les courbes de la vitesse de rotation obtenues.

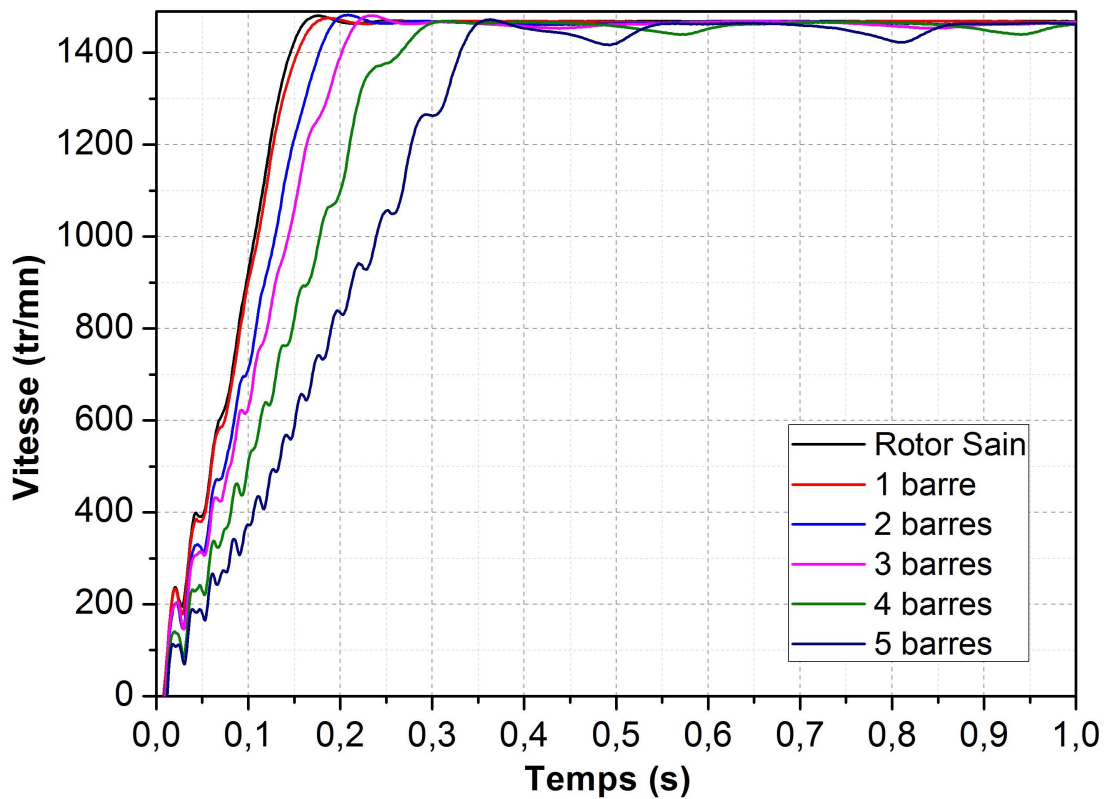


FIGURE III.7 – Vitesse de rotation

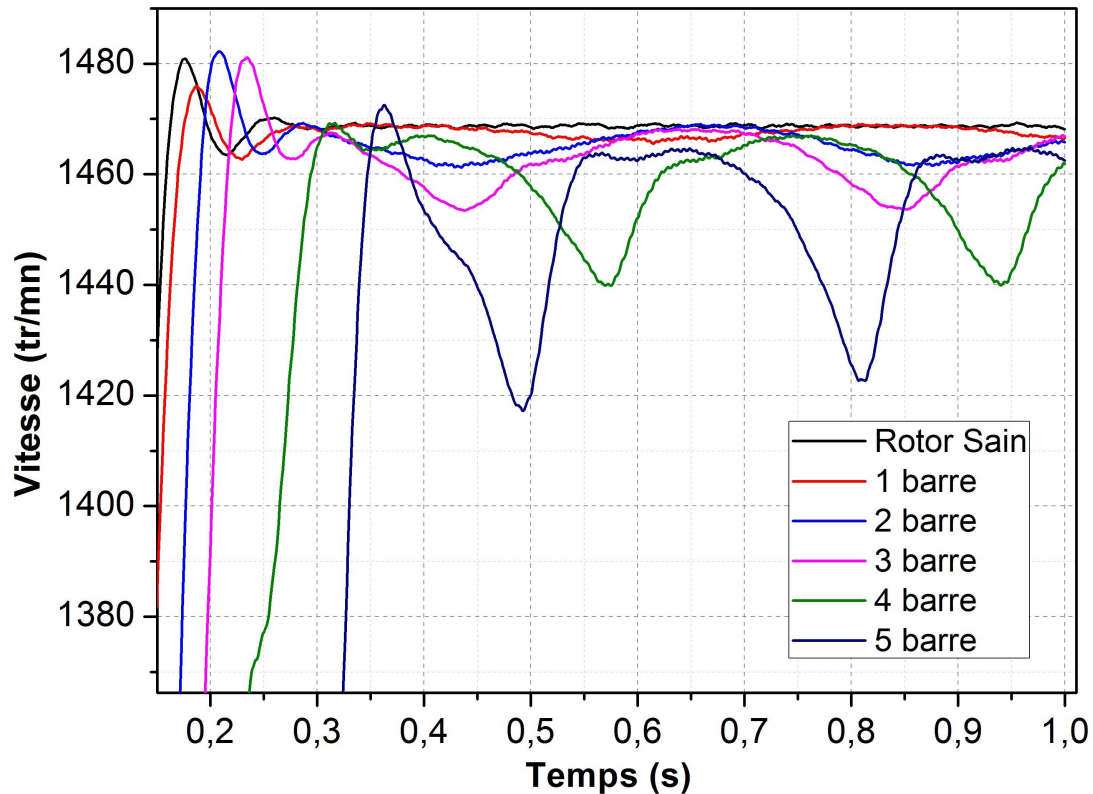


FIGURE III.8 – Zoom sur la vitesse de rotation

Les courbes de la vitesse montrent l'apparition d'une légère ondulation dans le cas de la rupture d'une barre rotorique. Cette ondulation, augmente et devient clairement visible lorsque le nombre des barres cassées augmente. Les oscillations ont une fréquence de $2gfs$. Cette variation de vitesse est très faible (inférieure à $10tr/mn$) car elle dépend essentiellement de l'inertie J de l'ensemble machine-charge. Plus l'inertie de l'ensemble sera grande, moins la variation de vitesse sera importante.

L'analyse du couple électromagnétique peut donner également une image réelle sur le déséquilibre engendré dans la machine à cause de la rupture des barres rotoriques. La figure III.9 montre la modification importante sur l'allure du couple électromagnétique lorsque les défauts rotoriques apparaissent. La présence d'une oscillation lorsque le rotor de la machine est sain est due à la particularité offerte par la simulation en utilisant le modèle à éléments finis et permet de prendre en compte l'effet des harmoniques de temps et d'espace. Nous constatons une légère modulation qui perturbe l'évolution du couple lorsque le rotor ayant une barre cassée. Nous remarquons également que cette modulation devient plus importante avec l'augmentation du nombre des barres cassées. En théorie, cette modulation d'amplitude a une fréquence identique à celle de la vitesse, c'est à dire $2gfs$.

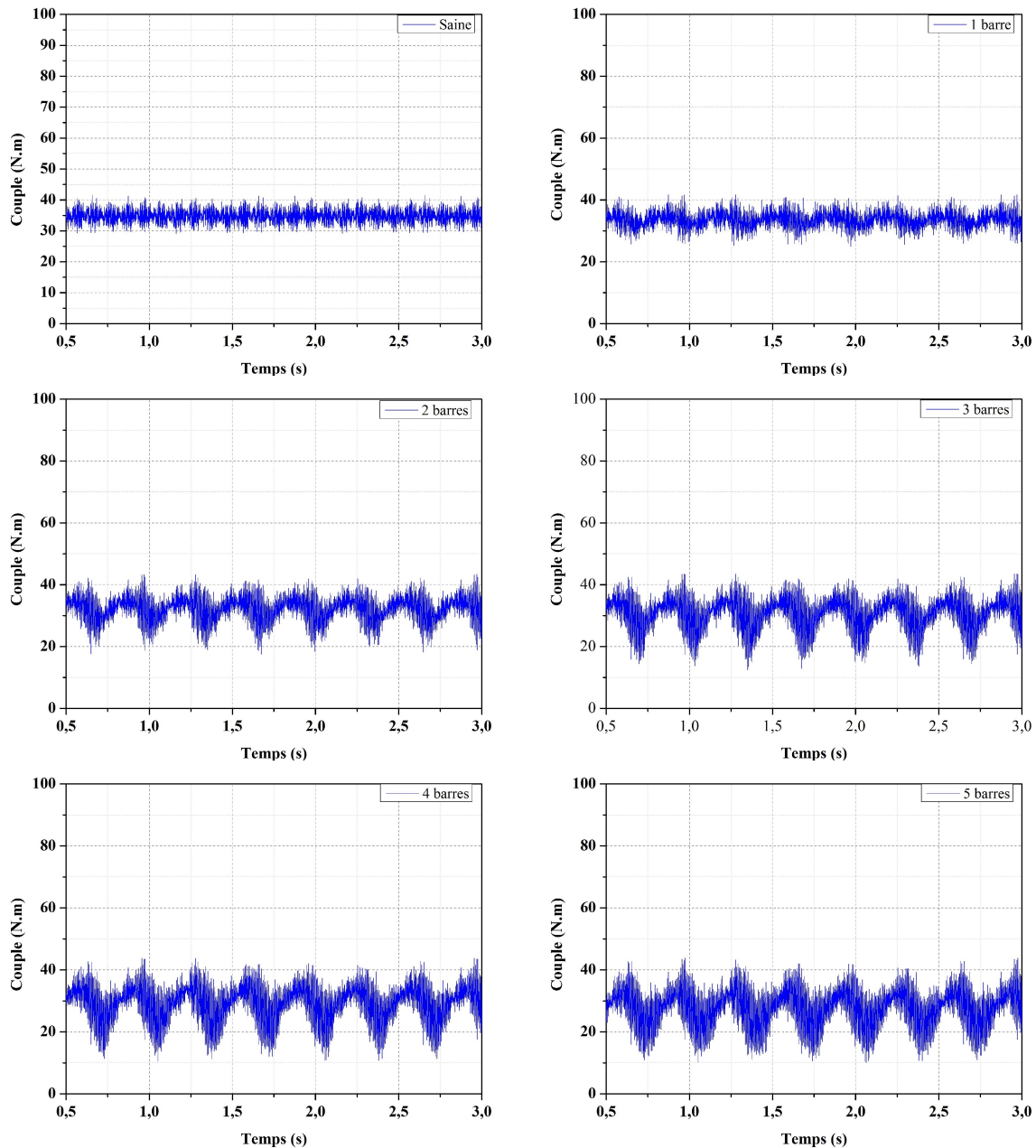


FIGURE III.9 – Couple électromagnétique

III.2.2 Modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts statoriques

Un défaut de court-circuit est défini par une connexion franche entre deux points du bobinage. Les court-circuits statoriques peuvent être regroupés selon les types suivants [21, 22] :

- Court-circuit entre spires de la bobine dans la même phase
- Court-circuit entre deux bobines adjacentes dans la même phase
- Court-circuit entre deux bobines de deux phases différentes
- Court-circuit entre les bobines et le neutre

Le circuit magnétique étant modélisé, le schéma de connexion des conducteurs électriques est introduit. Le circuit électrique représentant le bobinage statorique est représenté séparément avec les différents court-circuits possibles entre les différentes spires. Nous obtenons le schéma suivant (Figure III.10) :

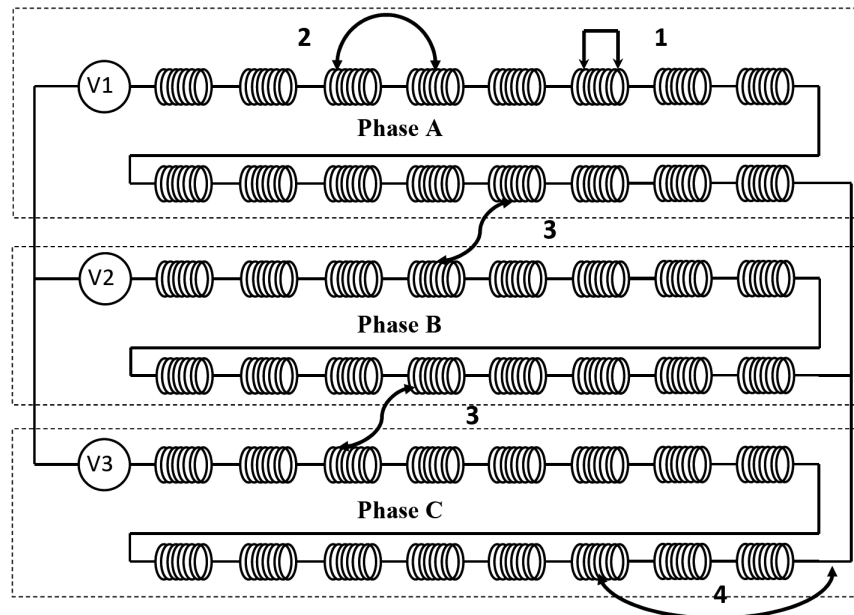


FIGURE III.10 – Types de court-circuits statoriques

Les valeurs des résistances et des inductances du circuit du stator et du rotor ainsi que les méthodes de calcul sont données en l'annexe A et B. Le dimensionnement de la machine est indispensable pour créer un modèle à éléments finis qui doit décrire le comportement réel de la machine pendant les différents modes de fonctionnement.

III.2.2.1 Études des court-circuits entre spires à l'intérieur de la phase

Le court-circuit entre spires de la même phase est un défaut fréquent qui peut apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches ; Ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement. D'autre part, il entraîne également une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et dans le cas des machines asynchrones, il amplifie les courants dans le circuit rotorique. La contrainte thermique amenée par le courant de court-circuit risque d'entraîner la propagation du défaut à d'autres spires, ce qui peut conduire au déclenchement des protections électriques dans l'alimentation.

Un court-circuit entre phases peut arriver en tout point du bobinage, mais les plus fréquents apparaissent dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. L'influence de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut. Si le court-circuit est proche de l'alimentation entre phases, il induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation provoquant un arrêt net de la machine. Si le court-circuit est proche du neutre entre deux phases, il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre

de fusion des conducteurs. L'apparition de ce type de défaut dans le cas des machines asynchrones, provoque une augmentation des courants dans les barres ainsi que dans les anneaux du rotor à cage.

Nous avons effectué des simulations pour trois sévérités (5 spires, 10 spires et 15 spires) de court-circuit entre spires pour voir l'effet de ce défaut sur le comportement de la machine. Les figures III.11, III.12 et III.13 représentent les courants statoriques simulés pour un court-circuit entre spires affectant la phase A .

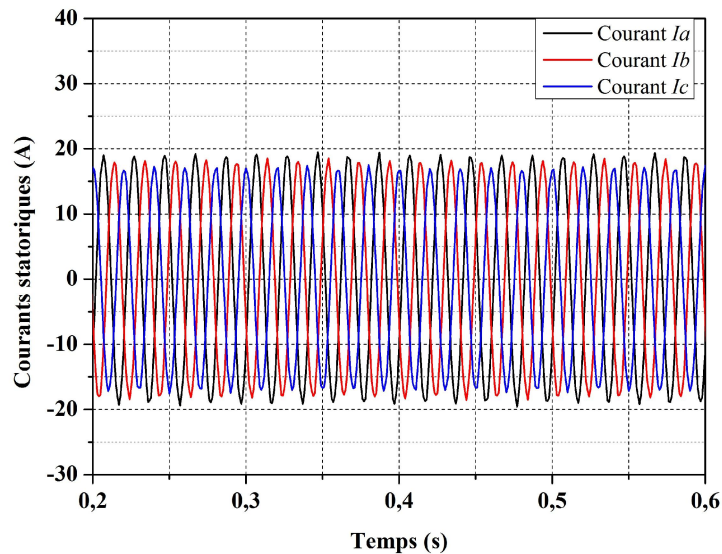


FIGURE III.11 – Courants statoriques avec 5 spires en court-circuit

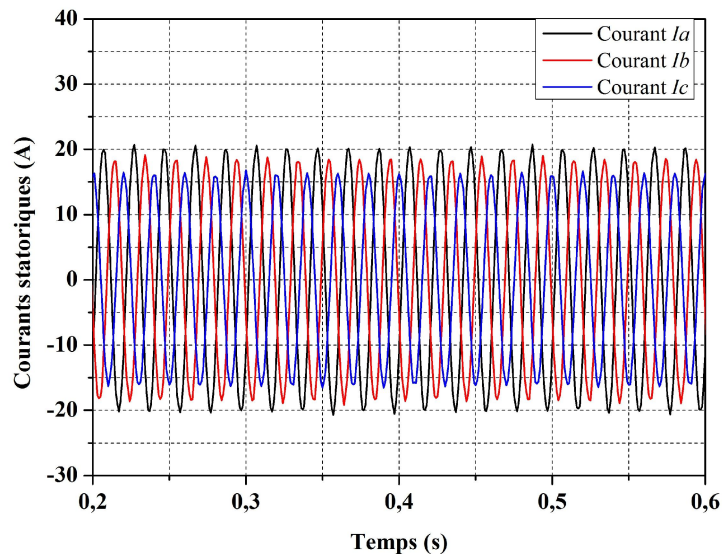


FIGURE III.12 – Courants statoriques avec 10 spires en court-circuit

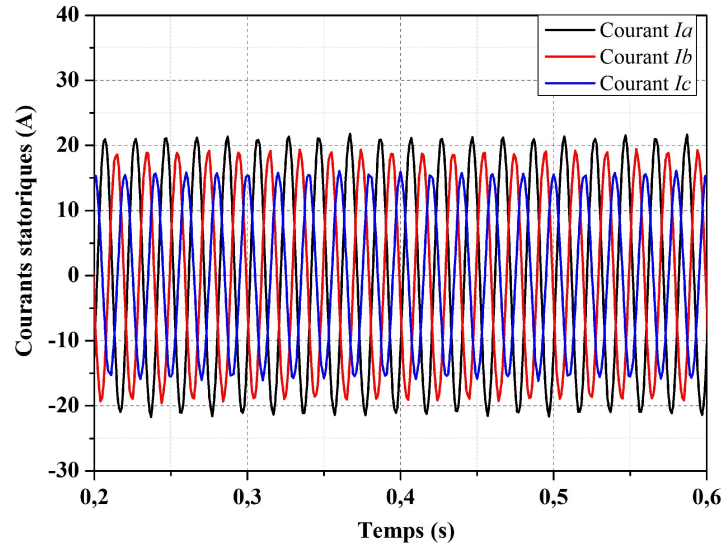


FIGURE III.13 – Courants statoriques avec 15 spires en court-circuit

Nous remarquons que l'amplitude du courant dans la phase détériorée est supérieure au courant dans les deux autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas du moteur sain. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants. La dissymétrie entre les courants des phases non affectées par le défaut est expliquée par le déséquilibre dû au déplacement du neutre entre les trois phases.

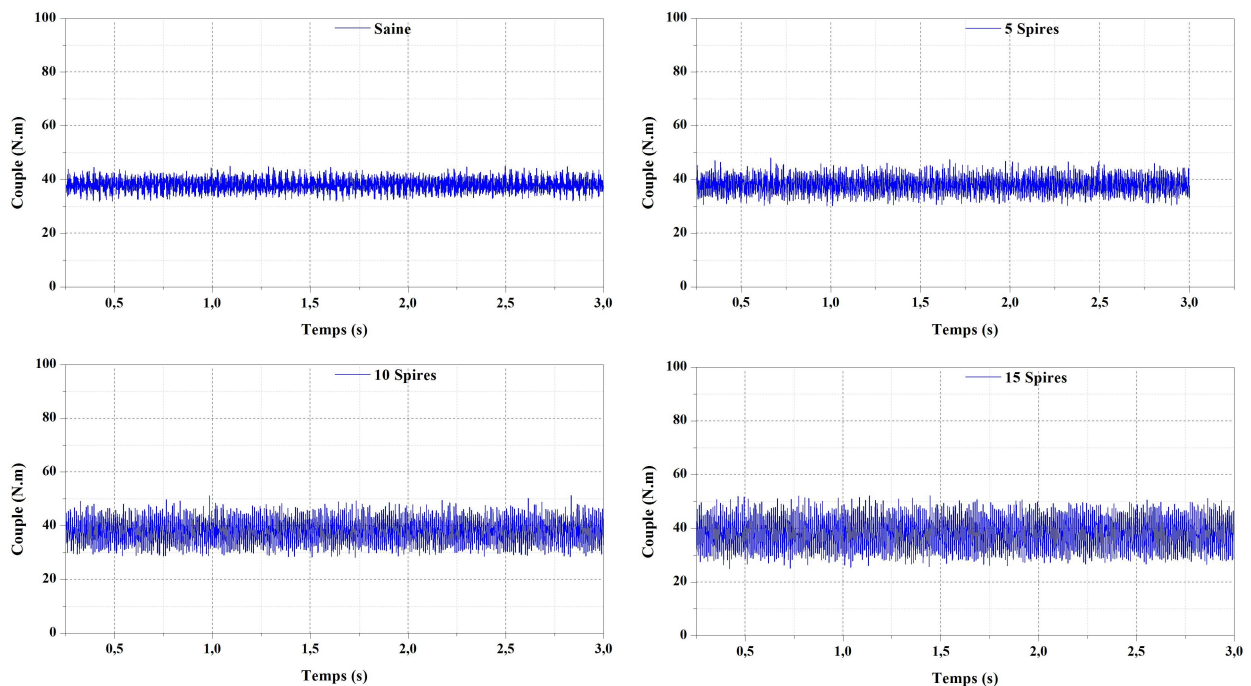


FIGURE III.14 – Évolution du couple électromagnétique

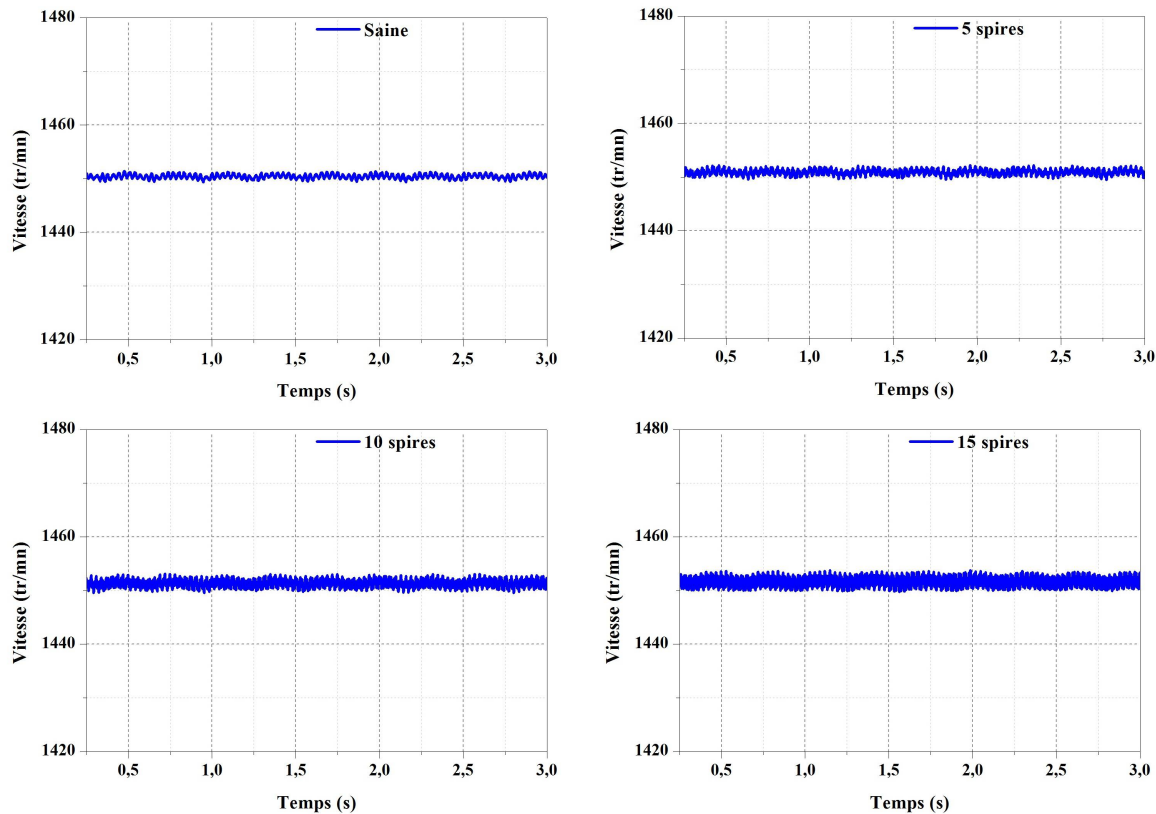


FIGURE III.15 – Évolution de la vitesse de rotation

Nous remarquons que le comportement du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation est affecté par le défaut. Cependant, le taux d'oscillation du couple augmente et sa valeur moyenne baisse légèrement.

III.2.3 Modélisation de la MAS en présence de défauts Mécaniques

Dans ce chapitre, on étudiera un type des défauts mécaniques le plus fréquents dans les machines asynchrones, il s'agit de l'excentricité du rotor. On se limitera toutefois à simuler une excentricité dynamique et statique. Le type de simulation est le même que celui de la partie traitant les défauts électriques et des court-circuits entre spires : magnétiques transitoires, avec prise en compte du mouvement et du couplage des circuits. L'intérêt de l'étude réside dans l'analyse de l'influence des défauts sur certaines caractéristiques de fonctionnement telles que la distribution de l'intensité du champ magnétique dans l'entrefer, les courants dans les phases statoriques et la distribution des courants dans les barres rotoriques.

III.2.3.1 Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité dynamique

La géométrie, le circuit électrique et le maillage de la machine, objet de cette étude sont présentés dans le chapitre II. Ce modèle correspond à une machine à cage d'écureuil de $5,5\text{kW}$, $3 \times 400\text{V}$, 50Hz , 1455tr/min et 4 pôles. La machine comprend 48 encoches statoriques (région non magnétique), 28 barres rotoriques, un entrefer de $0,5\text{mm}$ d'épaisseur et les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques. L'arbre et la carcasse du moteur sont

en acier, et la carcasse est de 5mm d'épaisseur. les paramètres ainsi que les dimensions de la machine étudiée sont donnés en annexe A et B.

Création de l'excentricité dynamique :

Le majeur problème dans cette partie est l'introduction de l'excentricité dynamique dans le modèle en éléments finis de la machine asynchrone étudiée. L'introduction de ce type de défaut rend la géométrie de la machine non symétrique et l'opération de maillage devient plus compliquée et, par conséquent, il est nécessaire de régénérer un nouveau maillage à chaque point de simulation. Cela nécessite un temps de calcul très grand et un espace de stockage important.

L'excentricité dynamique est introduite dans le modèle des éléments finis de la machine asynchrone par le déplacement de l'ensemble en mouvement, d'une petite distance δ du centre de rotation qui coïncide avec l'axe du stator. Ce déplacement définit le degré de l'excentricité dynamique par rapport à la valeur de l'entrefer [53–55].

Nous simulerons le modèle de la machine asynchrone pour trois degrés d'excentricité dynamique et pour trois niveaux de charge. Nous considérons que la charge a une inertie suffisante pour imposer une vitesse de rotation constante. Les différents cas de simulation sont donnés dans le tableau III.1 :

	Charge (30%)	Charge 50%	Charge 75%
Machine Saine	X	X	X
Machine 15% DE	X	X	X
Machine 30% DE	X	X	X
Machine 50% DE	X	X	X

TABLE III.1 – Différents cas de simulation

Afin de montrer les différentes caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone en présence de l'excentricité dynamique, et de tirer les caractéristiques fréquentielles qui peuvent donner des informations utiles sur le défaut. Les simulations avec les degrés d'excentricité dynamique de 15%, 30% et 50% ont été effectuées sur une période de 3s pour un pas de $0,001\text{s}$. Le pas de simulation définit la résolution en fréquence des signaux obtenus et son amélioration nécessite un temps de calcul trop long. Les figures III.16 et III.17 illustrent les allures des courants statoriques absorbés par la phase a et le couple électromagnétique en régime permanent pour les différents cas de simulation.

Après une phase transitoire qui dure $0,2\text{s}$, ces grandeurs atteignent leur régime permanent. Durant ce régime, le couple électromagnétique subit des petites oscillations générées par la présence du défaut d'excentricité dynamique dans la machine. Les courants statoriques sont modulés et une légère modulation d'amplitude apparaît sur le diagramme des trois courants Figure III.16.

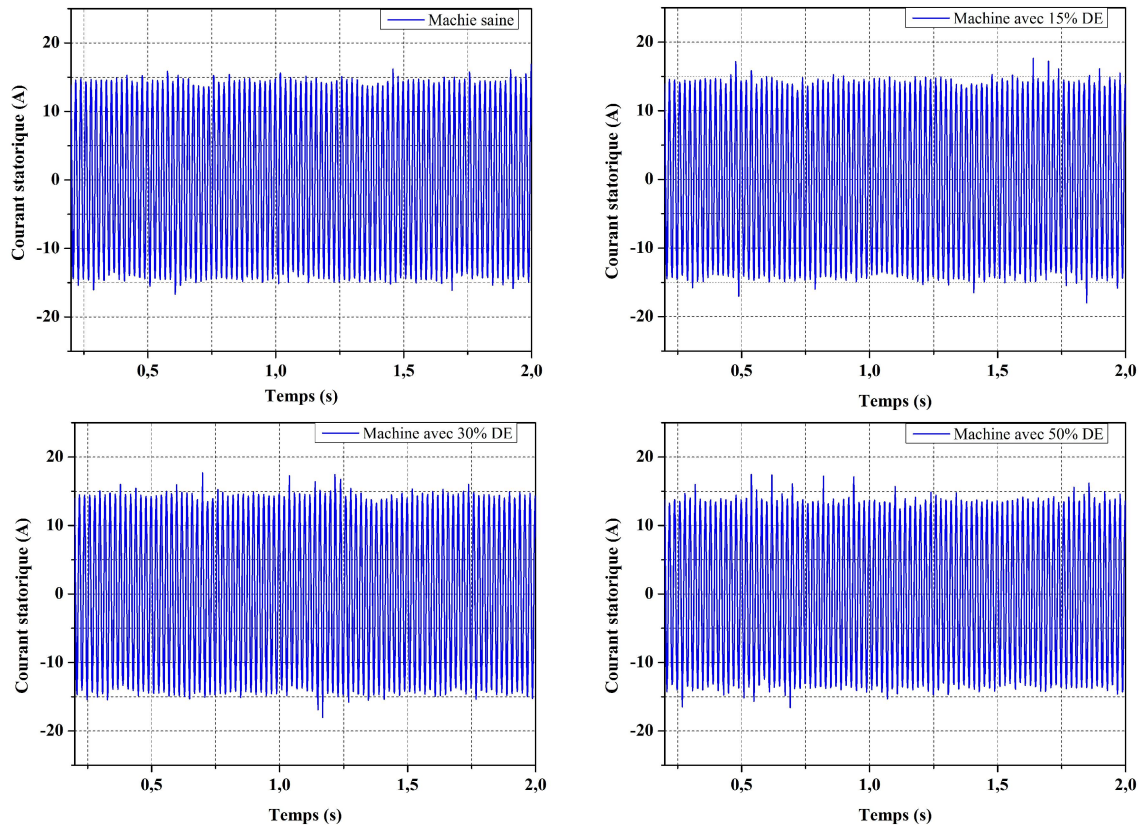


FIGURE III.16 – Courants dans la phase statorique pour une charge de 50%

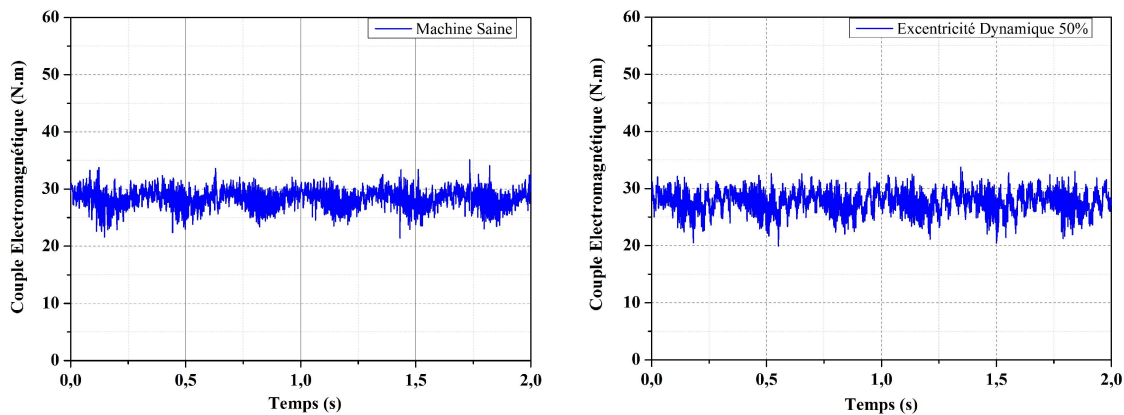


FIGURE III.17 – Couple électromagnétique

Analyse de l'induction d'entrefer :

L'observation visuelle des signatures du courant et du couple électromagnétique ne permet pas d'identifier les machines défectueuses à cause de la légère modification apportée. Le calcul de l'induction le long de l'entrefer permet de voir le changement provoqué par l'excentricité dynamique pendant la rotation du rotor autour de son nouvel axe. Les figures III.18, III.19 et III.20 présentent l'intensité de l'induction magnétique dans l'entrefer à l'instant $t = 3s$ pour les trois degrés de l'excentricité dynamique avec une charge de 75% de la valeur nominale.

