Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI
Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement

METHODE GLOBALE DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES

THESE

présentée et soutenue publiquement le 2 février 2012
en vue de l'obtention du grade de

Docteur de l'Université
Discipline : Génie Électrique

par

ANDRIAN CEBAN

Composition du jury :

Rapporteurs :	M.E.H. BENBOUZID	Professeur, LIME, IUT de Brest, Université de Bretagne Occidentale
	N. TAKORABET	Professeur, GREEN, INPL ENSEM, Nancy Université
Examinateurs :	V. FIRETEANU	Professeur, Université POLITEHNICA de Bucarest, Roumanie
	R. ROMARY	Professeur, LSEE, Université d'Artois, Directeur de thèse
	R. PUSCA	Maître de Conférences, LSEE, Université d'Artois, Co-directeur de thèse

Dédicace

REMERCIEMENTS

TABLE DE MATIERES

REMERCIEMENTS ..... **IV**
TABLE DE MATIERES ..... **V**
GLOSSAIRE ..... **VIII**
INTRODUCTION GENERALE ..... **XI**

PARTIE I : CONTEXTE DE L'ETUDE **1**

Chapitre I L'état de l'art **2**
I-1 Défauts des machines électriques tournantes 2
I-2 Défauts statoriques 4
I-3 Défauts rotoriques 5
I-3.1 Défauts de roulements 5
I-3.2 Excentricité 5
I-3.3 Défauts de rupture de barres et d'anneau de court-circuit 6
I-4 Méthodes de diagnostic des machines électriques 7
I-5 Champ de dispersion des machines à courant alternatif 8
I-6 Types de capteurs utilisés pour la mesure de champ de dispersion 9
I-6.1 Capteur de type bobiné 9
I-6.2 Capteur magnétorésistif 11
I-6.3 Capteur à effet Hall 11

Chapitre II Modélisation de champ magnétique de dispersion **13**
II-1 Introduction 13
II-2 Perméance d'entrefer 14
II-3 Effets générés par le stator 15
II-3.1 Force magnétomotrice 15
II-3.2 Induction statorique 16
II-4 Effets générés par le rotor 17
II-4.1 Machine asynchrone 17
II-4.2 Machine synchrone 18
II-5 Induction d'entrefer 18
II-6 Champ radial 19

PARTIE II : DEFAUTS AU STATOR **22**

Chapitre I Approche théorique analytique **23**
I-1 Modélisation du défaut 23
I-2 Analyse des ondes d'induction 26
I-2.1 Propriétés 26
I-2.1.1 Définition des raies sensibles pour la machine asynchrone (MA) 26
I-2.1.2 Définition des raies sensibles pour machine synchrone (MS) 28
I-2.2 Conséquence sur le champ extérieur 29
I-3 Effet de la charge 31

Chapitre II Analyse éléments finis pour la machine asynchrone **33**
II-1 Géométrie et description physique du modèle 2D 33
II-2 Analyse des résultats / grandeurs et interprétation 35
II-3 Conclusion 39

Chapitre III Vérifications expérimentales **40**

III-1 Machine asynchrone (MA) 40
III-1.1 Étude des résultats pour la machine MA fonctionnant en moteur 42
III-1.2 Étude des résultats pour la machine MA fonctionnant en génératrice 43
III-1.3 Influence des conditions de mesure 43
III-2 Machine synchrone à pôles saillants (MS1) 45
III-2.1 Essais expérimentaux sur MS1 fonctionnant en moteur 46
III-2.2 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS1 (moteur) 47
III-2.3 Étude des résultats pour la machine MS1 fonctionnant en génératrice 48
III-2.4 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS1 (génératrice) 50
III-3 Machine synchrone à aimants permanents (MS2) 50
III-3.1 Étude des résultats pour la machine MS2 fonctionnant en moteur 52
III-3.2 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS2 (moteur) 53
III-4 Conclusion 53

PARTIE III : DEFAUTS AU ROTOR 55

Chapitre I Étude analytique de défauts au rotor 56
I-1 Excentricité 56
I-1.1 Modélisation par circuit de perméance 56
I-1.2 Modélisation de l'entrefer 57
I-1.3 Modélisation de la machine en présence de l'excentricité 58
I-1.3.1 Effets de l'excentricité sur le champ radial 58
I-1.3.2 Effets de l'excentricité sur le champ axial 60
I-2 Défaut de barre cassée au rotor 62
I-2.1 Phénomène de base du défaut de barre cassée 62
I-2.2 Modification du flux axial par la variation de vitesse rotorique 64
I-2.3 Modélisation par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés 65
I-2.4 Résultats analytiques 68

Chapitre II Analyse éléments finis de défauts au rotor 72
II-1 Géométrie et maillage, description physique, couplage circuit 72
II-1.1 Machine asynchrone (MA1) de 2 pôles 7.5 kW, 2898 tr/min 72
II-1.2 Machine asynchrone (MA2) de 4 pôles 4 kW, 1425 tr/min 73
II-1.3 Machine asynchrone (MA3) de 8 pôles, 500kW, 743 tr/min 74
II-2 Interprétation et exploitation des résultats 75
II-2.1 Vitesse de rotation 75
II-2.1.1 MA1 – 2 pôles 76
II-2.1.2 MA2 – 4 pôles 76
II-2.1.3 MA3 – 8 pôles 77
II-2.2 Force électromagnétique 77
II-2.2.1 MA1 – 2 pôles 78
II-2.2.2 MA2 – 4 pôles 78
II-2.2.3 MA3 – 8 pôles 79
II-2.3 Répartition du courant dans les barres du rotor 80
II-2.3.1 MA1 – 2 pôles 80
II-2.3.2 MA2 – 4 pôles 80
II-2.3.3 MA3 – 8 pôles 81
II-2.4 Lignes du champ magnétique à l'extérieur de la machine 81

II-2.4.1 MA1 – 2 pôles 81
II-2.4.2 MA2 – 4 pôles 82
II-2.4.3 MA3 – 8 pôles 84
II-2.5 Tension induite (flux de dispersion) 85
II-2.5.1 MA1 – 2 pôles 85
II-2.5.2 MA2 – 4 pôles 88
II-2.5.3 MA3 – 8 pôles 90
II-3 Conclusion 91

Chapitre III Vérifications expérimentales 92
III-1 Répartition du courant dans les barres rotoriques 93
III-2 Analyse expérimentale du champ magnétique de dispersion 94
III-3 Conclusion 97

CONCLUSION GENERALE 99
INDEX DES FIGURES 101
BIBLIOGRAPHIE 104
ANNEXES 109

GLOSSAIRE

PAR ORDRE ALPHABETIQUE :

$A_{h^s}^s$, $A_{h^r}^r$	Coefficient qui dépend du bobinage et de l'allure trapézoïdale de la force magnétomotrice créée par une section élémentaire
α	Position d'un point de l'entrefer dans un référentiel statorique
α^s	Abscisse angulaire, d'un point de l'espace, par rapport au référentiel statorique
b	Induction dans l'entrefer d'une machine saine
b^x	Induction radiale
$b_{K,H}^x$	Induction
$\hat{b}_{K,H}^x$	Induction $\hat{b}_{K,H}^x = C_H^x \hat{b}_{K,H}$
b_{qcc}^s	Induction propre au défaut
β	Position de la valeur minimale de l'épaisseur d'entrefer, il permet de définir le type d'excentricité
C_d^{sr}	Couple électromagnétique (moyen) dû à l'interaction des champs du stator et du rotor dans le sens direct
C_i^{sr}	Couple de pulsation $2g\omega$ dû à l'interaction des champs du stator et du rotor dans le sens inverse
C_{tot}	Couple électromagnétique total
C_r	Couple résistant (couple de charge)
d^r	Axe confondu avec l'axe d'un pôle Nord rotorique
d^s	Axe qui sera confondu avec l'axe de l'un des enroulements de la phase 1 du stator
δ	Valeur de décentrement du rotor
e	Épaisseur de l'entrefer, qui est variable dans le cas d'une excentricité
e_m	Valeur moyenne de l'épaisseur de l'entrefer:
ε	Force magnétomotrice résultante
$\varepsilon_1, \varepsilon_2$	Forces magnétomotrice apparaissant entre stator et le rotor le long de l'entrefer : ε_1 à l'intérieur de la bobine et ε_2 à l'extérieur
ε^r	Force magnétomotrice rotorique
ε^s	Force magnétomotrice statorique
ε_{qcc}^s	F.m.m. générée par la section élémentaire en défaut
ε_1^s	Force magnétomotrice (f.m.m.) générée par la phase 1
f	Fréquence des signaux d'alimentation
Φ_A	Flux axial
Φ_{AT}	Flux axial total
Φ_e	Flux d'entrefer
Φ'_A	Flux généré par la tête de bobine
$\Phi_{A,j}^q$	Flux axial totalisé par m sections élémentaires de la phase q , parcoure par i_q^s
φ	Déphasage entre courant de court-circuit et courant en ligne
$\varphi_{B_d^r}$	Phase de l'induction rotorique B_d^r en sens direct
$\varphi_{B_i^r}$	Phase de l'induction rotorique B_i^r en sens inverse
φ_h	Phase qui dépend de la position de la section élémentaire concernée par le court-circuit
g	Glissement
Γ_{h^s}	Coefficient correcteur prenant en compte de l'évolution trapézoïdale de la f.m.m.

	créée par une section élémentaire
γ^r, γ^s	Angle d'ouverture d'encoche rotorique respectivement statorique
H	Nombre de paires de pôles de l'induction
h	Variable relative à la décomposition en série de Fourier de la f.m.m. créée par un courant statorique quelconque
h^r	Variable relative à la décomposition en série de Fourier de la f.m.m., créée par les courants rotoriques
h^s	Variable relative à la décomposition en série de Fourier de la f.m.m., créée par les courants statoriques, d'une machine saine (1 à $+\infty$)
I^s	Valeur efficace du courant statorique
I^s_{cc}	Valeur efficace du courant de court-circuit
I_n	Valeur efficace du courant nominal de la machine
I^r_d	Courant rotorique direct
I^r_i	Courant rotorique inverse
$[I]$	Matrice globale de courant (machine asynchrone)
i^s_{cc}	Courant de court-circuit
i^s_q	Courant statorique en ligne
i_e	Courant que parcourue l'anneau de court-circuit
i_{bj}	Courant qui traverse la barre j du rotor à cage
i^r_j	Courant qui traverse la boucle j du rotor à cage
J	Moment d'inertie totale
J_d	Densité de courant
K	Rang
κ^{ts}_H	Coefficient d'atténuation qui dépend des matériaux constituant le paquet de tôles statorique
k	Entier qui varie de $-\infty$ à $+\infty$
k^r	
k^r_d	Coefficient global rotorique direct (machine asynchrone)
k^r_i	Coefficient global rotorique inverse (machine asynchrone)
k^s	
k^s	Coefficient propre à chaque phase statorique
L_b	Inductance de fuite de barre rotorique (machine asynchrone)
L_e	Inductance de fuite d'anneau du rotor (machine asynchrone)
L^r_m	Inductance magnétisante d'une boucle rotorique (machine asynchrone)
L^s_m	Inductance de magnétisation d'une boucle statorique (pour chaque bobine du stator)
L_{sf}	Inductance de fuite (machine asynchrone)
$[L]$	Matrice globale d'inductance (machine asynchrone)
$\left[L^s\right]$	Matrice d'inductance de stator (machine asynchrone)
l	Longueur du rotor
$l^r_d,\ l^s_d$	Largeurs des dents rotoriques respectivement statoriques
l_e	Longueur de l'entrefer
l_{em}	Longueur moyenne de l'entrefer
$l^r_e,\ l^s_e$	Largeurs des encoches rotoriques respectivement statoriques
Λ_A	Perméance axiale (Λ_{A1} et Λ_{A2})
$\Lambda_{k^s k^r}$	Coefficient de perméance

λ	Perméance d'entrefer
M	Point quelconque de l'entrefer
M^{rr}	Inductance mutuelle entre deux boucles rotorique (machine asynchrone)
M^{rs}	Inductance mutuelle entre les boucles rotoriques et les bobines de stator (machine asynchrone)
M^{s}	Inductance mutuelle entre les phases statoriques
M^{sr}	Inductance mutuelle entre les bobines du stator et les boucles rotoriques
m^s	Nombre de sections élémentaires (le nombre d'encoches statoriques) par pôle et par phase de la machine
μ_r^{ts}	Perméabilité relative du paquet de tôles statorique
μ_0	Perméabilité de l'air $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
N_t^r	Nombre total d'encoches rotoriques
N^r	Nombre d'encoches rotoriques par paire de pôles
N_t^s	Nombre total d'encoches statoriques
N^s	Nombre d'encoches statoriques par paire de pôles
n^c	Nombre de spires de capteur
n^s	Nombre de spires d'une phase statorique sous une paire de pôles (nombre de spires par paire de pôles et par phase)
Ω_g	Vitesse du glissement
Ω_r	Vitesse rotorique
Ω_s	Vitesse de synchronisme
$\Delta\Omega_r$	Amplitude d'oscillation de vitesse
Ω_0	Valeur moyenne de Ω_r
ω	Pulsation des signaux d'alimentation
p	Nombre de paires de pôles de la machine
$\Psi_{K,H}^x$	Composante de flux embrassée par le capteur bobiné
q	Numéro de la phase statorique
R_{ext}^{ts}	Rayon extérieur du paquet de tôles statorique
R_{int}^{ts}	Rayon intérieur du paquet de tôles statorique
R_{s1}	Résistance de la phase 1 d'un enroulement statorique (machine asynchrone)
$[R]$	Matrice globale de résistance (machine asynchrone)
$[R^r]$	Matrice de résistance du rotor (machine asynchrone)
$[R^s]$	Matrice de résistance du stator (machine asynchrone)
r_e	Rayon moyen au niveau de l'entrefer
S	Surface de capteur bobiné
θ	Distance angulaire de la référence rotorique par rapport à la référence statorique, $\theta = \omega t / p + \theta_0$
θ_0	Valeur de θ pour $t = 0$
$[V]$	Matrice globale de tension
x	Distance entre capteur et centre de la machine
Υ_{h^s}	Coefficient de bobinage relatif à l'harmonique de rang h^s

INTRODUCTION GENERALE

La surveillance des machines électriques tournantes est aujourd'hui un point essentiel de la fiabilité et de la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques. Les aspects diagnostic et détection de défaut des organes de conversion électromécanique en font partie intégrante et requièrent la mise au point de techniques de mesure, d'acquisition, d'analyse et d'aide à la décision. Le succès de ces techniques passe nécessairement par une bonne connaissance de la machine ainsi que de son comportement en présence d'un défaut interne. La détection des défauts dans une machine électrique est bien sûr une thématique ancienne, des techniques telles que celles qui sont basées sur l'analyse des vibrations, ou bien des courants ont déjà fait leurs preuves au-delà du cadre des laboratoires de recherche pour trouver leur place dans le milieu industriel [1, 2].

Plus récemment des méthodes basées sur l'analyse du champ de dispersion ont été développées, leur avantage réside essentiellement dans l'aspect non invasif de la mesure et dans la simplicité de mise en œuvre [3-6]. De plus ces méthodes peuvent donner des informations sur la localisation du défaut.

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine (cas de raies d'un spectre). C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant, car elle induit plusieurs états sains.

Une difficulté supplémentaire réside dans le fait que l'état supposé sain n'est pratiquement jamais connu avant l'apparition de la défaillance, car l'exploitant de la machine n'a pas pris la précaution de faire les relevés correspondants pour caractériser la machine (ou alors des modifications ont été apportées entre-temps).

Afin de pallier ces problèmes d'analyse, on propose une nouvelle méthode non invasive de diagnostic des défauts au stator, qui contrairement aux méthodes connues ne nécessite pas la connaissance d'un état antérieur supposé sain de la machine. Pour les défauts rotor, une nouvelle signature est proposée. On exploitera comme grandeur physique le champ magnétique de dispersion mesuré à l'extérieur de la machine et plus particulièrement ses variations spatiales.

Dans ce contexte, le mémoire comporte trois parties. La première est consacrée au contexte de l'étude, plus particulièrement les défauts existants et les méthodes de diagnostic des machines électriques tournantes. Il comprend trois chapitres. Le premier chapitre présente un aperçu de défauts qui existent dans les machines électriques. Le second chapitre fait l'état des différentes méthodes de diagnostic, une synthèse des champs d'applications de ces méthodes est présente et également comment à partir des seules grandeurs mesurables, les informations relatives aux défauts de la machine peuvent être extraites. Le principe et la modélisation de champ de dispersion pour une machine saine sont présentés dans le troisième chapitre de cette partie.

La deuxième partie traite une nouvelle méthode non invasive de diagnostic des défauts de court-circuit entre spires dans le bobinage statorique, appelée « méthode globale ». Cette partie est constituée de trois chapitres. Le premier est consacré à l'étude théorique, plus particulièrement à la modélisation analytique. Le second chapitre présente l'analyse par éléments finis d'une machine asynchrone afin de vérifier le modèle analytique et la méthode proposée. Enfin, le troisième chapitre présente une synthèse de l'application expérimentale du système de diagnostic. L'étude est effectuée sur trois machines à courant alternatif, fonctionnant en moteur et génératrice.

La troisième partie est dédiée à l'étude de défauts au rotor dans une machine asynchrone à cage d'écureuil, comme l'excentricité et barre cassée. Elle est constituée aussi de trois chapitres. Dans le premier chapitre, la modélisation analytique de l'excentricité et de barre cassée est présentée. Il est mis en évidence l'origine de la signature spécifique due à ces défauts. Puis, dans le deuxième chapitre l'analyse éléments finis sur trois machines avec le nombre de pôles diffèrent est présentée. Enfin, dans le troisième chapitre des études expérimentales sont présentées pour valider le modèle théorique.

Partie I

CONTEXTE DE L'ETUDE

Chapitre I L'état de l'art

Ce chapitre présente dans un premier lieu un aperçu des différents défauts dans les machines électriques tournantes, leur classification et leurs origines. Puis, les méthodes de diagnostic les plus fréquemment utilisées sont décrites.

L'accent est ensuite mis sur la méthode de diagnostic basée sur l'analyse de champ magnétique de dispersion.

I-1 Défauts des machines électriques tournantes

Dans ce paragraphe sont présentés différents défauts des machines électriques, leurs origines et leur classification.

Une défaillance de machine électrique représente tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement [7]. Les raisons de défaillances dans les machines tournantes électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, nature de la charge et le calendrier de maintenance.

D'après [8, 9], les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Une classification des défauts qui existent dans les machines électriques selon leurs origines est présentée dans le Tableau I.1.

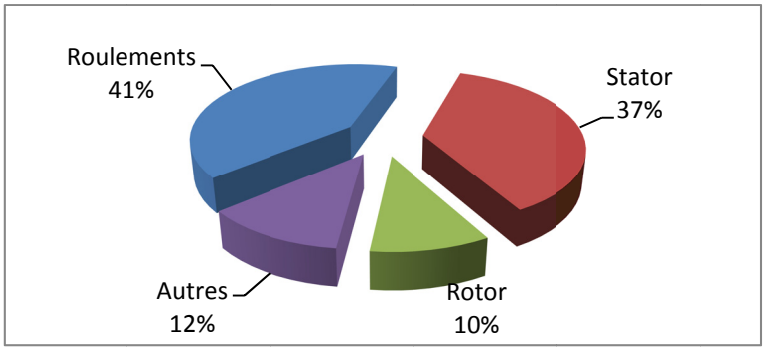
Tableau I.1 : Défauts des machines électriques selon leurs origines

Défaillances des machines électriques	Interne	Mécanique	Contact entre le stator et rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Électrique	Défaillance au niveau de l'isolation
			Rupture de barre
			Défaillance au niveau du circuit magnétique
	Externe	Mécanique	Charge oscillante
			Surcharge de la machine
			Défaut de montage
		Environnementale	Humidité
			Température
			Propreté
		Électrique	Fluctuation de la tension
			Sources de tensions déséquilibrées
			Réseau bruité

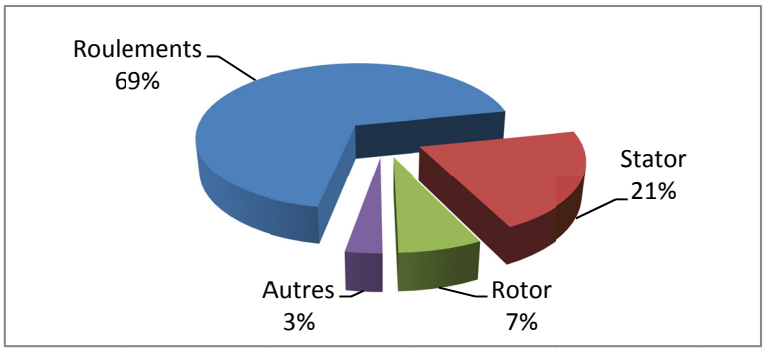
Statistiquement, il est difficile de donner une répartition exacte des défaillances de machines électriques puisque le recensement des pannes et défauts n'est pas automatique dans l'ensemble des parcs d'exploitation et des ateliers de maintenance [10].

Des multiples études statistiques sur des machines ont été effectuées depuis les années 80 jusqu'à présent. Toutes ces statistiques mentionnées dans [1, 2, 11-14] concernent les machines asynchrones de moyenne et grande puissance exploitées dans l'industrie.

Les études effectuées sur des machines asynchrones de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) dans les années 90 par Thorsen [13, 15] mentionnées après par Thomson [14] ont montré que sur cette gamme de puissance certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres et les pannes le plus fréquentes sont du type mécanique (voir Figure I.1(a)). La majorité d'entre elles se situent sur les roulements (41 %) et le stator (37 %). Les moins fréquentes sont les pannes au rotor (10 %) et les autres types constituent 12 %.



(a) Thomson 1999 [14]



(b) Bonnett 2008 [12]

Figure I.1 : Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie

Une étude statistique récente faite par Bonnett [12] sur les machines asynchrones de grande puissance, exploitées dans l'industrie pétrochimique, montre que 69 % de pannes se situent sur les roulements, 21 % au stator, 7 % au rotor et 3 % dans les autres régions de la machine (voir Figure I.1(b)).

Comme cela a été déjà mentionnée dans l'étude [14], la répartition présentée dans [12] confirme que les défauts des machines de grande puissance proviennent principalement de roulements et du bobinage statorique (voir Figure I.1(a), (b)).

D'autre part, ces études montrent que pendant une décennie la répartition du pourcentage de ces défauts a changé, les défauts de roulements sont passés de 41% à 69%, les défauts au stator sont passés de 37% à 21% et celles au rotor de 10% à 7%. On constate que les défauts dans le stator et le rotor sont de moins en moins fréquents. Cela est dû à l'amélioration de la technique de fabrication de machines électriques (par exemple, l'amélioration des isolants). La principale source de défaillance reste les roulements.

Il est à noter que les techniques d'alimentation des machines électriques provoquent aussi des défaillances, par exemple, les enroulements sont excités par des tensions comprenant des fronts raides ce qui accélère le vieillissement de l'isolation du bobinage statorique.

Les causes des défauts au stator et au rotor sont multiples [11], les plus fréquentes d'entre eux sont énumérées ci-dessous :

❖ *Défauts statoriques :*

- court-circuit entre spires : surtension, température excessive, vibration, humidité ;
- court-circuit entre phases : haute température, alimentation déséquilibre, défaut d'installation ;
- défaut d'isolation : démarrage fréquent, décharge partielle, condition, température et humidité extrême ;
- défaut entre le stator et carcasse : cycle thermique, abrasion de l'isolant, encrassement des spires par la carcasse, présence des points anguleux dans les encoches, choc ;
- déplacement des conducteurs : démarrage fréquent, vibration de tête de bobines ;
- défaillance des connecteurs : vibration excessive ;
- vibration de la carcasse : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, déséquilibre d'alimentation, surcharge, mouvement des enroulements, contact avec le rotor.

❖ *Défauts rotoriques :*

- défaut de roulements : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, haute température, perte de lubrifiant, charge déséquilibrée, corrosion ;
- rupture de barres : cycle thermique, régime transitoire à longue durée ; déséquilibre magnétique;
- rupture d'une portion d'anneau : cycle thermique ;
- excentricité : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, défauts des roulements ;
- désalignement des roulements : défaut de couplage, mauvaise installation, surcharge ;
- défaut du circuit magnétique : défaut de fabrication, surcharge, cycle thermique ;
- déséquilibre mécanique : mauvais alignement, mouvement des anneaux de court-circuit.

Une description succincte de défauts les plus courants est donnée dans les paragraphes suivants.

I-2 Défauts statoriques

La majeure partie de défauts statoriques est attribuée à la dégradation d'isolants qui se manifestent sous la forme d'un court-circuit entre spires, d'un court-circuit entre deux phases ou d'un court-circuit entre une phase et la carcasse.

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 aussi 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 [1, 11, 16]. 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 du déclenchement des protections électriques dans l'alimentation.

Un court-circuit entre phases peut arriver en tout point du bobinage [7], 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 (de la partie affectée). 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 ce qui provoque 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.

I-3 Défauts rotoriques

I-3.1 Défauts de roulements

Comme il est indiqué sur la Figure I.1, la majorité des défauts dans les machines électriques concernent les défauts de roulements qui ont de nombreuses causes telles que l'écaillage de fatigue, la contamination du lubrifiant, une charge excessive [17] ou des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par les onduleurs [18].

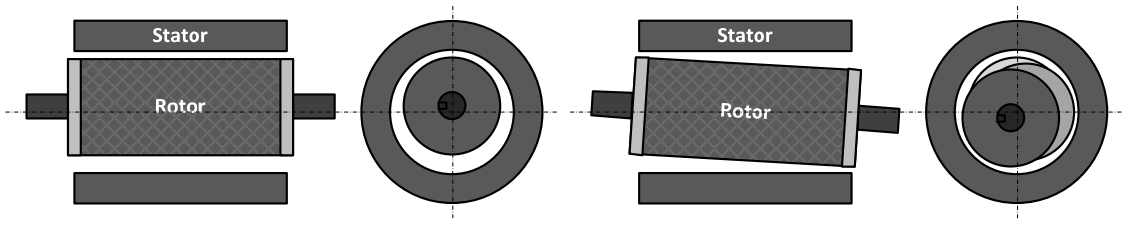
Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine [7]. Ce type de défaut induit également des variations (oscillations) dans le couple de charge de la machine asynchrone. Le point ultime de roulements défectueux est le blocage du rotor.