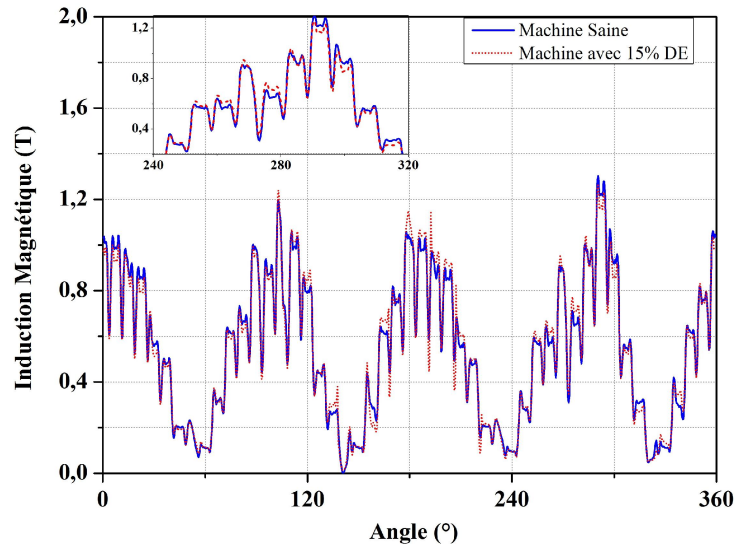


FIGURE III.18 – Induction magnétique dans l'entrefer pour 15% DE

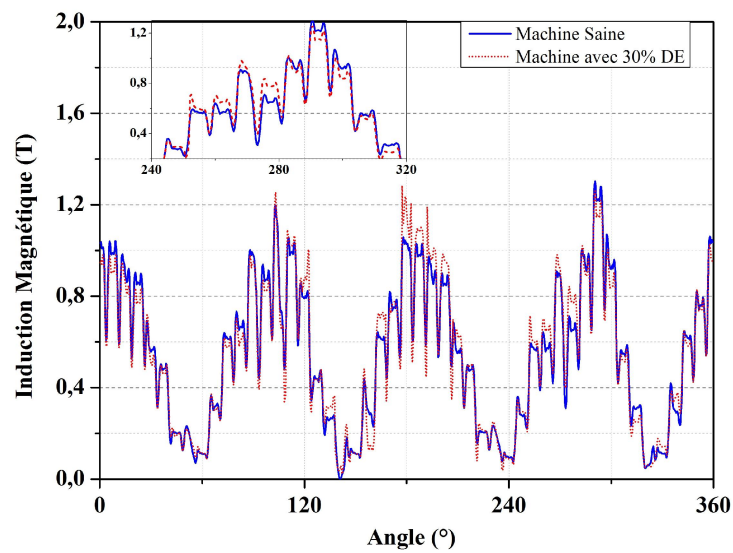


FIGURE III.19 – Induction magnétique dans l'entrefer pour 30 % DE

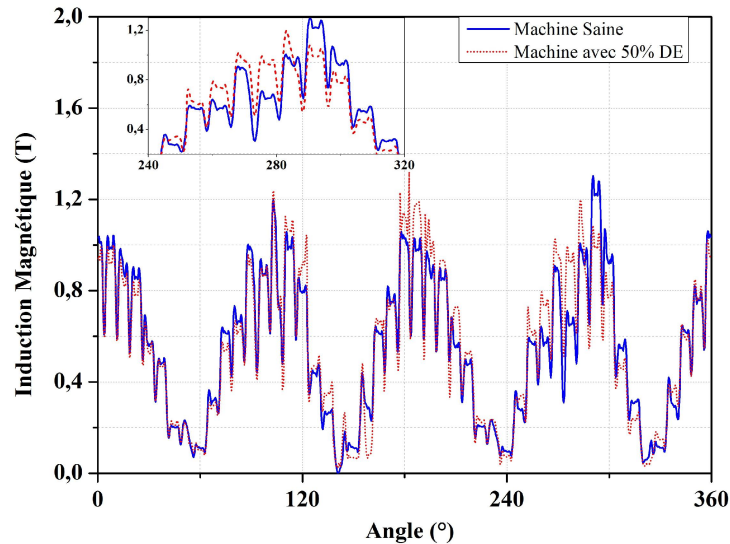


FIGURE III.20 – Induction magnétique dans l'entrefer pour 50% DE

En analysant les allures de l'induction magnétique on constate une augmentation du flux dans la zone correspondant au minimum de l'entrefer et une diminution correspondant au maximum d'entrefer. Cette modification est clairement observée pour tous les degrés de l'excentricité dynamique mais augmente avec la sévérité du défaut. En général, l'excentricité dynamique crée des harmoniques variables dans le temps et dans l'espace.

III.2.3.2 Modélisation de la machine asynchrone en présence de l'excentricité statique

Une excentricité statique correspond à un état où l'entrefer n'est pas uniforme. Il est constant en fonction du temps pour tout point donné du stator, et ainsi la machine ne présente pas de balourd mécanique. Nous pouvons alors dire que l'entrefer varie spatialement mais pas dans le temps. Cela signifie que d'un point de vue fréquentiel, un capteur externe présentera donc un contenu très similaire au cas sain et n'introduira pas de fréquence particulière. En conséquence, si on observe la signature avec un seul capteur, on peut ne pas voir ce défaut ; il faut donc utiliser un deuxième capteur car la variation spatiale de l'entrefer et l'amplitude associée à la fréquence des pôles varie avec la position.

La géométrie, le circuit électrique et le maillage de la machine adoptés pour la simulation de l'excentricité statique sont similaires aux ceux choisis pour l'étude de l'excentricité dynamique.

Création de l'excentricité statique :

L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas. L'excentricité statique est introduite dans le modèle de la machine asynchrone de la même façon que pour l'excentricité dynamique, sauf que le déplacement se fait sur le stator par une petite distance δ du centre du stator tout en gardant l'axe du rotor coïncidant avec l'axe de la rotation. Ce déplacement définit le degré de l'excentricité statique par rapport à la valeur de l'entrefer.

Nous simulerons la machine asynchrone pour trois degrés de l'excentricité statique et pour une charge constante. Nous considérons également que la charge a une inertie suffisante pour imposer une vitesse de rotation constante. Le défaut d'excentricité statique sera examiné pour trois degrés, 15%, 30 et 50 pour une charge fixe égale à 75% de la charge nominale. L'excentricité statique, comme tous les défauts mécaniques ne peut être identifié facilement sur des signaux de courant statorique, de la vitesse et du couple électromagnétique que dans les cas d'un défaut très important où les modulations de fréquence sont visibles sur les différents signaux. Afin d'observer l'effet de l'excentricité statique, nous présentons la distribution du flux magnétique le long de l'entrefer sur les figures III.21, III.22 et III.23.

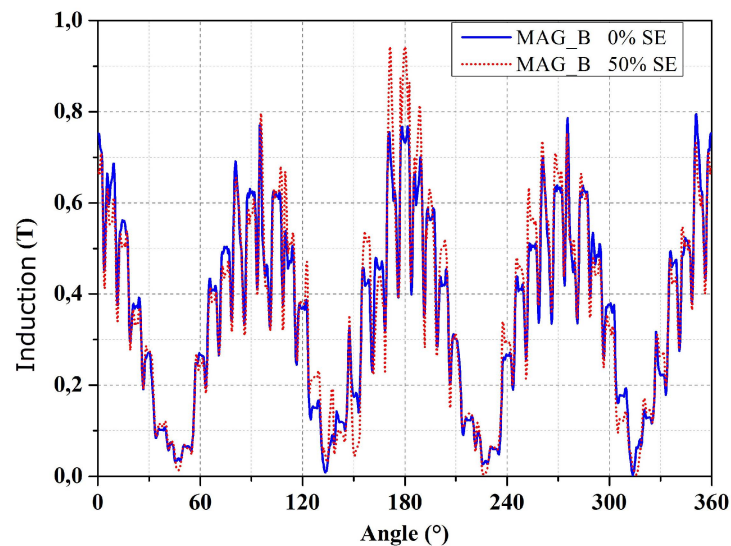


FIGURE III.21 – Distribution du flux magnétique pour 50% d'excentricité statique ($t=2s$)

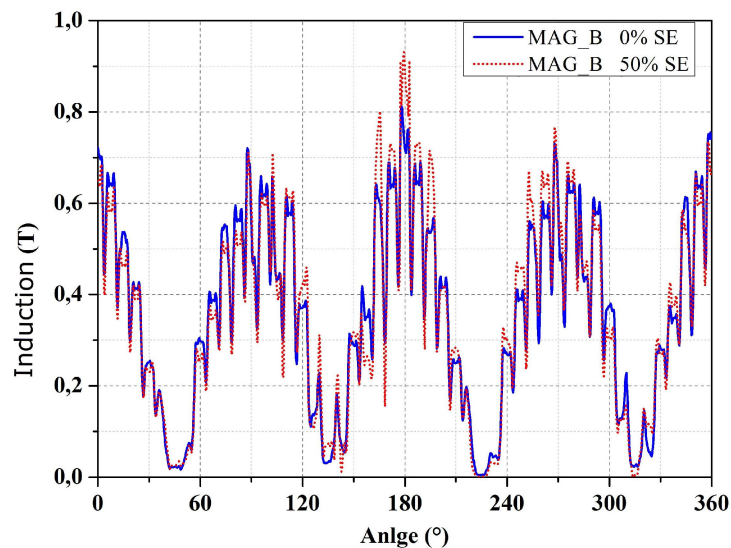


FIGURE III.22 – Induction magnétique pour 50% d'excentricité statique ($t=2,5s$)

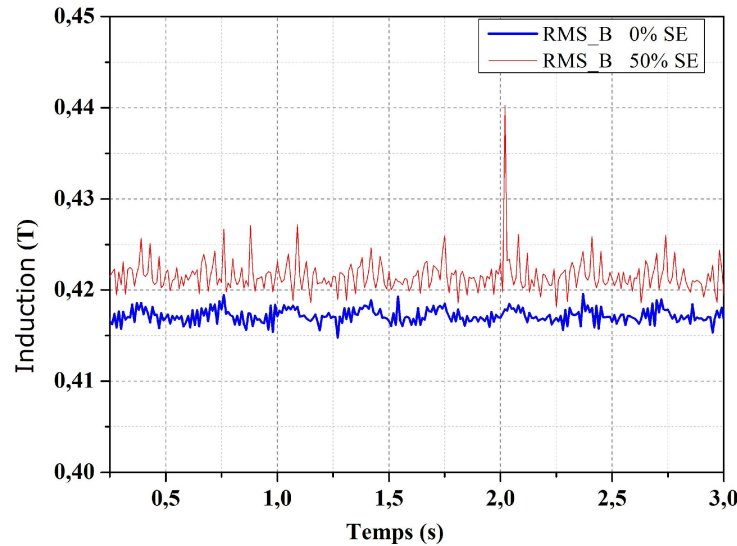


FIGURE III.23 – Valeur efficace de l'induction dans l'entrefer pour 50%d'excentricité statique

III.3 Étude expérimentale des défauts

Cette partie présente une étude expérimentale que nous avons effectuée en vue de la vérification des résultats théoriques obtenus par la simulation dans les chapitres précédents. Dans un premier temps, nous examinerons un type de défauts électriques et nous avons choisi la rupture des barres rotoriques. Dans une première partie on analyse le système sain (machine sans défaut), afin d'obtenir les signatures temporelle et fréquentielle de référence. La deuxième, est consacrée aux défauts mécaniques et l'excentricité dynamique choisie pour cette étude.

III.3.1 Étude pratique du défaut de rupture des barres rotoriques

III.3.1.1 Description du banc d'essai

L'objet de cette partie est de vérifier expérimentalement certaines propriétés établies pour des machines présentant des défauts rotoriques. Les propriétés concernent les courants absorbés, la vitesse, etc..., grâce aux capteurs installés. Le banc d'essai réalisé à cet effet comprend les équipements suivants :

Quatre machines asynchrones à cage : Quatre machines identiques (I, II, III et IV) font l'objet des vérifications expérimentales de la rupture du circuit électrique rotorique et leurs caractéristiques sont données au tableau III.2. Les machines II, III et IV sont les machines ayant fait l'objet des études théoriques du chapitre III. On réalise les défauts de barres cassées classiquement en perçant une barre et deux barres adjacentes.

Puissance nominale $4kW$	4	KW
Tension nominale	220/380	V
Courant nominal	15.3/8.83	A
Vitesse nominale	1435	tr/mn
Facteur de puissance	0.83	
Nombre de paires de pôles	2	
Nombre d'encoches statoriques	36	
Nombre de barres rotoriques	28	
Nombre de spires en série par phase	156	
Inertie de la machine	0.025	$Kg.m^2$
Coefficient de frottement	0.002	$Kg.m^2/s$
Résistance d'une phase statorique	1.2	Ω
Coefficient de distribution	0.958	

TABLE III.2 – Caractéristiques principales des machines asynchrones à cage

Les quatre machines sont construites pour nos besoins de diagnostic avec des défauts rotoriques comme suit :

- Machine saine pour l'utilisation de ses signaux comme référence pour la détection des défauts.
- Machine avec une barre rotorique cassée.
- Machine avec deux barres adjacentes rotoriques cassées.
- Machine avec une portion d'anneau de court-circuit enlevée.

La machine utilisée a été fournie par la société Algérienne de fabrication Electro-Industrie. Le modèle présenté dans chapitres II a été élaboré sur la base des caractéristiques techniques de cette machine. La figure III.28 présente le banc d'essais et de mesure utilisé.

La figure III.24 montre les différents rotors utilisés avec défauts.

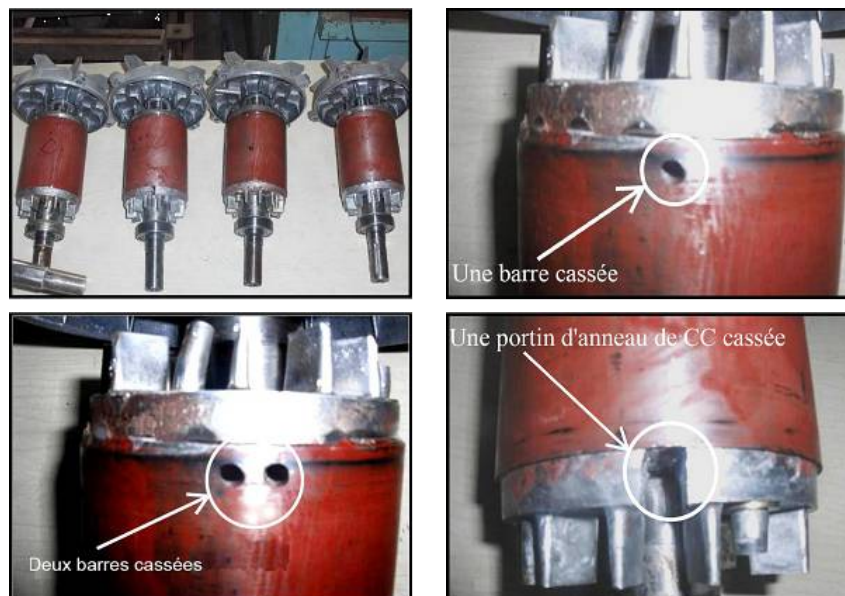


FIGURE III.24 – Différents types de défauts utilisés, (sain et défectueux)

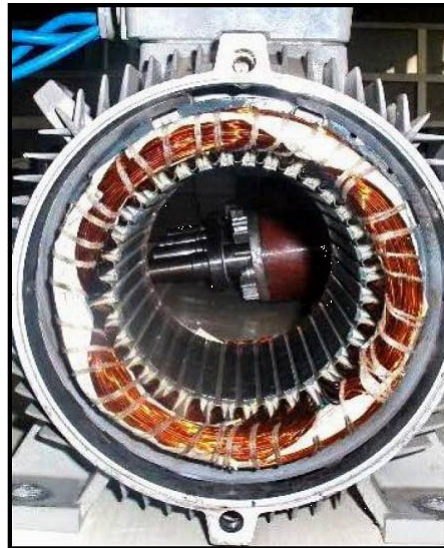


FIGURE III.25 – Stator de la machine

Génératrice à courant continu : pour avoir un fonctionnement en charge, nous avons utilisé une génératrice à courant continu afin d'obtenir un couple résistant, cette génératrice a une puissance utile de $2,4kW$, ce qui limite la charge maximale aux environs de 70 de la charge nominale de la machine asynchrone utilisée.

Génératrice tachymétrique : montée directement sur l'arbre de la machine pour relever le signal de la vitesse.

Capteurs de courant et de tension : ce sont des capteurs à effet Hall très sensibles et ils peuvent capter des signaux avec des fréquences qui peuvent aller jusqu'à $200kHz$. L'utilisation de ces capteurs nécessite la connaissance de leurs caractéristiques surtout les valeurs maximales du courant et de la tension à relever. Pour ce faire, le conditionnement du signal est fortement recommandé afin de protéger les capteurs. La figure III.26. présente une carte réalisée au Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE-ENP) en vue de conditionner et rassembler les différents signaux.

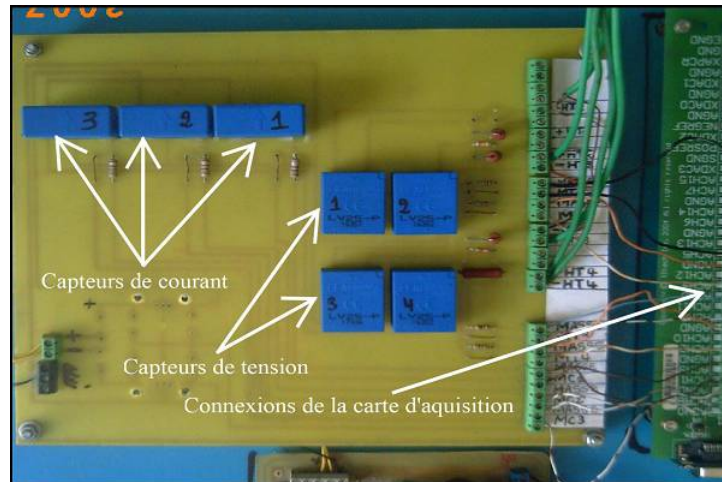


FIGURE III.26 – Carte pour le conditionnement des signaux

Carte d'acquisition : Une carte d'acquisition *IOTEQ/DAQ – séries – 1005* ayant une fréquence d'échantillonnage de $200kHz$, 16 entrées analogiques, 16 entrées digitales et toutes les entrées peuvent être utilisées comme des sorties. La carte est montée dans un ordinateur et connectée à la carte de conditionnement par câble série pour le transfert des données. De plus la carte a une compatibilité avec plusieurs logiciels comme MATLAB, LABVIEW...etc. Dans notre travail nous avons utilisé seulement le logiciel qui équipe la carte DAQVIEW. Ce dernier réalise toutes les tâches nécessaires, telles que les :

- Variations de la fréquence d'échantillonnage,
- Variation du nombre de points à relever,
- Enregistrements d'un fichier de données sur différents formats (MAT, ASCII, DAT,...etc)
- Visualisation des signaux en temps réel,
- Relevés de plusieurs signaux en même temps,
- Analyses fréquentielles,

La figure III.27 représente le schéma de montage préparé au laboratoire incluant tous les éléments pré-citées. Ce montage permet de relever :

- les trois courants de phases statoriques,
- les trois tensions statoriques,
- la vitesse de rotation,

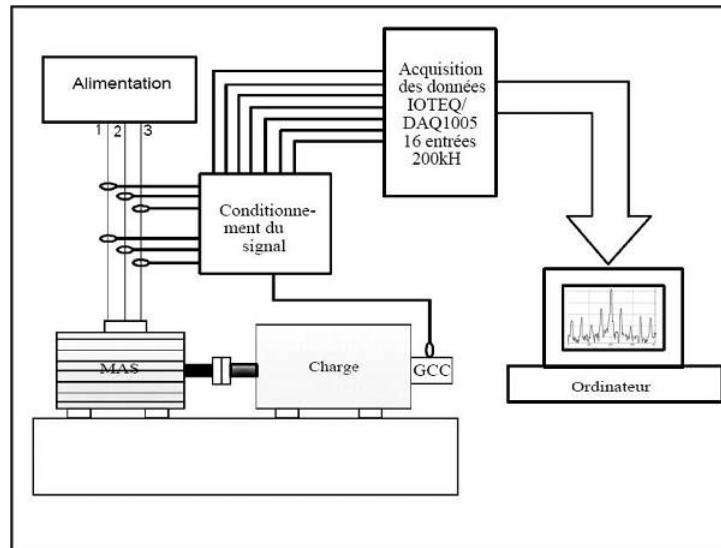


FIGURE III.27 – Schéma de montage

Pour une meilleure résolution en fréquence et pour éviter l'interférence entre les harmoniques, il faut choisir une bonne configuration pendant l'acquisition des signaux. Pour ce faire nous avons choisi :

- Une fréquence d'échantillonnage de 10kHz ,
- Une durée 10s d'enregistrement pour donner un nombre total de 10^5 points d'enregistrement ;

$$R = \frac{10000}{100000} = 0.1\text{Hz},$$

A l'aide du montage précédent, nous avons effectué des essais pour relever la signature des courants statoriques, des tensions statoriques et de la vitesse de rotation pour les quatre machines, pour un essai en fonctionnement en charge (70) de la charge nominale.

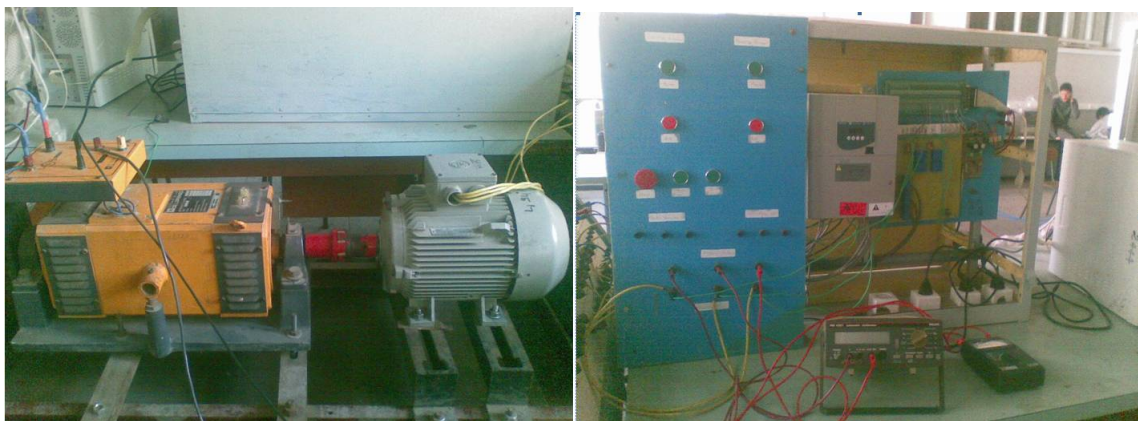


FIGURE III.28 – Vue générale du banc d'essais

Courants statoriques en régime permanent et en régime transitoire Nous comparons les courants qui parcourent la phase statorique. Les signaux du courant I_a pour les trois cas, sont donnés aux figures III.29 et III.30.

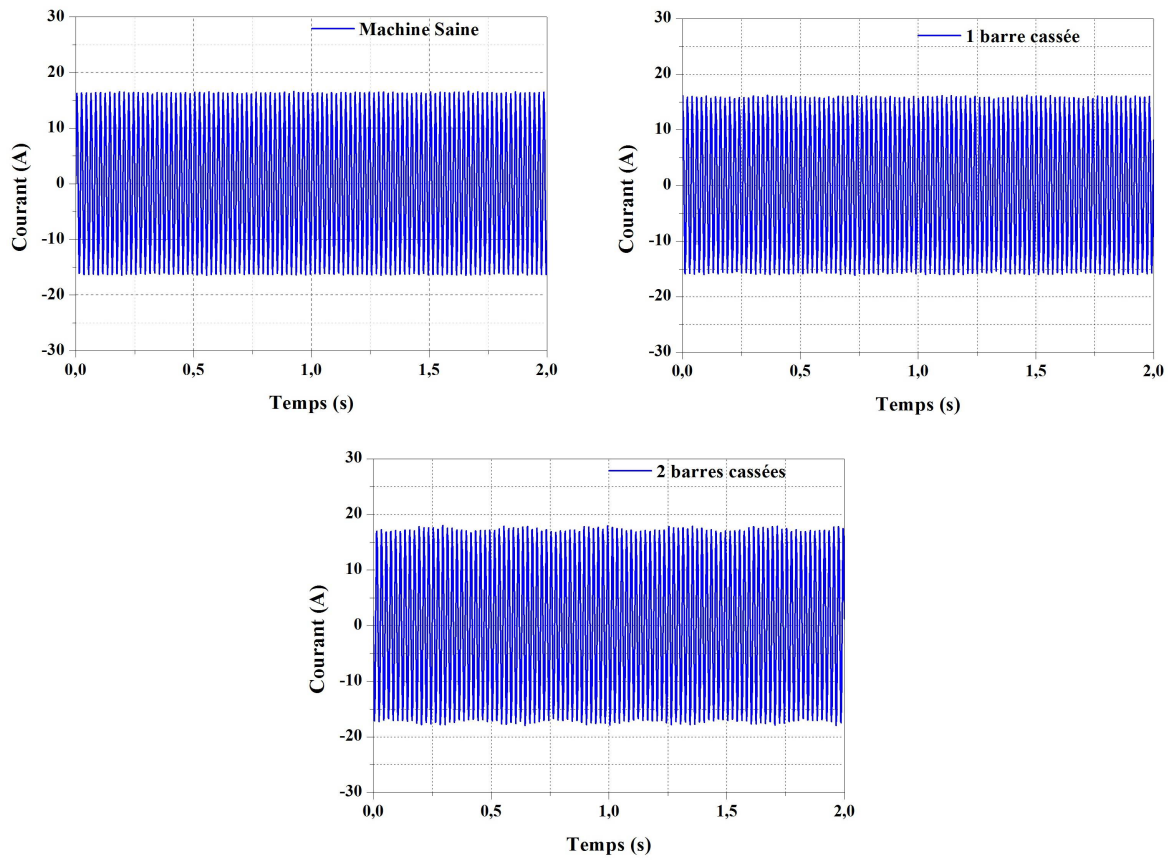


FIGURE III.29 – Courant Statorique en Régime Permanent pour les trois cas

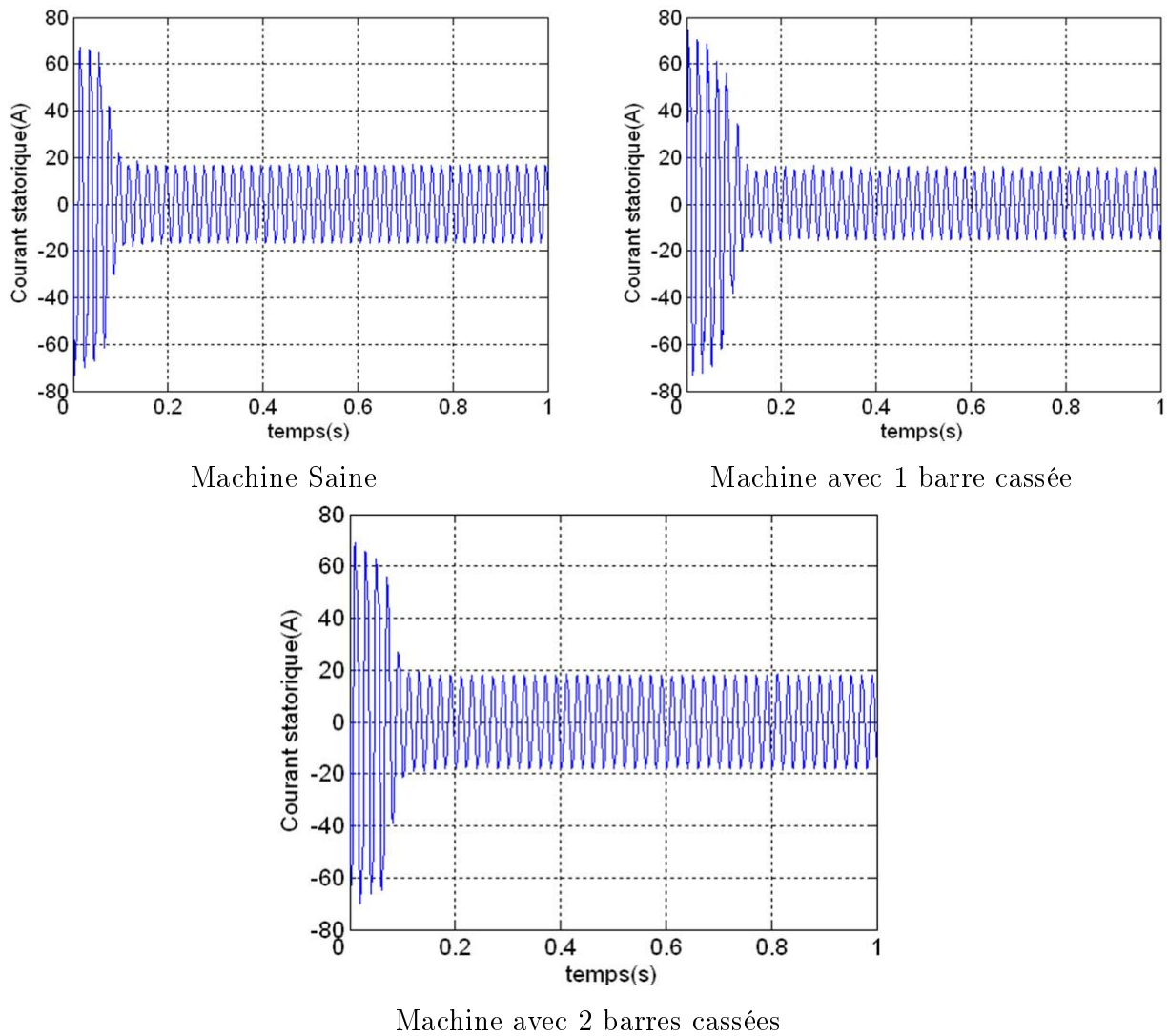


FIGURE III.30 – Courant statorique en régime transitoire pour les trois cas

La modulation du courant statorique est présentée à la figure III.31. Cette modulation devient plus visible à partir de la rupture de la deuxième barre.

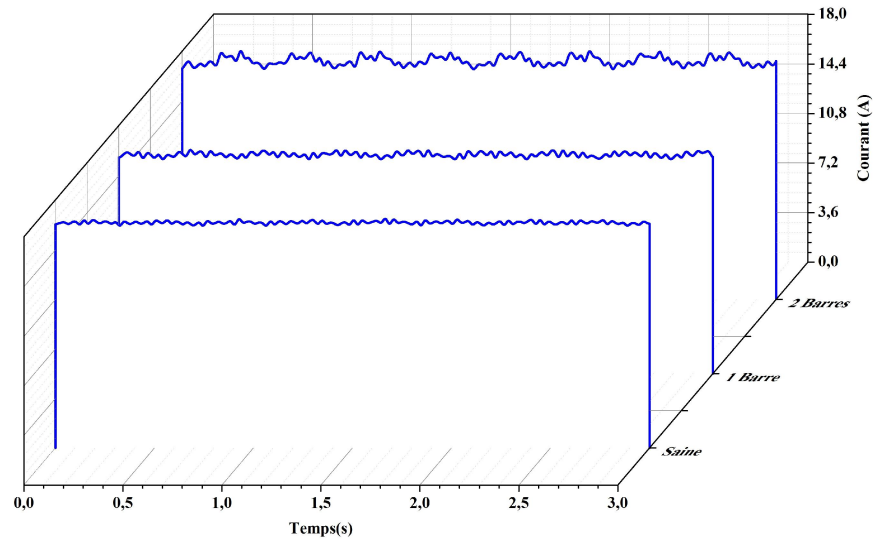


FIGURE III.31 – Enveloppe des courants statoriques

Nous pouvons également constater sur la figure III.32 des oscillations importantes sur la caractéristique de vitesse de rotation. L'amplitude des oscillations augmentent avec le nombre des barres cassées.

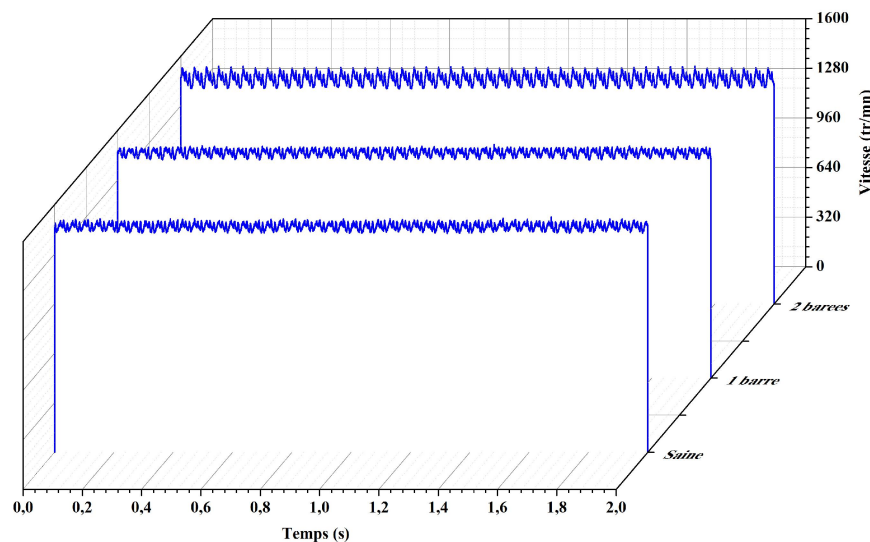


FIGURE III.32 – Évolution de la vitesse de rotation

III.3.2 Étude pratique des défauts mécaniques

Les tests pratiques que nous présentons pour les défauts sont effectués au laboratoire LAPLACE de l'ENSEEIH (Toulouse). Ce banc d'essais a été utilisé pour analyser les défauts d'excentricité dynamique, le désalignement et les oscillations du couple de charge. Pour cela, nous disposons de deux machines (une machine saine et une autre présentant 50% d'excentricité dynamique) de $5,5\text{kW}$ de puissance et de 35N.m de couple nominal. Ces machines

sont alimentées par un variateur de vitesse industriel fonctionnant en boucle ouverte. Elles sont couplées séparément à une génératrice à courant continu qui débite sur une boîte de charge résistive. Grâce à des capteurs, les trois tensions, les trois courant de ligne, la vitesse, le couple et les vibrations sont mesurés et transmis vers un PC équipé de deux cartes d'acquisition. Pour couvrir les commutations du variateur de vitesse qui fonctionne avec une fréquence de découpage de $3kHz$, l'acquisition des signaux mesurés a été choisie égale à $25,6kHz$. Les machines sont testées pour trois niveaux de charge : 30%, 50% et 75 de la charge nominale. La charge maximale ne peut être atteinte, à cause de la puissance limitée de la génératrice à courant continu. Le tableau III.3 résume les principales caractéristiques de la machine asynchrone.

Puissance nominale	5,5	<i>KW</i>
Tension nominale	400	<i>V</i>
Courant nominal	10,5	<i>A</i>
Vitesse nominale	1455	<i>tr/mn</i>
Facteur de puissance	0.87	
Nombre de paires de pôles	2	
Nombre d'encoches statoriques	48	
Nombre de barres rotoriques	28	

TABLE III.3 – Caractéristiques principales de la machine asynchrone

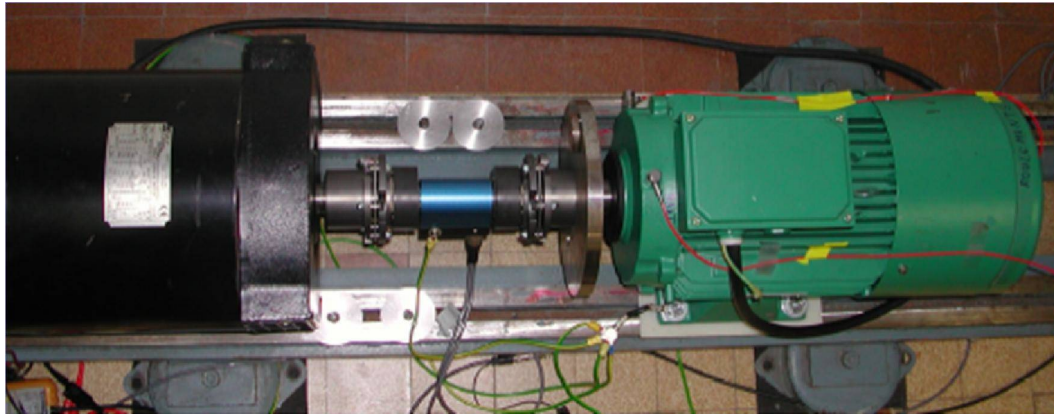


FIGURE III.33 – Banc d'essais pour l'étude des défauts mécaniques

III.3.2.1 Étude de l'excentricité dynamique

Pour obtenir une excentricité dynamique de 40%, les roulements à billes d'origine sont remplacés par d'autres roulements de même diamètre externe, mais de diamètre interne supérieur à celui du roulement d'origine. Des bagues en bronze sont ensuite usinées. Celles-ci possèdent un diamètre externe correspondant au diamètre interne des nouveaux roulements à billes ; elles possèdent par ailleurs un diamètre interne correspondant au diamètre de l'arbre. La périphérie 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 étant

de $0,4mm$, une excentricité dynamique de 50% du rotor par rapport au stator est ainsi introduite. Les figures III.34 et III.35 montrent les signatures du courant et de tension relevées en charge.