I-3.2 Excentricité

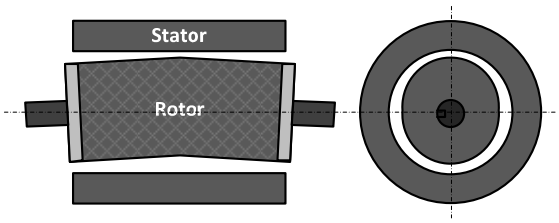
Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité [19]. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe de sa fabrication. Celle-ci passe en effet par différentes étapes d'usinage et de montage qui induisent un décentrement du rotor par rapport au stator. Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité. La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendre une usure des roulements et une amplification du décentrement. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est quant à lui inhérent au fonctionnement de la machine ; en effet, le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor [20, 21]. L'effort radial est maximal à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point ultime de l'excentricité est le frottement du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine.

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées [22, 23] :

- L'excentricité statique (Figure I.2(a)) – généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- L'excentricité dynamique (Figure I.2(b)) – corresponds, elle à un centre de rotation du rotor diffèrent du centre géométrique du stator, mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator [24]. Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- L'excentricité mixte (Figure I.2(c)) – la somme des deux cas présentés ci-avant.



(a) (b)

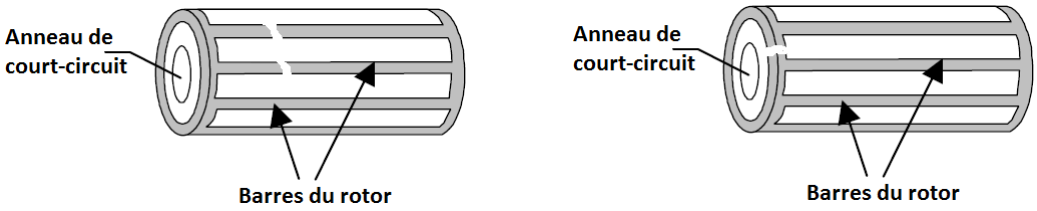


(c)

Figure I.2 : Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.

I-3.3 Défauts de rupture de barres et d'anneau de court-circuit

Les mêmes défauts qu'au stator peuvent se retrouver dans un rotor bobiné. Pour une machine asynchrone avec un rotor à cage d'écureuil, les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit (Figure I.3).



(a) (b)

Figure I.3 : Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : (a) rupture de barres ; (b) rupture d'anneau de court-circuit.

Les ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, 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) [11]. Cela fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante) [25, 26]. Si l'inertie de l'entraînement est plus faible, des 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 [27]. 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 [27, 28].

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 [28]. 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 des défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, les techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques. Elles commencent également à intéresser les concepteurs.

I-4Méthodes de diagnostic des machines électriques

On retrouve, dans les différents travaux, les trois axes constituant le domaine du diagnostic des machines électriques [10], qui conduisent à définir trois méthodologies de diagnostic : méthodes de connaissances, méthodes de redondances analytiques et méthodes par modélisation de signaux (voir Figure I.4).

La Figure I.4 présente le diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques.

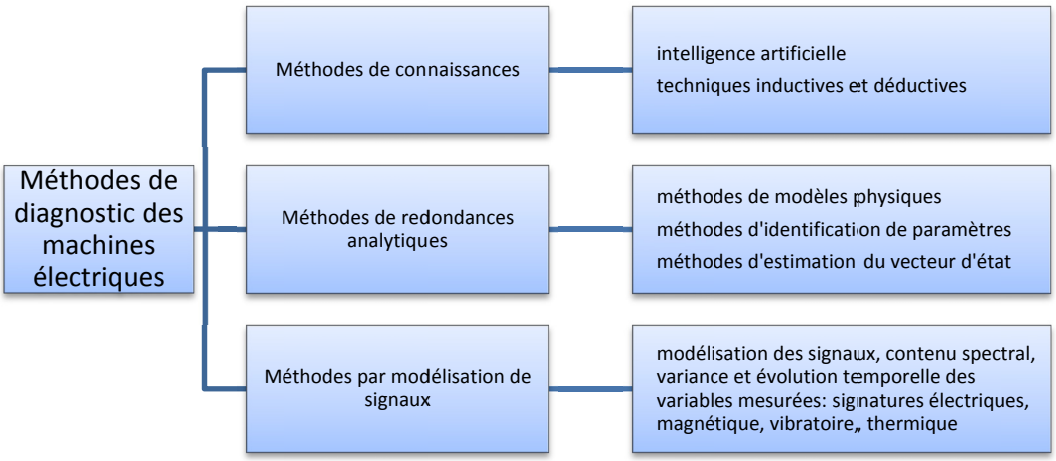


Figure I.4 : Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques

- *Les méthodes de connaissances* n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience. Dans la littérature sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par ces méthodes [29-32]. Les techniques basées sur l'intelligence artificielle mettent en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones [33] et la logique floue [34-36], qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité. Les méthodes inductives ou déductives ne s'appliquent pas directement au diagnostic, mais peuvent y aider. Elles sont essentiellement utilisées pour définir les causes du défaut en utilisant des modèles de pannes. Il est à noter que ces méthodes sont davantage du ressort des automaticiens que des électrotechniciens.
- *Les méthodes de redondances analytiques* se basent sur une modélisation quantitative du système et exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller. On y distingue trois classes : les méthodes de modèles physiques, les méthodes d'identification de paramètres et les méthodes d'estimation du vecteur d'état.
- *Les méthodes par modélisation de signaux* sont des méthodes basées sur une modélisation des signaux, le contenu spectral, la variance et l'évolution temporelle des variables mesurées. Ces méthodes exploitent essentiellement les signatures électrique, magnétique, vibratoire, thermique ou la puissance instantanée [37].

La démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic des défauts sur les machines électriques repasse sur l'analyse des grandeurs mesurables et les signaux de défaut. Les grandeurs et signaux de

défauts les plus fréquemment utilisés sont : les courants statoriques [17, 38-42], la tension d'alimentation [43, 44], le flux de dispersion [4-6, 25, 39, 45-48], le couple électromagnétique [49, 50], la vitesse de rotation [51], la puissance instantanée aussi que les vibrations mécaniques [21, 52, 53].

Le travail proposé est axé sur le développement des méthodes de diagnostic, basées sur l'analyse du champ de dispersion. Dans la suite une présentation du champ de dispersion et les capteurs de mesure de ce champ sont présentés.

I-5 Champ de dispersion des machines à courant alternatif

Dans une machine électrique tournante, le flux de fuite est créé par différents éléments de la machine. Une répartition de ces lignes de champ d'après Thomson [14] est donnée dans la Figure I.5.

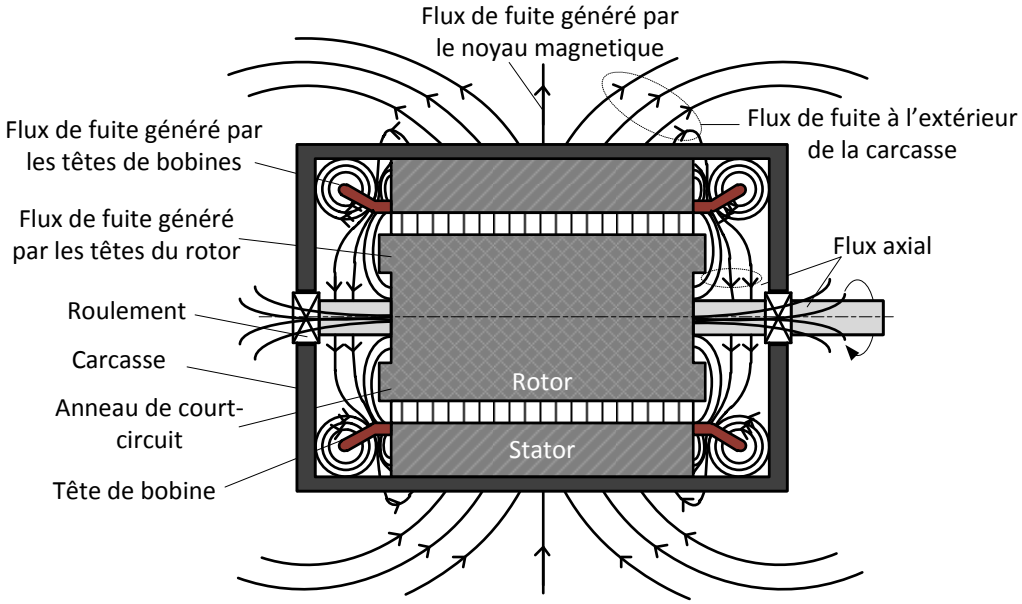


Figure I.5 : Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique.

D'après la répartition des lignes de champ, on peut décomposer le champ extérieur en de deux parties appelées champs externes axial et radial. Ces deux champs se combinent pour former le champ de dispersion : le champ axial situé dans un plan qui comprend l'axe de la machine, il est généré par les courants dans les têtes de bobines de la machine (ou l'anneau de court-circuit) ; le champ radial situé dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine, c'est une image de l'induction d'entrefer qui est atténuée par le circuit magnétique statorique (paquet de tôles) et par la carcasse extérieure de la machine. Le champ radial peut être décomposé en composante normale et composante tangentielle. Il peut contenir une composante provenant des têtes de bobines comme indique sur la Figure I.6.

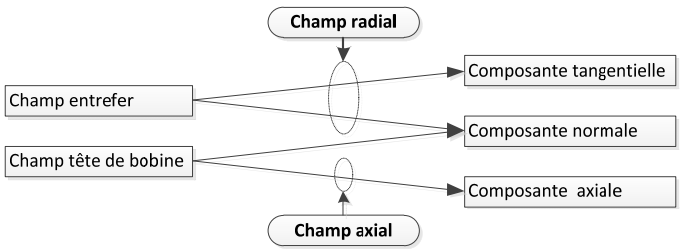


Figure I.6 : Parties du champ extérieur

Le flux de dispersion peut donner une information sur la présence d'un défaut, parfois la localisation de celui-ci. D'un point de vue diagnostic, l'avantage des méthodes basées sur la mesure du champ de dispersion est qu'elles sont non invasives [48]. Ces méthodes sont simples à mettre en œuvre, elle consistent à disposer un capteur à la périphérie du moteur et de récupérer le signal du champ de fuite (voir Figure I.7). Or, selon la position du capteur, le champ mesuré n'émane pas forcément du même endroit, et ne résulte, par conséquent, pas forcément du même phénomène physique [10].

La Figure I.7 montre les différentes possibilités de mesure du champ de dispersion à l'aide d'un capteur bobiné.

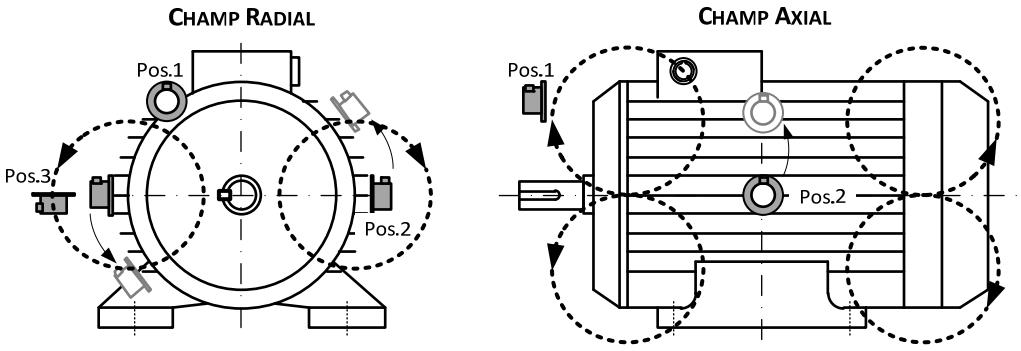


Figure I.7 : Mesure de champ de dispersion

Du fait de la circulation supposée des lignes de champ, le capteur sera plus sensible au champ axial ou radial, selon la position de cette bobine sur le pourtour de la machine.

Si la bobine est plaquée en position 1 (Pos.1), elle va mesurer le champ axial. Dans ce cas l'amplitude du flux mesuré est maximale au niveau des flasques (près des têtes de bobines), et que le minimum se situe au milieu de la longueur de la machine ; ce minimum étant pratiquement nul.

Si la bobine est plaquée en position 2 (Pos.2), elle va mesurer le champ radial, mais elle peut également embrasser une partie du champ axial selon que le capteur est plus ou moins éloigné des têtes de bobines.

La position 3 (Pos.3) correspond à la mesure du champ qualifié de "radial pure" puisque, en théorie, aucune ligne de champ axial ne peut traverser la section du capteur bobiné dans cette position.

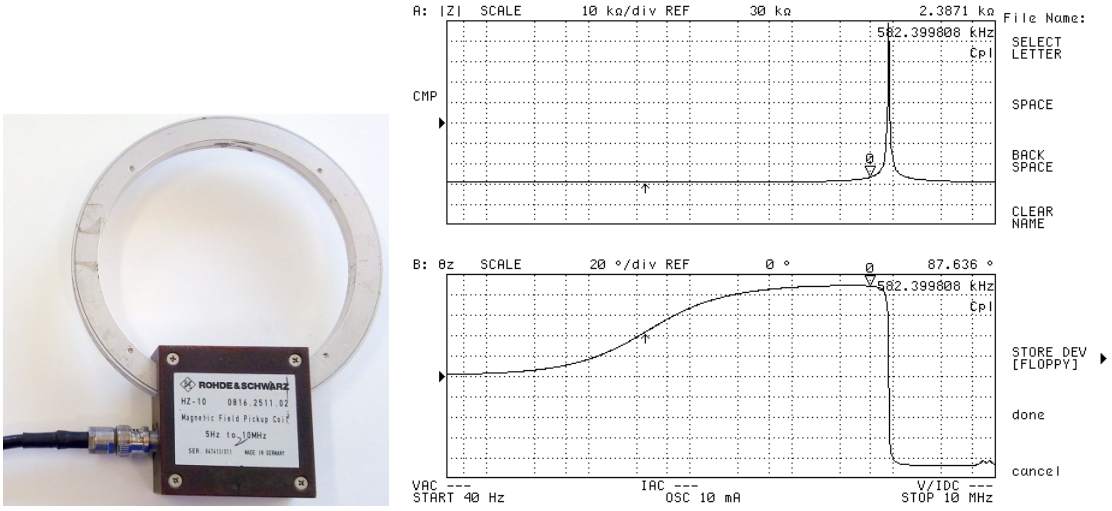
I-6Types de capteurs utilisés pour la mesure de champ de dispersion

Plusieurs types de capteurs peuvent être utilisés pour la mesure du champ de dispersion. Dans ce paragraphe sont présentés les capteurs les plus souvent utilisés.

I-6.1 Capteur de type bobiné

Le principe des capteurs de type bobiné est de mesurer le flux embrassé par une bobine localisée dans l'espace [54]. Le capteur délivre une force électromotrice égale à la dérivée, par rapport au temps, de ce flux ; ce qui signifie que la mesure n'est possible que pour des champs variables. Grâce à ce type de capteur, la mesure est simple et directe, car elle ne nécessite pas d'électronique associée, si ce n'est pour amplifier, éventuellement, le signal de force électromotrice induite [10]. Les performances de la mesure dépendent de la taille du capteur. L'avantage principal de ces capteurs réside dans leur construction simple ce qui permet aux utilisateurs de les fabriquer selon ses besoins.

Un capteur de type bobiné commercial, référencé HZ-10 chez Rohde&Schwarz est présenté dans la Figure I.8, ainsi que la réponse fréquentielle. Ce capteur de 133 mm de diamètre possède 36 spires.

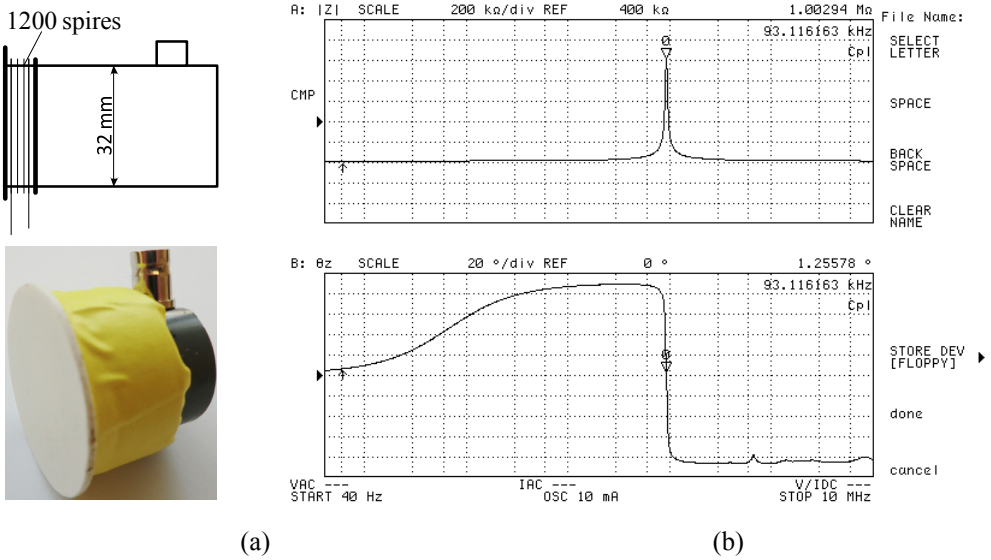


(a) (b)

Figure I.8 : Capteur de type bobiné Rohde&Schwarz : (a) photo ; (b) réponse fréquentielle.

On remarque que ce capteur présente une résonance autour de 582 kHz ; ce qui signifie qu'à cette fréquence la mesure ne saurait être valide. L'inconvénient de ce capteur est qu'il ne peut pas discriminer les composantes de champ souhaitées pour les machines de petite puissance et de petites dimensions, à cause de son diamètre important vis-à-vis de la machine considérée.

Un autre capteur de type bobiné, ainsi que sa réponse fréquentielle, est présenté dans la Figure I.9.



(a) (b)

Figure I.9 : Capteur de type bobiné : (a) photo ; (b) réponse fréquentielle.

Ce capteur de petite taille est celui qui sera utilisé pour toutes les mesures présentées dans ce travail. Il a été créé par nos soins sur le même principe que le capteur bobiné commercial et du fait de sa taille réduite, il est mieux adapté aux machines de faible puissance et de petite dispersion. La bobine qui la constitue fait environ 3.2 cm de diamètre et possède 1200 spires.

La réponse fréquentielle faisant apparaître une résonance à 93 kHz, ce capteur est, par conséquent, également approprié à la mesure de champ dans une gamme de fréquences approximative moins de 7 fois limitée par rapport au capteur commercial, mais qui correspond à la gamme de fréquence qui sera exploitée dans ce travail.

I-6.2 Capteur magnétorésistif

Les capteurs magnétorésistifs sont caractérisés par le fait qu'ils peuvent détecter de très faibles valeurs de champ magnétique (1-5 mT). Ils sont constitués d'une résistance dont la valeur dépend de l'induction magnétique dans laquelle elle est placée. Ce capteur a la propriété de voir sa résistance varier en fonction de la direction du champ magnétique qui lui est appliqué, et délivre, proportionnellement à cette valeur de résistance, un niveau de tension correspondant.

La Figure I.10 présente le principe de fonctionnement d'un capteur magnétorésistif.

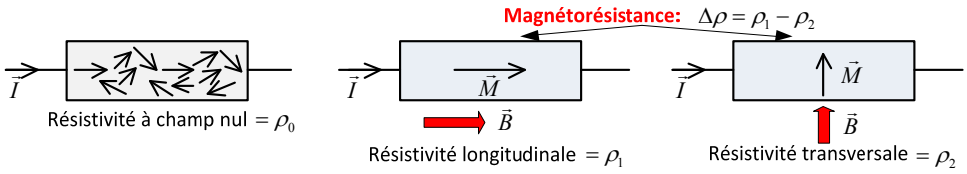


Figure I.10 : Principe de fonctionnement de capteur magnétorésistif

En effet, lorsqu'un matériau ferromagnétique est parcouru par un courant $\vec{I}$ et soumis à un champ magnétique $\vec{B}$, les moments magnétiques de ses électrons s'alignent dans la direction de l'aimantation, créant ainsi une certaine conduction électrique. Lorsqu'on change la direction de l'aimantation, on modifie alors l'orientation des moments magnétiques, et donc la résistivité du matériau.

Contrairement à un capteur de type bobiné qui dérive le flux traversant la section du capteur, le capteur magnétorésistif donne, quant à lui, une information directement proportionnelle à l'induction qui le traverse. Par conséquent, plus l'intérêt se portera sur des fréquences élevées, plus il sera intéressant d'opter pour un capteur de type bobiné qui fera, par son effet dérivatif, davantage ressortir les raies correspondantes [10].

I-6.3 Capteur à effet Hall

Les capteurs à effet Hall permettent de mesurer les champs magnétiques (Teslamètres). Leur principe de fonctionnement est basé sur l'apparition d'une tension électrique $\overline{V}_H$ sur les faces latérales d'un barreau conducteur ou semi-conducteur lorsqu'il est parcouru par un courant $\overline{I}$, et soumis à un champ magnétique $\overline{B}$ d'orientation perpendiculaire au sens du courant, comme indique la Figure I.11. La tension qui apparaît (appelée "tension de Hall")[1] est directement proportionnelle au champ magnétique et au courant qui circule dans le barreau.

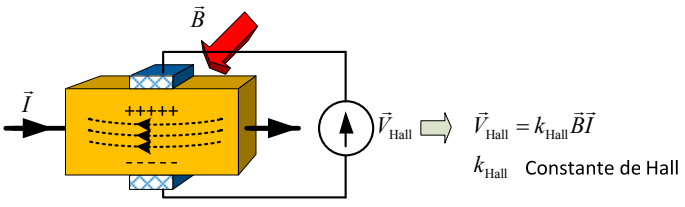


Figure I.11 : Principe de fonctionnement de capteur à effet Hall

Un capteur à effet Hall permet ainsi d'accéder au champ, et à toute autre grandeur physique qui l'influence (la position, le déplacement, etc.).

[1] L'effet Hall dit « classique » a été découvert en 1879 par Edwin Herbert Hall.

Ces capteurs présentent de nombreux avantages. Ils sont notamment intéressants en termes de coût et de linéarité, et ils offrent une large gamme de mesure (puisqu'il n'y a pas de saturation). Mais ils souffrent aussi d'un inconvénient : la température ayant une grande influence sur la mobilité des électrons, ils sont aussi très sensibles aux variations thermiques.

Les résultats obtenus avec ce type de capteur sont tout aussi peu satisfaisants que ceux qui sont obtenus avec un capteur de type magnétorésistif, puisqu'il n'est pas possible de faire ressortir, par rapport au fondamental, les raies de fréquence élevée.

Chapitre II Modélisation de champ magnétique de dispersion

Ce chapitre est consacré à la modélisation du champ magnétique de dispersion, émis par une machine à courant alternatif saine. L'étude des machines électriques peut être aborder par différents types de modélisation que l'on peut classifier en 2 familles : la modélisation analytique et la modélisation numérique qui comprend elles même les méthodes par circuits électriques couplés et les méthodes d'analyse par éléments finis. La modélisation analytique nécessite de faire certaines hypothèses simplificatrices, elle considère un cas général qui permet de se détacher de la géométrie réelle, et qui permet d'analyser le comportement général. Cela rend la méthode moins précise, mais met en évidence les origines et les propriétés de phénomènes. La modélisation par éléments finis permet de considérer un modèle plus fin, avec moins d'hypothèses, plus proche de la géométrie réelle. Les résultats sont donc plus précis, mais on ne peut plus apprécier les causes des phénomènes. D'autre part, la résolution de problèmes nécessite un temps de calcul assez important.

Le travail présenté dans ce mémoire combinera les deux types de modélisation, on détaillera dans ce chapitre les formulations analytiques qui permettent de déterminer les caractéristiques du champ magnétique radial évoluant à l'extérieur d'une machine électrique dans un état supposé sain. On abordera en particulièrement le cas de la machine asynchrone et celui de la machine synchrone.

II-1 Introduction

L'objectif de cette étude est de définir de quelle manière évoluent les composantes de l'induction, à partir de l'entrefer, jusqu'à l'extérieur de la machine, pour constituer le champ radial. Dans ce contexte, il est nécessaire de connaître l'induction d'entrefer correspondante b, obtenue en multipliant la perméance d'entrefer λ par la force magnétomotrice résultante (f.m.m.) ε qui apparaît à ses bornes.

Pour cette approche, on considère un cas général qui est relatif à une machine asynchrone à cage, à p paires de pôles qui sera adapté pour le cas de la machine synchrone. Pour déterminer b, quelques hypothèses sont formulées :

- la perméabilité magnétique du fer est suffisamment élevée pour négliger les ampères-tours consommés dans le fer par rapport à ceux consommés dans l'entrefer,
- le bobinage triphasé statorique est parcouru par un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux $i_q^s \ (q=1,2,3)$ de valeur efficace I^s et de pulsation ω,

$$i_q^s = I^s\sqrt{2}\cos\left[\omega t-(q-1)\frac{2\pi}{3}\right] \tag{I.1}$$

- l'épaisseur d'entrefer est considérée très petite ; ce qui permet de négliger la composante tangentielle de l'induction d'entrefer,
- dans le cas d'une machine asynchrone, les courants inter barres sont négligés,
- dans le cas d'une machine synchrone, l'enroulement rotorique est parcouru par un courant J_d continu constant.

D'autre part, on adopte comme références spatiales :

- l'axe d^s qui sera confondu avec l'axe de l'un des enroulements de la phase 1 du stator,
- l'axe d^r confondu avec l'axe d'un pôle Nord rotorique pour la machine synchrone e l'axe d'une dent rotorique quelconque pour la machine asynchrone à cage.

La section simplifiée d'une machine faisant apparaître les variables nécessaires au calcul de l'induction d'entrefer est présentée en Figure I.12.

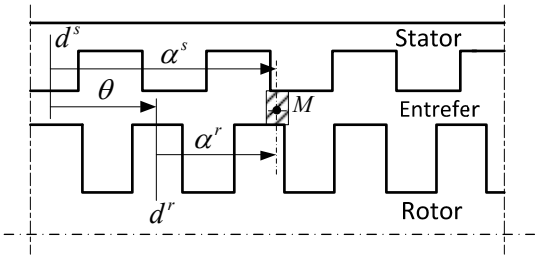


Figure I.12 : Représentation développée de la denture

Un point M quelconque de l'entrefer sera repéré par la variable α^s par rapport à d^s et α^r par rapport à d^r (voir Figure I.12). d^s et d^r sont distants de $\theta = (1-g)\omega t / p + \theta_0$, où g représente le glissement.