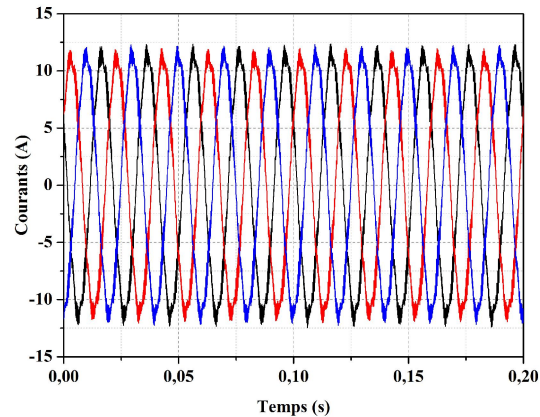


FIGURE III.34 – Courants statoriques à la sortie du variateur

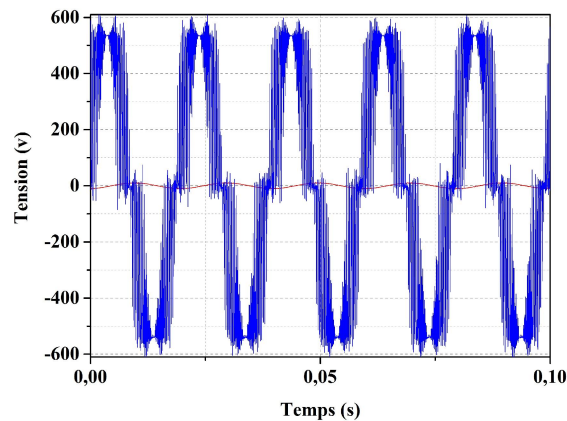


FIGURE III.35 – Tension composée à la sortie du variateur

La conséquence directe d'un entrefer non uniforme est le changement dans la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer. Ainsi les quantités qui sont des fonctions de la densité de flux d'entrefer seront modifiées également et il faut noter que :

- L'attraction magnétique asymétrique est une force radiale qui tend à accroître encore l'excentricité du rotor. En fait, l'attraction magnétique est asymétrique dans la direction de l'entrefer le plus petit, car la densité du flux est plus grande dans cette région.
- La distribution non uniforme du flux d'entrefer et le déséquilibre de l'attraction magnétique augmentent la vibration et le bruit de la machine.
- Les fréquences particulières dans le spectre courant statorique apparaissent.
- Les oscillations et la valeur moyenne du couple électromagnétique augmentent.

III.3.2.2 Étude des oscillations de la charge

Le défaut des oscillations du couple de charge est créé par l'insertion des masses de différents poids sur un disque rotatif avec l'arbre. Ce défaut, en quelque sorte artificiel, est choisi pour la validation des méthodes de diagnostic décrites dans le chapitre I. Par ailleurs, on peut supposer qu'un certain nombre de défauts comme le désalignement, le déséquilibre de charge, l'excentricité sont des défauts qui peuvent produire des oscillations du couple. Pour les niveaux de charge 30%, 50% et 75, les signaux avec différentes amplitudes d'oscillation Γc sont enregistrés. La plus petite valeur $\Gamma c = 0,03Nm$ correspond à environ 0,1% du couple nominal de charge tandis que la valeur la plus élevée est $\Gamma c = 0,22Nm$ est d'environ 6 du couple nominal. Les amplitudes d'oscillations de couple sont déterminées par des tests expérimentaux. La figure III.36 montre la procédure adoptée pour la création des oscillations.

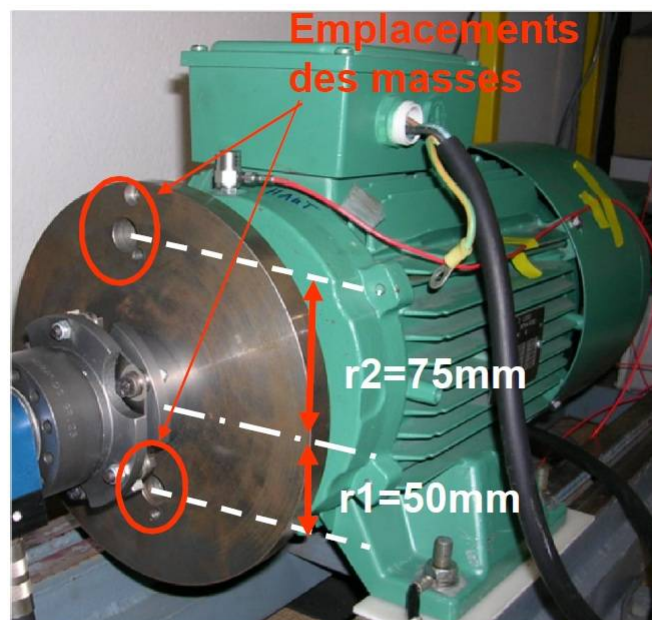


FIGURE III.36 – Création des oscillations du couple de charge

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce modèle a permis de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu lors de l'apparition des déséquilibres causés par un défaut électrique ou mécanique.

La modélisation des défauts électriques et mécaniques a montré qu'un défaut localisé provoque des oscillations de couple, des modulations d'amplitude dans toutes les signatures et des vibrations. Nous avons également présenté des résultats obtenus par expérimentation sur deux machines asynchrones à cage d'écureuil de puissance $5,5kW$ et $4kW$ utilisées dans différents essais.

Chapitre IV

Application des techniques du traitement du signal au diagnostic

IV.1 Introduction

Dans cette partie du travail, nous allons appliquer les principales méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'approche signal. Dans un premier temps, l'analyse spectrale du courant statorique sera utilisée comme outil de détection classique pour différents défauts étudiés, tout en décrivant les limites de cette méthode. La deuxième approche de détection est basée sur l'analyse multi-résolution du courant statorique à l'aide de la transformée discrète en ondelettes et l'analyse temps-fréquence. Généralement la technique de traitement du signal peut être appliquée à plusieurs types de signaux mesurables afin d'extraire les informations sur le défaut et son ampleur.

IV.2 Application de l'analyse spectrale au diagnostic de défauts des machines asynchrones

Cette technique est très largement utilisée dans le domaine du diagnostic de défauts des systèmes. Les défauts sont traduits par l'apparition des composantes additionnelles et/ou par 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 déconnexion de la machine asynchrone de son alimentation. Exigeant uniquement des capteurs usuels de courant, de tension ou parfois de vitesse, les techniques à base de traitement numérique sont les techniques les plus économiques et les plus rapides, d'où leurs succès auprès des industriels.

IV.2.1 Application aux résultats de simulation

Dans cette partie, nous examinerons les signaux du courant statorique obtenus par la simulation numérique du modèle des éléments finis développé au chapitre II. Les signaux enregistrés pour les différents défauts sont présentés dans le chapitre III. Dans ce domaine la bande de fréquence réservée à l'analyse spectrale est limitée à cause du nombre des points de données et le choix du pas de simulation. L'augmentation du nombre de points mène à des calculs lourds et un espace de stockage relativement grand.

IV.2.1.1 Étude de défauts de rupture des barres rotoriques

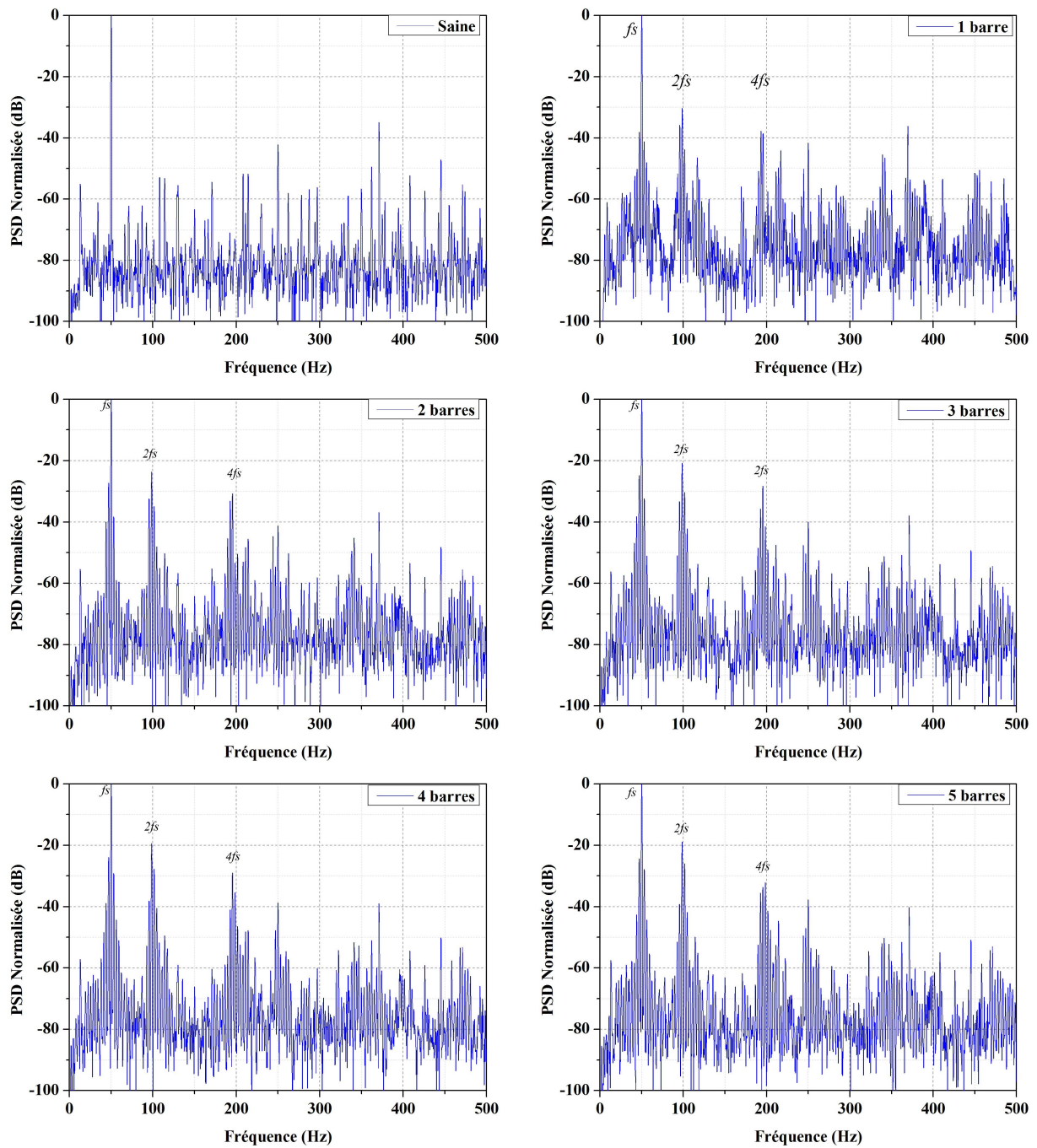
L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel pour la détection de la rupture des barres rotoriques reste la méthode la plus utilisée car le spectre résultant contient une source d'information sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2kg)fs$ dans le spectre du courant renseigne sur l'état de la cage rotorique.

On impose à ces machines une charge constante de l'ordre de 75% de celle nominale. Les simulations effectuées sont les suivantes :

- Machine saine sans défaut
- Machine avec 1 barre cassée
- Machine avec 2 barres cassées
- Machine avec 3 barres cassées
- Machine avec 4 barres cassées
- Machine avec 5 barres cassées

Les figures IV.1 et IV.2 illustrent l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent, correspondant aux cinq machines dans la plage $[0-500]Hz$ et dans la plage $[0-100]Hz$. Pour la bande $[0-500]Hz$, la PSD montre une augmentation dans les différentes composantes de fréquence pour les machines avec défaut. Dans la bande de fréquence $[0-100]Hz$, le spectre montre clairement l'augmentation de l'amplitude des composantes latérales proches du fondamental. Les premières composantes de fréquence $(1 \pm 2.g).fs$ apparaissent plus nettement en fonction du nombre des barres cassées. Connaissant le glissement de chaque machine, nous pouvons calculer la fréquence des composantes latérales en utilisant l'expression $(1 \pm 2.k.g).fs$.

Grasse à ces techniques de l'estimation de la PSD, il est toujours possible d'améliorer la séparation entre la machine saine et celles défectueuses. En pratique, 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 l'induction magnétique dans l'entrefer, ce qui génère dans le spectre du courant statorique des composantes de faible amplitude mais de fréquence identique 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.

FIGURE IV.1 – Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0-500] Hz$ du courant statorique

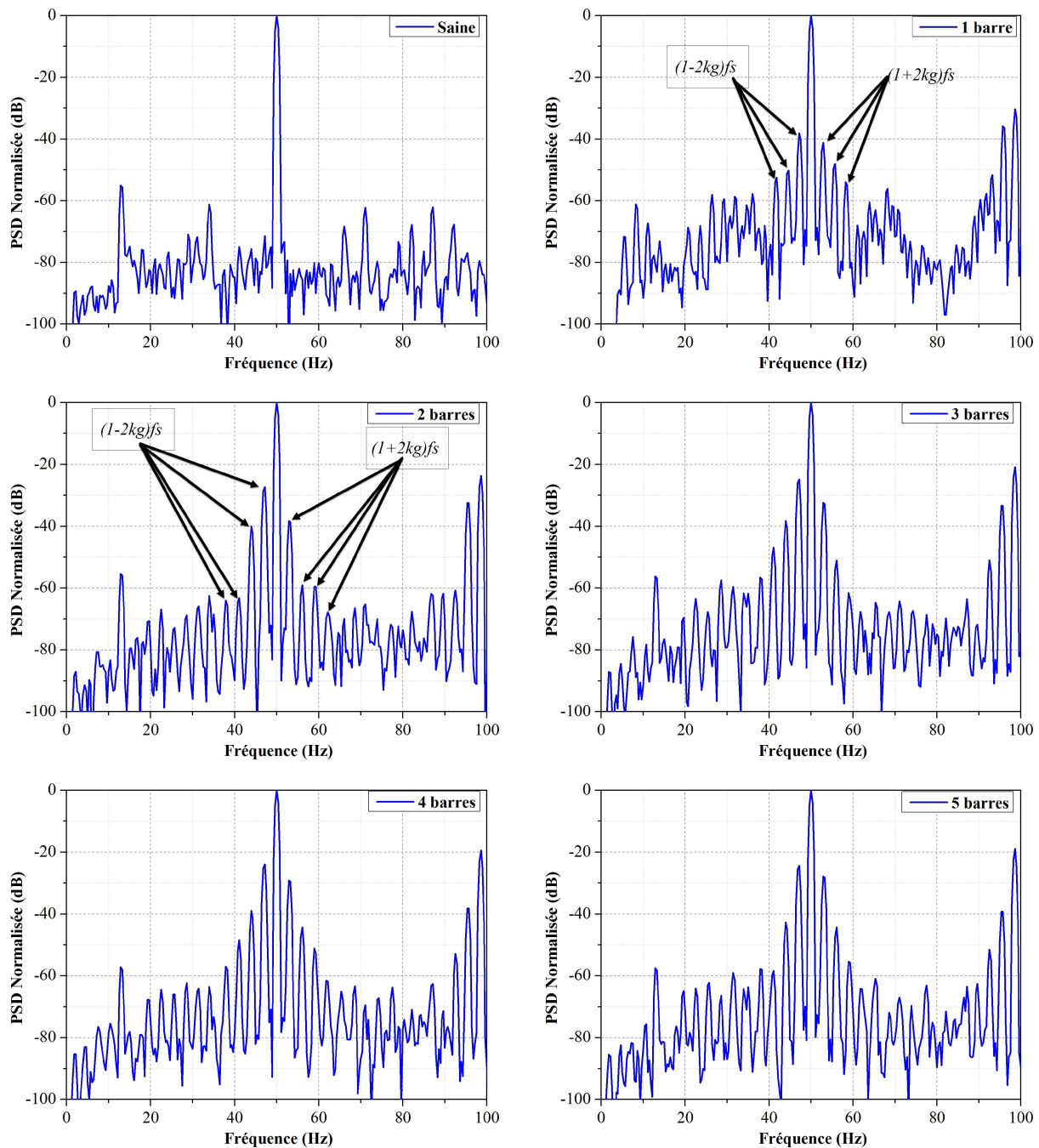


FIGURE IV.2 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 100]Hz$ du courant statorique

La rupture d'une barre de la cage rotorique produit une perturbation importante de la distribution du flux magnétique dans l'entrefer alors que les défauts tels que l'excentricité du rotor par rapport au stator, l'ovalisation du rotor ou encore une simple variation du couple de charge produise une perturbation générant des champs tournants harmoniques plus faibles. Par exemple, une variation du couple de charge de fréquence $2gfs$, induit dans le spectre du courant statorique, des composantes situées aux mêmes fréquences que celles créées par une rupture de barre. Cependant, ce type de variation possède une très faible influence sur

les composantes fréquentielles présentes dans la partie « haute fréquence » du spectre. En d'autres termes, les composantes de fréquence $(x(1-g)(1+2\eta)g).fs$ ne sont pas perturbées par ce type de défaut mécanique. Par conséquent, une analyse de l'amplitude des composantes harmoniques $(1\pm 2.k.g).fs$ permet de discerner un défaut rotorique de type barre cassée d'un défaut mécanique de type variation du couple de charge.

IV.2.1.2 Étude des défauts de court-circuit entre spires

Les court-circuits entre spires de la même phase peuvent apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches ; Ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de la bobine. Ce type des défauts peut être détectés par l'analyse spectrale du courant statorique en surveillant la composante de fréquence $3fs$ qui correspond au troisième harmonique [2]. Cet harmonique est également prend naissance lors d'un déséquilibre dans les tensions statoriques.

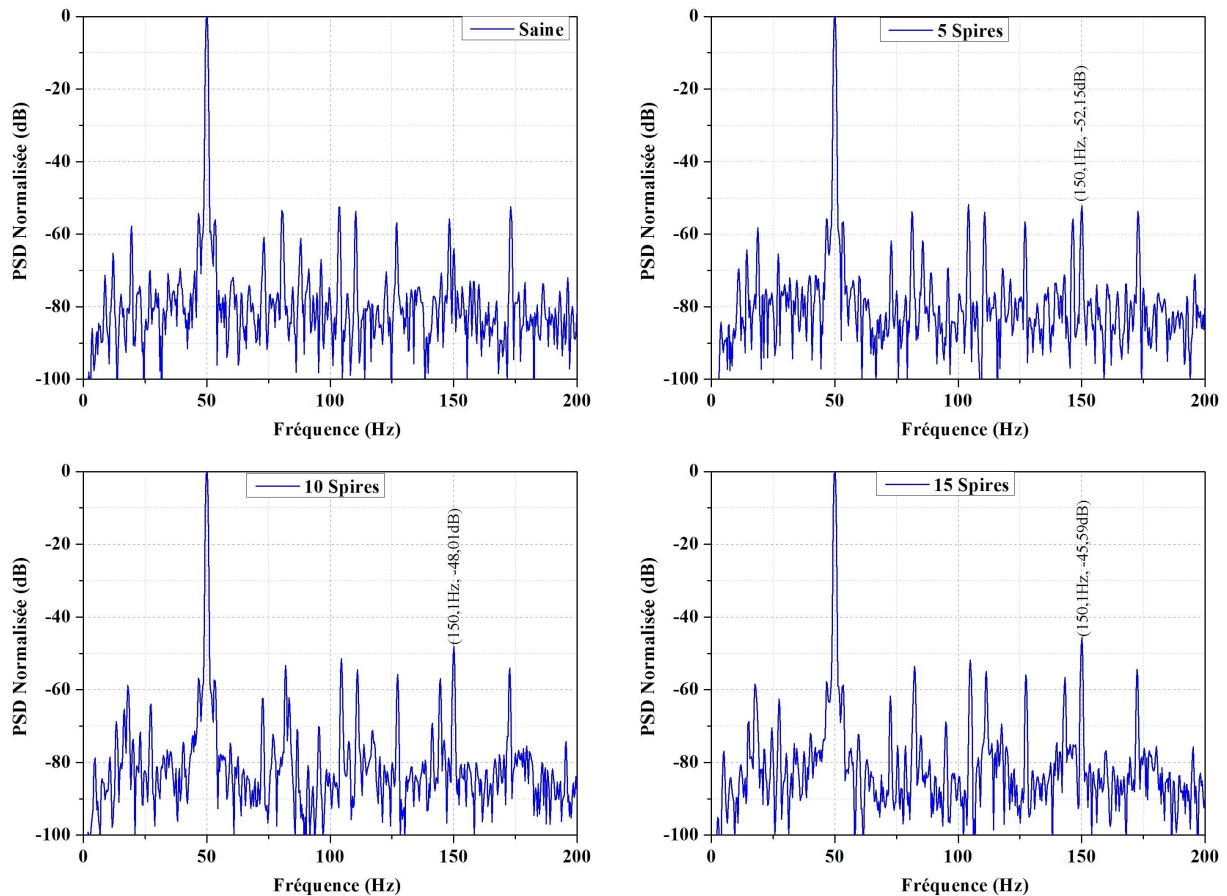
Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor. Le défaut peut être détecté en montant quatre enroulements symétriques dans les quatre quadrants du cercle du moteur. Les composantes fréquentielles à détecter dans le flux axial sont données par :

$$f_{cc} = fs \left[k \pm n \frac{(1-g)}{p} \right] \quad (\text{IV.1})$$

où p est le nombre de paires de pôle, fs est la fréquence d'alimentation électrique, $k = 1, 3$ et $n = 1, 2, \dots, (2p-1)$ et g est le glissement. La technique de détection basée sur le flux axial fonctionne très bien même en présence des harmoniques électriques comme dans le cas de moteur asynchrone alimenté par onduleur [2].

La modélisation et l'expérimentation ont montré que ces défauts se traduisent par une asymétrie dans les impédances de la machine ce qui cause un déséquilibre dans les courants statoriques. Cependant, une source d'alimentation déséquilibrée ou saturation de la machine peuvent être à l'origine de ce problème [3].

La figure IV.3 montre l'analyse spectrale du courant statorique dans le cas d'un court-circuit entre spires. La PSD montre clairement l'apparition de la composante $3gfs$ dans les cas correspondants aux machines défectueuses.

FIGURE IV.3 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0–200] Hz$ du courant statorique

IV.2.1.3 Étude des Défauts d'excentricité Dynamique

Les résultats de simulation pour l'étude de l'excentricité dynamique sont traités par le calcul de la PSD. Les différents cas de simulation sont les suivants :

- Machine avec 15% d'excentricité dynamique pour une charge de 30%, 50% et 75%
- Machine avec 30% d'excentricité dynamique pour une charge de 30%, 50% et 75%
- Machine avec 50% d'excentricité dynamique pour une charge de 30%, 50% et 75%

Toute excentricité dans l'entrefer modifie la densité du flux magnétique, il y a lieu donc de surveiller les composantes fréquentielles dans le spectre du courant statorique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

$$f_{ecc} = f_s \left[1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right] \quad (IV.2)$$

où $k = 1, 2, 3, \dots$

La fréquence $f_s \frac{(1-g)}{p}$ représente la fréquence rotorique f_r . Par conséquent l'équation IV.2 devient :

$$f_{ecc} = f_s \pm f_r \quad (IV.3)$$

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. 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 [2, 3].

Les déséquilibres mécaniques provoquent deux harmoniques du premier rang du courant. En raison de l'interaction des courants et des tensions, ces deux harmoniques du courant se traduisent par une seule composante harmonique dans le spectre de la puissance électrique. Des nombreux travaux [2–4, 12] montrent que la composante sur la puissance est plus facile à localiser que celle sur le courant.

Les figures IV.4, IV.5 et IV.6 illustrent l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent de la machine saine ainsi que celle présentant une excentricité dynamique de 15, 30% et 50 en fonctionnant à 30%, 50% et 75% de la charge nominale respectivement, dans la plage de fréquence $[0 - 150\text{Hz}]$. Nous constatons clairement l'apparition des composantes $(f_s \pm f_r)$ dans tous les spectres pour les machines défectueuses.

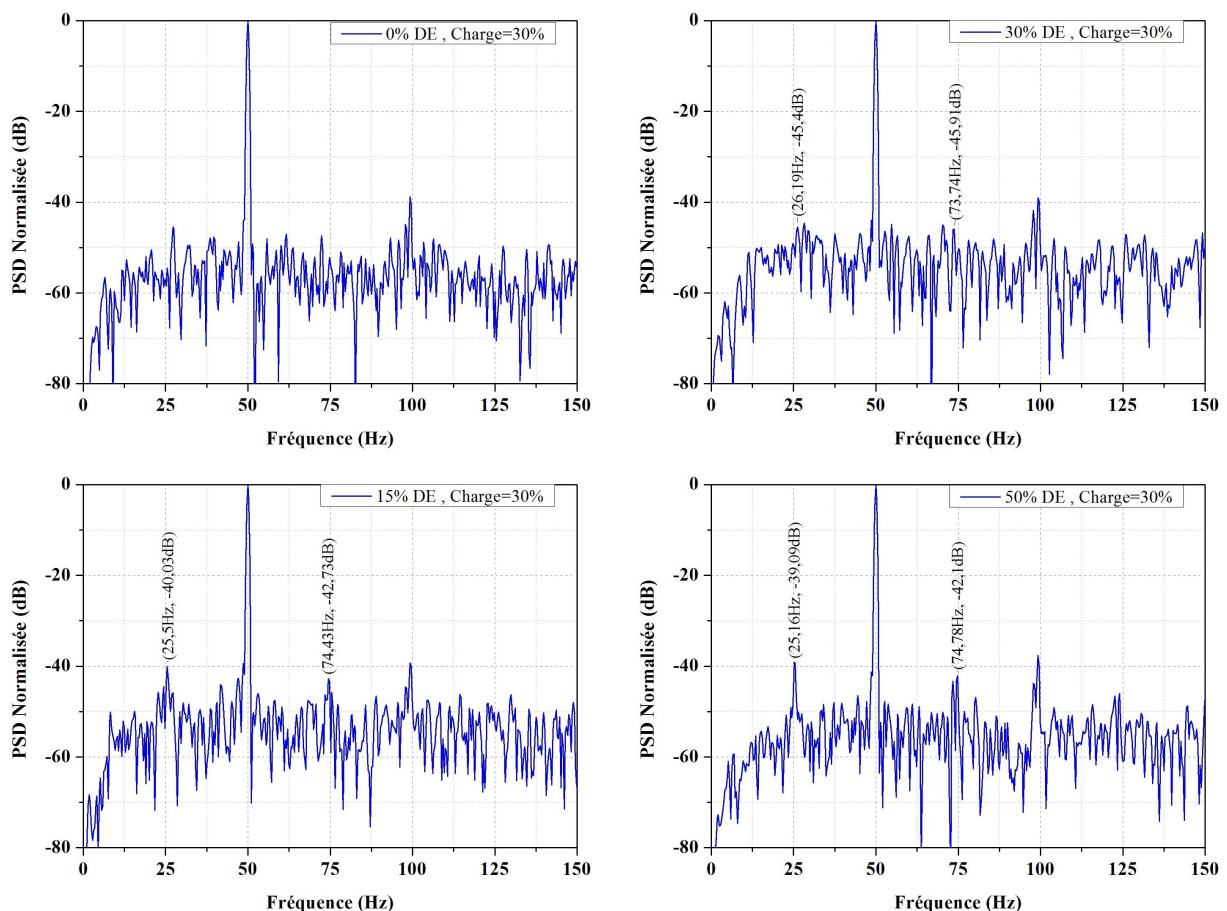
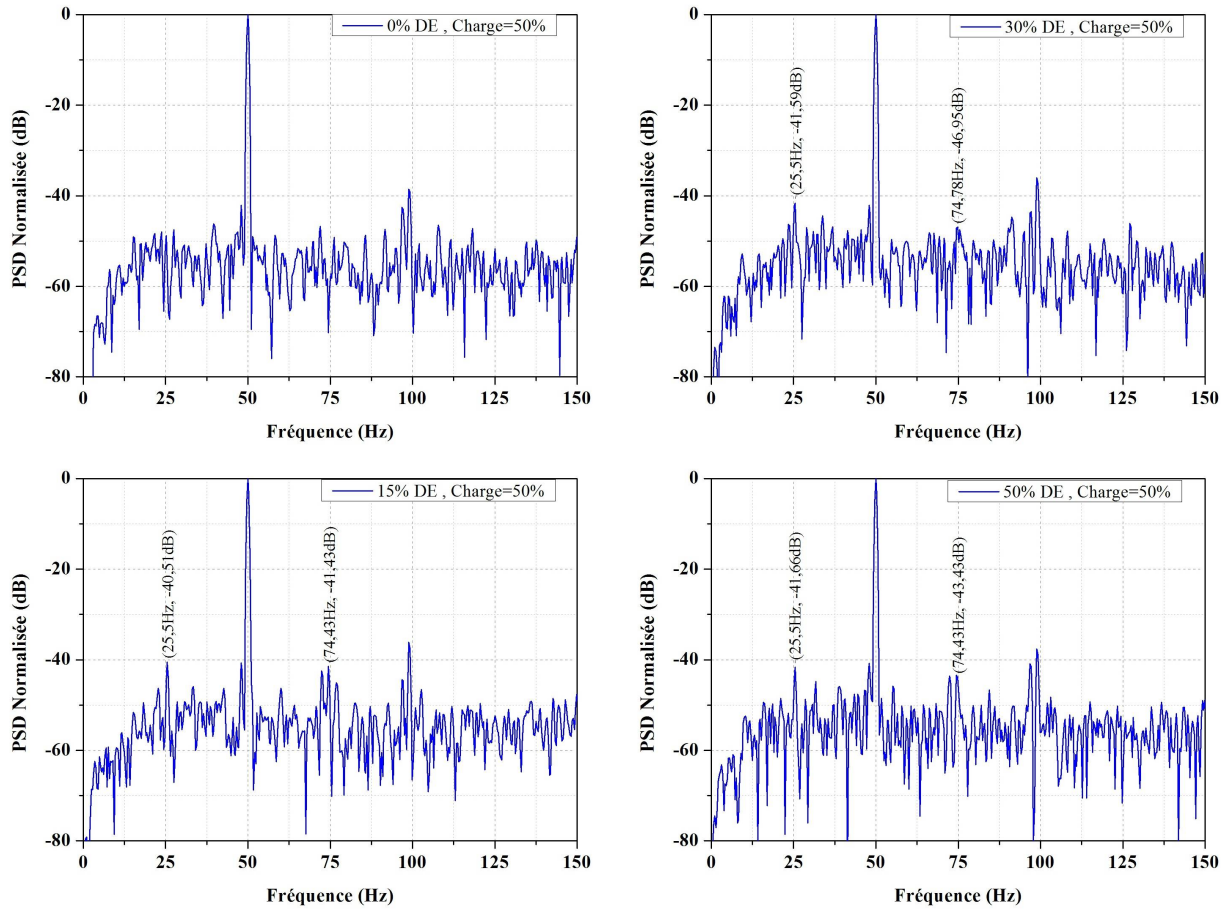


FIGURE IV.4 – Analyse Spectrale dans la bande $[0 - 150]\text{Hz}$ du courant statorique

FIGURE IV.5 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0-150] Hz$ du courant statorique

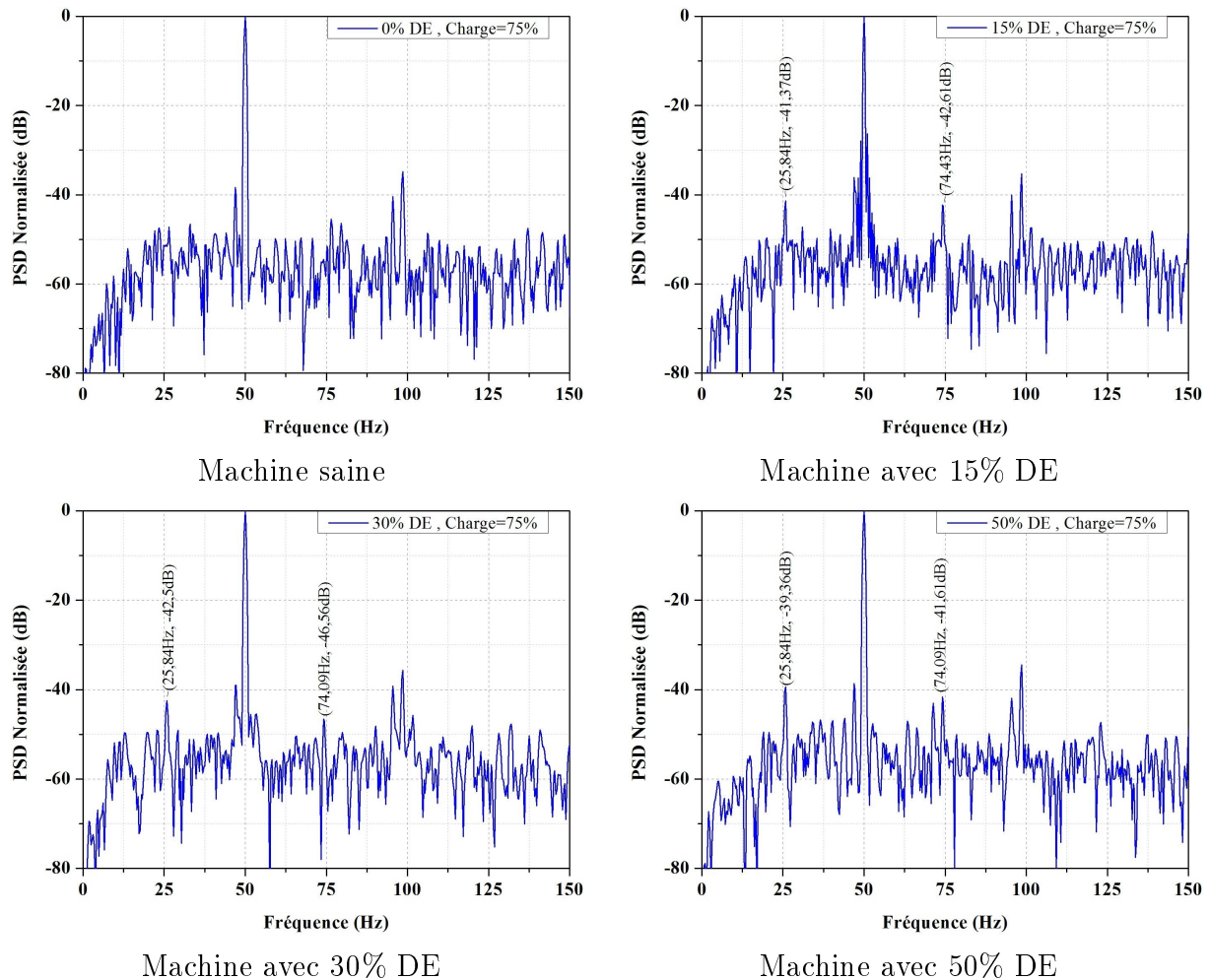
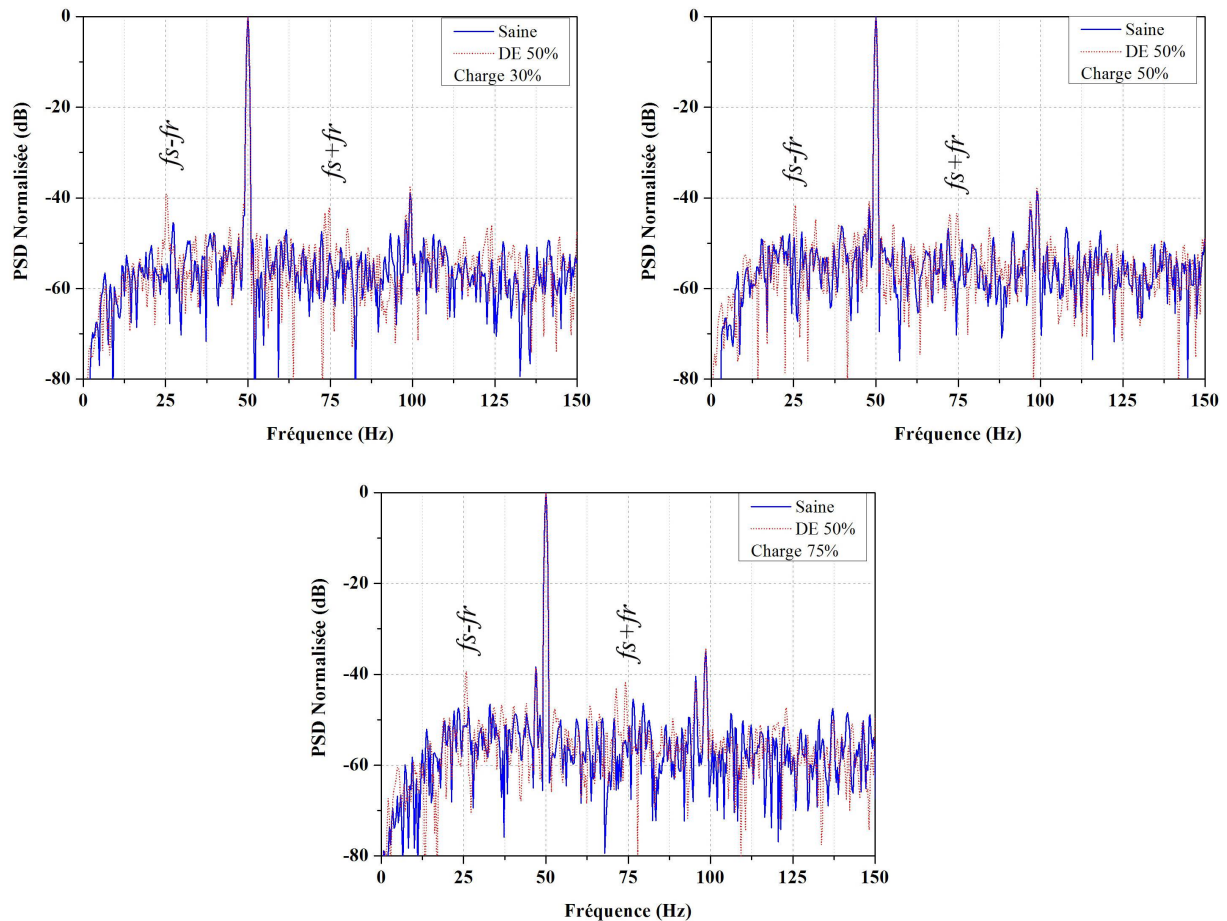


FIGURE IV.6 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150]Hz$ du courant statorique

L'analyse spectrale des courants statoriques sur des machines défectueuses a montré l'apparition des composantes de fréquence $f_s \pm f_r$ autour du fondamental. Ces composantes sont identifiables pour les trois niveaux de l'excentricité dynamique mais avec des amplitudes différentes qui augmentent avec le degré de défaut. Le spectre du courant correspondant au cas sain ne présente aucune composante $f_s \pm f_r$ car le modèle des éléments finis ne présente aucune dissymétrie.

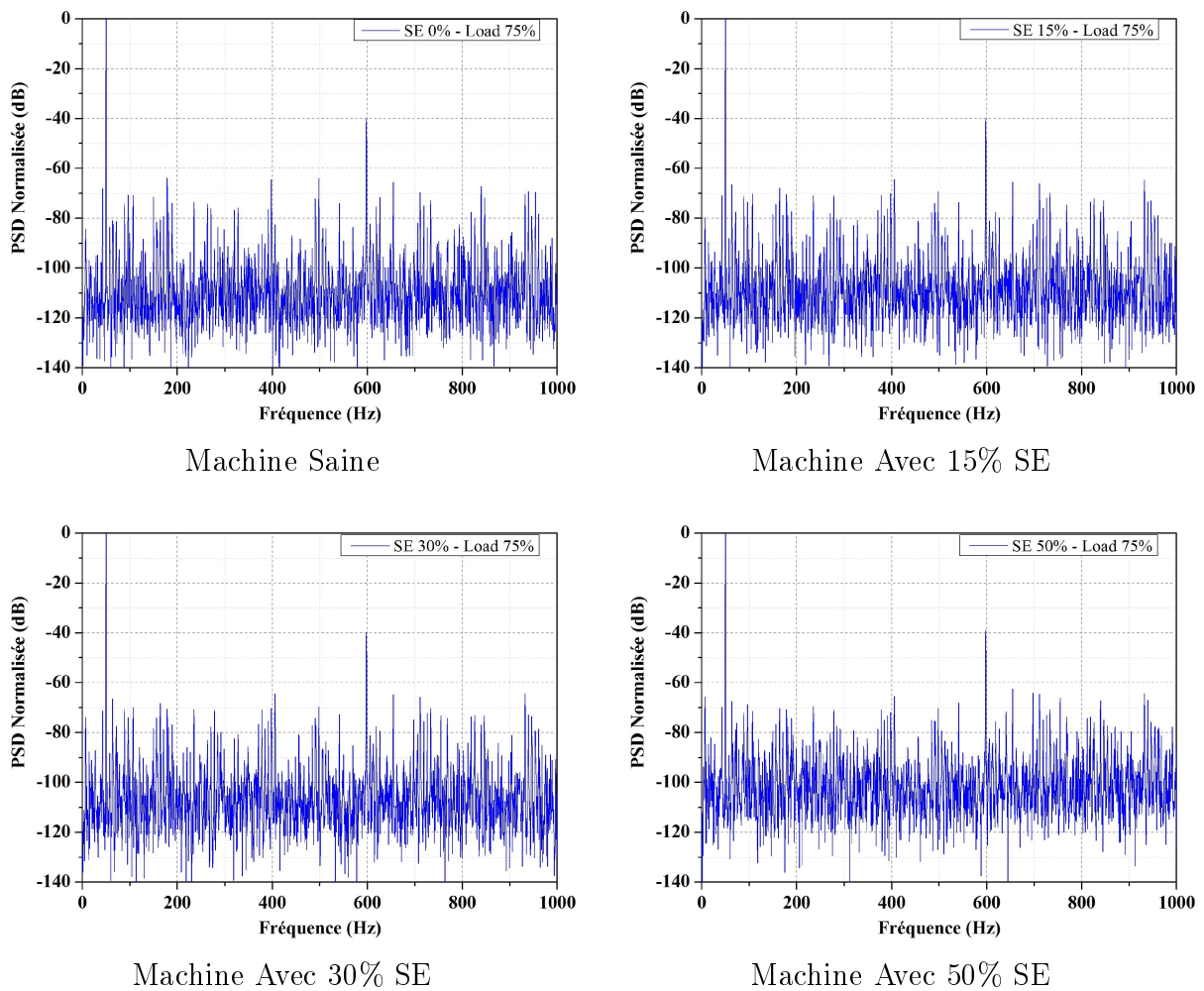
Il est facile de voir les différentes composantes avec une superposition des spectres pour une excentricité de 50%, FigureIV.7.

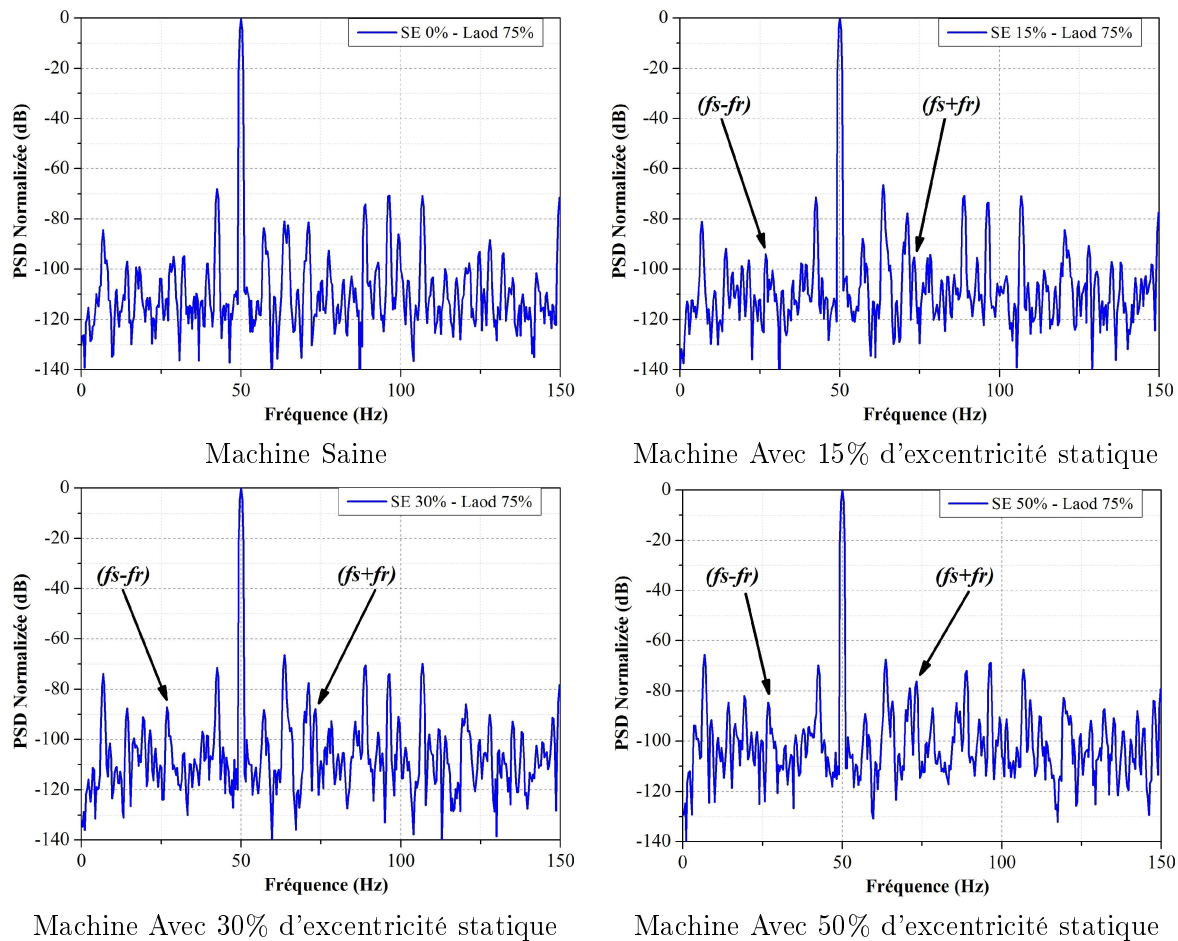
FIGURE IV.7 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0-150]Hz$ du courant statorique

IV.2.1.4 Défauts d'excentricité Statique

Les composantes de fréquence ($f_s \pm f_r$) créées dans le spectre du courant statorique peuvent être utilisées pour détecter l'excentricité statique et/ou dynamique. Ces composantes apparaissent lorsque la machine asynchrone fonctionne avec un couple de charge important. Comme nous avons vu dans notre cas, pour une machine de deux paires de pôles, les premières composantes se situent aux fréquences $25Hz$ et $75Hz$ (Équation IV.3).

Les figures IV.8 et IV.9 présentent l'analyse spectrale des courants statoriques pour différents degrés d'excentricité statique dans les plages de fréquence $[0-1000]Hz$ et $[0-150]Hz$.

FIGURE IV.8 – Analyse Spectrale dans la bande fréquence $[0-1000]Hz$ du courant statorique

FIGURE IV.9 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0-150] Hz$ du courant statorique

Comme pour l'excentricité dynamique, l'excentricité statique génère des composantes de fréquence $(f_s \pm f_r)$. Nous constatons une apparition des composantes proches des fréquences $25 Hz$ et $75 Hz$ dans les cas défectueux. 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, Fig.IV.9.

IV.2.2 Analyse des résultats expérimentaux

Nous proposons une analyse spectrale appliquée aux signaux électriques enregistrés lors des tests pratiques de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous utilisons le calcul de la densité spectrale de puissance PSD pour la détection et la localisation des barres cassées, l'excentricité dynamique, les oscillations du couple et le défaut de désalignement.

IV.2.2.1 Étude de défaut de rupture des barres rotoriques

Nous présentons à la figure IV.10 l'analyse spectrale du courant statorique pour les trois machines suivantes :

- Machine saine, 75 de charge
- Machine une barre cassée, 75% de charge

— Machine deux barres cassées, 75 de charge

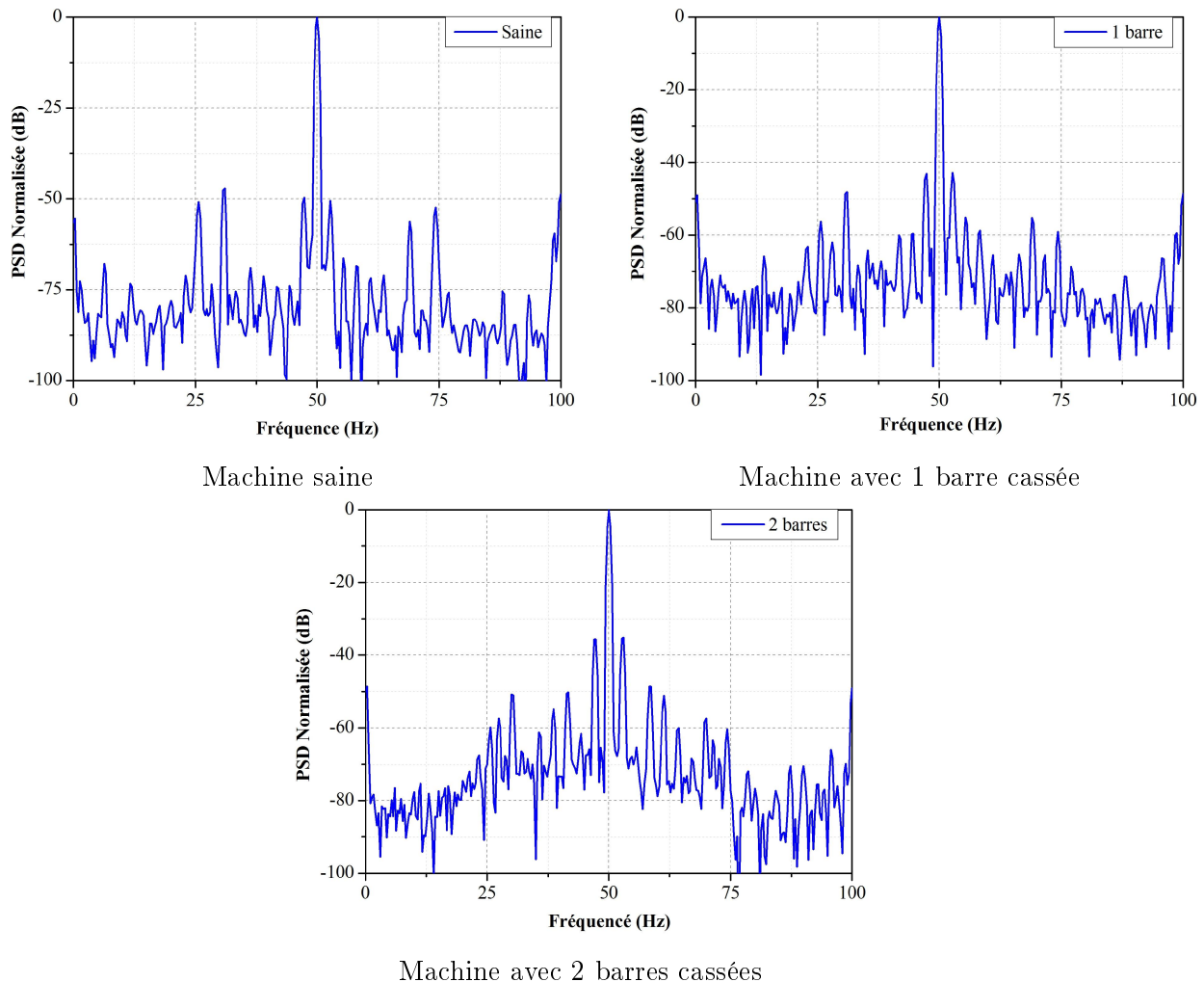


FIGURE IV.10 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 100]Hz$ du courant statorique

Le spectre des courants a confirmé les résultats obtenus par la simulation, les composantes $(1 \pm 2.k.g).f_s$ sont apparues et leurs amplitudes augmentent avec le nombre de barres cassées. Les spectres ont montré également l'existence des composantes $(f_s \pm f_r)$ autour du fondamental pour la machine saine à cause de l'oscillation naturelle de la charge, excentricité naturelle ainsi que le désalignement entre la machine et la charge.

L'analyse des caractéristiques mécaniques telle que la vitesse, le couple et les vibrations peut nous renseigner sur l'état de la machine. La figure IV.11 montre la PSD obtenue par l'analyse de la signature du couple électromagnétique pour les trois machines. La figure montre également l'augmentation des composantes en basses fréquences $(2k.g.f_s)$ lorsque la cage de la machine présente une défaillance. Le fait de retrouver ces composantes dans une bande fréquentielle bornée facilite leur détection et permet donc d'améliorer le diagnostic de défaut.

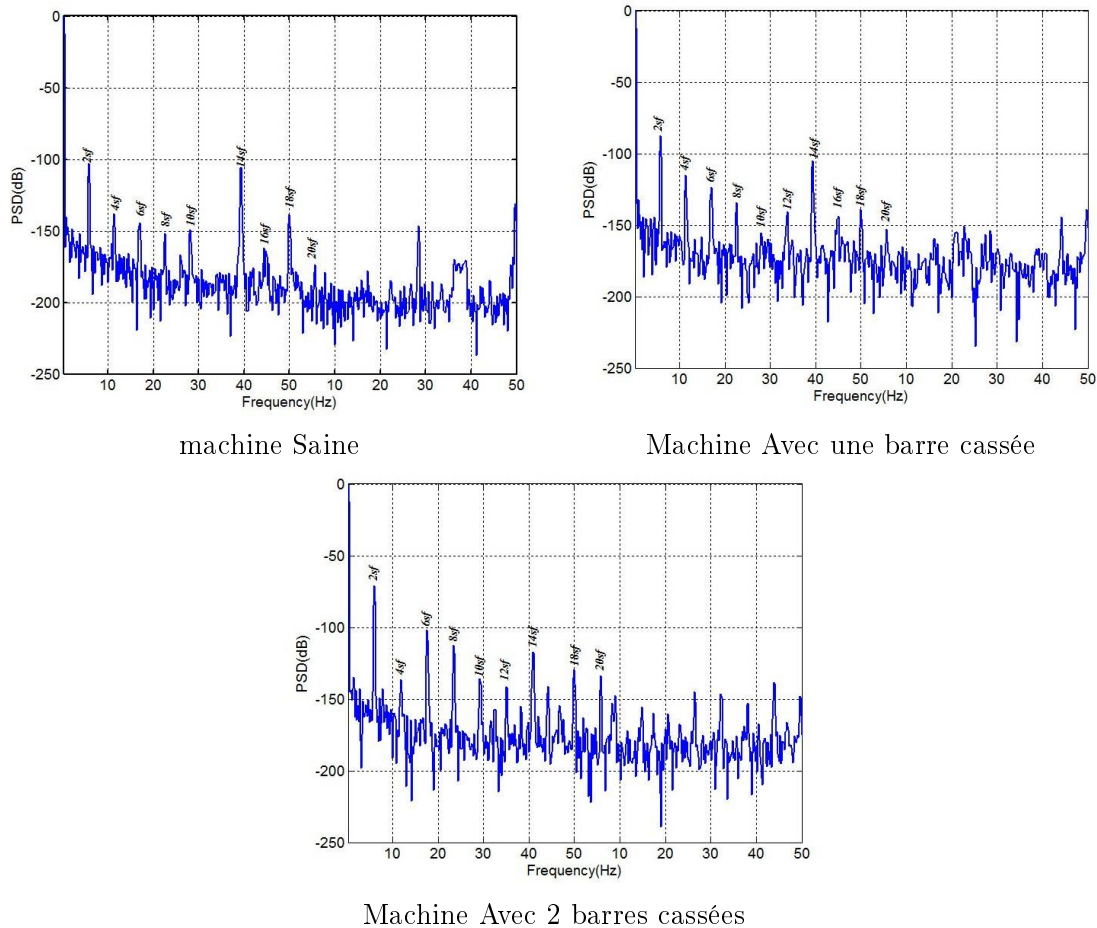


FIGURE IV.11 – Analyse Spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 50]Hz$ du couple électromagnétique

IV.2.2.2 Étude du défaut d'excentricité dynamique

La figure IV.12 illustre l'analyse spectrale du courant statorique dans une plage de fréquence $[0 - 150]Hz$ en régime permanent de la machine saine et celle présentant une excentricité dynamique de 50%, fonctionnant respectivement à 30%, 50% et 75% de la charge nominale .

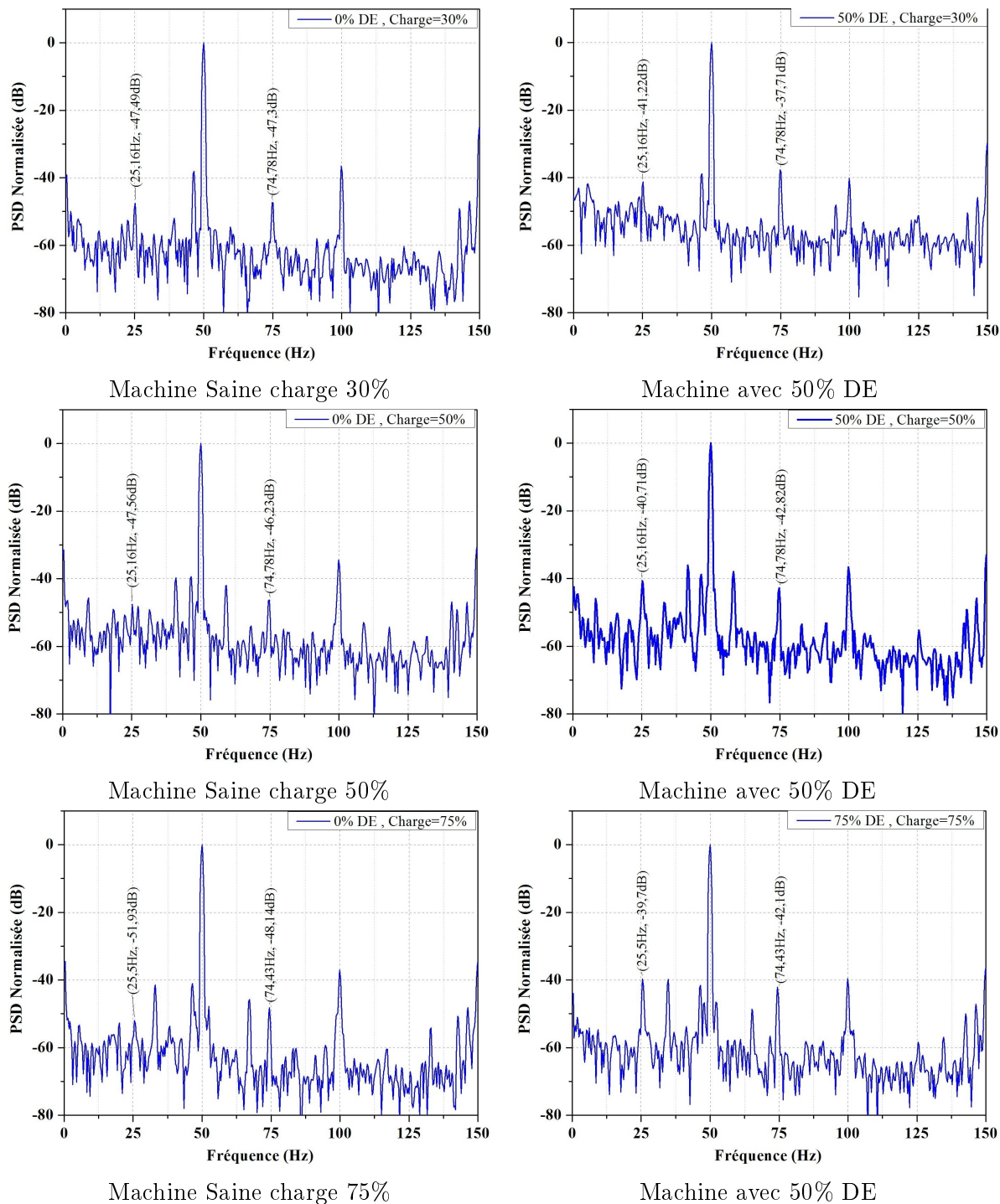


FIGURE IV.12 – Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150] Hz$ du courant statorique

Nous constatons 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 30 de charge, l'amplitude de la composante $(f_s - f_r)$ est de $-47,49 dB$, elle atteint

$-41.22dB$ en présence d'excentricité dynamique avec un écart de $6.27dB$. De même, qu'un écart est enregistré entre l'amplitude de cette composante dans le cas des deux machines fonctionnent avec les niveaux de charge de 50 et 75%.

IV.2.2.3 Étude du défaut d'oscillations du couple

Certaines classes de défauts mécaniques, par exemple : les défauts de transmission, les désalignements d'arbres, le déséquilibre de charge peuvent générer des variations périodiques dans le couple de charge, et par conséquent, les oscillations de vitesse. Ces oscillations de la vitesse, seront incluses dans le spectre du courant statorique. Il a été montré qu'un couple de charge périodique à la fréquence f_r conduit à des bandes latérales dans le courant statorique à $(f_s \pm f_r)$, [4].

La figure IV.13 montre les différents spectres du courant statorique enregistré pour plusieurs niveaux d'oscillations (OSC10, OSC20, OSC30, OSC40 et OSC50) du couple de charge.

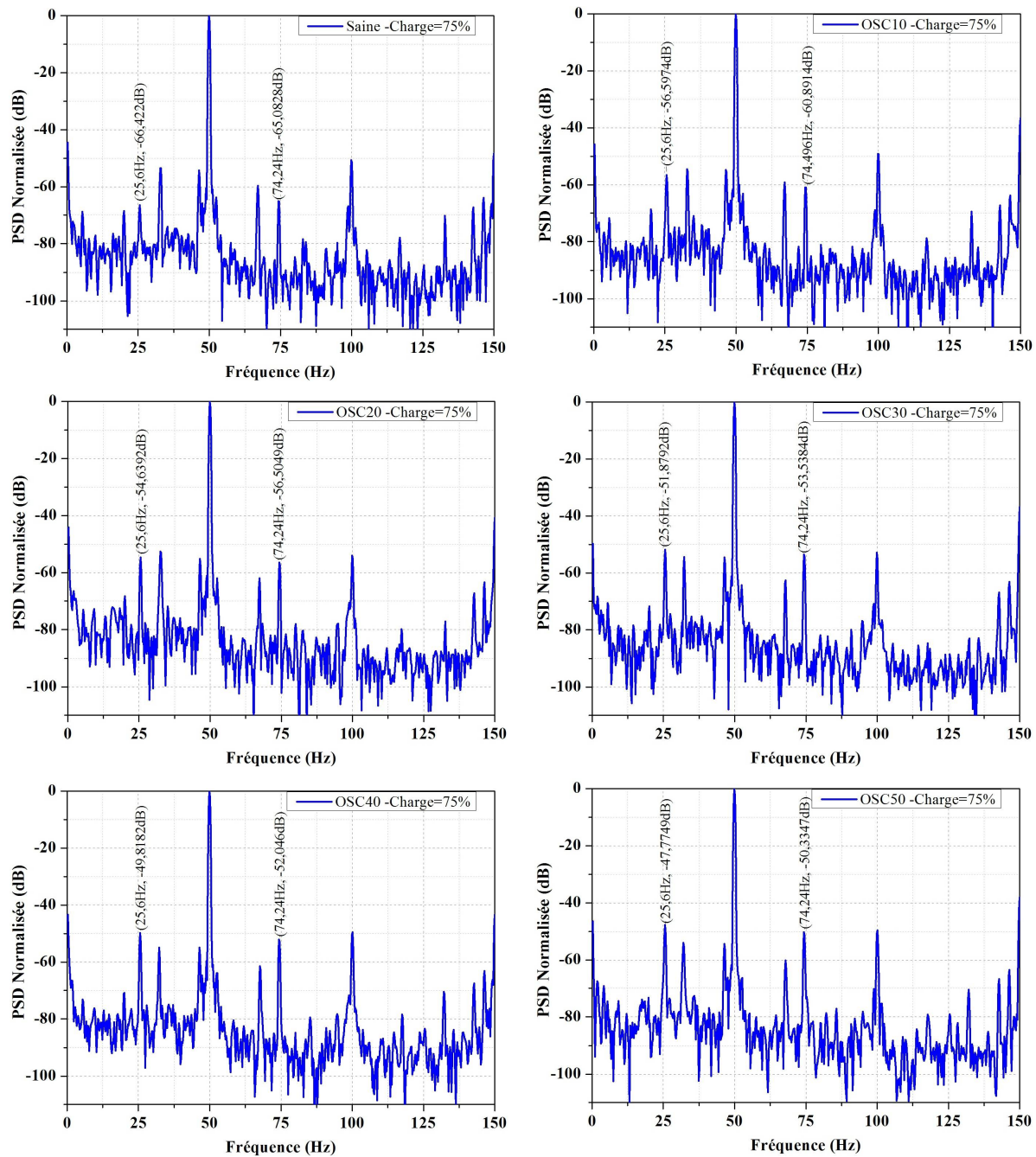


FIGURE IV.13 – Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150]Hz$ du courant statorique

Une modulation d'amplitude du courant statorique à la suite des oscillations du couple a été détectée. Les résultats ont confirmé l'apparition des bandes latérales caractéristiques à $(fs \pm fr)$ dans le spectre. En fait, pour une oscillation réduite *OSC10*, l'amplitude de la composante $(fs - fr)$ est de $-66,42dB$, elle atteint $-56,59dB$ en présence d'oscillations avec un écart de $4,17dB$. De même, un écart est enregistré entre l'amplitude de cette composante, lorsque les deux machines fonctionnent avec des niveaux d'oscillation *OSC20* et *OSC30*.

IV.2.2.4 Étude de défaut du désalignement de la charge

Plusieurs recherches expérimentales sur la détection par l'analyse du courant moteur de défauts mécaniques tels que les défauts d'alignement ont été effectuées, [2, 4]. L'influence de ce type de défauts génère des composantes de fréquences à $(f_s \pm f_r)$. Les conséquences du désalignement de l'arbre sur les grandeurs physiques de la machine tels que le courant statorique, ont été examinés par l'analyse spectrale.

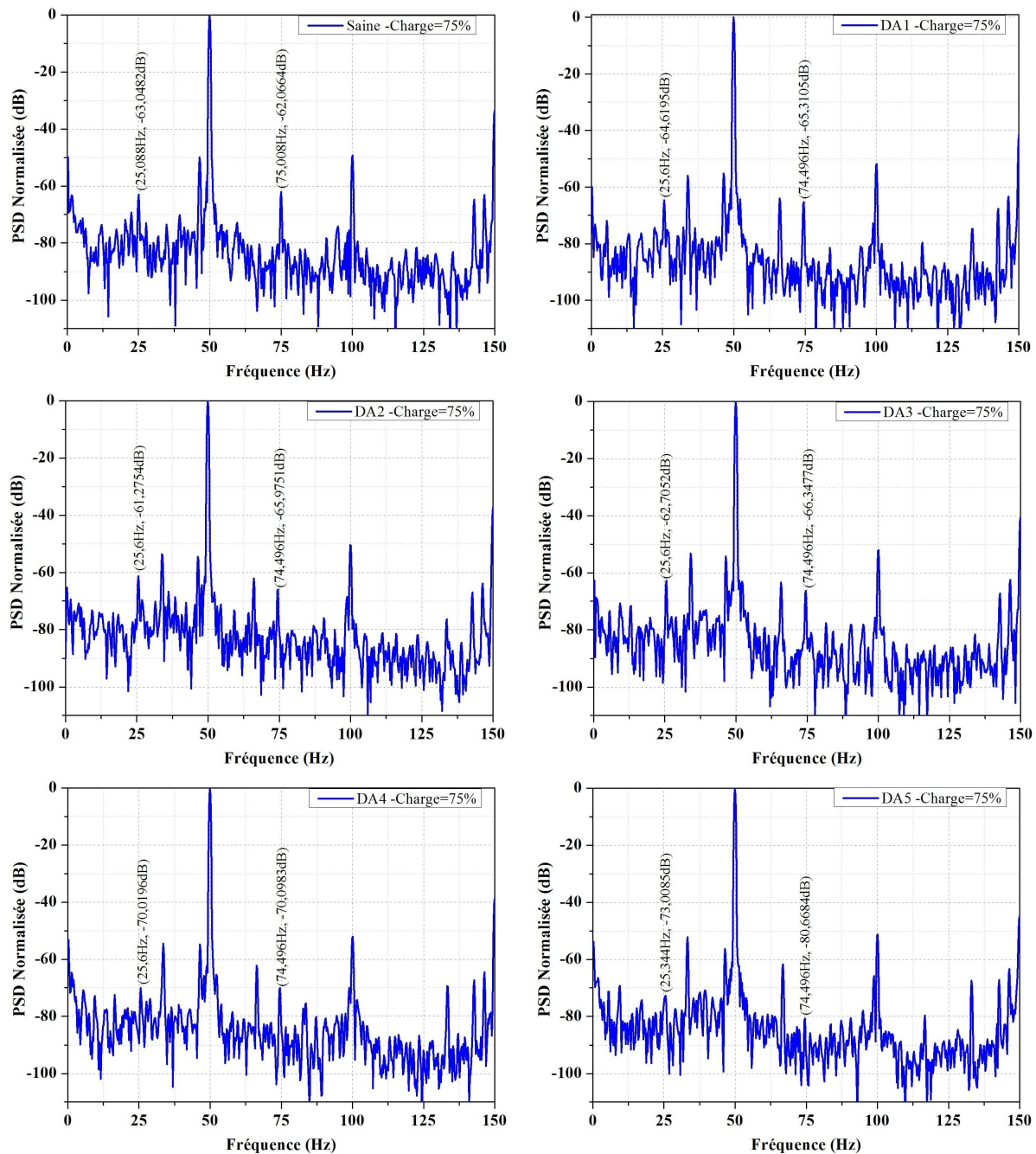


FIGURE IV.14 – Analyse spectrale dans la bande de fréquence $[0 - 150]Hz$ du courant statorique

IV.3 Analyse temps-fréquence

Le courant stator du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, le développement des méthodes statistiques de surveillance a fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non-stationnaires. En particulier, les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non-stationnaires [4, 34]. C'est pour cette raison, nous avons proposé une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative pour détecter les défauts électriques et mécaniques. L'idée principale dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capter la variation dans le temps des composantes spectrales. Une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défauts par rapport aux conditions de fonctionnement normal du moteur.