II-2 Perméance d'entrefer

Dans le cas d'une machine asynchrone, l'expression de la perméance d'entrefer définie par rapport à d^s est donnée par [55] :

$$\lambda = \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \Lambda_{k^s k^r} \cos\left[p\alpha^s \left(k^s N^s + k^r N^r \right) - p k^r N^r \theta \right] \tag{I.2}$$

N^s et N^r sont les nombres d'encoches statoriques et rotoriques par paire de pôles. $\Lambda_{k^s k^r}$ représente le coefficient de perméance, dépendant des entiers k^s et k^r qui varient de $-\infty$ à $+\infty$, et de la géométrie de la machine. Ils s'expriment par :

$$\left.\begin{aligned} \Lambda_{00} &= \mu_0 A_{00} \\ \Lambda_{k^s 0} &= \mu_0 A_{s0} f\left(k^s\right) \\ \Lambda_{0 k^r} &= \mu_0 A_{0r} f\left(k^r\right) \\ \Lambda_{k^s k^r} &= \mu_0 A_{sr} f\left(k^s\right) f\left(k^r\right) \end{aligned}\right\} \tag{I.3}$$

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, $A_{00}, A_{s0}, A_{0r}, A_{sr}$ sont des coefficients qui ne dépendent que de la géométrie de la denture (voir Annexe). Les fonctions $f\left(k^s\right) = \left(\sin k^s r_d^s \pi\right) / 2k^s$ et $f\left(k^r\right) = \left(\sin k^r r_d^r \pi\right) / 2k^r$ sont inversement proportionnelles respectivement à k^s et k^r. Les paramètres $r_d^s = l_d^s / \left(l_d^s + l_e^s\right)$ et $r_d^r = l_d^r / \left(l_d^r + l_e^r\right)$ représentent les rapports de denture statorique respectivement rotorique, où l_d^s, l_e^s sont respectivement la largeur d'encoche et l'épaisseur d'une dent au stator, et l_d^r, l_e^r sont des quantités similaires à celles précédemment définies mais relatives au rotor. Il en résulte que l'importance des termes $\Lambda_{k^s k^r}$ qui interviennent dans la relation (I.2) diminue très rapidement lorsque k^s et (ou) k^r croissent.

L'expression (I.2) peut être utilisée pour la machine synchrone en adaptant les paramètres à la géométrie de la machine considérée. La différence est que, dans le cas de la machine synchrone le glissement est nul. D'autre part, pour une machine synchrone à p paires de pôles, le nombre de saillances rotoriques est égal au nombre de pôles de la machine. Cela conduit à prendre $2p$ pour le nombre total de dents rotoriques, d'où $N^r = 2$. On obtient donc pour une machine synchrone à pôles saillants :

$$\lambda = \sum_{k^s=-\infty}^{+\infty} \sum_{k^r=-\infty}^{+\infty} \Lambda_{k^s k^r} \cos\left[2p\alpha^s\left(k^s N^s + k^r N^r\right) - 2pk^r N^r \theta\right] \tag{I.4}$$

II-3 Effets générés par le stator

On supposera que le bobinage statorique a une structure distribuée classique à p paires de pôles, identique pour la machine asynchrone et pour la machine synchrone.

Pour cette étude, on considérera un bobinage triphasé statorique (connexion série) du type de celui représenté en Figure I.13. On notera n^s le nombre de spires au stator pour une paire de pôles et m^s le nombre encoches par pôle et par phase au stator. Chaque section est composée de m^s sections élémentaires de n^s / m^s spires. Le nombre de spires n^s est donc pn^s. On considérera que l'ensemble des sections élémentaires est connecté en série.

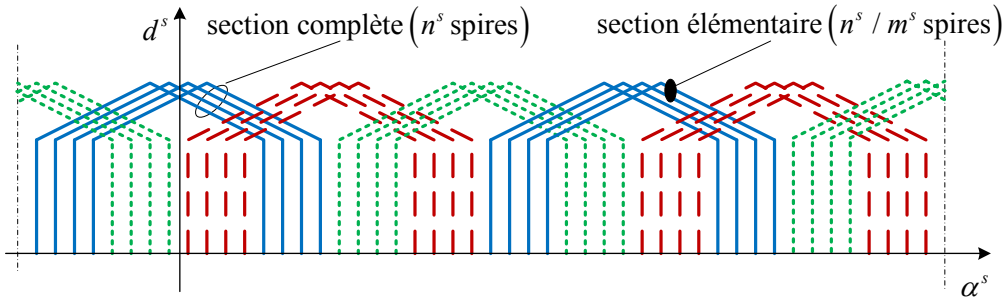


Figure I.13 : Bobinage triphasé statorique ($p = 2$)

II-3.1 Force magnétomotrice

On supposera que la loi d'évolution de la f.m.m., le long d'une encoche de largeur $2\gamma^s$, est linéaire. Les n^s / m^s spires d'une section élémentaire sont d'ouverture diamétrale et génèrent donc une f.m.m. dont l'évolution est trapézoïdale, comme l'illustre la Figure I.14.

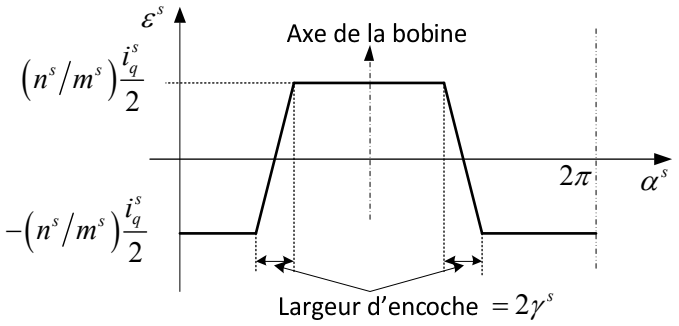


Figure I.14 : F.m.m. créée par une section d'ouverture diamétrale

La demi ouverture d'encoche γ^s s'exprime en fonction du rapport de denture statorique $\gamma^s = \frac{\pi}{N_t^r}\left(1 - r_d^s\right)$. Supposons les enroulements statoriques parcourus par un système triphasé équilibré direct de courants sinusoïdaux. En considérant que l'axe de la phase 1 est confondu avec l'axe de la première dent statorique, il est alors possible, à partir d'une décomposition en série de Fourier de la

f.m.m. d'une section élémentaire, d'exprimer la force magnétomotrice créée par l'ensemble du bobinage statorique triphasé :

$$\varepsilon^s = I^s \sum_{h^s=1}^{+\infty} A_{h^s}^s \cos\left(\omega t - h^s p\alpha^s\right) \tag{I.5}$$

où h^s, représente le rang de l'harmonique d'espace de la force magnétomotrice ε^s, défini dans ce cas par $h^s = 6k+1$ (k est un entier qui varie de $-\infty$ à $+\infty$). $A_{h^s}^s$ est un coefficient qui dépend du bobinage et de l'allure de la force magnétomotrice créée par une section élémentaire :

$$A_{h^s}^s = (-1)^{\frac{h^s-1}{2}} \frac{2n^s}{h^s\pi} \Upsilon_{h^s} \Gamma_{h^s} \tag{I.6}$$

où Υ_{h^s} correspond au coefficient de bobinage relatif à l'harmonique de rang h^s, Γ_{h^s} est un coefficient correcteur prenant en compte de l'évolution trapézoïdale de la f.m.m. créée par une section élémentaire. Les coefficients Υ_{h^s} et Γ_{h^s} sont données par les expressions suivantes :

$$\Upsilon_{h^s} = \frac{\sin\left(h^s \frac{\pi}{6}\right)}{m^s \sin\left(h^s \frac{\pi}{6m^s}\right)} \tag{I.7}$$

$$\Gamma_{h^s} = \frac{\sin\left(\frac{h^s\left(1-r_d^s\right)\pi}{6m^s}\right)}{\frac{h^s\left(1-r_d^s\right)}{6m^s}} \tag{I.8}$$

II-3.2 Induction statorique

L'expression de l'induction d'entrefer est obtenue en multipliant la f.m.m par la perméance d'entrefer. Le développement de $\lambda\varepsilon^s$ donne dans référentiel lié à d^s :

$$b^s = \sum_{h^s,k^s,k^r} \hat{b}_{h^s,k^s,k^r} \cos\left[\left(1+k^r N^r(1-g)\right)\omega t - p\left(h^s + k^s N^s + k^r N^r\right) + pk^r N^r \theta_0\right] \tag{I.9}$$

avec : $\hat{b}_{h^s,k^s,k^r} = I^s A_{h^s}^s \Lambda_{k^s k^r}$.

On peut introduire une expression plus condensée de l'induction d'entrefer ou toutes les d'induction ayant le même rang fréquentiel $\left(1+k^r N^r\left(1-g\right)\right)$ et la même polarité $p\left(h^s + k^s N^s + k^r N^r\right)$ sont regroupées. On obtiens alors :

$$b^s = \sum_{K,H} \hat{b}_{K,H} \cos\left(K\omega t - pH\alpha^s - \varphi^s\right) \tag{I.10}$$

Une composante d'induction est donc caractérisée par sa pulsation $K\omega$ et par son nombre de paires de pôles H. Les rangs K et H sont définis par :

$$\left.\begin{aligned} K &= 1 + k^r N^r (1-g) \\ H &= p\left(h^s + k^s N^s + k^r N^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{machine asynchrone} \tag{I.11}$$

Pour une machine synchrone, il convient de prendre $g = 0$ et $N^r = 2$.

$$\left.\begin{aligned} K &= 1 + 2k^r \\ H &= p\left(h^s + k^s N^s + 2k^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{machine synchrone} \tag{I.12}$$

II-4 Effets générés par le rotor

Dans le cas d'une machine asynchrone à cage, le rotor étant court-circuité, cela conduit à la circulation dans les barres rotoriques de courants induits comprenant le fondamental à gf, mais également des harmoniques. Ces courants vont générer leurs propres effets magnétiques, mais conformément à la loi de Lenz, les ondes d'induction rotorique générées tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Toutefois, comme les courants statoriques sont supposés sinusoïdaux, ce principe de réaction magnétique n'est pas complètement réalisé, car certaines composantes d'induction rotoriques ne trouvent pas leur équivalent dans celles qui sont générées par le stator. Cela devrait normalement conduire à la circulation d'harmoniques de courant dans les bobinages statoriques pour générer les composantes statoriques manquantes. Grâce à ces harmoniques de courant statorique, toutes les ondes d'induction rotoriques seraient compensées et le principe de réaction magnétique globalement satisfait. Par conséquent, seules les composantes générées par le fondamental du courant statorique de la machine fonctionnant à vide peuvent être considérées pour définir le contenu harmonique de l'induction d'entrefer. Nous appliquerons ce principe dans le cas d'une machine asynchrone saine, mais également dans le cas d'une machine présentant un défaut statorique. Dans le cas de la machine synchrone, même si le principe de réaction magnétique est moins évident pour les harmoniques d'induction[2], le principe sera également appliqué.

Toutefois, dans le cas d'un défaut rotorique, il peut être intéressant les caractéristiques des ondes d'induction propres au défaut. On se limitera dans ce cas aux modifications spatiales et on s'intéressera aux perturbations engendrées au niveau des harmoniques d'espace. En effet, l'étude des courants induits harmoniques au rotor dans le cas d'un défaut est complexe et il a été montré dans des études antérieures [10] qu'un approfondissement dans ce sens n'apportait que très peu d'information supplémentaire en vue d'une détection d'un défaut rotorique.

II-4.1 Machine asynchrone

La loi d'évolution de la force magnétomotrice générée par une barre sera assimilée, pour les calculs, a la forme présentée en Figure I.15.

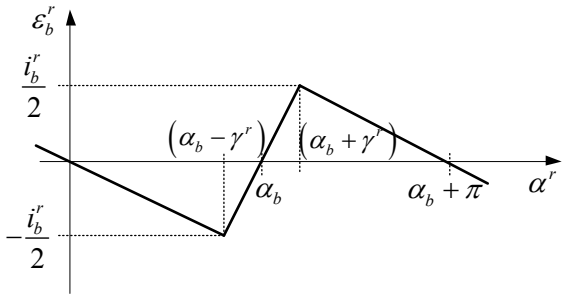


Figure I.15 : F.m.m. créée par une barre rotorique

La dent d'ouverture d'encoche γ^r s'exprime en fonction du rapport de denture rotorique r_d^r, $\gamma^r = \frac{\pi}{N_t^r}\left(1 - r_d^r\right)$.