IV.3.1 Transformée de Fourier à court terme

La transformée STFT (Short Time Fourier Transform) est appliquée à une séquence, $x(n)$, peut être définie par la relation suivante :

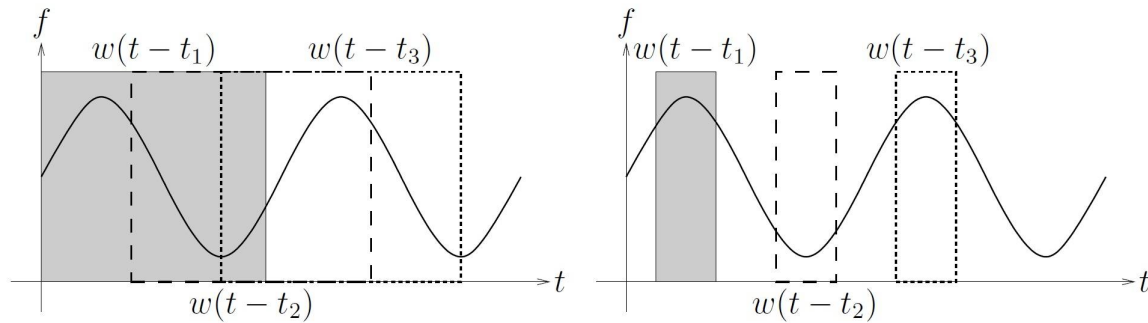
$$STFT \{x[n]\} = X(m, w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \omega[n-m]^{-j\omega n} \quad (IV.4)$$

La STFT résultante est une matrice ayant N lignes et M colonnes, tel que :

$$N = \begin{cases} FFTLength/2 + 1, & \text{si le signal d'entrée est réel} \\ FFTLength, & \text{si le signal d'entrée n'est pas réel} \end{cases} \quad (IV.5)$$

IV.3.2 Le spectrogramme

Le spectrogramme est l'une des méthodes de présentation temps-fréquence proposée dans plusieurs travaux [4, 34–40]. Le spectrogramme est la transformée de Fourier de courte durée, donc il est limité dans la résolution par le principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor. Le choix de la longueur de la fenêtre est primordial pour la résolution temps-fréquence et de la précision de l'analyse.



(a) Fenêtre d'observation longue

(b) Fenêtre d'observation courte

FIGURE IV.15 – Illustration par rapport au spectrogramme d'un signal sinusoïdal avec différentes longueurs de fenêtre

Étant donné que la modulation de phase correspond à une fréquence instantanée variant dans le temps, et la modulation d'amplitude à une amplitude variant dans le temps, une analyse temps-fréquence à l'aide du spectrogramme devrait révéler la différence. A cet effet, la longueur de fenêtre Nw doit être choisie de manière adéquate par rapport à la période de modulation de différentes composantes de fréquence. Si, par exemple, la longueur de la fenêtre est exactement la période de modulation $Nw = Tc$, de la fréquence variable dans le temps, l'amplitude ne sera pas visible dans le spectrogramme. En fait, la transformation de Fourier à courte durée est identique pour chaque position de la fenêtre. Cela est illustré graphiquement sur la Figure IV.15.a avec la représentation temps-fréquence d'un signal sinusoïdal et trois positions de fenêtre d'analyse. Le spectrogramme donne la teneur moyenne du signal fenêtré de fréquence, étant la même dans chaque cas. Ainsi, la longueur de la fenêtre doit idéalement être choisie plus petite ou seulement légèrement supérieure à la période de modulation de sorte que les changements de fréquence ou d'amplitude seront visibles dans le spectrogramme. La Figure IV.15.b montre le cas correspondant à la réduction de la durée de la fenêtre d'observation. Les fréquences moyennes pour chaque position de la fenêtre sont différentes conduisant à une fréquence variable dans le spectrogramme. Néanmoins, même une longueur de fenêtre plus longue que la période de modulation peut être encore suffisante car, par exemple avec $Nw = 1,5T_c$, la fréquence moyenne de la fenêtre change par rapport à la position de la fenêtre, [4].

Il est nécessaire de rappeler que la longueur de la fenêtre dans des considérations qui précèdent, influence fortement la résolution de fréquence. La fenêtre d'observation à courte durée, et nécessaire à l'analyse des fréquences variables dans le temps ou l'amplitude. Dans le cas d'une faible modulation de fréquence par rapport à la fréquence porteuse, la fenêtre d'observation peut être choisie assez longue pour une résolution de fréquence satisfaisante. Toutefois, lorsque la fréquence de modulation est relativement élevée, une fenêtre de courte durée peut conduire à une résolution de fréquence inacceptable. Dans l'application considérée, la fréquence f_c de modulation est généralement la moitié des fs dans les défauts mécaniques.

IV.3.3 Application de la STFT aux diagnostic de défauts des machines asynchrones

La figure IV.16 montre la représentation temps-fréquence du courant statorique de démarrage d'une machine asynchrone alimentée par variateur de vitesse. Les fréquences ins-

tantonnées sont clairement visibles pendant la phase de démarrage et pendant l'arrêt où le glissement augmente et diminue.

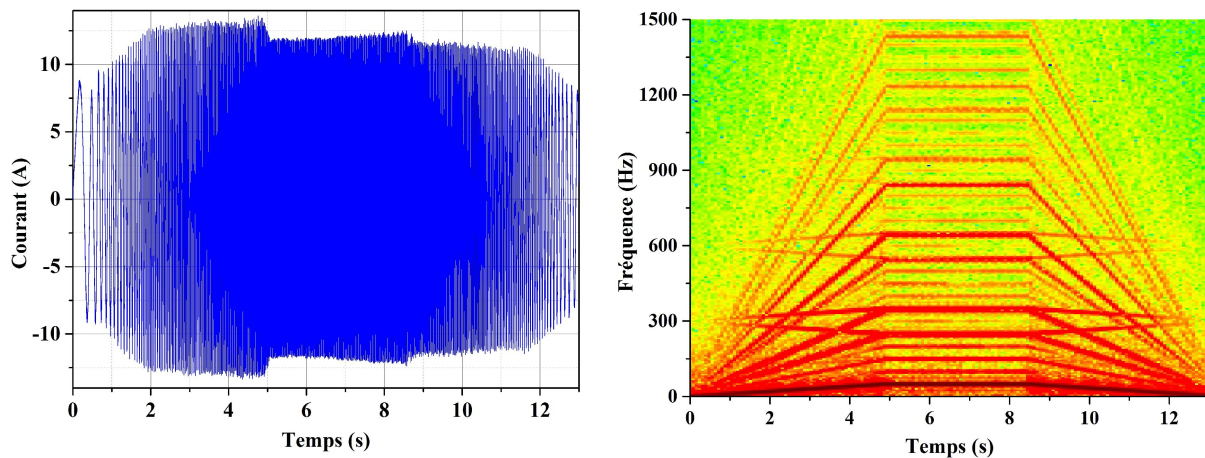


FIGURE IV.16 – STFT du courant de démarrage/Arrêt de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur

L'application de la transformée STFT aux signaux stationnaires ou en régime permanent peut confirmer l'analyse effectuée par l'estimation spectrale, les harmoniques dues aux défauts sont caractérisés par des bandes de fréquence à amplitudes variables.

Afin d'extraire la signature du défaut à partir de la représentation temps-fréquence, des informations sur l'amplitude et la fréquence de la composante oscillante doivent être affichées. Dans le cas où la fréquence est variable en fonction du temps, une estimation spectrale classique ne peut plus être utilisée. Dans ce cas, la représentation temps-fréquence du courant statorique peut suivre les signatures du défaut. En général, la signature du défaut est un signal avec une modulation de fréquence linéaire et grâce à la vitesse de balayage qui est relativement lente, le spectrogramme peut être utilisé [4].

Nous représentons aux figures IV.17, IV.18 et IV.19 la représentation temps-fréquence calculée par la méthode *STFT* appliquée au courant statorique en régime permanent pour un défaut de rupture des barres, de court-circuit entre spires ainsi que pour des oscillations du couple de charge.

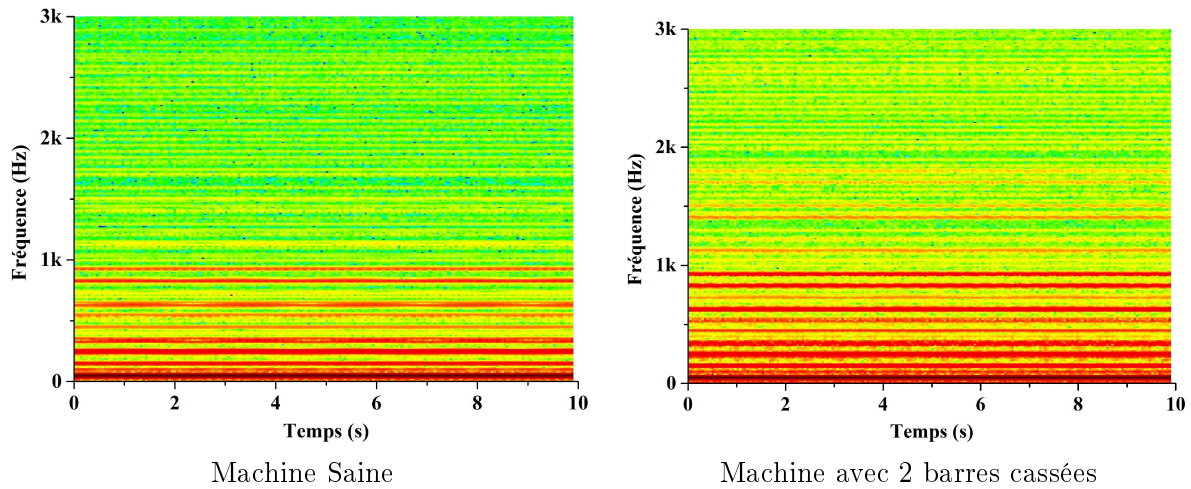


FIGURE IV.17 – STFT du courant statorique dans le cas de rupture de 2 barres (pratique)

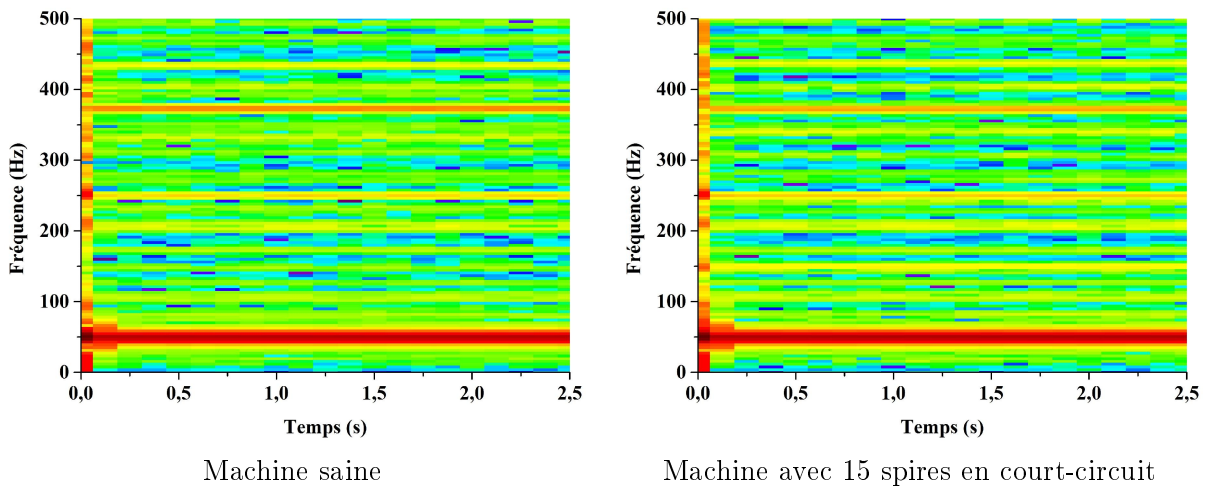


FIGURE IV.18 – STFT du courant statorique dans le cas d'un court-circuit entre spires

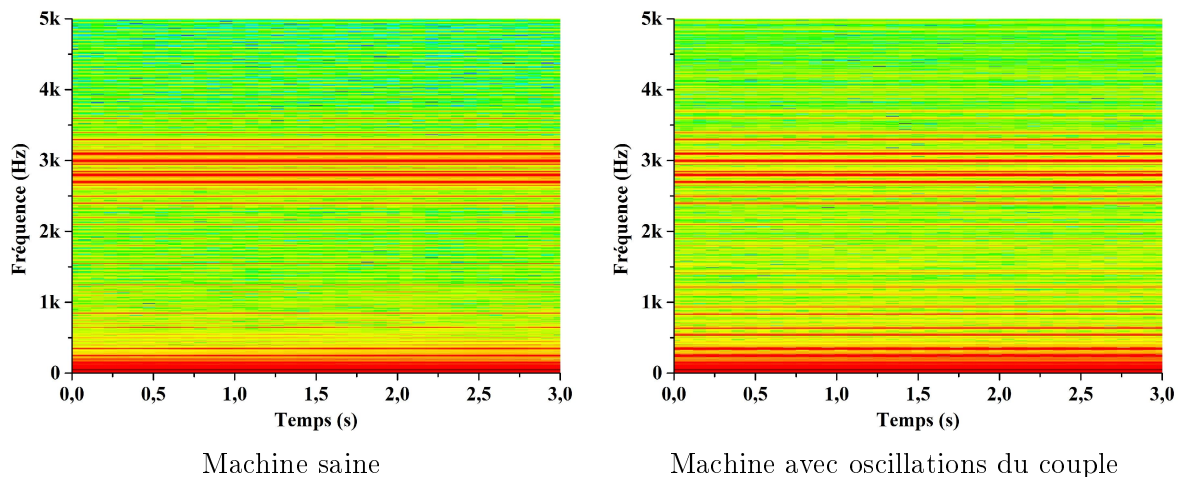


FIGURE IV.19 – STFT du courant statorique dans le cas des oscillations du couple de charge

D'après les spectrogrammes des courant affichés dans les figures ??, IV.18 et IV.19, on constate une forte amplitude de la composante fondamentale du courant à $50Hz$, d'autres signatures sont apparues sur les spectrogrammes à cause des défauts et clairement visibles en hautes fréquences. Ces exemples montrent que le spectrogramme peut améliorer la méthode de détection en affichant les composantes de fréquence sur une large plage.

IV.3.4 Application de la STFT aux signaux transitoires

L'utilisation des signaux relevés pendant le démarrage et l'arrêt de la machine où le glissement augmente de 1 à 0 et de 0 à 1, permet de suivre les différentes composantes de fréquences telles que la rupture des barres rotoriques et les fréquences d'encoches [4, 38, 39]. Nous présentons sur les figures IV.21 et IV.22, la STFT du courant statorique pendant le démarrage (figure IV.20) pour une machine saine et pour une machine avec 2 barres cassées.

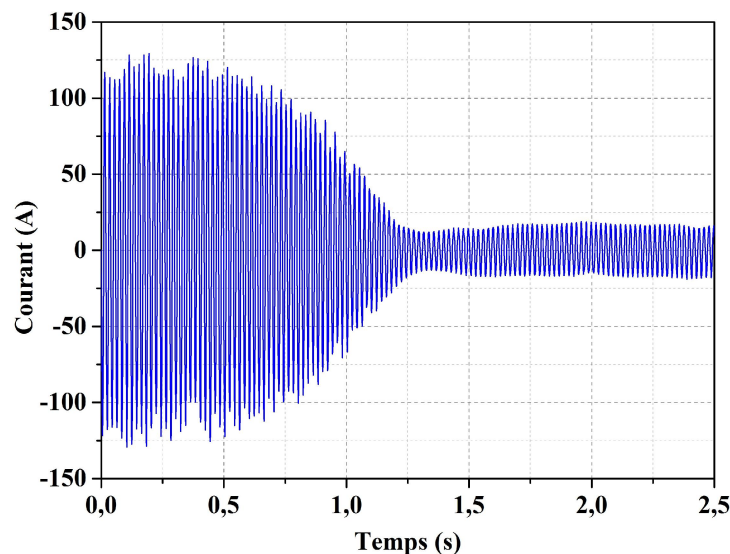


FIGURE IV.20 – Courant de démarrage en charge d'une machine asynchrone avec 2 barres cassées

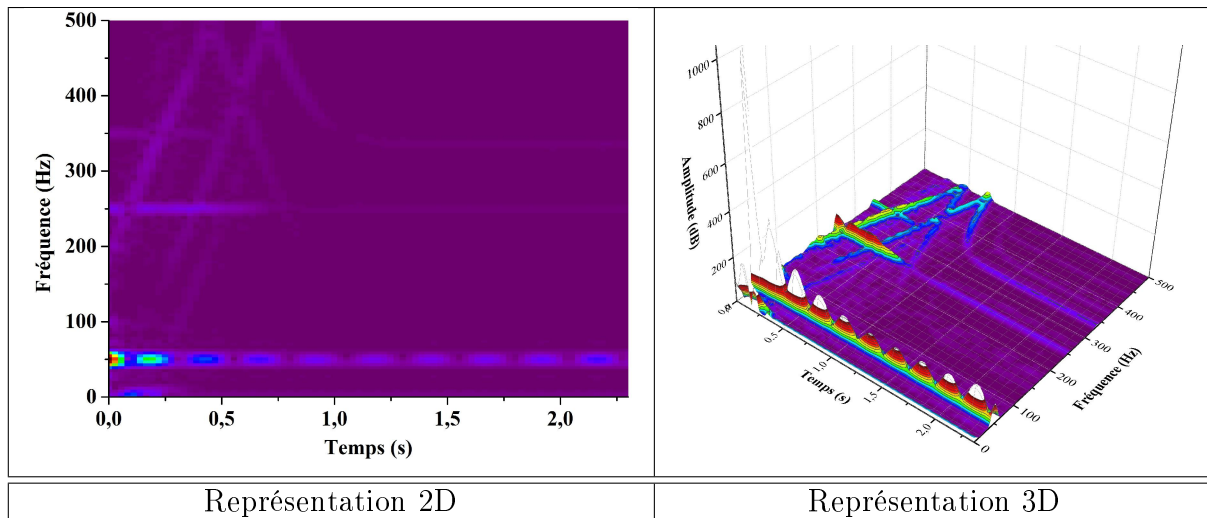


FIGURE IV.21 – Représentation temps-fréquence (STFT) du courant de démarrage pour une machine saine

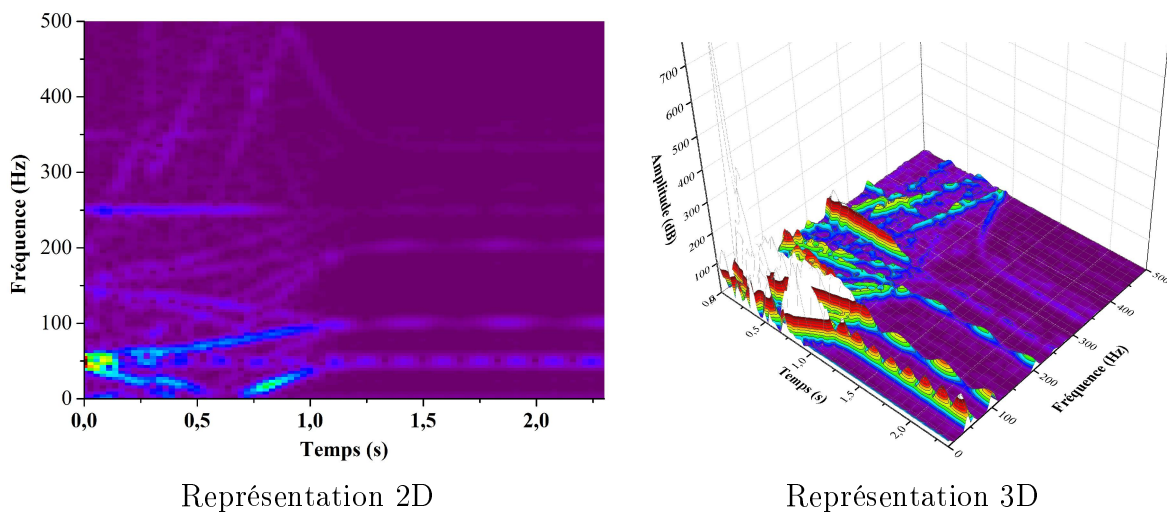


FIGURE IV.22 – Représentation temps-fréquence (STFT) du courant de démarrage pour une machine avec deux barres cassées

En examinant la distribution temps-fréquence pour une machine saine, les fréquences d'encoche instantanées P_{SH} décrites dans le chapitre I sont clairement visibles et variables avec le glissement. Pour une machine avec deux barres cassées, les amplitudes des fréquences P_{SH} sont amplifiées et des nouvelles fréquences $(1 \pm 2.g).f_s$ sont apparues autour du fondamental. La représentation temps-fréquence a montré également que certaines fréquences instantanées ne sont identifiables qu'en démarrage de la machine où le glissement varie.

IV.4 Analyse des signaux par la transformée en ondelettes

La difficulté enregistrée dans la séparation entre la machine saine et celles défectueuses (cas des défauts mécaniques) exige une nouvelle technique de détection plus précise. L'analyse multi-résolutionnelle offerte par la transformée en ondelettes discrètes décrite au chapitre I permet de décomposer les signaux en plusieurs bandes de fréquence indépendantes. L'estimation de l'énergie stockée dans les différentes bandes de fréquence peut être utilisée pour diagnostiquer l'état de la machine.

IV.4.1 Décomposition du courant statorique en multi-niveaux

La décomposition en multi-niveaux du courant statorique est réalisée à l'aide de l'ondelette mère « Daubechies », le niveau de décomposition nécessaire est calculé d'après la relation :

$$n_{Ls} = \text{int}\left(\frac{\log(f/f_s)}{\log(2)}\right) \quad (\text{IV.6})$$

avec f_s : fréquence du réseau, f : fréquence d'échantillonnage. Prenons un exemple : Soit $f_s = 50\text{Hz}$ et $f = 10\text{kHz}$, on peut calculer le nombre de décompositions approprié égale à :

$$n_{Ls} + 2 = \text{int}\left(\frac{\log(10^4/50)}{\log(2)}\right) + 2 = \text{int}(7.6439) + 2 = 9\text{niveau}$$

Le tableau IV.1 regroupe les différents niveaux adéquats de décomposition pour la décomposition des courants statoriques.

		(f)	(N)	(n _{Ls})
Simulation	Défaut barres	1KHz	3000	6
	Défaut Spires	1KHz	3000	6
	Défaut DE	1KHz	3000	6
	Défaut SE	1KHz	3000	6
Pratique	Défaut barres	10KHz	100000	9
	Défaut DE	26,5KHz	507904	11
	Défaut Oscil	26,5KHz	507904	11
	Défaut Désal	26,5KHz	507904	11

TABLE IV.1 – Niveaux de décomposition obtenus pour les différents essais et simulations

Les Tableaux IV.2, IV.3 et IV.4 indiquent les différentes bandes de fréquence obtenues par la décomposition en multi-niveaux.

Niveau	Bandes de fréquence : Approximations		Bandes de fréquence : Détails	
J=1	A1	0-5000	D1	5000-10000
J=2	A2	0-2500	D2	2500-50000
J=3	A3	0-1250	D3	1250-2500
J=4	A4	0-625	D4	625-312.5
J=5	A5	0-312.50	D5	312.5-625
J=6	A6	0-156.25	D6	156.25-312.5
J=7	A7	0-78.125	D7	78.125-156.25
J=8	A8	0-39.0625	D8	39.0625-78.125
J=9	A9	0-19.5313	D9	19.53-39.0625

TABLE IV.2 – Bandes de fréquences obtenues par la décomposition (Pratique), $f = 10KHz$,

Niveau	Bandes de fréquence : Approximations		Bandes de fréquence : Détails	
J=1	A1	0-13250	D1	13250-6625
J=2	A2	0-6625	D2	6625-3312
J=3	A3	0-3312	D3	3312-1656
J=4	A4	0-1656	D4	1656-828
J=5	A5	0-828	D5	828-414
J=6	A6	0-414	D6	414-207
J=7	A7	0-207	D7	207-103
J=8	A8	0-103	D8	103-51
J=9	A9	0-51	D9	51-25
J=10	A10	0-25	D10	25-13
J=11	A11	0-13	D1	13-6

TABLE IV.3 – Bandes de fréquence obtenues par la décomposition (Pratique), $f = 26,5KHz$

Niveau	Bandes de fréquence : Approximations		Bandes de fréquence : Détails	
J=1	A1	0-1500	D1	1500-750
J=2	A2	0-750	D2	750-375
J=3	A3	0-375	D3	375-187
J=4	A4	0-187,50	D4	187,50-93,75
J=5	A5	0-93,75	D5	93,75-46,87
J=6	A6	0-46,87	D6	46,87-23,43

TABLE IV.4 – Bandes de fréquence obtenues par la décomposition (Simulation), $f = 1KHz$,

L'ondelette mère « Daubechies » est utilisée pour décomposer le courant statorique. Les figures IV.23, IV.24 et IV.25 représentent les signaux de détails et d'approximations ($D1$ à $D6$ et $A6$) obtenus par la décomposition en multi-niveaux des courants statoriques pour

une machine avec barres cassées au rotor et pour une machine présentant des oscillations du couple de charge.

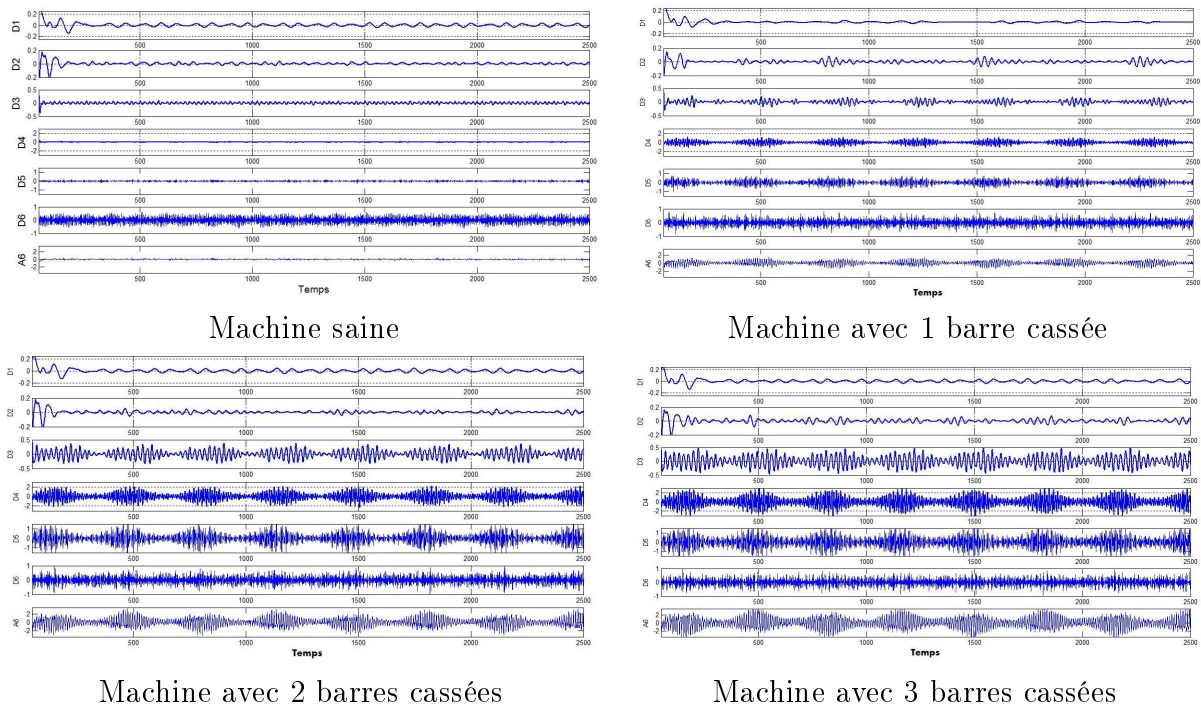


FIGURE IV.23 – Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db8* (simulation)

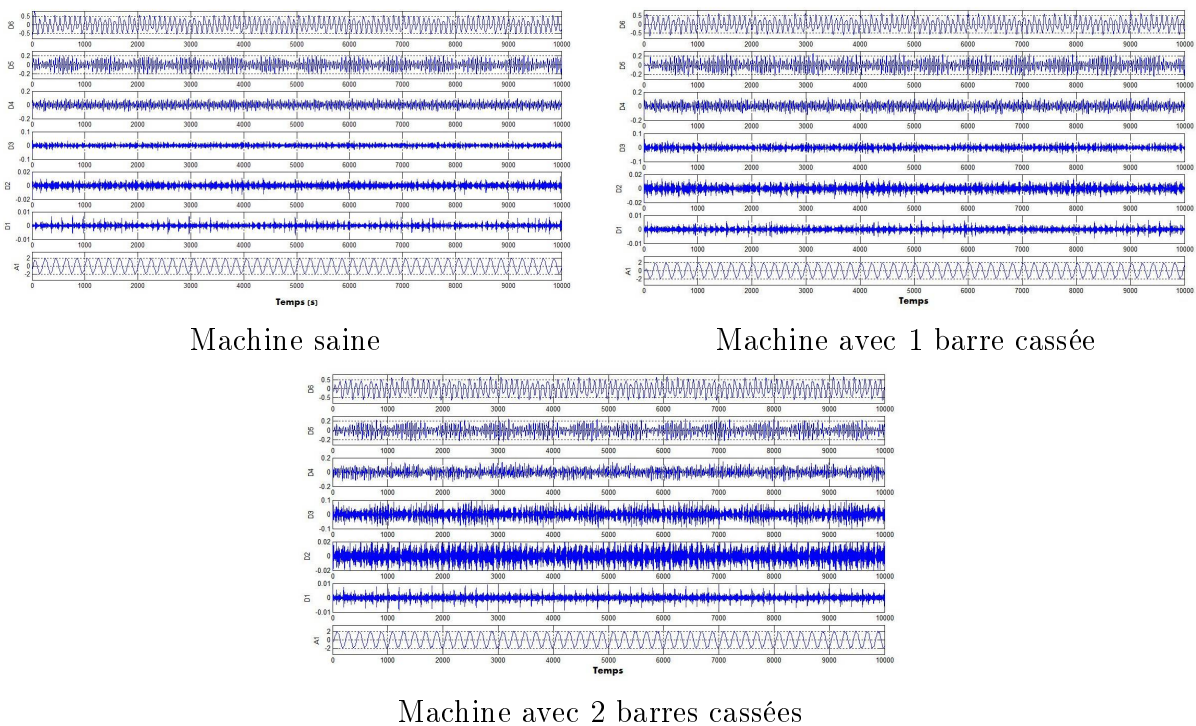
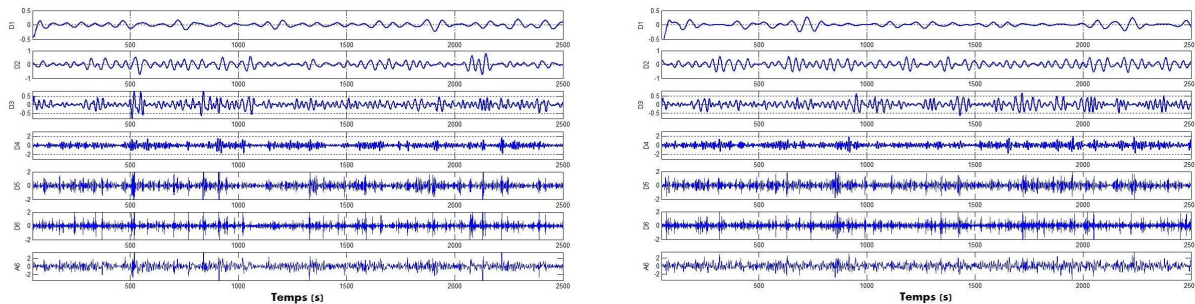


FIGURE IV.24 – Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db8* (Cas pratique)



Machine Saine

Machine avec OSC20

FIGURE IV.25 – Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db8* (cas pratique)

Comparons les signaux de détail et approximation obtenus pour des machines avec barres cassées. L'amplitude des coefficients augmente par rapport à la machine saine ; Cette augmentation dans les signaux est due à l'effet que les bandes de fréquence correspondantes sont affectées par les différentes composantes de fréquence. Pour le défaut des oscillations du couple de charge, la décomposition a montré une légère modification dans les bandes de fréquence.

IV.4.2 Estimation de l'énergie des niveaux

Quand le défaut apparaît dans les barres rotoriques ou portion d'anneau court-circuit ou encore court-circuits entre spires dans les enroulements statoriques du moteur asynchrone, l'information du défaut du signal du courant statorique est introduite dans chaque bande de fréquence résultant de la décomposition en ondelettes ou en paquet d'ondelettes. En calculant l'énergie associée à chaque niveau ou à chaque nœud de décomposition, on peut construire un outil de diagnostic très efficace.

La valeur propre d'énergie de chaque bande de fréquence est définie par :

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (\text{IV.7})$$

Tel que j est le niveau de décomposition ; Basé sur la valeur propre d'énergie, le vecteur propre est donné par :

$$T = \left[\frac{E_0}{E}, \frac{E_1}{E}, \frac{E_2}{E}, \dots, \frac{E_{2^m-1}}{E} \right] \quad (\text{IV.8})$$

Tel que :

$$E = \sum_{j=0}^{2^m-1} |E_j|^2 \quad (\text{IV.9})$$

Le vecteur des valeurs propres T contient les rapport entre l'énergie stockée dans chaque niveau et l'énergie global du signal. En effet, la déviation des valeurs du vecteur T pour une machine saine et une machine défectueuse ne sera pas clairement visible à cause de la forte amplitude de la composante fondamentale. Pour contourner ce problème nous avons procédé

à l'élimination de la composante fondamentale du courant et ceci permet d'amplifier l'écart. Nous présentons à la figure IV.26 la procédure adoptée pour déterminer le vecteur des valeurs propres à partir du signal du courant statorique.

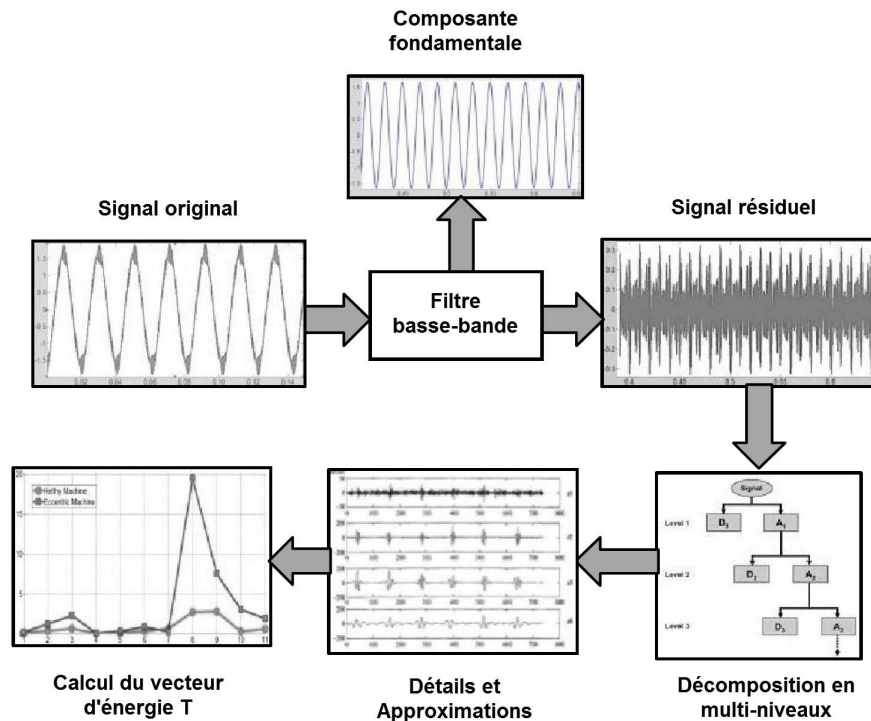


FIGURE IV.26 – Procédure du calcul du vecteur T

Le vecteur propre T contient l'information du signal du courant statorique. Le tracé du vecteur peut être utilisé pour diagnostiquer les défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil et on peut également identifier le degré du défaut. La déviation de certaines valeurs propres indique la sévérité du défaut.

Dans cette étude, nous avons examiné les défauts de barres, l'excentricité dynamique, les oscillations du couple de charge et le désalignement de la charge. La base orthonormale des ondelettes Daubechies d'ordre 8 est utilisée pour décomposer les courants statoriques. Dans tous les cas, les moteurs fonctionnent en régime nominal et sous différents niveaux de charge. Les figures IV.27 à IV.30 montrent les différents tracés du vecteur d'énergie T.

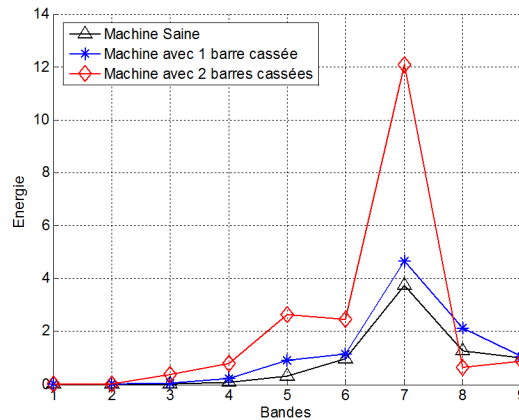


FIGURE IV.27 – Variation de l'énergie des niveaux dans le cas d'une cassure des barres rotoriques

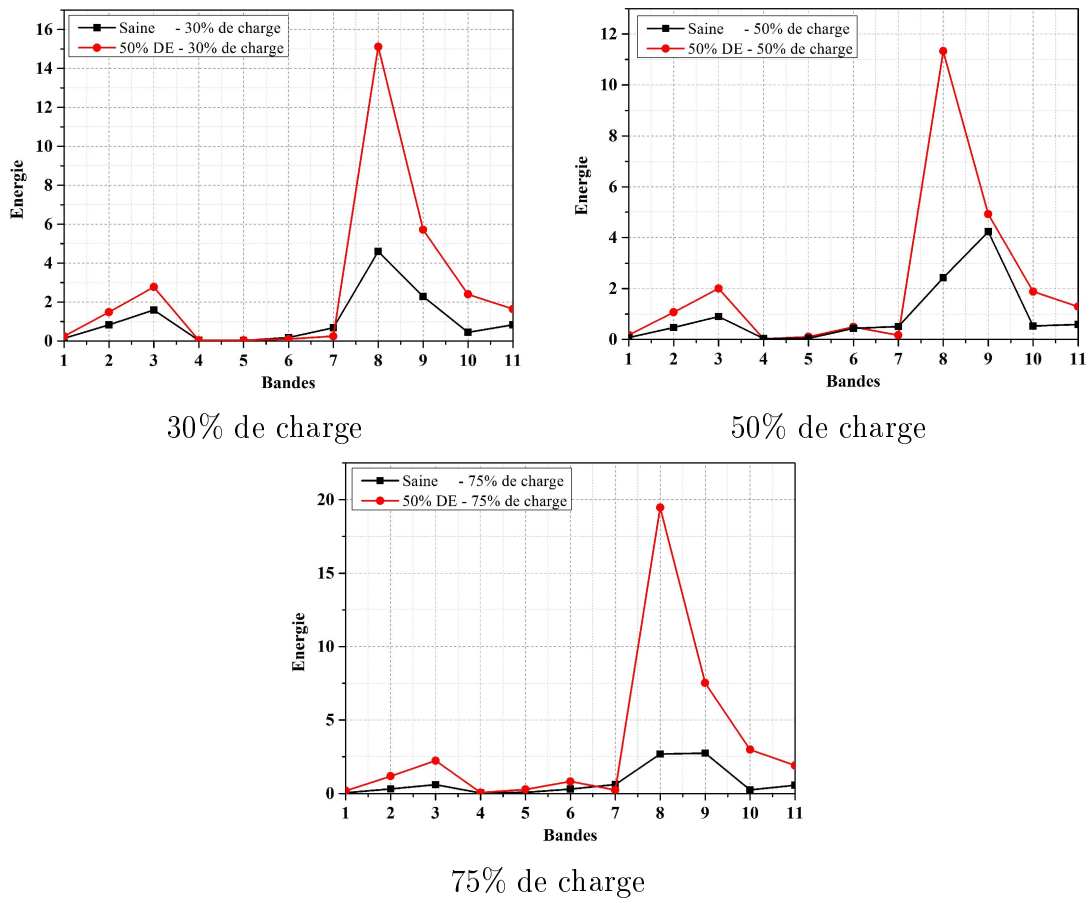


FIGURE IV.28 – Variation de l'énergie des niveaux dans le cas d'une excentricité dynamique

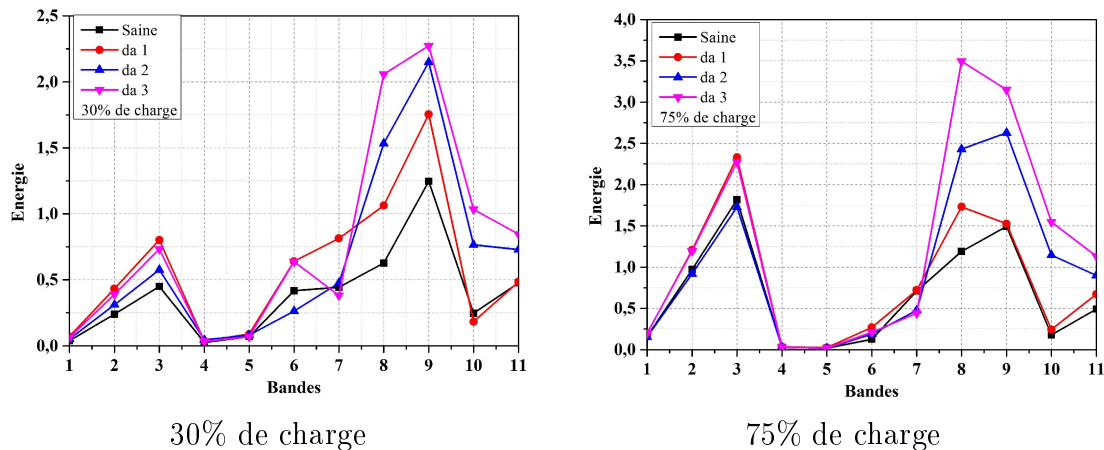


FIGURE IV.29 – Variation de l'énergie des niveaux dans le cas du désalignement de l'arbre

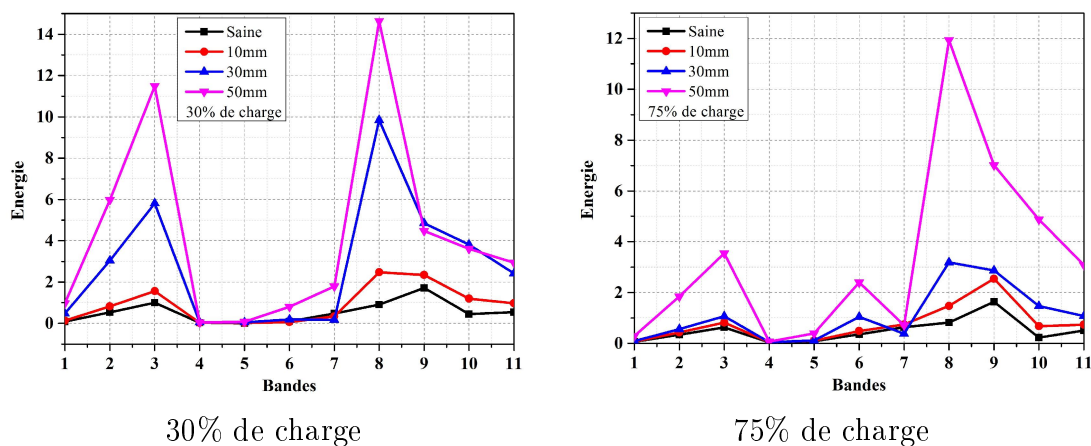


FIGURE IV.30 – Variation de l'énergie des niveaux dans le cas des oscillations du couple

A partir de ces résultats, nous pouvons constater une amélioration de la déviation des énergies entre les résultats obtenus pour le moteur sain et ceux défectueux. La figure IV.27 a montré que la signature du défaut peut être extraite dans les niveaux haute et basse fréquence 1 à 7 où l'augmentation de l'énergie est clairement visible et notamment dans le cas d'une machine avec deux barres cassées. Dans la figure IV.28, le tracé du vecteur d'énergie T a été calculé pour trois niveaux de charge et l'augmentation de l'énergie est enregistrée dans les niveaux à haute fréquence 2, 3 et aux niveaux basse fréquence 8,9,10 et 11. La figure IV.29 montre que le vecteur T ne fournit aucune information utile dans les hautes fréquences à cause de la légère déviation des valeurs du vecteur T , par contre les niveaux de basses fréquences 8,9,10 et 10 présentent une déviation importante pour les deux niveaux de charge. La figure IV.30 a montré que les oscillations du couple de charge peuvent être identifiées en haute fréquence (niveau 2 et 3) comme en basse fréquence (niveaux 8, 9, 10 et 11).

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué les techniques du traitement du signal aux signaux réels et théoriques en vue de diagnostiquer les défauts des machines asynchrones. Les

résultats obtenus par l'analyse par *FFT* montrent que cet outil de détection est insuffisant ou influencé par la charge de la machine dans certains défauts où les amplitudes des harmoniques sont faibles. Le calcul de la distribution temps-fréquence des signaux a montré que le diagnostic peut se faire par une simple présentation *2D* ou *3D* dans laquelle les basses et hautes fréquences seront affichées. Le suivi des harmoniques en fonction du glissement pendant la phase du démarrage a fourni également un outil très efficace pour extraire la signature du défaut.

La transformée en ondelettes a été utilisée avec succès dans la détection des barres cassés, excentricité dynamique, problème du désalignement et les oscillations du couple de charge en fonction de la variation de la charge. Il a été observé que cette méthode basée sur la transformée en ondelettes discrète est également utilisée de manière efficace pour les basses et les hautes fréquences pour la détection. L'avantage principal de la transformée en ondelettes est qu'après la décomposition du signal d'origine, les informations peuvent être extraites sans aucune redondance d'information. Le vecteur d'énergie T a fourni un outil très efficace pour la détection des défauts électriques et mécaniques grâce à l'indépendance des énergies stockées dans les bandes de fréquence.

Conclusion générale

Cette étude est effectuée dans le cadre d'un projet visant à étudier les défauts de la machine asynchrone à rotor à cage et à regrouper et classer les différentes méthodes de diagnostic basées sur le traitement du signal. Ce qui nécessite l'amélioration des techniques de détection et de localisation des défauts.

Pour aborder l'étude, nous avons établi un état de l'art sur les défauts pouvant intervenir dans la machine asynchrone et des méthodes basées sur l'approche signal permettant de les identifier. Ce travail préliminaire a mis en évidence deux catégories d'approches en vue du diagnostic spécifique de la machine asynchrone :

Le premier type d'approches consiste à utiliser des techniques basées sur l'analyse spectrale classique. Celles-ci fournissent une estimation spectrale en ligne ou hors ligne pour chercher les signatures des défauts. Cette approche est limitée aux signaux stationnaires où le continu spectral est inchangé en fonction du temps.

La seconde catégorie d'approches consiste à analyser les signaux mesurés ou simulés par un outil temps-fréquence et temps-échelle afin d'étudier les non stationnarités.

Compte tenu de la difficulté de recréer expérimentalement des situations de défauts, il s'est vite avéré nécessaire de disposer d'un outil de simulation suffisamment représentatif des diverses situations (système sain et défaillant). Nous avons donc présenté dans la deuxième partie du manuscrit un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce modèle de simulation de la machine asynchrone est basé sur les éléments finis. En effet, cette méthode est applicable aussi à tout système complexe et n'est donc pas spécifique au problème de la machine asynchrone. L'établissement du modèle a été développé et simulé en utilisant des données réelles. Ce modèle nous a permis d'introduire les différentes considérations afin de le rendre proche du système réel.

La troisième partie de ce travail a consisté à introduire les différents défauts dans le modèle pour extraire les signatures et les performances de la machine. Des défauts électriques et mécaniques ont été examinés. Nous avons également présenté quelques résultats pratiques extraits des machines saines et défectueuses.

Dans la quatrième partie, nous avons présenté l'application des différentes méthodes de diagnostic basé sur l'approche signal dont la particularité est de s'affranchir d'une référence, référence habituellement obtenue par analyse de la machine lorsqu'elle fonctionne sans défaut. L'estimation spectrale, analyse temps-fréquence et analyse temps-échelle ont été appliquées aux différents signaux obtenus par la simulation et par les tests expérimentaux. Les résultats obtenus ont montré les limites de la méthode basée sur la *FFT* dans l'analyse des signaux transitoires. L'analyse temps-fréquence a montré également la possibilité de suivre certaines composantes de fréquence pendant le régime transitoire tandis que ces composantes ne sont pas identifiables en régime permanent. L'utilisation de la transformée en ondelettes et l'estimation du vecteur d'énergie a donné une meilleure précession pour la séparation des

défauts en fonction de leur degré.

Enfin, ce travail de recherche nous a permis de modéliser, de regrouper et de détecter les différents défauts de la machine asynchrone à travers différentes méthodes de détection appliquées aux données expérimentales et théoriques. Ces méthodes, orientées principalement pour la détection d'un ou plusieurs défauts, ont été validées expérimentalement.

Annexe A

Calcul de la machine Asynchrone à rotor à cage

La puissance $100kW$ est considérée la limite entre les petites et grandes puissances pour les machines asynchrones à cage d'écureuil. Généralement les moteurs de puissance inférieure à $100kW$ emploient un seul empilement statorique et rotorique (pas de canaux de refroidissement radiaux) et une armature à ailettes d'un ventilateur monté à l'extrémité d'axe (le schéma A.1). Il a un rotor à cage d'aluminium et, généralement les enroulements du stator sont conçus avec 1 à 6 conducteurs élémentaires ($2.5mm$ de diamètre) en parallèle et 1 à 3 chemins de courants en parallèle, selon le nombre de paires de pôles,[1].

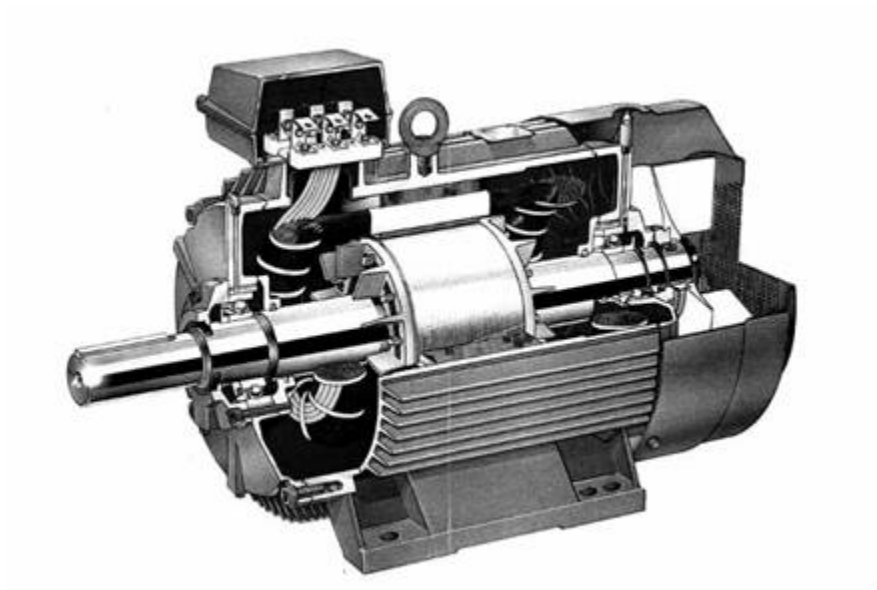


FIGURE A.1 – Machine asynchrone à cage d'écureuil de faible puissance

Les moteurs asynchrones de puissance inférieure à $100kW$ constituent une partie considérable dans le marché des moteurs électriques. Leur conception pour un rendement standard ou élevé passe par l'étape de pré-optimisation. L'optimisation de conception est traitée séparément dans cette annexe. Pour la plupart des machines asynchrones les méthodologies de conception sont de propriété industrielle. Nous présentons ce qui peut constituer un échantillon de telles méthodologies.

I.1 Calcul des principaux paramètres de la machine

Les étapes principales de la conception d'une machine asynchrone à cage sont montrées à la figure A.2. Le processus de conception peut débuter par (1) les spécifications de conception et les valeurs assignées des densités de flux et des densités de courant et en (2) les calculs du diamètre interne du stator, de la longueur active de la machine, des encoches du stator, du diamètre extérieur du stator, ensuite les courants statoriques et rotoriques seront calculés. Les encoches rotoriques, la taille du circuit magnétique seront déterminés par la suite.

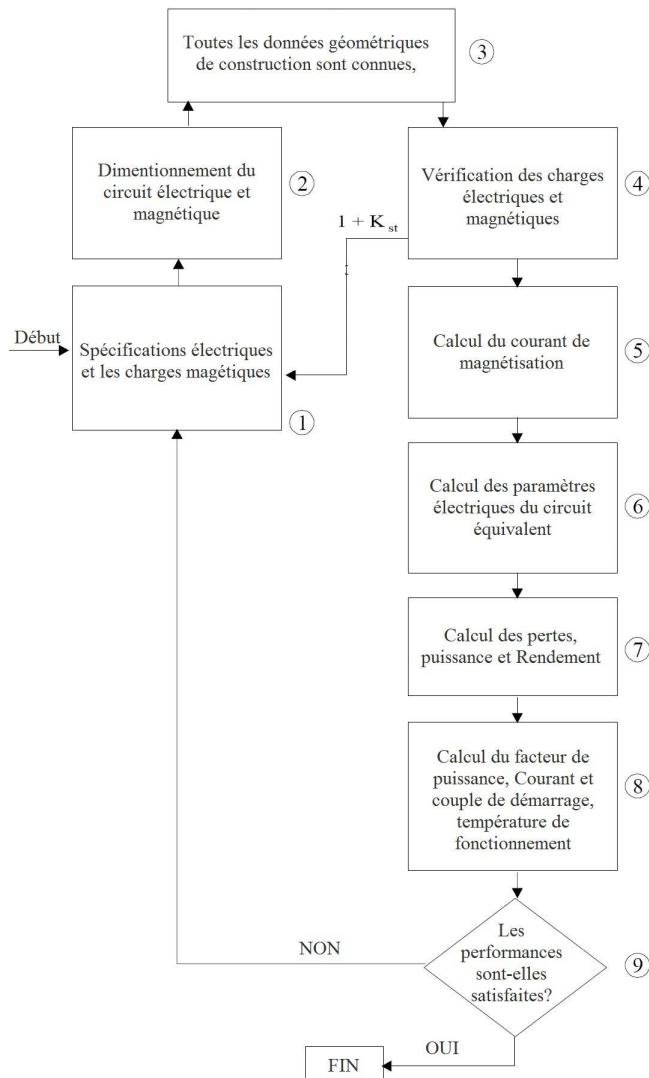


FIGURE A.2 – Algorithme de conception

Nous utiliserons le concept basé sur le principe de maintenir le produit $D_{is}^2 L$ constant. Basé sur cette hypothèse, le diamètre intérieur de stator D_{is} (Équation A.1) est donné par :

$$D_{is} = \sqrt[3]{\frac{2p \cdot p_1}{\pi \cdot \lambda \cdot f_1} \frac{S_{gap}}{C_0}}; \lambda = L \frac{2p_1}{\pi D_{is}} = \frac{L}{\tau} \quad (\text{A.1})$$

avec

$$S_{gap} = \frac{K_E \cdot P_n}{\eta_n \cdot \cos(\phi_{1n})}; K_E = 0.98 - 0.005p_1 \quad (\text{A.2})$$

le paramètre λ est donné par le Tableau A.1.

$2P_1$	2	4	6	8
λ	0.6 - 1.0	1.2 - 1.8	1.6 - 2.2	2 - 3

TABLE A.1 – Diamètre extérieur du stator en fonction du nombre de pôles

C_0 est extrait de la Figure A.3

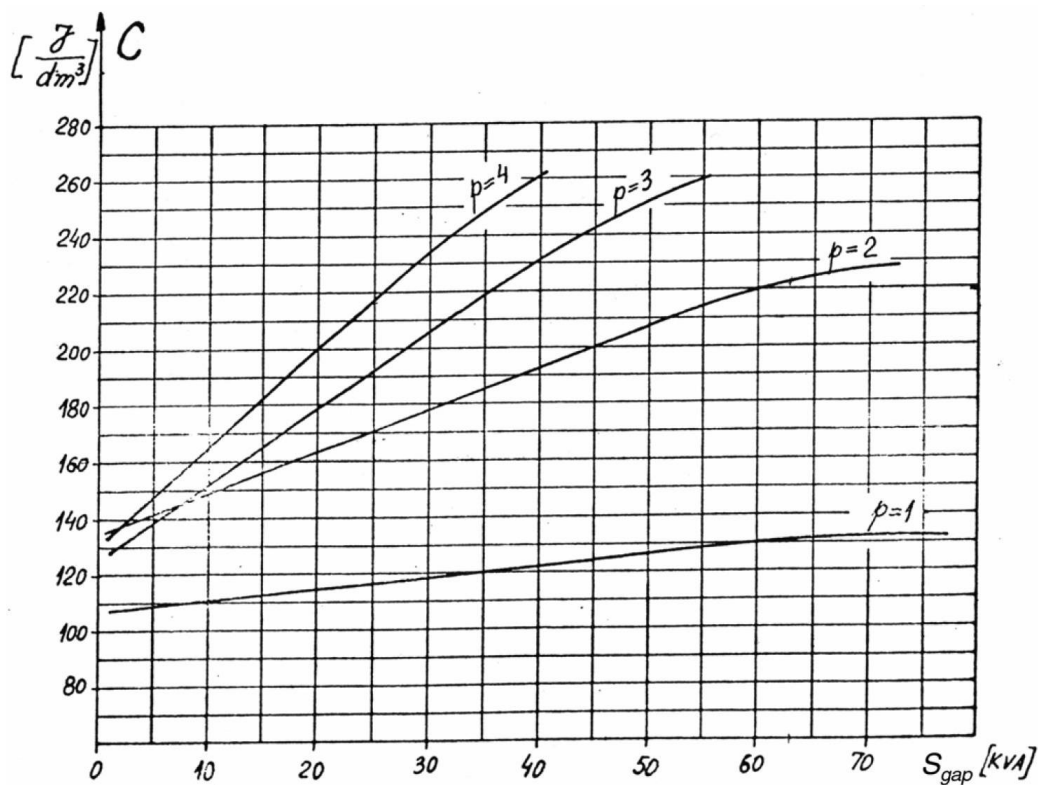


FIGURE A.3 – Constant d'Essen C_0 en fonction de S_{gap}

S_{gap} : puissance apparente de l'entrefer, la longueur est donné par l'équation suivante :

$$L = \frac{\pi D_{is\lambda}}{2p_1} \quad (\text{A.3})$$

le pas polaire est donné par :

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p_1} \quad (\text{A.4})$$

le nombre de encoches statoriques par pôle $3q$ vaut donc $3 \cdot 2 = 6$, $3 \cdot 3 = 9$ ou $3 \cdot 4 = 12$, pour $q = 2, 3$ ou 4 , le pas d'encoche est donné par :

$$\tau_s = \frac{\lambda}{3 \cdot q} \quad (\text{A.5})$$

En général le facteur q donne une meilleure performance (Harmoniques d'espace sont réduits). la largeur de l'encoche est de 5 à $5,3\text{mm}$ avec une largeur de dent de $4,7$ à $4,4$ mm sont mécaniquement possibles. L'expérience montre que le rapport du diamètre interne sur le diamètre externe D_{is}/D_{out} pour une puissance inférieur à 100kW est donné dans le tableau A.2

$2P1$	2	4	6	8
D_{is}/D_{out}	0.54 - 0.58	0.61 - 0.63	0.68 - 0.71	0.72 - 0.74

TABLE A.2 – Diamètre extérieur du stator en fonction du nombre de pôles

Pour une valeur de $2p1$, nous choisissons $D_{is}/D_{out} = KD$ et :

$$D_{out} = \frac{D_{is}}{K_D} \quad (\text{A.6})$$

Supposons que cette valeur est juste. La valeur de l'entrefer est également donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} g_e = (0,1 + 0,02 \cdot \sqrt[3]{P_n}) \cdot 10^{-3} \text{ m pour } 2p1=2 \\ g_e = (0,1 + 0,012 \cdot \sqrt[3]{P_n}) \cdot 10^{-3} \text{ m pour } 2p1 \geq 2 \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Basé sur la connaissance préliminaire du nombre de paires de pôles et les diamètres interne et externe du stator, nous choisissons le nombre des encoches N_s de stator comme suit :

$$N_s = 2p_1 q m \quad (\text{A.8})$$

Deux couches de bobinage avec un pas de raccourcissement de y/τ choisi afin de réduire le premier harmonique d'espace (Ordre 5 et l'ordre 7) de la FMM statorique. L'angle électrique α_{ec} entre les différentes FMM des encoches est défini par :

$$\alpha_{ec} = \frac{2\pi p_1}{N_s} \quad (\text{A.9})$$

Le facteur de distribution est déterminé par le nombre d'encoches par pôle par phase K_{q1} est :

$$K_{q1} = \frac{\sin(\frac{\pi}{6})}{q \sin(\frac{\pi}{6q})} \quad (\text{A.10})$$

Le Coefficient de raccourcissement K_{y1} est défini par :

$$K_{y1} = \sin(\frac{\pi y}{2 \tau}) \quad (\text{A.11})$$

Le facteur de bobinage statorique K_{w1} devient :

$$K_{w1} = K_{q1} K_{y1} \quad (\text{A.12})$$

Le nombre de sires par phase est déterminé à l'aide du flux par pôle ϕ :

$$\phi = \alpha_i \tau L B_g \quad (\text{A.13})$$

La densité du flux dans l'entrefer recommandée est obtenue par les équations suivantes :

$$\begin{cases} B_g = (0,5 - 0,75)T \text{ pour } 2p_1 = 2 \\ B_g = (0,65 - 0,78)T \text{ pour } 2p_1 = 4 \\ B_g = (0,7 - 0,82)T \text{ pour } 2p_1 = 6 \\ B_g = (0,75 - 0,85)T \text{ pour } 2p_1 = 8 \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Le coefficient α_i dépend de la saturation dans les dents K_{st} . On peut considérer dans le cas des machines de petite puissance $K_{st} + 1 = 1,4$ avec $\alpha_i = 0,729$, $K_f = 1,085$,

Le nombre de spires par phase W_1 est :

$$W_1 = \frac{K_E V_{1ph}}{4K_f K_{W1} f_1 \varphi} \quad (\text{A.15})$$

Le nombre des conducteurs par encoche n_s est :

$$n_s = \frac{a_1 W_1}{p_1 q} \quad (\text{A.16})$$

a_1 représente le nombre de branches parallèles.

Considérons à l'équation A.2 le courant nominal I_{1n} est donné par la relation suivante :

$$I_{1n} = \frac{P_n}{\eta_n \cos(\phi_n) \sqrt{3} V_1} \quad (\text{A.17})$$

Un rendement très élevé est demandé, en général pour une faible puissance et une vitesse de $1500tr/mn$, les pertes dans les enroulements sont prédominantes des densités de courant recommandés.

$$\begin{cases} J_{\cos} = (4...7)A/mm^2 \text{ for } 2p_1 = 2, 4 \\ J_{\cos} = (5...8)A/mm^2 \text{ for } 2p_1 = 6, 8 \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

La section des conducteurs A_{Co} est donnée par la relation suivante :

$$A_{Co} = \frac{I_{1n}}{J_{\cos} a_1} \quad (\text{A.19})$$

Le tableau A.3 montre les sections standards des conducteurs.

Diamètre nominal [mm]	Diamètre d'isolation [mm]
0.3	0.327
0.32	0.348
0.33	0.359
0.35	0.3795
0.38	0.4105
0.40	0.4315
0.42	0.4625
0.45	0.4835
0.48	0.515
0.50	0.536
0.53	0.567
0.55	0.5875
0.58	0.6185
0.60	0.639
0.63	0.6705
0.65	0.691
0.67	0.7145
0.70	0.742
0.71	0.7525
0.75	0.749
0.80	0.8455
0.85	0.897
0.90	0.948
0.95	1.0
1.0	1.051
1.05	1.102
1.10	1.153
1.12	1.173
1.15	1.2035
1.18	1.2345
1.20	1.305
1.25	1.305
1.30	1.356
1.32	1.3765
1.35	1.407
1.40	1.4575
1.45	1.508
1.5	1.559

TABLE A.3 – Section des câbles normalisée

Le diamètre des conducteurs d_{C0} devient :

$$d_{C0} = \sqrt{\frac{4A_{C0}}{\pi}} \quad (\text{A.20})$$

En général si la section $d_{C0} \geq 1,3mm$ pour les machines de faible puissance, il est recommandé d'utiliser plusieurs conducteurs en parallèle.

La nouvelle section des conducteurs est calculer comme suit :

$$d_{C0}' = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{C0}}{\pi \cdot a_p}} \quad (\text{A.21})$$

Connaissant le nombre de conducteurs par encoche et le nombre de conducteurs en parallèle a_p et le diamètre d_{C0} , on peut calculer la surface occupée par le cuivre A_{su} .

Pour les machines de puissance inférieure à $10kW$ le facteur de remplissage K_{fill} est de $0,35$ à $0,4$ et de $0,4$ à $0,44$ pour les puissances supérieures à $10kW$.

$$A_{su} = \frac{\pi d_{C0}^2 a_p n_s}{4K_{fill}} \quad (\text{A.22})$$

I.2 Calcul de la géométrie des encoches statoriques

Pour les machines de petite puissance, les formes trapézoïdales et circulaires sont recommandées (Figure A.4).

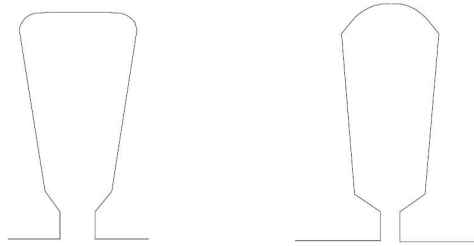


FIGURE A.4 – Formes des encoches statoriques recommandées

La dent statorique est rectangulaire (Figure A.4). les paramètres b_{os} , h_{os} , h_w ont les valeurs suivantes :

$$b_{os} = 2 \text{ à } 3mm \leq 8g,$$

$$h_{os} = 0,5 \text{ à } 1mm$$

$$h_w = 1 \text{ à } 4mm.$$

Le pas dentaire τ_s est connu, le flux d'entrefer qui traverse la dent devient :

$$B_g \tau_s L \approx B_{ts} b_{ts} L K_{Fe} \quad (\text{A.23})$$

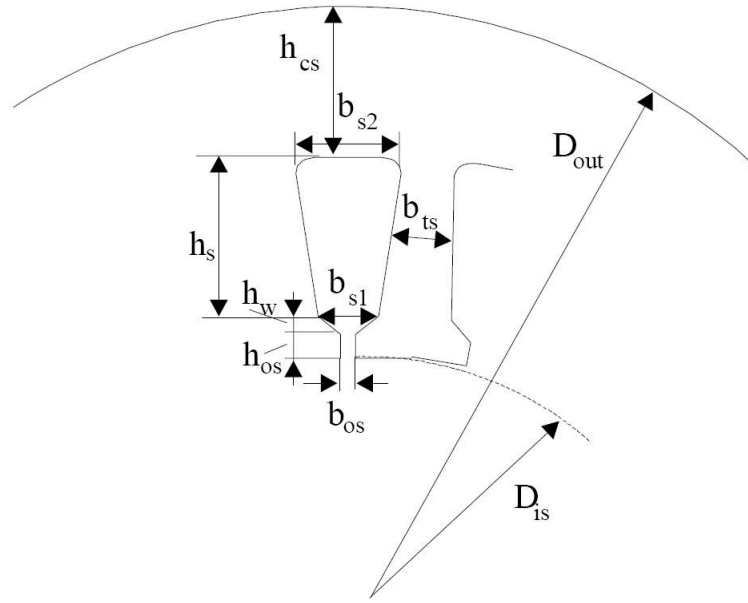


FIGURE A.5 – Géométrie des encoches statoriques

$K_{Fe} = 0,96$ pour une lamination de profondeur de $0,5\text{mm}$. avec : $B_{ts} = (1,5 - 1,65)T$, à partir de l'équation A.23 la largeur de la dent b_{ts} peut être déterminé selon la relation suivante :

$$b_{ts} = D_{out} - D_{is} - 2g - h_s - h_w - h_{os} \quad (\text{A.24})$$

A partir des laminations technologiques, la largeur des dents doit être supérieure à $3,5 \cdot 10^{-3}\text{m}$. avec $b_{os} = 2,2 \cdot 10^{-3}\text{m}$, $h_{os} = 1 \cdot 10^{-3}\text{m}$, $h_w = 1,5 \cdot 10^{-3}\text{m}$, la largeur inférieure d'encoches b_{s1} est :

$$b_{s1} = \frac{\pi(D_{is} + 2h_{os} + 2h_w)}{N_s} - b_{ts} \quad (\text{A.25})$$

La surface d'encoche occupée par les conducteurs est exprimée par :

$$A_{su} = h_s \frac{(b_{s1} + b_{s2})}{2} \quad (\text{A.26})$$

$$b_{s2} \approx b_{s1} + 2h_s \tan\left(\frac{\pi}{N_s}\right) \quad (\text{A.27})$$

A partir des deux équations A.26 et A.27 les deux paramètres inconnus b_{s2} et h_s sont exprimés par :

$$b_{s2} = \sqrt{4A_{su} \tan\left(\frac{\pi}{N_s}\right) + b_{s1}^2} \quad (\text{A.28})$$

La hauteur d'encoche utile h_s devient :

$$h_s = \frac{2A_{su}}{b_{s1} + b_{s2}} \quad (\text{A.29})$$

Maintenant nous précédons au calcul de la saturation dans la zone des dents $K_{st} + 1$ en supposons que les dents statoriques et rotoriques produisent le même effet.

$$1 + K_{st} = 1 + \frac{F_{mts} + F_{mtr}}{F_{mg}} \quad (\text{A.30})$$

La force magnéto-motrice F_{mg} est

$$F_{mg} \approx 1,2 \cdot g_e \cdot \frac{B_g}{\mu_0} \quad (\text{A.31})$$

Avec la valeur de B_{ts} et à partir de la courbe de magnétisation $B(H)$ on peut tirer la valeur de H_{ts} correspondante. Par conséquent la FMM des dents F_{mts} est donnée par la relation suivante :

$$F_{mts} = (h_s + h_{os} + h_w) \quad (\text{A.32})$$

B[T]	H[A/m]	B[T]	H[A/m]
0.05	22.8	1.05	237
0.1	35	1.1	273
0.15	45	1.15	310
0.2	49	1.2	356
0.25	57	1.25	417
0.3	65	1.3	482
0.35	70	1.35	585
0.4	76	1.4	760
0.45	83	1.45	1050
0.5	90	1.5	1340
0.55	98	1.55	1760
0.6	106	1.6	2460
0.65	115	1.65	3460
0.7	124	1.7	4800
0.75	135	1.75	6160
0.8	148	1.8	8270
0.85	162	1.85	11170
0.9	177	1.9	15220
0.95	198	1.95	22000
1.0	220	2.0	34000

TABLE A.4 – Courbe de Magnétisation $B(H)$

L'équation A.30 permet de calculer la valeur de la FMM des dents rotoriques B_{mtr} correspond à $K_{st} + 1$.

$$F_{mtr} = K_{st} F_{mg} - F_{mts} \quad (\text{A.33})$$

Si cette valeur est légèrement grande devant la FMM des dents statoriques, la géométrie de la machine doit être redimensionnée.