La décomposition en série de Fourier de la courbe de la force magnétomotrice ε_n^r de la barre n, parcourue par le courant i_n^r, est définie par l'expression :

[2] Sauf en présence d'amortisseurs qui jouent le rôle d'une cage rotorique.

$$\varepsilon_n^r = \frac{i_n^r}{\pi}\sum_{h^r=1}^{\infty}\Gamma_{h^r}\frac{\sin\left[h^r\left(\alpha^s-\alpha_n\right)\right]}{h^r} \tag{I.13}$$

où $\alpha_n = \frac{2\pi}{N_t^r}(n-1)$, avec $n=1,2,\ldots,N^r$; h^r est un entier impair qui prend toutes les valeurs comprises entre 1 et $+\infty$, Γ_{h^r} est un coefficient qui traduit la loi d'évolution linéaire de la f.m.m. sur le rapport de denture au rotor r_d^r et s'écrit :

$$\Gamma_{h^r} = \frac{\sin\left(h^r\gamma^r\right)}{h^r\gamma^r} = \frac{\sin\left[h^r\left(1-r_d^r\right)\frac{\pi}{N_t^r}\right]}{h^r\left(1-r_d^r\right)\frac{\pi}{N_t^r}} \tag{I.14}$$

L'onde de force magnétomotrice présente au niveau de l'entrefer est obtenue par la somme sur l'ensemble des barres de toutes les forces magnétomotrices ε_n^r. Après développement, on obtient l'expression de la force magnétomotrice générée par le rotor, donnée comme suit :

$$\varepsilon^r = \sum_{n=1}^{N_t^r}\varepsilon_n^r \tag{I.15}$$

où I_n^r représente la valeur efficace de i_n^r.

II-4.2 Machine synchrone

Dans le référentiel rotorique lié à d^r, ε^{0r} s'exprime par :

$$\varepsilon^{0r} = J_d\sum_{h^r}A_{h^r}^r\cos\left(h^r p\alpha^r\right) \tag{I.16}$$

Soit ε^r, la f.m.m. générée par le rotor, définie dans le référentiel rotorique. Comme $\alpha^s = \alpha^r + \theta$, il vient :

$$\varepsilon^r = J_d\sum_{h^r}A_{h^r}^r\cos\left(h^r\omega t - h^r p\alpha^s + h^r p\theta_0\right) \tag{I.17}$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents la f.m.m. rotorique n'est pas prise en compte pour le calcul de l'induction. L'effet d'aimant sera assimilable celui de l'inducteur d'une machine asynchrone.

II-5 Induction d'entrefer

L'expression de l'induction d'entrefer est commune pour les deux types de machines : asynchrone et synchrone.

Comme $\varepsilon = \left(\varepsilon^s + \varepsilon^r\right)$, l'induction d'entrefer est obtenue par $b = \lambda\left(\varepsilon^s + \varepsilon^r\right)$. Elle peut donc s'exprimer dans un référentiel lié à d^s par :

$$b = \sum_{K,H}b_{K,H} \tag{I.18}$$

avec :

$$b_{K,H} = \hat{b}_{K,H}\cos\left(K\omega t - H\alpha^s - \varphi_{K,H}\right) \tag{I.19}$$

Notation complexe

On part de $b = \sum_{K,H} b_{K,H} = \sum_{K,H} \hat{b}_{K,H} \cos\left(K\omega t - H\alpha^s - \varphi_{K,H}\right)$

On définit $\overline{b}_{K,H} = \hat{b}_{K,H} e^{-j\varphi_{K,H}}$ tel que $b = \mathrm{Re} \sum_{K,H} \overline{b}_{K,H} e^{j\left(K\omega t - H\alpha^s\right)}$

Si on fixe α^s à α_0^s on a $b = \mathrm{Re} \sum_{K,H} \overline{b}_{K,H} e^{-jH\alpha_0^s} e^{jK\omega t}$

Pour une fréquence $K\omega$ donnée on a $b = \mathrm{Re} \sum_{K} \overline{b}_K e^{jK\omega t}$ avec $\overline{b}_K = \sum_{K,H} \overline{b}_{K,H} e^{-j\alpha_0^s}$

On a donc $b = \sum \hat{b}_K \cos\left(K\omega t - \varphi_K\right)$ avec $\hat{b}_K = \left| \sum_H \hat{b}_{K,H} e^{-jH\alpha_0^s} \right|$.

La mise sous forme complexe peut s'appliquer de la même façon aux composantes élémentaires apparaissent dans l'équation (I.9). Cette équation facilite le passage aux composantes globales $b_{K,H}$ via une exploitation numérique.

II-6 Champ radial

L'induction radiale de dispersion qui existe dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine est déduite de b par l'intermédiaire d'un coefficient d'atténuation qui dépend des matériaux constituant le stator (paquet de tôles). Signalons que le coefficient d'atténuation de la carcasse n'est pas pris en compte. En effet, l'atténuation par la carcasse dépend de la fréquence, mais comme l'étude porte sur l'analyse d'une harmonique à fréquence donnée, le coefficient d'atténuation correspondant est lui aussi donné.

La Figure I.16 présente une section simplifiée de la machine dans laquelle sont définies les principales dimensions géométriques utilisées et elle fait apparaître deux milieux intervenant dans l'atténuation jusqu'au point M' situé à l'extérieur, à une distance x du centre de la machine : le paquet de tôles statorique et l'air.

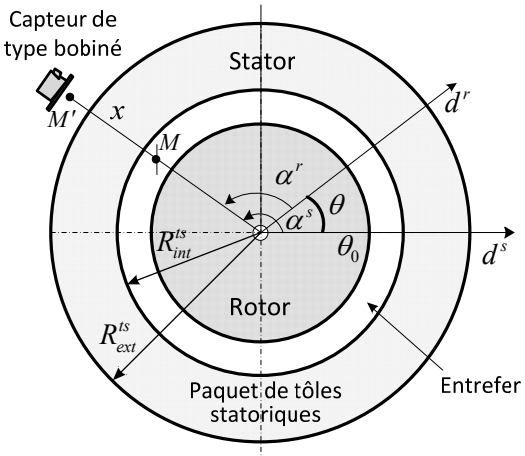


Figure I.16 : Section simplifiée de la machine

Les rayons intérieur et extérieur du paquet de tôles statoriques sont respectivement notés R_{int}^{ts} et R_{ext}^{ts}.

L'approche analytique nécessite de considérer les hypothèses suivantes :

- la mesure porte uniquement sur la composante normale de l'induction, les effets d'atténuation étudiés porteront donc sur cette composante,

- les perméabilités magnétiques et les résistivités des milieux sont indépendantes de la fréquence,
- on néglige la contribution des courants de Foucault dans la formation du champ magnétique extérieur, cela signifie que l'on suppose qu'il y a la conservation de la composante tangentielle du champ magnétique à toutes les frontières entre milieux (le paquet de tôles statoriques, la carcasse et l'air),
- l'effet des courants de Foucault est pris en compte dans la carcasse uniquement,
- on considère une machine à armatures lisses, l'induction d'entrefer avec son contenu harmonique est une condition imposée dans entrefer,
- on suppose qu'il y a un découplage des phénomènes d'atténuation dans les différents milieux.

Ce coefficient dépend de H ; et pour un point situé à l'extérieur de la machine à une distance x de son axe (voir Figure I.16), il est exprimé par κ_H^{ts}.

Le coefficient d'atténuation du paquet de tôles statorique est défini par [56] :

$$\kappa_H^{ts} = \frac{2}{\left(\mu_r^{ts}+1\right)\left(R_{int}^{ts}/R_{ext}^{ts}\right)^{-|H|-1} - \left(\mu_r^{ts}-1\right)\left(R_{int}^{ts}/R_{ext}^{ts}\right)^{|H|-1}} \tag{I.20}$$

où $\mu_r^{ts} = 1000$ représente la perméabilité magnétique relative du matériau constituant le paquet de tôles statorique.

La Figure I.17 montre un exemple de l'évolution du coefficient d'atténuation κ_H^{ts} en fonction du rang H, pour $R_{int}^{ts} = 0.0825\,\mathrm{m}$, $R_{ext}^{ts} = 0.121\,\mathrm{m}$.

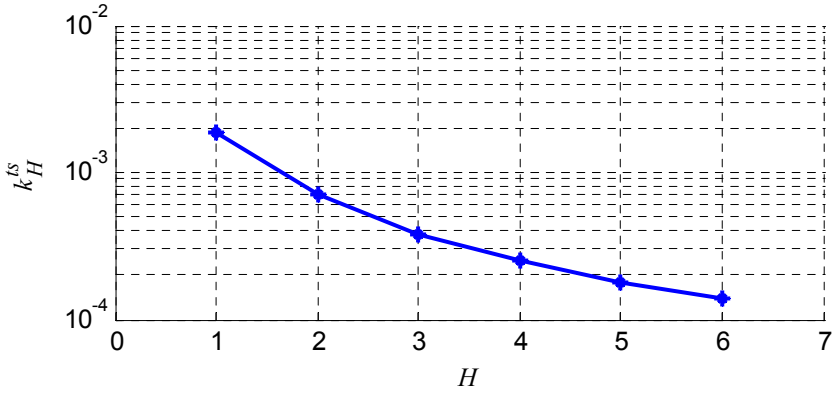


Figure I.17 : Évolution de κ_H^{ts} en fonction de H

Le coefficient κ_H^{ts} qui tend à diminuer lorsque H est élevé (voir Figure I.17).

L'induction radiale b^x en ce point résulte de (I.18) et (I.19) en multipliant $\hat{b}_{K,H}$ par κ_H^{ts}.

On suppose que la mesure est effectuée par un capteur de flux bobiné circulaire (voir Figure I.7) de surface S et possédant n^c spires. Ce capteur est situé dans un point M' à une distance x du centre de la machine, comme il est indiqué en Figure I.12. La composante de flux $\Psi_{K,H}^x$ embrassée par ce capteur résulte de l'intégration de $b_{K,H}^x = \kappa_H^{ts} b_{K,H}$ sur sa surface S. Le flux total embrassé par le capteur varie dans le temps et peut-être caractérisé par son contenu spectral. Une harmonique à la pulsation $K\omega$, noté Ψ_K^x, est obtenue par intégration sur la surface du capteur de l'ensemble des composantes de b_k^x ayant le même rang fréquentiel K mais des nombres de paires de pôles H différents :

$$\Psi_K^x = \int_S b_K^x dS \tag{I.21}$$

où :

$$b_K^x = \sum_H b_{K,H}^x \tag{I.22}$$

avec :

$$b_{K,H}^x = \hat{b}_{K,H}^x \cos\left(K\omega t - H\alpha^s - \varphi_{K,H}^x\right) \tag{I.23}$$

et :

$$\hat{b}_{K,H}^x = \kappa_H^{ts} \hat{b}_{K,H} \tag{I.24}$$

L'intégration dépend de la forme du capteur, de S, de H et de x. En introduisant ces paramètres au niveau d'un coefficient K_H^x proportionnel entre autres à $1/H$ (suite à l'intégration), Ψ_K^x s'exprime par :

$$\Psi_K^x = \sum_H \kappa_H^{ts} K_H^x \hat{b}_{K,H} \cos\left(K\omega t - H\beta_0 - \varphi_{K,H}^x\right) \tag{I.25}$$

Parmi les termes qui constituent Ψ_K^x seuls quelques-uns, relatifs à nombre de pôles faible (H faible), auront une contribution significative [57] compte tenu :

- de la remarque précédente sur l'atténuation fonction de H (cette atténuation est d'autant plus prononcée que H est grand) ;
- de l'intégration sur S qui met en œuvre un coefficient K_H^x inversement proportionnel à H.

Les autres quantités seront absorbées par les parties ferromagnétiques. La force électromotrice (f.é.m.) induite e^x aux bornes du capteur est donnée par :

$$e^x = \sum_K \hat{e}_K^x \sin\left(K\omega t - \varphi_{K,H}^x\right) \tag{I.26}$$

avec :

$$\left.\begin{aligned} \hat{e}_K^x &= -K\omega \left| \sum_H \kappa_H^{ts} K_H^x \hat{b}_{K,H} e^{-j(H\beta_0 + \varphi_{K,H}^x)} \right| \\ \varphi_K^x &= Arg\left(\sum_H \kappa_H^{ts} K_H^x \hat{b}_{K,H} e^{-j(H\beta_0 + \varphi_{K,H}^x)} \right) \end{aligned}\right\} \tag{I.27}$$

Partie II

DEFAUTS AU STATOR

Le mécanisme d'apparition d'un défaut de court-circuit entre spires dans une machine électrique est encore mal connu, mais on sait que c'est une dégradation de l'isolant du bobinage qui peut conduire à un amorçage et un contact entre spires. Le courant de court-circuit qui apparaît dépend de la résistance du circuit ainsi formé, notamment des résistances de contact, et peut exister sans conséquences particulières durant le fonctionnement de la machine. Une contrainte thermique supplémentaire peut toutefois apparaître au niveau des spires court-circuitées et dans leur environnement proche, ce qui tend à fragiliser l'isolation dans la zone sollicitée, et provoquer une propagation du défaut aux spires adjacentes. Lorsque l'isolation à la terre (carcasse) est affectée, le déclenchement des protections provoque l'arrêt de la machine. La mise en œuvre de méthodes de détection d'un défaut naissant entre dans le cadre de la maintenance prédictive et permet de fiabiliser un système comprenant des machines électriques.