Autrement si $F_{mtr} \leq F_{mts}$, la valeur de $K_{st} + 1$ doit être diminuée. En général un bon dimensionnement mène à $F_{mtr} \approx F_{mts}$. Sachant que le diamètre externe D_{out} est déterminé, la hauteur de la partie magnétique du stator h_{cs} devient :

$$h_{cs} = \frac{D_{out} - (D_{is} + 2(h_{os} + h_w + h_s))}{2} \quad (\text{A.34})$$

La densité du flux B_{cs} dans cette partie est donnée par :

$$B_{cs} = \frac{\phi}{2Lh_{cs}} \quad (\text{A.35})$$

Si la valeur de B_{cs} est trop grande. Il y a trois manières principales de résoudre ce problème.

- On augmente simplement le diamètre extérieur de stator jusqu'à l'obtention d'une valeur de $B_{cs} = 1,4 - 1,7T$.
- On introduit une grande valeur du rapport λ qui réduit le diamètre interne du stator D_{is} . Par conséquent la hauteur h_{cs} augmente et la valeur de B_{cs} diminue.
- La troisième solution consiste à augmenter la densité du courant ce qui réduit la hauteur d'encoche.

I.3 Calcul de la géométrie des encoches rotoriques

Pour des rotors à cage, le nombre d'encoches rotoriques doit être choisi de façon judicieuse afin de réduire les couples parasites, les pertes additionnelles, les forces radiales, le bruit et les vibrations. les nombres des encoches statoriques et rotoriques, les plus adéquats, sont donnés dans le tableau A.5.

$2pi$	Ns	Nr - skewed rotor slots
2	24	18, 20, 22, 28, 30, ,33,34
	36	25,27,28,29,30,43
	48	30,37,39,40,41
4	24	16,18,20,30,33,34,35,36
	36	28,30,32,34,45,48
	48	36,40,44,57,59
	72	42,48,54,56,60,61,62,68,76
6	36	20,22,28,44,47,49
	54	34,36,38,40,44,46
	72	44,46,50,60,61,62,82,83
8	48	26,30,34,35,36,38,58
	72	42,46,48,50,52,56,60
12	72	69,75,80
	90	86,87,93,94

TABLE A.5 – Nombre d'encoches stator/rotor recommandé

la figure A.6 montre les différentes formes des encoches rotoriques.

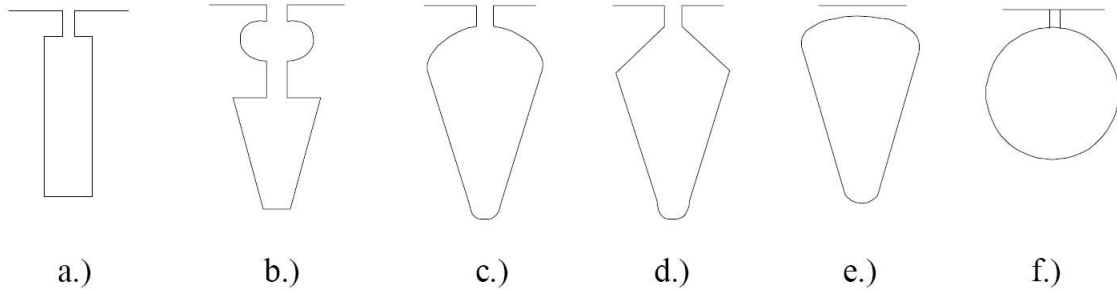


FIGURE A.6 – Forme des encoches rotoriques

Dans un premier temps, nous calculons le courant nominal dans les barres rotoriques I_b .

$$I_b = K_I \frac{2mW_1 K_{W1}}{N_r} I_{1n} \quad (\text{A.36})$$

Avec $K_I = 1$, la FMM rotorique est statorique doivent avoir la même amplitude. En réalité, la FMM du stator est légèrement plus grand.

$$K_I \approx 0,8 \cdot \cos(\varphi_{1n}) + 0,2 \quad (\text{A.37})$$

Pour un rendement élevé, la densité de courant dans les barres rotoriques (en Aluminium) est de $J_b = 3,42 \text{ A/mm}^2$. La surface des encoches rotorique A_b est donnée par :

$$A_b = \frac{I_b}{J_b} \quad (\text{A.38})$$

Le courant dans l'anneau de court-circuit I_{er} est donné par la relation suivante :

$$I_{er} = \frac{I_b}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p_1}{N_r}\right)} \quad (\text{A.39})$$

La densité du courant dans l'anneau de court-circuit est : $J_{er} = (0,75 - 0,8) J_{er} \text{ A/mm}^2$.

La section de l'anneau de court-circuit A_{er} est donnée par :

$$A_{er} = \frac{I_{er}}{J_{er}} \quad (\text{A.40})$$

Nous pouvons maintenant procéder au calcul de la géométrie d'encoche basé sur les paramètres définis à la figure A.7.

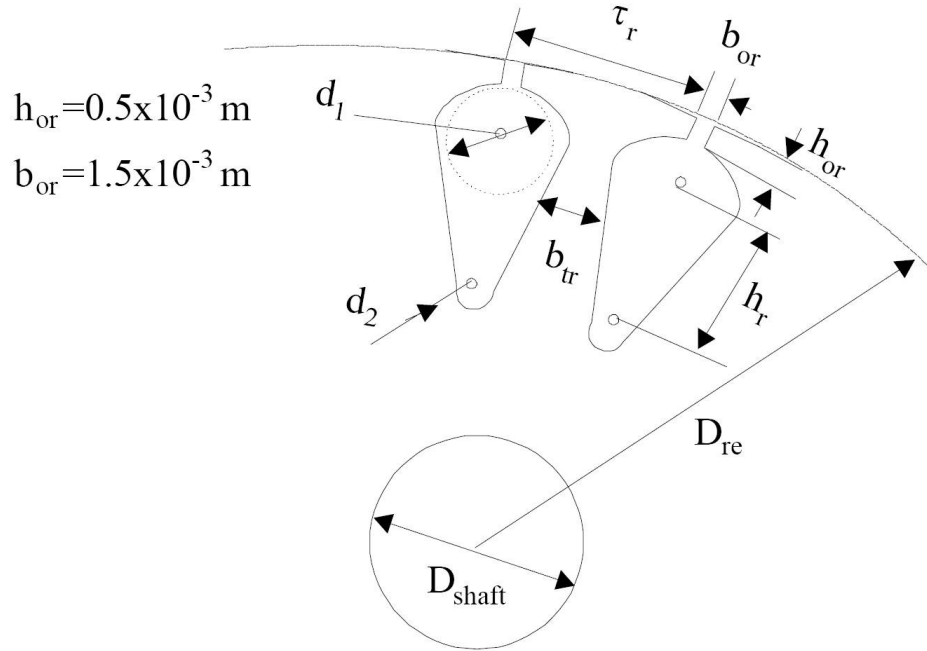


FIGURE A.7 – Géométrie d'encoche rotorique

Le pas dentaire rotorique τ_r est donné par :

$$\tau_r = \frac{\pi (D_{is} - 2g_e)}{N_r} \quad (\text{A.41})$$

La largeur des dents rotoriques b_{tr} est :

$$b_{tr} = \frac{B_g}{K_{Fe} B_{tr}} \tau_r \quad (\text{A.42})$$

Le diamètre d_1 est obtenu à partir de l'équation :

$$d_1 = \frac{\pi (D_{re} - 2h_{or}) - N_r b_{tr}}{N_r + \pi} \quad (\text{A.43})$$

Pour définir complètement la géométrie de l'encoche rotorique, nous utilisons les équations de la section de l'encoche,

$$A_b = \frac{\pi}{8} (d_1^2 + d_2^2) + \frac{(d_1 + d_2) h_r}{2} \quad (\text{A.44})$$

$$d_1 - d_2 = 2h_r \tan\left(\frac{\pi}{N_r}\right) \quad (\text{A.45})$$

La solution des équations A.44 et A.45 permet de déterminer d_2 et h_r .

Maintenant nous devons vérifier la valeur de la FMM des encoches rotoriques F_{mtr}

$$F_{mtr} = H_{tr} \left(h_r + h_{or} + \frac{(d_1 + d_2)}{2} \right) \quad (\text{A.46})$$

Si $F_{mtr} \approx F_{mts}$ on dit que la conception est acceptable jusqu'ici. Si F_{mtr} a une très grande valeur, nous devons réduire la densité du flux, et ceci augmente la largeur des dents et la densité

de courant dans les barres. L'augmentation de l'ouverture de l'encoche n'est pas pratique. Cette augmentation de densité de courant dans les barres peut réduire la valeur du rendement voulu. Nous pouvons également augmenter $K_{st} + 1$, et refaisons la conception de nouveau. Dans le cas où F_{mtr} est très petite, nous devons augmenter B_{tr} et retournons à l'équation A.1 jusqu'à ce que la valeur voulue est atteinte. La hauteur de la culasse du rotor nécessaire peut être calculé après avoir choisi la valeur de la densité du flux $B_{cr} = 1,4 - 1,7T$, la hauteur de la culasse du rotor h_{cr} devient :

$$h_{cr} = \frac{\phi}{2L} \frac{1}{B_{cr}} \quad (\text{A.47})$$

Le diamètre maximal de l'arbre D_{shaft} est défini par :

$$(D_{shaft})_{max} \leq D_{is} - 2g - 2\left(h_{or} + \frac{(d_1 + d_2)}{2} + h_r + h_{cr}\right) \quad (\text{A.48})$$

Le diamètre de l'arbre correspondant au couple nominal est basé sur la conception mécanique et les expériences antérieures. Le couple nominal est approximativement donné par la relation suivante :

$$T_{em} = \frac{P_n}{2\pi \frac{f_1}{p_1} (1 - S_n)} \quad (\text{A.49})$$

I.4 Calcul de la géométrie de l'anneau de court-circuit

La section de l'anneau de court-circuit est montrée à la figure A.8

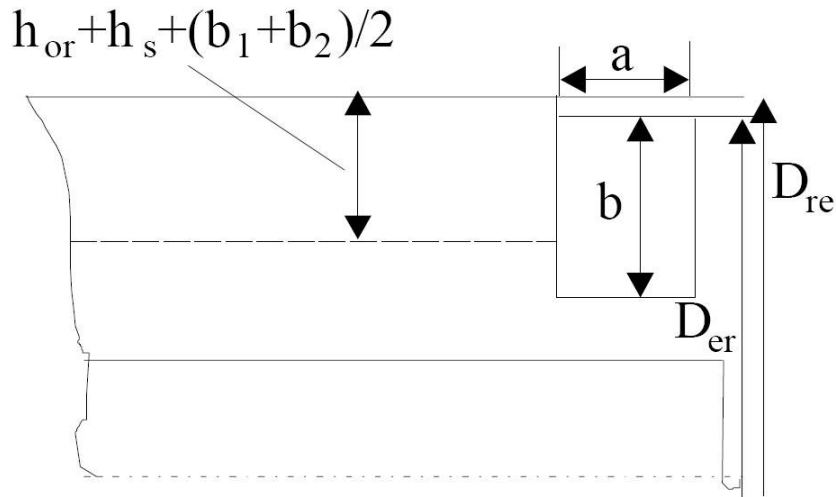


FIGURE A.8 – Section Anneau de court-circuit

En général, $D_{re} - D_{er} = (3 - 4)10^{-3}m$ aussi,

$$b = (1,0 - 1,2)(h_r + h_{or} + \frac{(d_1 + d_2)}{2}) \quad (\text{A.50})$$

La valeur de a est :

$$a = \frac{A_{er}}{b} \quad (\text{A.51})$$

La FMM de magnétisation F_{1m} est donnée par la relation suivante :

$$F_{1m} = 2(K_c g \frac{B_g}{\mu_0} + F_{mts} + F_{mtr} + F_{mcs} + F_{mcr}) \quad (\text{A.52})$$

Le coefficient $K_c = 1, 2$ et F_{mg} dans l'équation A.30 . Nous pouvons calculer toutes les variables nécessaires pour déterminer le coefficient de Carter K_c

$$\gamma_1 = \frac{b_{os}^2}{5g + b_{os}} \quad (\text{A.53})$$

$$\gamma_2 = \frac{b_{or}^2}{5g + b_{or}} \quad (\text{A.54})$$

$$K_{c1} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_1} \quad (\text{A.55})$$

$$K_{c2} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_2} \quad (\text{A.56})$$

Le coefficient de Carter global K_c devient :

$$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2} \quad (\text{A.57})$$

Considérons les valeurs des $FMMs$ F_{mts} et F_{mtr} comme des valeurs définitives, nous avons besoin de calculer les $FMMs$ des culasses statorique F_{mcs} et rotorique F_{mcr} .

$$F_{mcs} = C_{cs} \frac{\pi(D_{out} + h_{cs})}{2p1} H_{cs}(B_{cs}) \quad (\text{A.58})$$

$$F_{mcr} = C_{cr} \frac{\pi(D_{shaft} + h_{cr})}{2p1} H_{cr}(B_{cr}) \quad (\text{A.59})$$

C_{cs} et C_{cr} sont des coefficients empiriques qui définissent une longueur moyenne de chemin de flux dans les jougs. Ils peuvent être calculés par la formule suivante :

$$C_{cs,r} \approx 0,88 \cdot e^{-0,4B_{cs,r}^2} \quad (\text{A.60})$$

Les valeurs de B_{cs} et B_{cr} sont déterminées précédemment et les valeurs de h_{cs} et h_{cr} sont extraites du tableau A.4. le facteur de saturation total K_{st} est donné par :

$$K_s = \frac{F_{1m}}{2F_{mg}} \quad (\text{A.61})$$

Le courant de magnétisation I_μ est :

$$I_\mu = \frac{\pi p_1 (F_{1m}/2)}{3\sqrt{2}W_1 K_{w1}} \quad (\text{A.62})$$

La valeur relative (PU) du courant I_μ est :

$$i_\mu = \frac{I_\mu}{I_{1n}} \% \quad (\text{A.63})$$

I.5 Détermination des paramètres du circuit équivalent

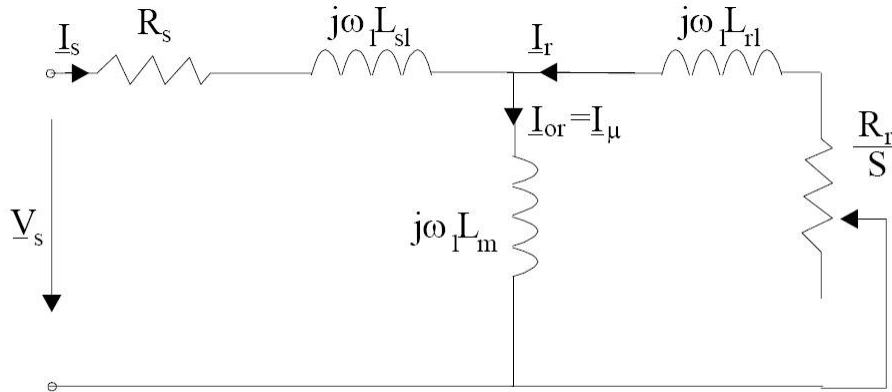


FIGURE A.9 – Schéma équivalent en T

La résistance d'une phase statorique est donnée par,

$$R_s = \rho_{Co} = \frac{l_c W_1}{A_{Co} a_1} \quad (\text{A.64})$$

La longueur d'une bobine l_c contient la longueur active $2L$ et les têtes de la bobine $2l_{end}$

$$l_c = 2(L + l_{end}) \quad (\text{A.65})$$

La largeur de la tête de la bobine dépend du pas de d'enroulement y , du nombre de pôles, du type de bobinage et du nombre des couche dans le bobinage. Les sociétés de construction de machines électriques ont développé des relations empiriques comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} l_{end} = 2y - 0,04 \text{ m pour } 2p_1=2 \\ l_{end} = 2y - 0,02 \text{ m pour } 2p_1=4 \\ l_{end} = \frac{\pi}{2}y - 0,018 \text{ m pour } 2p_1=6 \\ l_{end} = 2,2y - 0,012 \text{ m pour } 2p_1=8 \end{array} \right. \quad (\text{A.66})$$

$$y/\tau = \beta$$

Avec β le pas de raccourcissement. Généralement,

$$\frac{2}{3} \leq \beta \leq 1 \quad (\text{A.67})$$

La résistance équivalente de la cage rotorique R_{be} est :

$$R_{be} = \rho_{A1} \left[\frac{L}{A_b} K_R + \frac{l_{er}}{2 A_{er} \sin^2 \left(\frac{\pi p_1}{N_r} \right)} \right] \quad (\text{A.68})$$

La résistivité de la cage en aluminium à $20C^\circ$ est $(\rho_{A1})_{20^\circ C} = 3.1.10^{-8} \Omega$ et la longueur de l'anneau de court-circuit l_{er} est :

$$l_{er} = \frac{\pi(D_{er} - b)}{N_r} \quad (\text{A.69})$$

K_r est le coefficient de la résistance dû à l'effet de peau dans les barres rotoriques, est approximativement donné par la relation suivante :

$$K_R = \xi \frac{(\sinh(2\xi) + \sin(2\xi))}{(\cosh(2\xi) + \cos(2\xi))} \approx \xi \quad (\text{A.70})$$

$$\xi = \beta_s h_r \sqrt{S}, \quad \beta_s = \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{2\rho_{A1}}} \quad (\text{A.71})$$

La résistance de la cage rotorique ramenée au stator $R_{r'}$ est donnée par la relation suivante :

$$(R_{r'})_{S=1} = \frac{4m_1}{N_r} (W_1 K_{W1})^2 R_{be80^\circ} \quad (\text{A.72})$$

L'inductance de fuite statorique X_{sl} est :

$$X_{s1} = 2\mu_0 \omega_1 L \frac{W_1^2}{p1q} (\lambda_s + \lambda_{ds} + \lambda_{ec}) \quad (\text{A.73})$$

λ_s , λ_{ds} et λ_{ec} sont les coefficients de connexion différentiels des encoches et l'anneau de court-circuit :

$$\lambda_s = \left[\frac{2}{3} \frac{h_s}{(b_{s1} + b_2)} + \frac{2h_w}{(b_{os} + b_{s1})} + \frac{h_{os}}{b_{os}} \right] \left(\frac{1 + 3\beta}{4} \right) \quad (\text{A.74})$$

Une expression des λ_{ds} a été développée et une approximation alternative est donnée par :

$$\lambda_{ds} = \frac{0,9\tau_s q^2 K_{w1}^2 C_s \gamma_{dc}}{K_c g (1 + K_{st})} \quad (\text{A.75})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_{ds} = (0,11 \sin(\varphi_1 + 0,28) \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=8 \\ \gamma_{ds} = (0,11 \sin(\varphi_1 + 0,41) \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=6 \\ \gamma_{ds} = (0,14 \sin(\varphi_1 + 0,76) \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=4 \\ \gamma_{ds} = (0,18 \sin(\varphi_1 + 1,24) \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=3 \\ \gamma_{ds} = (0,25 \sin(\varphi_1 + 2,6) \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=2 \\ \gamma_{dc} = 9,5 \cdot 10^{-2}; \text{ pour } q=1 \end{array} \right. \quad (\text{A.76})$$

Pour deux couches d'enroulement ; le coefficient γ_{ec} est donnée par :

$$\lambda_{ec} = 0,34 \frac{q}{L} (L_{end} - 0,64 \cdot \beta \cdot \tau) \quad (\text{A.77})$$

La réactance de fuite équivalente de la barre rotoriques X_{be} est donnée par :

$$X_{be} = 2\pi f_1 (\lambda_r K_X + \lambda_{ds} + \lambda_{er}) \quad (\text{A.78})$$

λ_r est le coefficient de perméance différentielle des encoches rotoriques et de l'anneau de court-circuit, pour une encoche circulaire (figure A.7) :

$$\lambda_r = 0,66 + \frac{2h_r}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_{or}}{b_{or}} \quad (\text{A.79})$$

λ_{dr} est donnée par la relation suivante :

$$\lambda_{dr} = \frac{0,9\tau_r\gamma_{dr}}{K_c g} \left(\frac{N_r}{6p1} \right)^2, \quad \gamma_{dr} = 9 \left(\frac{6p1}{N_r} \right)^2 10^{-2} \quad (\text{A.80})$$

et λ_{er} est donnée par :

$$\lambda_{er} = \frac{2.3(D_{er} - b)}{N_r \cdot L \cdot 4 \cdot \sin^2 \left(\frac{p1\pi}{N_r} \right)} \log \frac{4.7(D_{er} - b)}{b + 2a} \quad (\text{A.81})$$

Le coefficient de l'effet de peau K_X pour la réactance de fuite est donné par :

$$K_X = \frac{3(\sinh(2\xi) - \sin(2\xi))}{2\xi(\cosh(2\xi) - \cos(2\xi))} \approx \frac{3}{2\xi} \quad (\text{A.82})$$

La réactance de fuite rotorique X_{r1} devient :

$$X_{r1} = 4m \frac{(W_1 K_{W1})^2}{N_r} X_{be} \quad (\text{A.83})$$

Annexe B

Résultats de calcul de la machine asynchrone de 5,5kW

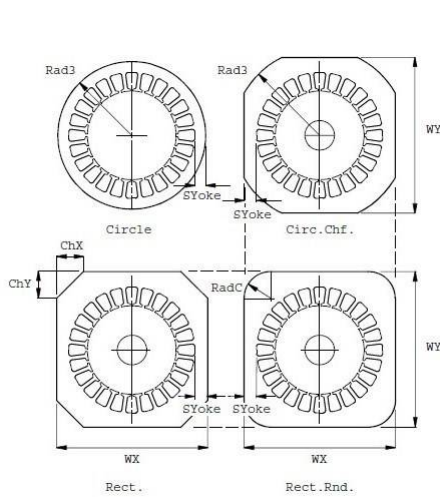
Les résultats de calcul présentés dans cette partie sont calculés par un algorithme de conception basé sur des spécifications électriques, magnétiques et mécaniques. Les caractéristiques principales de la machine calculée sont les suivantes :

- Puissance Nominale : $P_n[W] = 5.5kW$
- Vitesse de Synchronisme : $n_s = 1500tr/mn$
- Vitesse de rotation : $n = 1455tr/mn$
- Tension d'alimentation : $V = 400V$
- Fréquence : $f = 50Hz$
- Nombre de phases $m = 3$
- Nombre de paires de pôles $p = 2$
- Couplage : *étoile*
- Facteur de puissance : $\cos(\varphi) = 0.88$
- Rendement : $\eta = 0.88$ (Moteur à rendement élevé)
- Classe d'isolement : *F*
- Degrée de Protection : *IP55 – IC411*
- Conditions Environnementales : *standard*
- Configuration : Arbre horizontal

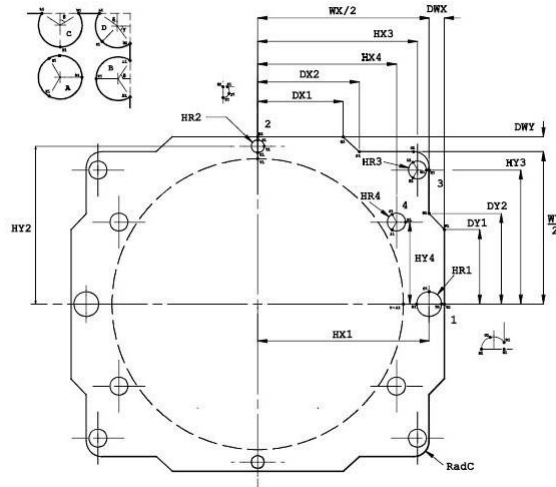
II.1 Définition des dimensions principales de la machine

II.1.1 Stator

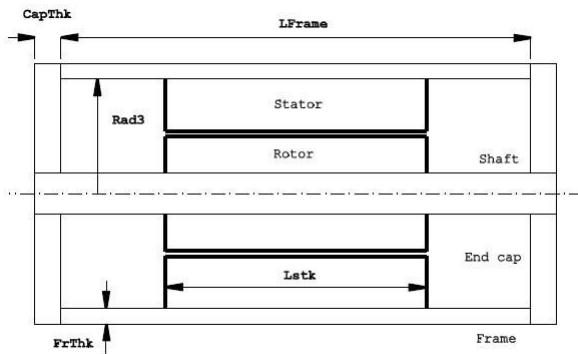
II.1.1.1 Dimension principales



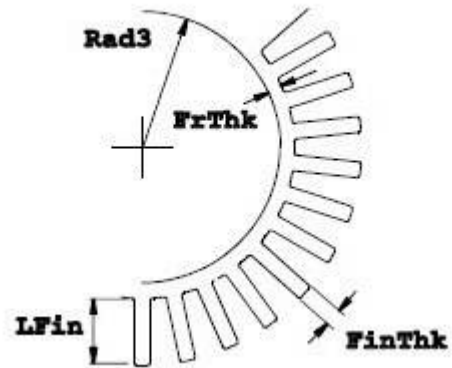
Formes de lamination



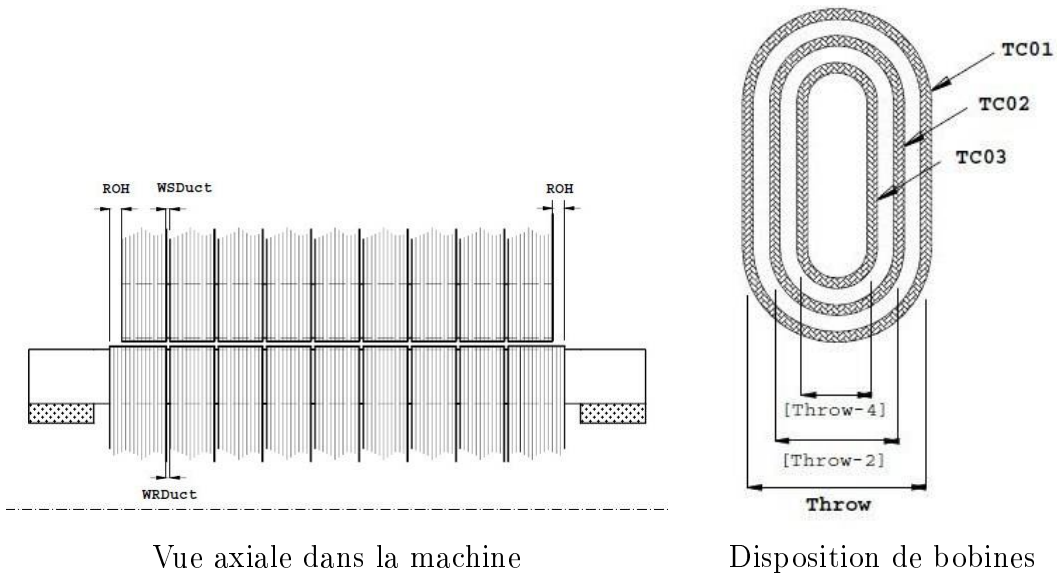
Lamination de type Lamshape=Annulus



Section longitudinale dans la machine



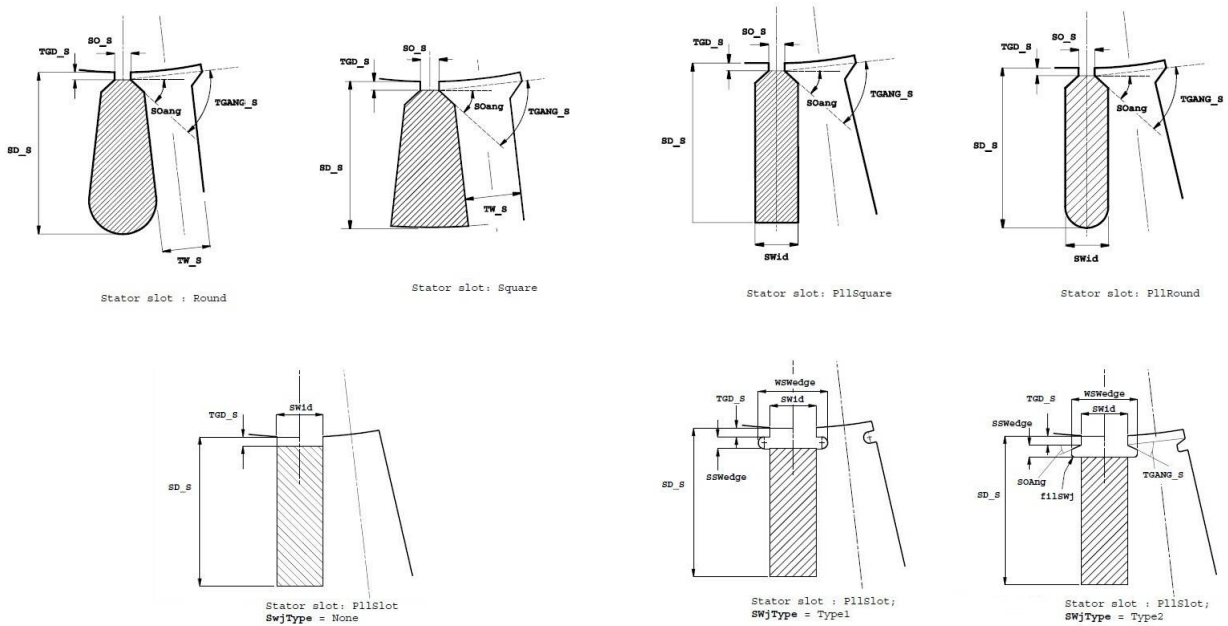
Dimensions principales

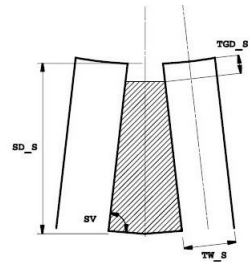


Vue axiale dans la machine

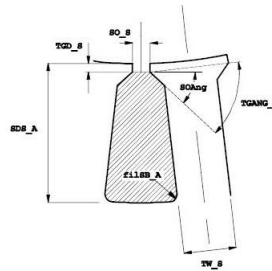
Disposition de bobines

II.1.1.2 Encoches statoriques

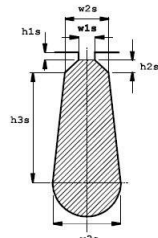




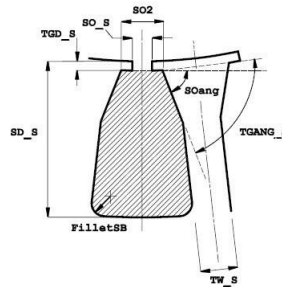
Stator slot: FilTooth



Stator slot: Flared

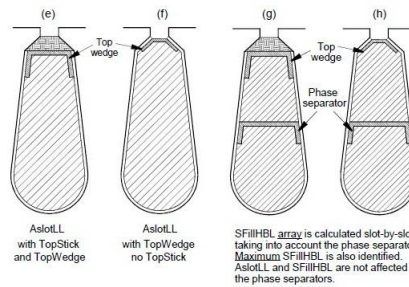
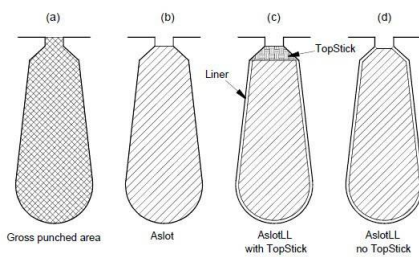
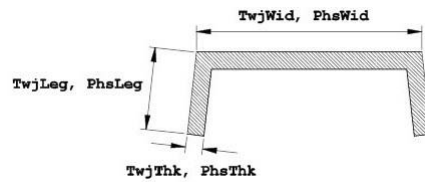
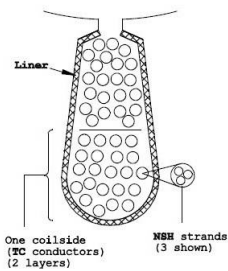


Stator slot: HW



Stator slot: Flared

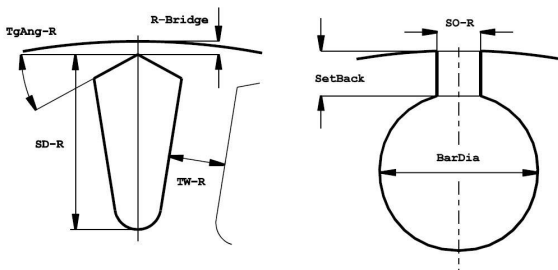
II.1.1.3 Remplissage des encoches



SFillHBL array is calculated slot-by-slot, taking into account the phase separator. Maximum SFillHBL is also identified. AslotLL and SFillHBL are not affected by the phase separators.