Il existe différentes méthodes de détection du défaut de court-circuit entre spires. Celles qui sont basées sur la mesure du courant en ligne analysent la composante inverse liée au déséquilibre, ou exploitent le spectre du signal. L'analyse spectrale du courant, bien que faisant l'objet de nombreuses études, manque toutefois de fiabilité du fait que les fréquences sensibles au défaut existent déjà dans le cas d'une machine saine, ce qui nécessite une analyse plus approfondie. L'analyse du champ extérieur donne quand à lui des informations plus pertinentes car le courant de court circuit contribue à la formation du champ de dispersion, plus qu'il ne contribue à la modification du courant en ligne. Comme l'analyse du courant, l'analyse spectrale du champ extérieur reste cependant confrontée au problème que les composantes du spectre sensibles au défaut existent déjà pour une machine saine. Néanmoins, la connaissance des propriétés des ondes d'induction du champ radial permettra une exploitation de celles-ci en vue d'aboutir à une méthode de diagnostic basée sur les variations des amplitudes des raies sensibles lors d'une modification du régime de charge de la machine.

Cette partie sera décomposée en trois chapitres, le premier présentera l'approche analytique qui permettra d'une part de mettre en évidence les propriétés des ondes d'induction générées par le défaut et d'autre part de proposer une méthode de diagnostic basée sur ces propriétés. Le deuxième chapitre portera sur l'analyse par éléments finis qui montrera la validité de la méthode proposée avec des modèles plus proches d'une machine réelle. La méthode des éléments finis permet en effet de modéliser une machine électrique avec moins d'hypothèses simplificatrices que la méthode analytique. Le troisième chapitre sera consacré à la validation expérimentale des procédures de diagnostic en mettant en évidence les limites d'application.

Chapitre I Approche théorique analytique

Ce chapitre est consacré à l'étude des phénomènes dus au défaut du court-circuit entre spires dans un bobinage statorique pour la machine asynchrone et machine synchrone. On s'intéresse aux caractéristiques des ondes d'induction, plus particulièrement le comportement des ondes d'induction à l'extérieur de la machine lorsqu'elle est en charge. On proposera une méthode originale de diagnostic du défaut, appelé « méthode globale », qui est basée sur des propriétés de certaines composantes de champ extérieur.

I-1 Modélisation du défaut

On considérera un bobinage triphasé statorique de type de celui comme indique la Figure I.13. Supposons que y spires parmi les n^s / m^s d'une section élémentaire appartenant à la phase q sont court-circuitées. Si y est faible devant pn^s, correspondant au nombre total de spires de la phase q, alors il est possible de considérer que les courants des trois phases i_q^s restent pratiquement inchangés

[58]. Cette hypothèse permet par conséquent de caractériser le court-circuit en mettant en œuvre un modèle qui préserve la structure initiale de la machine. Ce modèle admet que le bobinage statorique en défaut est équivalent au bobinage sain, plus y spires dans lesquelles circule un courant de court-circuit i_{qcc}^{s}.

La Figure II.1 donne une schématisation de la section élémentaire en défaut. L'intérêt de cette approche est qu'elle isole les effets du défaut tout en préservant la structure initiale, ce qui permet d'en faciliter l'analyse. De cette façon, l'induction résultante d'entrefer b^{*} est égale à l'induction initiale b donnée par (I.18) à laquelle on ajoute l'induction b_{qcc}^{s} propre au défaut : $b^{*} = b + b_{qcc}^{s}$.

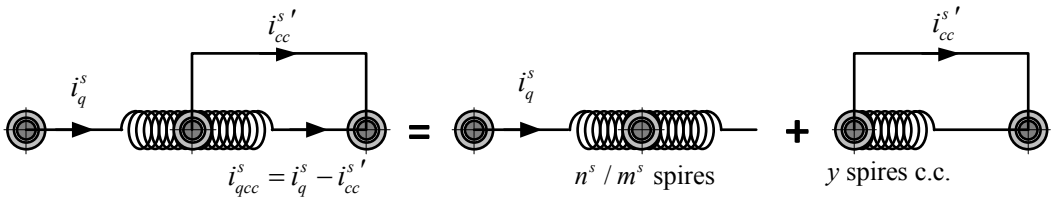


Figure II.1 : Modélisation d'une section élémentaire avec *y* spires court-circuitées

On considérera par la relation uniquement le fondamental du courant de court-circuit induit par le fondamental de l'induction d'entrefer. On le définit de la façon suivante :

$$i_{qcc}^{s} = I_{cc}^{s}\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \varphi_{qcc}^{s}\right) \tag{II.1}$$

φ_{qcc}^{s} correspond au déphasage du courant de court-circuit par rapport à celui circulant dans la phase 1 (Figure II.2) et dépend : de l'argument de l'impédance qui limite le court-circuit, de la section élémentaire court-circuitée dans la phase et de la position relative de l'induction d'entrefer par rapport au courant dans la phase q (fonction de l'état de charge de la machine).

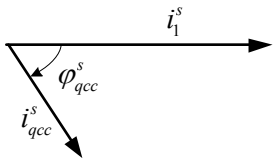


Figure II.2 : Déphasage de courant de court-circuit

La f.m.m. ε_{qcc}^{s} générée par les y spires en court-circuit est une onde d'axe fixe présentée sur la Figure II.3(b) où est également représentée la f.m.m. ε_{qel}^{s} générée par la section élémentaire correspondants supposée saine (voir Figure II.3(a)), similaire au décalage spatial près, à celle représentée dans le cas d'une machine à 4 pôles sur la Figure I.14.

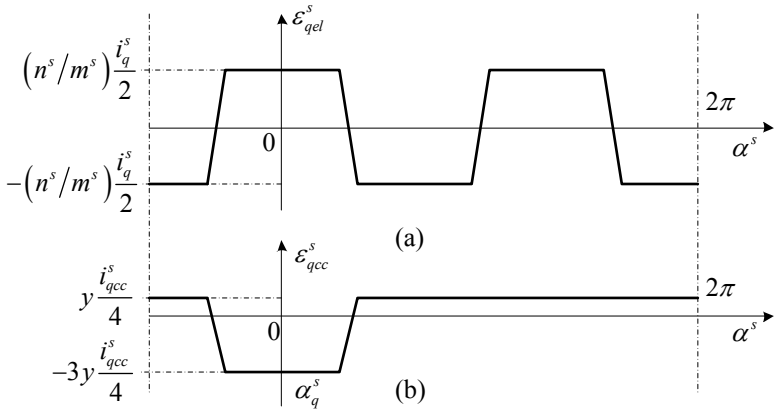


Figure II.3 : F.m.m. générée par la section élémentaire en défaut

ε^s_{qcc} peut s'écrire en faisant apparaître des sommes d'ondes de f.m.m. circulaires évoluant par paires en sens opposés. Dans le référentiel lié à d^s, ε^s_{qcc} s'exprime par :

$$\varepsilon^s_{qcc} = I^s_{cc}\sum_h A^s_{cc,h}\cos\left(\omega t - h\alpha^s - \varphi_h\right) \tag{II.2}$$

où $\varphi_h = h\alpha^s_q + \varphi_{qcc}$, h est un entier relatif non nul, qui prend par conséquent, entre autres, toutes les valeurs possibles de h^s. La différence avec la f.m.m. générée par la machine saine, réside dans le fait que les nombres de paires de pôles des composantes de ε^s_{qcc}, ne sont plus tous multiples de p. Cela produit une dissymétrie dans l'onde de f.m.m. statorique.

On regroupe les termes de même fréquence et de même polarité.

$$b^s_{cc} = \sum_{h^s,k^s,k^r}\hat{b}_{cc_{h^s,k^s,k^r}}\cos\left[\left(1+k^rN^r(1-g)\right)\omega t - p\left(h^s + k^sN^s + k^rN^r\right) + pk^rN^r\theta_0 - \varphi_{cc_{h^s}}\right] \tag{II.3}$$

avec :

$\hat{b}_{cc_{h^s,k^s,k^r}} = I^s A^s_{h^s}\Lambda_{k^sk^r}$

On aboutit à l'induction propre b^s_{qcc} au défaut en multipliant ε^s_{qcc} par la perméance d'entrefer λ donnée par (I.4). b^s_{qcc}, dans le référentiel lié à d^s, est alors donné par :

$$b^s_{qcc} = \sum_{K_{cc},H_{cc}}\hat{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}}\cos\left(K_{cc}\omega t - H_{cc}\alpha^s - \varphi_{cc_{K_{cc},H_{cc}}}\right) \tag{II.4}$$

avec les rangs K_{cc} et H_{cc} qui caractérisent les raies sensibles au défaut du court-circuit entre spires :

$$\left.\begin{aligned} K_{cc} &= 1 + k'^rN^r\left(1-g\right)\\ H_{cc} &= h + p\left(k'^sN^s + k'^rN^r\right)\end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{machine asynchrone} \tag{II.5}$$

Pour une machine synchrone, il convient de prendre $g = 0$ et $N^r = 2$.

$$\left.\begin{aligned} K_{cc} &= 1 + 2k'^r\\ H_{cc} &= h + p\left(k'^sN^s + 2k'^r\right)\end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{machine synchrone} \tag{II.6}$$

On adopte les notations k'^s et k'^r pour la machine défectueuse qui jouent le même rôle que k^s et k^r. Ils évoluent par conséquent de $-\infty$ à $+\infty$.

Notation complexe :

On part de $b_{cc} = \sum_{K_{cc},H_{cc}} b_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} = \sum_{K_{cc},H_{cc}} \hat{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} \cos\left(K_{cc}\omega t - H_{cc}\alpha^s - \varphi_{cc_{K_{cc},H_{cc}}}\right)$

On définit $\bar{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} = \hat{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} e^{-j\varphi_{cc_{K_{cc},H_{cc}}}}$ tel que $b_{cc} = \mathrm{Re} \sum_{K_{cc},H_{cc}} \bar{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} e^{j\left(K_{cc}\omega t - H_{cc}\alpha^s\right)}$

Si on fixe α^s à α_0^s on a $b_{cc} = \mathrm{Re} \sum_{K_{cc},H_{cc}} \bar{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} e^{-jH_{cc}\alpha_0^s} e^{jK_{cc}\omega t}$

Pour une fréquence $K\omega$ donnée, on a $b_{cc} = \mathrm{Re} \sum_{K_{cc}} \bar{b}_{cc_{K_{cc}}} e^{jK_{cc}\omega t}$ avec $\bar{b}_{cc_{K_{cc}}} = \sum_{K_{cc},H_{cc}} \bar{b}_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} e^{-j\alpha_0^s}$

On a donc $b_{cc} = \sum_{K_{cc}} \hat{b}_{cc_{K_{cc}}} \cos\left(K_{cc}\omega t - \varphi_{cc_{K_{cc}}}\right)$ avec $\hat{b}_{cc_{K_{cc}}} = \sum_{H_{cc}} b_{cc_{K_{cc},H_{cc}}} e^{-jH_{cc}\alpha_0^s}$.

I-2 Analyse des ondes d'induction

I-2.1 Propriétés

La saturation étant négligée, les composantes de b_{qcc}^s vont s'additionner aux composantes de b relatives à une machine saine et la résultante se retrouvera, après atténuation, au niveau du champ extérieur radial. Cela va se traduire par la présence d'harmoniques aux pulsations $K\omega$ et $K_{cc}\omega$ dans le signal délivré par le capteur de flux. Étant donné les valeurs possibles pour K (relations (I.11) et (I.12)) et K_{cc} (relations (II.5) et (II.6)), il est possible de formuler les remarques suivantes :

- K_{cc} n'apporte pas de nouvelles fréquences, cela signifie que l'on appréciera, avec la méthode de diagnostic traditionnelle, la présence du défaut suivant la variation des amplitudes des raies déjà existantes dans le spectre ;
- on a les mêmes fréquences en cas de défaut mais qu'à fréquence donnée, on a plus de composantes de polarité différentes ;
- dans le cas d'une machine synchrone, les raies sensibles sont en basses fréquences, aussi il se produit des interactions des premières raies de denture rotorique $\left(k'^r = \pm 1\right)$ avec la raie à ω qui existait initialement sur la machine saine [10, 59] ; d'autre part les autres raies de denture rotorique $\left(k'^r = \pm 2,\ k'^r = \pm 3, \ldots\right)$ se superposent deux à deux aux fréquences 3ω, 5ω, 7ω, …

Ces propriétés rendent le diagnostic par analyse de la modification des amplitudes des composantes harmoniques d'induction assez difficile. Dans la suite, on utilisera les propriétés relatives à la modification de la phase $\varphi_{cc_{K_{cc},H_{cc}}}$, générée par le défaut, qui se répercute sur les valeurs prises par h.

I-2.1.1 Définition des raies sensibles pour la machine asynchrone (MA)

Pour déterminer quelles sont les composantes qui contribuent principalement à la formation du champ externe, il est nécessaire de prendre en compte leur polarité ainsi que leur amplitude. En effet une composante d'amplitude faible au niveau de l'entrefer peut avoir une contribution importante dans la formation d'un harmonique du champ extérieur radial. On procédera ici à une application numérique pour une machine asynchrone à 4 pôles.

Déterminer le "mode dominant" d'une raie de champ externe revient donc à déterminer H le plus petit possible pour cette raie.