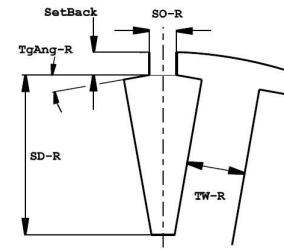
II.1.2 Rotor

II.1.2.1 Encoches rotoriques

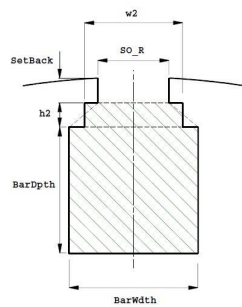


Type 0 rotor bar : Closed

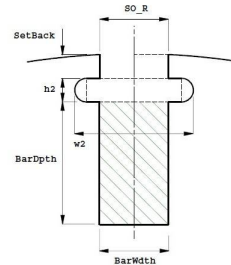
Type 1 rotor bar : round bar



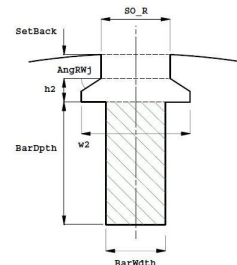
Type 3 rotor bar



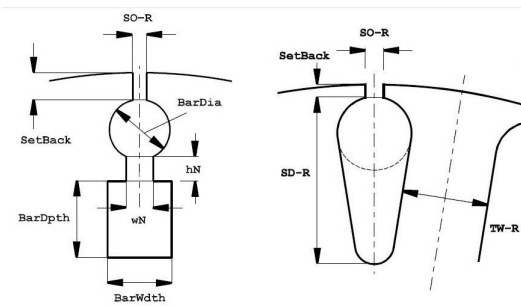
Type 2: rectangular or T bar
(RWJType = None)



Type 2 : RWJType = Type1

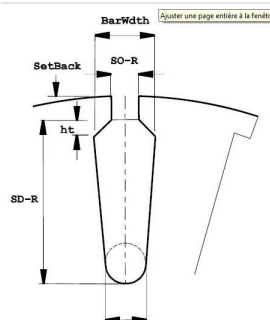


Type 2 : RWJType = Type2

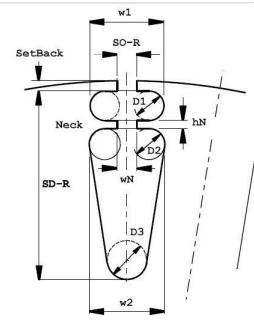


Type 4 rotor bar

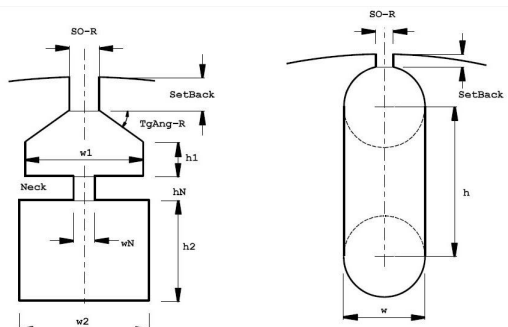
Type 5 rotor bar



Type 6 rotor bar

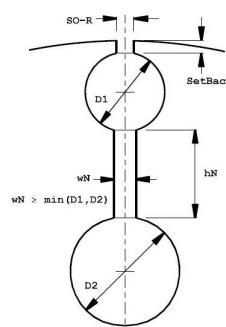


Type 7 rotor bar

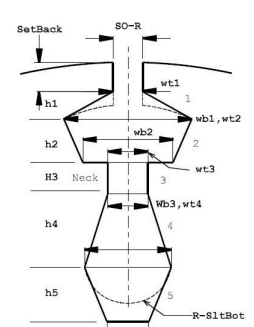


Type 8 rotor bar

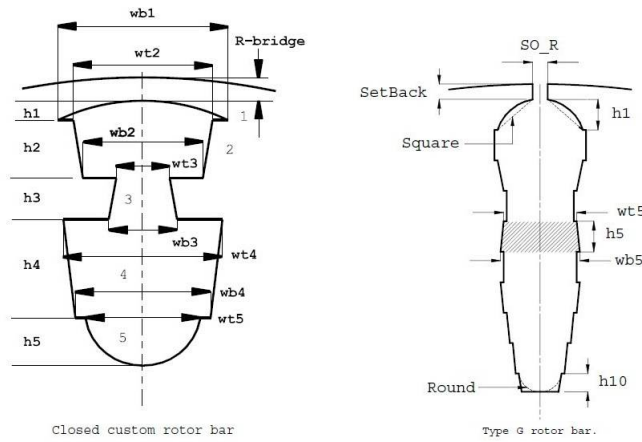
Type 9 rotor bar



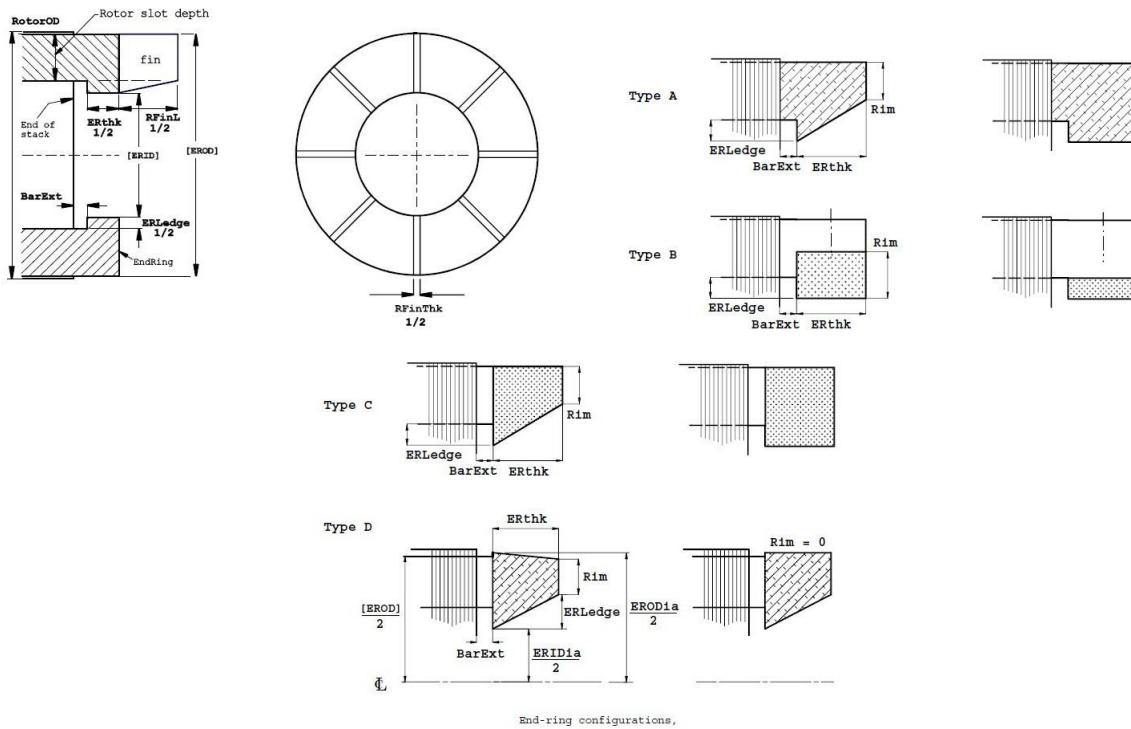
Type 10 rotor bar



Open custom rotor bar



II.1.2.2 Anneau de court-circuit



End-ring configurations.

II.2 Principales caractéristiques et géométrie de la machine

Slots	48	Poles	4	Lstk	210.0000 <i>mm</i>
StatorOD	220 <i>mm</i>	RotorOD	148.0000 <i>mm</i>	Gap	0.5000 <i>mm</i>
StatorID	149 <i>mm</i>	RotorID	50.0000 <i>mm</i>	MConfig	Int
Rad3	110 <i>mm</i>	R1g	74.5000 <i>mm</i>		
S-slot	Round	ASlot	89.3454 <i>mm</i> ²	ASlotLL	72.2522 <i>mm</i>
SD_S	18.7631 <i>mm</i>	SO_S	2.3038 <i>mm</i>	TW_S	5.7452 <i>mm</i>
TGD_S	1.0 <i>mm</i>	TGANG_S	20.00 <i>mDeg</i>	SOAng	32.5000 <i>mDeg</i>
STOH	0.8999 <i>mm</i>	SBWid	6.0450 <i>mm</i>	SYoke	16.7369 <i>mm</i>
NSDuct	0	WSDuct	0.5000 <i>mm</i>	LFES	203.7000 <i>mm</i>

TABLE B.1 – Géométrie du stator

Rad1	74.0000 <i>mm</i>	Rad0	0.0000 <i>mm</i>	RadSh	25.0000 <i>mm</i>
Bar1	Type5	R_Bars	28	DblCage	false
Skew	0.0000	SSlots LB	210.0000 <i>mm</i>	BarExt	0.0000 <i>mm</i>
ARslot	103.1712	Abar	103.1712 <i>mm</i> ²	Shrink	0.0000
muPlug	1.0000	SBFULL	true	RYoke	29.8623 <i>mm</i>
SD_R	18.3060 <i>mm</i>	SO_R	1.8593 <i>mm</i>	TW_R	8.3687 <i>mm</i>
SetBack	0.8317 <i>mm</i>				
Dbar	128.8623 <i>mm</i>	BarTop1	Open Slot		

TABLE B.2 – Géométrie du rotor

Géométrie de l'anneau de court-circuit					
ERType1	Type A				
ERType2	Type A				
ERLedge1	0.0000 <i>mm</i>	ERthk1	10.0000 <i>mm</i>	ERID1	109.7246 <i>mm</i>
ERLedge2	0.0000 <i>mm</i>	ERthk2	10.0000 <i>mm</i>	ERID2	109.7246 <i>mm</i>
ERArea1	183.0606 <i>mm</i> ²	ERArea2	183.0606 <i>mm</i> ²	EROD	146.3367 <i>mm</i>
NRDuct	0	WRDuct	0.0000 <i>mm</i>		
ROH	0.0000 <i>mm</i>	LFER	203.7000 <i>mm</i>		
Géométrie de l'arbre					
RadSh	25.0000 <i>mm</i>	RadSh2	4.8000 <i>mm</i>	RadSh3	3.6000 <i>mm</i>
AxExSh1	25.0000 <i>mm</i>	AxExSh2	16.6667 <i>mm</i>	AxExSh3	5.0000 <i>mm</i>

TABLE B.3 – Géométrie l'anneau de court-circuit et l'arbre

II.3 Configuration du Bobinage

Connex	3-Ph Wye				
PC	100 %Cu	TCC	0.3930 %/°C	WireDens	8890 <i>kg/m³</i>
SFill	0.4032	SFillHBL	0.6349	ACu	36.0269 <i>m²</i>
MaxSFg	0.4155	MaxSFn	0.6541	ASlotLL	72.2522 <i>m²</i>
ACL	8490 <i>m²</i>	LCL	40.4293 <i>mm</i>	Liner	0.4000 <i>mm</i>
PCSlot	1.9786	XPCslot	1.0000		
EndFill	0.5000	LaxPack	263.2495 <i>mm</i>	LAYERS	2.0

TABLE B.4 – Informations Générales

WdgType	ConcSine	T_wdg	75 °C	RLL_Amb	1.4800 Ω
Throw	11	CPP	4.0000	TC	10
Tph	132.0000	PPaths	1	Tph1	112.9150
MLT	709.9961 <i>mm</i>	XET	1.00	Ext	0.00 <i>mm</i>
Wire_1	BareDia	Wire_2	BareDia		
WDia_1	1.6302	WDia_2	0.3500 <i>mm</i>		
NSH_1	1	NSH_2	1	EWG	16.6735
BWDia_1	1.6302 <i>mm</i>	BWDia_2	0.3500 <i>mm</i>	EWDia	1.6673 <i>mm</i>
BWArea_1	2.0872 <i>m²</i>	BWArea_2	0.0962 <i>m²</i>	ACond	2.1834 <i>m²</i>
InsThk_1	0.00 <i>mm</i>	InsThk_2	0.00 <i>mm</i>		
HBWDia_1	1.6302 <i>mm</i>	HBWDia2	0.3500 <i>mm</i>		

TABLE B.5 – Bobinage statorique

Cage rotorique					
CgDens	2700 <i>kg/m³</i>	SBFull	true		
PC1	50.00 %Cu	TCC1	0.375 %/°C	RhoBar	4.48E-08 Ω. <i>m</i>
PCEndR	50.00 %Cu	TCCEndR	0.375 %/°C	RhoEndR	4.48E-08 Ω. <i>m</i>
Kring1	0.9554	Kring2	0.9554		
PRSlot 1.3951	XPRslot	1.00			

TABLE B.6 – Cage rotorique

II.4 Paramètres du circuit équivalent

Informations Générales					
R1	0.8999 Ω	X1	1.4271 Ω	X1unsat	1.4271 Ω
R2	0.6821 Ω	X2	1.3690 Ω	X2unsat	1.3690 Ω
Rc	1047.5907 Ω	Xm0	63.4946 Ω	Xm	60.8813 Ω
Rbar	0.4986 Ω	REndRing	0.1835 Ω	Erb	0.0000V
R_rotor	1.2483E-04 Ω	X_rotor	2.5054E-04 Ω	XErb	1.0000
DeepBar	Boldea	K_r	1.0001	K_x	1.0000
		XKr_DB	1.0000	XKx_DB	1.0000
EndLeak	SPEED	CoilFill	1.0000	kEndCoil	1.0000
		XX1end	1.0000	XX2end	1.0000
Xpm	0.6038 Ω	X2m	3.8187 Ω	R2m	0.4986 Ω
Xpn	0.5555 Ω	X2n	8.1231 Ω	R2n	0.4986 Ω

TABLE B.7 – Paramètres du circuit équivalent

II.5 Performances nominales de la machine

Vt	400.00V	rpm	1455 rpm	Slip	0.0300 p.u.
Pshaft	5824.28 W	PElec	6510.47 W	Tshaft	38.2253 Nm
PshaftHP	7.8105 h.p.	P.F.	0.90	Effcy	89.4601 %
		WTotal	689.71 W	Eff_X_PF	80.6259 %
Iph1	10.4267 Arms	IL1	10.42 Arms	I2	9.4478 A
Imc	3.5408 A	IMag	3.53 A	Ic	0.2054 A
WCuS	293.5132 W	WCuR	182.65 W	WIron	125.2780 W
SLLCalc	ANSIC50	WSLL	70.7403 W	Wwf	10.0000 W

TABLE B.8 – Performances nominales de la machine

II.6 Nomenclatures des symboles pour la conception du moteur

Géométrie du stator

- Slots = Number of stator slots
- Poles = Poles number
- Lstk = Stator stack length
- StatorOD = Outside diameter of stator lamination, =2 * Rad3
- RotorOD = Outside diameter of rotor lamination, = 2* Rad1
- Gap = airgap
- StatorID = Inside diameter of stator lamination, =2 * R1g
- RotorID = Inside diameter of rotor lamination, =2 * Rad0
- MConfig = Interior/exterior rotor (also exchange RadSh and Rad3) STATOR
- Rad3 = Stator outer radius
- R1g = Radius to stator surface
- S-slot = Stator slot shape [Round, Square or Parallel]
- ASlot Gross punched area of one stator slot (unlined)
- ASlotLL = Cross-sectional area of slot, less liner (i.e., winding area)
- SD_S = Slot depth (NB. from slot bottom to stator bore)
- SO_S = Slot opening TW_S Width of stator tooth (uses parallel-sided teeth)
- TGD_S = Radial depth of stator tooth tip (tang depth)
- TGANG_S = Stator tang angle, from a line perpendicular to the tooth C/L

- SOAng = Stator slot-opening angle, from a line perpendicular to the slot C/L
- STOH = Stator tooth overhang SBWid Stator slot bottom width SYoke Radial thickness of stator yoke
- NSDuct = Number of ducts (stator)
- WSDuct = Width of one duct (stator)
- LFeS = Axial solid length of stator iron
- SWedge = Magnetic wedges in stator slot-openings : Nonmagnetic or linear permeability
- muWedge = Relative permeability of magnetic wedge in stator slot-opening

Géométrie du rotor

- Rad1 = Rotor radius
- Rad0 = Inside radius of rotor lamination
- RadSh = Shaft radius
- Bar1 = Type5
- R_Bars = Number of rotor bars (slots)
- DblCage = Double cage
- Skew = Rotor skew [SSlots]
- SSlots LB = Rotor stack length
- BarExt = Bar extension at each end of rotor stack
- ARslot = Gross punched area of one rotor slot (unlined)
- Abar = Rotor bar area
- Shrink = Bar shrinkage, per-unit of slot winding area
- muPlug = Relative permeability of plug in rotor slot opening
- SBFull = Rotor bar fills SetBack area : true = full, false = empty
- RYoke = Radial thickness of rotor yoke Rotor slot dimensions..
- SD_R = Rotor slot depth, from the apex to the bottom of the slot
- SO_R = Width of rotor slot opening
- TW_R = Width of rotor tooth (uses parallel-sided teeth)
- SetBack = Depth of rotor slot opening
- Dbar = Mean diam. of rotor cage
- BarTop1 = Classification of rotor
- slot-opening = open or closed

Anneau de court-circuit et ailettes

- ERType1 = End-ring type (left-hand end in axial view)
- ERType2 = End-ring type (right-hand end in axial view)
- ERLedge1 = Additional radial depth of end-ring 1
- ERthk1 = Axial thickness of end-ring 1
- ERID1 = Inside diameter of end-ring 1
- ERLedge2 = Additional radial depth of end-ring 2
- ERthk2 = Axial thickness of end-ring 2
- ERID2 = Inside diameter of end-ring 2
- ERArea1 = End-ring area 1
- ERArea2 = End-ring area 2
- EROD = Outside diameter of end-rings
- NRDuct = No. of ducts (rotor)
- WRDuct = Width of one duct (rotor)
- ROH = Rotor overhang at each end of the stator
- LFeR = Axial solid length of rotor iron Shaft
- RadSh = Shaft radius
- RadSh2 = Radius of shaft 2nd step
- RadSh3 = Radius of shaft 3rd step
- AxExSh1 = Axial extension (beyond Lstk) of shaft at RadSh
- AxExSh2 = Axial length of shaft 2nd step
- AxExSh3 = Axial length of shaft 3rd step Stacking factors
- Stf = Lamination stacking factor
- XStf_R = Adjustment factor for rotor stacking factor

Paramètres du bobinage

- Connex = Winding connection
- PC = Percentage conductivity of stator winding rel. to OFHC Cu at 20C
- TCC = Temp. coeff. of stator winding resistivity
- WireDens = Density of stator conductor
- SFill = Slot-Fill Factor : bare copper/total slot area
- SFillHBL = Slot-Fill Factor : "heavy-build" insulation + slot liner; d^2
- ACu = Total copper area per slot
- MaxSFg = Max.SFill (gross slot-fill factor) of any slot (see wdg editor)

- MaxSFn = Max. SFillHBL (net slot fill factor) of any slot (see wdg editor)
- ASlotLL = Cross-sectional area of slot, less liner (i.e., winding area)
- ACL = Contact area of one stator slot liner
- LCL = Contact length of liner around the inside of the stator slot
- Liner = Thickness of stator slot-liner
- PCSlot = Slot permeance coefficient (used for X1slot)
- XPCslot = Adjusts PCSlot (stator slot)
- EndFill = End winding fill factor for calculating LaxPack
- LaxPack = Axial length of motor with bashed windings
- LAYERS = No. of layers in the winding (= total coils * 2/Slots)
- WdgType Winding Type; main
- T_wdg = Temperature of the winding [°C]
- RLL_Amb = Line to Line resistance excluding cable resistance at Ambient temperature
- Throw = Coil throw or pitch (in slot pitches); main winding
- CPP = Number of coils per pole; main winding
- TC = Turns per coil in main winding
- Tph = Turns in series per phase
- PPaths = Number of parallel paths in each phase winding
- Tph1 = kw1 * Tph MLT Mean length of turns
- XET = Adjustment factor for end turn length (default = 1)
- Ext = Winding extension at each end of the lamination stack
- Wire_1 = Wire #1 : Means of specifying wire size
- Wire_2 = Wire #2 : Means of specifying wire size
- WDia_1 = Wire #1 : Bare wire diameter [0.00000mm, 0.00000in.]
- WDia_2 = Wire #2 : Bare wire diameter [0.00000mm, 0.00000in.]
- NSH_1 = Wire #1 : Number of strands-in-hand in 1 conductor
- NSH_2 = Wire #2 : Number of strands-in-hand in 1 conductor
- EWG = Equivalent wire gauge (MWG)
- BWDia_1 = Wire #1 : Bare Wire Diameter
- BWDia_2 = Wire #2 : Bare Wire Diameter
- EWDia = Bare diameter of equivalent single wire
- BWArea_1 = Wire #1 : Area of one strand of bare wire
- BWArea_2 = Wire #2 : Area of one strand of bare wire
- ACond = Cross-sectional area of one conductor
- InsThk_1 = Wire #1 : insulation thickness
- InsThk_2 = Wire #1 : insulation thickness
- HBWDia_1 = Wire #1 : diameter over heavy build insulation
- HBWDia2 = Wire #2 : diameter over heavy build insulation

Cage Rotorique

- CgDens = Cage Density [kg/m³]
- ERDens = Endring Density [kg/m³]
- SBFull = Rotor bar fills SetBack area : true = full, false = empty
- PC1 = % conductivity of (upper) rotor bars at 20C
- TCC1 = Temp. coefft. of (upper) rotor bar resistivity [%/°C]
- RhoBar = Resistivity of upper rotor bars at temperature T_r
- PCEndR = % conductivity of rotor end-ring at 20C ; cage 2
- TCCEndR = Temp. coefft. of rotor end-ring resistivity [%/°C]
- RhoEndR = Resistivity of rotor end-rings at RoTemp
- Kring1 = Trickey's factor for radial distribution of end-ring current
- Kring2 = Trickey's factor for radial distribution of end-ring current
- PRSlot = Adjusts PRslot (rotor slot)
- XPRslot = Adjusts PRslot (rotor slot)

Paramètres du circuit Équivalent

- R1 = Stator resistance/phase
- X1 = Saturated value of stator leakage reactance
- X1unsat = Stator leakage reactance/phase
- R2 = Rotor resistance/phase
- X2 = Saturated rotor leakage reactance. X2 includes Erb/I2 for closed rotor slots.
- X2unsat = Unsaturated rotor leakage reactance/phase (excluding Erb/I2)
- Rc = Core-loss resistance/phase
- Xm0 = Unsaturated magnetizing reactance/ph
- Xm = Saturated magnetizing reactance/ph
- Rbar = Bar component of R2
- REndRing = End-ring component of R2
- Erb = EMF generated by rotor bridge flux [V]
- R_rotor = Rotor cage resistance (not referred to stator ; R_rotor = R2/kr_RS)

- X_{rotor} = Rotor leakage reactance (not referred to stator; $X_{\text{rotor}} = X_2/k_r_{\text{RS}}$)
- X_{Erb} = Adjustment factor for E_{rb}
- E_{Qcct} = Equivalent circuit type
- DeepBar = Method of calculating deep-bar factors
- K_r = Skin effect factor for rotor bar resistance
- K_x = Skin effect factor for rotor bar leakage inductance
- $X_{\text{Kr_DB}}$ = Adjustment factor for deep-bar skin-effect coefficient of rotor bar resistance
- $X_{\text{Kx_DB}}$ = Adjustment factor for deep-bar skin-effect coefficient of rotor bar reactance
- EndLeak = Method of calculating end-winding leakage reactance
- CoilFill = Copper fill factor for end-coils; (affects L_{end})
- k_{EndCoil} = Average coupling coefficient between end-coils of the same group [1]
- X_{X1end} = Adjustment factor for X_{1end}
- X_{X2end} = Adjustment factor for X_{2end}
- X_{pm} = Magnetizing reactance for backward slot permeance harmonic
- X_{2m} = Leakage reactance for backward slot harmonic
- R_{2m} = Rotor resistance for backward slot harmonic
- X_{pn} = Magnetizing reactance for forward slot permeance harmonic
- X_{2n} = Leakage reactance for forward slot harmonic
- R_{2n} = Rotor resistance for forward slot harmonic
- X_{mm} = Magnetizing reactance for backward slot (zig-zag) harmonic
- X_{2m} = Leakage reactance for backward slot harmonic
- R_{2m} = Rotor resistance for backward slot harmonic
- X_{mn} = X_{Xm} at NOload. If zero X_{Xm} is used
- X_{2n} = Leakage reactance for forward slot harmonic
- R_{2n} = Rotor resistance for forward slot harmonic

Performances du moteur

- OpMode = Machine operating mode (motoring, generating, absorbing)
- V_t = Motor terminal voltage (line)
- rpm = Speed [rpm]
- Slip = slip
- P_{shaft} = Shaft power (formerly PowerSh)
- P_{Elec} = Mean electrical power provided to motor
- T_{shaft} = Shaft torque (formerly TorqSh)
- P_{shaftHP} = Shaft horsepower [1 hp = 745.7 W]
- $P.F.$ = Power factor
- Effcy = Machine efficiency
- W_{Total} = Total motor losses
- Eff_X_{PF} = Product of efficiency and power factor
- I_{ph1} = RMS phase current
- I_{L1} = RMS Line current
- I_2 = Rotor current (balanced 2-phase)
- I_{mc} = "No load" current from equiv. cct. (balanced 2-phase)
- I_{Mag} = Magnetizing current (balanced 2-phase)
- I_c = Current in core-loss resistance
- W_{CuS} = Stator copper losses
- W_{CuR} = Rotor copper losses
- W_{Iron} = Iron losses
- SLLCalc = Method of calculating stray load loss (WSLL)
- WSLL = Stray load loss W_{wf} Windage + friction losses

Bibliographie

- [1] I. Boldea and A. Nasar, *The Induction Machine Handbook (Electric Power Engineering Series)*. CRC Press, 2001-11-29.
- [2] G. Didier, “Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances,” Thèse de Doctorat, Université Henri Poincarée, Nancy-I, 2004.
- [3] S. Hamdani, “Modélisation, détection et classification des défauts rotoriques de la machine asynchrone à cage,” Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), 2001.
- [4] M. Blodt, “Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives,” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [5] V. Hegde and Maruthi.G.S, “Experimental investigation on detection of air gap eccentricity in induction motors by current and vibration signature analysis using non-invasive sensors,” *International Conference on Advances in Energy Engineering*, vol. 14, pp. 1047–1052, 2012.
- [6] H. M. Kelk, A. Eghbali, and H. Toliyat, “Modeling and analysis of cage induction motors under rotor misalignment and air-gap eccentricity,” *Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1324–1328, 2005.
- [7] P. V. J. Rodríguez, A. Belahcen, A. Arkkio, A. Laiho, and J. A. Antonino-Daviu, “Air-gap force distribution and vibration pattern of induction motors under dynamic eccentricity,” *Electrical Engineering*, vol. 90, pp. 209–218, 2008.
- [8] R. Casimir, “Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes,” Thèse de Doctorat, L’Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [9] A. Ibrahim, “Contribution au diagnostic de machines Électromécaniques : Exploitation des signaux Électriques et de la vitesse instantanée,” Thèse de Doctorat, Université de Saint Etienne, 2009.
- [10] S. Mohamed, “Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones soutenue,” Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2010.
- [11] A. Ceban, “Méthodes globale de diagnostic des machines Électriques,” Thèse de Doctorat, Université Lille de Nord de France - École doctorale SPI, 2012.

- [12] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic," Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2001.
- [13] B. V. Phuong, "Diagnostic des machines Électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite : Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [14] J. Pons-Llinares, J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, and V. Climente-Alarcon, "Induction motor diagnosis based on a transient current analytic wavelet transform via frequency b splines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1693–1699, 2011.
- [15] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. Toliyat, and W. 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.
- [16] S. Hamdani, A. Bouzida, O. Touhami, and R. Ibtouen, "Diagnosis of rotor fault in induction motor using the music analysis of the terminal voltage after switch-off," *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2008*, pp. 1–5, 2008.
- [17] A. 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," *IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1–5, 2010.
- [18] V. Hegde and Maruthi.G.S, "Experimental investigation on detection of air-gap eccentricity in induction motors by current and vibration signature analysis using non-invasive sensors," *Energy Procedia*, vol. 14, pp. 1047–1052, 2012.
- [19] R. Lateb, "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application À la propulsion marine par pod," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [20] J. Seshadrinath, B. Singh, and B. K. Panigrahi, "Incipient turn fault detection and condition monitoring of induction machine using analytical wavelet transform," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pp. 1–6, 2012.
- [21] M. Arkan, D. Kostic-Perovic, and P. Unsworth, "Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, pp. 57–66, 2005.
- [22] S. Djurovic, D. Vilchis-Rodriguez, and A. Smith, "Vibration monitoring for wound rotor induction machine winding fault detection," *Electric Power Systems Research*, 2012.
- [23] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, and A. Rezzoug, "Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 4385–4395, 2011.
- [24] G.K.Singh and S. A. IKazzaz Saad Ahmed, "Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine," *Electric Power Systems Research*, vol. 64, pp. 119–136, 2004.

- [25] A. N. Akansu and R. A. Haddad, *Multiresolution Signal Decompositionm Transforms, Subbands, and Wavelets*, S. Edition, Ed. New Jersey Institute of Technology Newark, NJ, Academic press, 2001.
- [26] J. A. Daviu, M. R. Guasp, J. R. Folch, F. Martínez-Giménez, and A. Peris, "Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines," *Appl. Comput. Harmon. Anal.*, vol. 21, pp. 268–279, 2006.
- [27] R. Benzid, "Ondelettes et statistiques d'ordre supérieur appliquées aux signaux uni et bidimensionnels," Ph.D. dissertation, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna, 2005.
- [28] S. H. Kia, A. M. Mabwe, H. Henao, and G.-A. Capolino, "Wavelet based instantaneous power analysis for induction machine fault diagnosis," *IEEE Industrial Electronics, - 32nd Annual Conference on*, pp. 1229–1234, 2006.
- [29] J. A. Antonino-Daviu, A. M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. P. M. Palomares, "Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 990 – 996, 2006.
- [30] P. Shi, ZhengChen, Y. Vagapov, Z. Zouaoui, and P. M. Palomares, "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 42, pp. 388–403, 2014.
- [31] J. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarco, J. Pons-Llinares, R. Puche, and M. Pineda-Sanchez, "Transient-based analysis for the detection of broken damper bars in synchronous motors," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 34, pp. 367–377, 2013.
- [32] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Transient motor current signature analysis via modulus of the continuous complex wavelet : A pattern approach," *Energy Conversion and Management*, vol. 73, pp. 26–36, 2013.
- [33] S. A. Taher, M. Malekpour, and M. Farshadnia, "Diagnosis of broken rotor bars in induction motors based on harmonic analysis of fault components using modified adaptive notch filter and discrete wavelet transform," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 44, pp. 26–41, 2014.
- [34] Z. Feng, M. Liang, and F. Chu, "Recent advances in time-frequency analysis methods for machinery fault diagnosis : A review with application examples," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 38, pp. 165–205, 2013.
- [35] J. Pons-Llinares, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, D. Morínigo-Sotelo, and O. Duque-Pérez, "Mixed eccentricity diagnosis in inverter-fed induction motors via the adaptive slope transform of transient stator currents," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, pp. 1–13, 2014.
- [36] V. Climente-Alarcon, J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, R. Puche-Panadero, and L. Escobar, "Application of the wigner-ville distribution for the detection of rotor asymmetries and eccentricity through high-order harmonics," *Electric Power Systems Research*, vol. 91, pp. 28–36, 2012.

- [37] S. Hafeez, C. S. H. Zaidi, and A. Siddiqui, "Broken rotor bar detection of single phase induction motor using wigner-ville distributions," *IEEE 18th Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, pp. 1–7, 2013.
- [38] V. Climente-Alarcon, M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, and F. Vredreño-Santos, "Diagnosis of rotor asymmetries in wound rotor induction generators operating under varying load conditions via the wigner-ville distribution," *2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 1378–1383, 2012.
- [39] V. Climente-Alarcon, J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, and M. Vlcek, "Induction motor diagnosis by advanced notch fir filters and the wigner-ville distribution," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 4217–4227, 2014.
- [40] J. Antonino-Daviu, V. Climente-Alarcon, I. Tsoumas, G. Georgoulas, and R. Pérez, "Multi-harmonic tracking for diagnosis of rotor asymmetries in wound rotor induction motors," *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, pp. 5555–5560, 2013.
- [41] D. Debenedittis, "Étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur-démarrateur," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [42] E. Jamelot, "Résolution des Équations de maxwell avec des Éléments finis de galerkin continus," Thèse de Doctorat, Laboratoire de Mathématiques Appliquées de l'ENSTA, 2005.
- [43] P. Helluy, "Résolutions numérique des equations de maxwell harmoniques par une méthode d'éléments finis discontinus," Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, 1994.
- [44] D. Marcsa, "Induction motors simulation by finite element method and different potential formulations with motion voltage term," Bachelor of Science, Szechenyi Istvan University, 2008.
- [45] D. P. Miidla, *Finite Element Method Applied to the Modelling and Analysis of Induction Motors*. InTech, 2012.
- [46] P. Joao, A. Bastos, and N. Sadowski, "Electromagnetic modeling by finite element methods," *Marcel Dekker Inc, (Ed.), ISBN 0824742699, New York, United States*, 2003.
- [47] A. Arkkio, "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations," Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, Sweden., 1987.
- [48] B. Mimi, "Étude des machines Électriques par cao," Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [49] A. Bouzida, O. Touhami, and R. Ibtouen, "Rotor fault diagnosis using external search coils voltage analysis," *EEE International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2014*, pp. 1648–1652, 2014.

- [50] V. Fireteanu, P. Taras, and M. Stamate, "Finite element analysis and diagnosis of the one broken bar fault in the squirrel cage induction motors," *IEEE 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 411 – 416, 2012.
- [51] P. T. V. Fireteanu, "Diagnosis of induction motor rotor faults based on finite element evaluation of voltage harmonics of coil sensors," *Sensors Applications Symposium (SAS), IEEE*, pp. 1 – 5, 2012.
- [52] J. Sprooten and J. A. C. Maun, "Influence of saturation level on the effect of broken bars in induction motors using fundamental electromagnetic laws and finite element simulations," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, pp. 557–564, 2009.
- [53] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, , and H. A. Toliyat, "Finite-element transient analysis of induction motors under mixed eccentricity fault," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, pp. 66–74, 2008.
- [54] M. Barzegaran, A. Mazloomzadeh, and O. A. Mohammed, "Fault diagnosis of the asynchronous machines through magnetic signature analysis using finite-element method and neural networks," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 1064–1071, 2013.
- [55] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, and H. A. Toliyat, "Effect of magnetic saturation on static and mixed eccentricity fault diagnosis in induction motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 3137–3144, 2009.

Articles non cités en références

- [1] A. Bouzida, O. Touhami ; R. Ibtouen, M. Fadel, M. Benhaddadi, Olivier G. "Model Structures Used in Rotor Defect Identification of a Squirrel Cage Induction Machine", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006. CCECE '06, Canada. Page(s) : 1671-1676.
- [2] A. Bouzida, O. Touhami. « Application de la Technique des Ondelettes au Diagnostic de Défauts de la Machine Asynchrone à Rotor à Cage », Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CEIR'13), Tunisia, 2013, pp.1-5.
- [3] A. Bouzida, O. Touhami, "Induction Machine Modeling Using Finite Element Method under Stator Short-circuit Fault", Control Engineering Technologies Conference CONTECH'13, 2013, Turkey, pp. 1-5.
- [4] A. Bouzida, O. Touhami, "Comprehensive Stator Turns Fault and Iron Loss in Three Phase Induction Motors Using Finite Element Method", International Conference on Automation, Control, Engineering and Computer Science (ACECS'14), 2014, Tunisia, pp.1-5.
- [5] A. Bouzida, O. Touhami, "Rotor Fault Diagnosis in Three Phase Induction Motors Using the Wavelet Transform", International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'13), 2013, Tunisia, pp.1-6.

[6] A. Bouzida, O. Touhami, R.Abdelli, "Study of Wind Energy Conersion Based on an induction Genetaror Under Defected Rotor Condition", Energy Technologies Conference EN-TECH'14, 2014, Turkey, pp. 63-67.