Rappelons ici que, pour une machine asynchrone saine, les composantes d'induction d'entrefer, toujours données par (I.18) et (II.4), sont caractérisées par les rangs K et H, qui dépendent du glissement g. Les raies sensibles au défaut du court-circuit entre spires, données par (II.4), sont caractérisées par les rangs K_{cc} et H_{cc}.

$$\left.\begin{aligned} K &= 1 + k^r N^r (1-g) \\ H &= p\left(h^s + k^s N^s + k^r N^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{MA saine}$$
$$\left.\begin{aligned} K_{cc} &= 1 + k'^r N^r (1-g) \\ H_{cc} &= h + p\left(k'^s N^s + k'^r N^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{MA défectueuse} \qquad \text{(II.7)}$$

Les valeurs que peut prendre les coefficients qui contribuent à la description de composante prédominantes sont représentées ci-dessous :

$$k \in (-\infty;+\infty);\ k^s \in (-\infty;+\infty);\ k^r \in (-\infty;+\infty);\ k'^s \in (-\infty;+\infty);\ k'^r \in (-\infty;+\infty);$$
$$h^s = 6k+1;\ h^r \in (1,3,5\ldots+\infty)$$

Si on réalise l'étude pour les premières raies de denture rotoriques, obtenues pour $k^r = \pm 1$, pour une machine asynchrone saine (4 pôles, $N^s = 24$, $N^r = 16$, $R_{int}^{ts} = 0.0825\,\text{m}$, $R_{ext}^{ts} = 0.121\,\text{m}$, glissement nul, le courant de court circuit est $I_{cc} = 3I_q^s$, et 25% du nombre de spire d'une phase pour une paire de pôles sont court circuitées), on obtient :

- Pour $k^r = -1$:

Alors $k^r N^r = -16$ et $K = -15$, $f = 750\,\text{Hz}$.

Pour avoir $k^s N^s + k^r N^r$ le plus faible possible (ici, égal à -6), il faut avoir $k^s = 1$. Aussi, on trouve que le mode dominant est obtenu pour $h^s = -5$, $H = 6$ (en valeur absolue et puisque $p = 2$).

- Pour $k^r = 1$:

On a $k^r N^r = 16$ et $K = 17$, $f = 850\,\text{Hz}$.

Pour avoir $k^s N^s + k^r N^r$ le plus faible possible (ici, égal à -2), il faut avoir $k^s = -1$. Aussi, on trouve que le mode dominant est obtenu pour $h^s = 7$, $H = 2$ (en valeur absolue).

Les autres composantes définies par des valeurs de h^s, h^r, k^s, k^r, k'^s, k'^r les plus faibles possible, pour la machine saine et la machine défectueuse sont données respectivement dans les (Tableau II.1) et (Tableau II.2) :

Tableau II.1 : Composantes prédominantes pour une machine asynchrone saine

k^r	k^s	h^s	K	H	$K\omega\,(\text{Hz})$	κ_H^{ts}	$\hat{b}_{K,H} / \hat{b}_{11}$
-1	1	-5	-15	6	-750	5.09e-05	2.99e-05
-1	1	-11	-15	-6	-750	5.09e-05	8.16e-06
1	-1	7	17	-2	850	8.16e-04	2.62e-04
1	-1	13	17	10	850	3.97e-06	5.32e-07
-2	1	7	-31	-2	-1550	8.16e-04	-2.49e-04
-2	2	-17	-31	-2	-1550	8.16e-04	5.66e-05
2	-1	-5	33	6	1650	5.09e-05	-2.85e-05
2	-1	-11	33	-6	1650	5.09e-05	-7.76e-06
2	-2	13	33	-6	1650	5.09e-05	3.81e-06
2	-2	19	33	6	1650	5.09e-05	4.04e-06

Tableau II.2 : Composantes prédominantes pour une machine asynchrone avec défaut

k'^{r}	k'^{s}	h	K_{cc}	H_{cc}	$K_{cc}\omega\,(\mathrm{Hz})$	κ_H^{ts}	$\hat{b}_{cc\,K_{cc},H_{cc}}/\hat{b}_{11}$
-1	1	-10	-15	6	-750	5.09e-05	1.82e-05
-1	1	-12	-15	4	-750	1.88e-04	2.06e-20
-1	1	-13	-15	3	-750	3.76e-04	-7.31e-05
-1	1	-14	-15	2	-750	8.16e-04	-2.07e-04
-1	1	-15	-15	1	-750	0.0023	-3.78e-04
-1	1	-18	-15	-2	-750	8.16e-04	1.60e-04
-1	1	-19	-15	-3	-750	3.76e-04	4.94e-05
-1	1	-20	-15	-4	-750	1.88e-04	2.02e-20
-1	1	-21	-15	-5	-750	9.72e-05	-1.15e-05
-1	1	-22	-15	-6	-750	5.09e-05	-8.09e-06
1	-1	10	17	-6	850	5.09e-05	1.82e-05
1	-1	11	17	-5	850	9.72e-05	2.23e-05
1	-1	12	17	-4	850	1.88e-04	2.06e-20
1	-1	14	17	-2	850	8.16e-04	-2.07e-04
1	-1	15	17	-1	850	0.0023	-3.78e-04
1	-1	17	17	1	850	0.0023	3.33e-04
1	-1	18	17	2	850	8.16e-04	1.60e-04
1	-1	20	17	4	850	1.88e-04	2.02e-20
1	-1	21	17	5	850	9.72e-05	-1.15e-05
1	-1	22	17	6	850	5.09e-05	-8.09e-06
-2	1	17	-31	1	-1550	0.0023	-3.16e-04
-2	1	20	-31	4	-1550	1.88e-04	-1.92e-20
-2	1	21	-31	5	-1550	9.72e-05	1.09e-05
-2	1	22	-31	6	-1550	5.09e-05	7.70e-06
-2	2	-26	-31	6	-1550	5.09e-05	3.78e-06
2	-1	-10	33	6	1650	5.09e-05	-1.73e-05
2	-1	-12	33	4	1650	1.88e-04	-1.96e-20
2	-1	-13	33	3	1650	3.76e-04	6.96e-05
2	-1	-14	33	2	1650	8.16e-04	1.97e-04
2	-1	-15	33	1	1650	0.0023	3.60e-04
2	-1	-18	33	-2	1650	8.16e-04	-1.52e-04
2	-2	26	33	-6	1650	5.09e-05	3.78e-06

Les résultats obtenus par compilation mettent en évidence que chaque harmonique du champ externe (à k^r donné) est essentiellement créé par les composantes de mode le plus faible.

On s'intéressera à la raie à 850 Hz plutôt qu'à celle à 750 Hz, car elle est relative à des composantes d'induction ayant des nombres de paires de pôles faibles aussi bien pour la machine saine que pour la machine en défaut.

- pour la machine saine : $k^r = 1,\ k^s = -1,\ h^s = 7$ conduisent à $K = 17,\ H = -2$ dans (II.4) ;
- pour la machine en défaut : $k'^{r} = 1,\ k'^{s} = -1,\ h = 15$ conduisent à $K_{cc} = 17,\ H_{cc} = -1$ dans (II.5).

Pour des modes $H = \pm 1$: peu attenues, pas de variation flagrante de raies, analyse difficile.

I-2.1.2 Définition des raies sensibles pour machine synchrone (MS)

Afin de généraliser la méthode proposée, une étude similaire à celle présentée pour la machine asynchrone a été réalisée sur une machine synchrone.

Dans le but d'analyser les composantes prédominantes, les rangs fréquentiels et les modes, pour la machine saine et la machine défectueuse sont rappelés ci-dessous :

$$\left.\begin{aligned} K &= 1+2k^r \\ H &= p\left(h^s + k^s N^s + 2k^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{MS saine}$$
$$\left.\begin{aligned} K_{cc} &= 1+2k'^r \\ H_{cc} &= h + p\left(k'^s N^s + 2k'^r\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{MS défectueuse} \qquad \text{(II.8)}$$

Si on réalise, pour une machine synchrone de 4 pôles, $N^s = 18, R_{int}^{ts} = 0.06\,\text{m}, R_{ext}^{ts} = 0.09\,\text{m}$, l'étude pour les premières raies de denture rotorique, obtenues pour h^s, h^r, k^s, k^r, k'^s, k'^r les plus faibles possible, on obtient pour la machine saine et respectivement la machine défectueuse les résultats données dans les Tableau II.3 et Tableau II.4. On s'intéressera à la raie à 150 Hz qui correspond à la première raie de denture qui n'est pas confondu avec le fondamental.

Tableau II.3 : Composantes prédominantes pour une machine synchrone saine

k^r	k^s	h^r	h^{sr}	K	H	$K\omega\,(\text{Hz})$	κ_H^{ts}
-1	0	-1	1	-3	-2	-150	-7,4E-04
-1	0	-1	3	-3	2	-150	7,4E-04
-1	0	-1	5	-3	6	-150	1,2E-04
1	0	1	-5	3	-6	150	-1,2E-04
1	0	1	1	3	6	150	1,2E-04
1	0	1	3	3	10	150	2,3E-05
-2	0	1	1	-3	-6	-150	-1,2E-04
-2	0	1	3	-3	-2	-150	-7,4E-04
-2	0	1	5	-3	2	-150	7,4E-04
-2	0	1	7	-3	6	-150	1,2E-04
2	0	-1	-5	3	-2	150	-7,4E-04

Tableau II.4 : Composantes prédominantes pour une machine synchrone avec défaut

k'^r	k'^s	h	K_{cc}	H_{cc}	$K_{cc}\omega$ (Hz)	κ_H^{ts}
1	0	-1	3	3	150	4,3E-04
1	0	-2	3	2	150	7,4E-04
1	0	2	3	6	150	1,2E-04
1	0	-3	3	1	150	1,6E-03
1	0	-6	3	-2	150	-7,4E-04
1	0	-7	3	-3	150	-4,3E-04
1	0	-8	3	-4	150	-2,7E-04
1	0	-9	3	-5	150	-1,8E-04
1	0	-10	3	-6	150	-1,2E-04
-2	0	2	-3	-6	-150	-1,2E-04
-2	0	3	-3	-5	-150	-1,8E-04
-2	0	4	-3	-4	-150	-2,7E-04
-2	0	5	-3	-3	-150	-4,3E-04
-2	0	6	-3	-2	-150	-7,4E-04

I-2.2 Conséquence sur le champ extérieur

L'amplitude de l'induction en un point localisé en $\alpha^s = \alpha_0$, relativement à un rang K peut se calculer avec la relation :

$$\hat{b}_K^x = \left| \sum_H \overline{b}_{K,H}^x e^{-jH\alpha_0} \right| \qquad \text{(II.9)}$$

avec : $\overline{b}^{x}_{K,H} = \hat{b}^{x}_{K,H} e^{j\varphi_{K,H}}$.

La somme comprend les termes relatifs à la machine saine et ceux relatif à la machine en défaut.

Pour la machine saine, à K donné, il existe une composante prédominante à H donné. De ce fait, on a un champ circulaire, l'amplitude est la même sur la périphérie extérieure de la machine. Par contre, pour la machine en défaut, à K donné, il n'y a plus de composantes à H donné prédominantes. Cette harmonique n'a plus les propriétés d'un champ circulaire, c'est-à-dire que l'on a des amplitudes différentes en fonction de α^s.

Comme exemple, on prend le cas de la machine asynchrone avec $\alpha^s = 0$ et $\alpha^s = \pi$ (les positions de capteurs) pour un défaut sur l'axe de la phase 1. On s'intéresse à $k^r = 1$ (850Hz). Les valeurs de l'amplitude relativement au fondamental sont représentées dans le tableau suivant :

Tableau II.5

	Machine saine	Machine défectueuse
$\alpha^s = 0$	6.49e-04	4.66e-04
$\alpha^s = \pi$	6.49e-04	6.82e-04

La Figure II.4 illustre le phénomène pour la machine défectueuse. Le vecteur de l'induction $\overline{b}_K$ correspond à l'état sain et les vecteurs de l'induction $\overline{b}^{1}_{cc_{K_{cc}}}$ et $\overline{b}^{2}_{cc_{K_{cc}}}$ correspondent au court-circuit. On obtient des amplitudes différentes de deux cotes. En réalité la valeur de vecteur résultant b^{s}_{qcc} ne dépend que de la phase φ_{cc}. Si on change la phase, on a chaque fois le cas où cette valeur diminue ou augmentes.

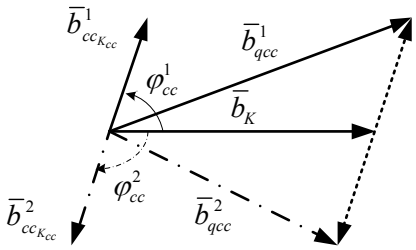


Figure II.4 : Comportement de la valeur de l'induction selon l'état de charge (changement de phase).

D'un point de vue purement théorique, cette propriété pourrait suffire a définir une procédure de détection du défaut : si les amplitudes dans les postions 1 et 2 sont différentes alors la machine est susceptible de présenter un défaut de court-circuit entre spires.

Cependant, des considérations pratiques, qui seront présentées dans la partie expérimentale, vont conduire à affiner la technique proposée. En effet, sur une machine saine, on observe quand même des différences entre les mesures des deux côtés. Deux causes extérieures peuvent être responsables de cette dissymétrie :

- les positions 1 et 2 ne sont peut-être pas totalement symétriques l'une de l'autre ;
- les techniques de réalisation de la machine peuvent, vues des capteurs, conduire à une dissymétrie provoquant des atténuations différentes.

Il convient d'ajouter ici que, même pour une machine saine, les amplitudes dans les positions 1 et 2 peuvent être différentes ce qui vient perturber encore la méthode proposée. Pour pallier ce problème, on étend la méthode par l'exploitation d'un essai en charge.

I-3 Effet de la charge

Pour éviter toute confusion dans ce travail les notations « à vide » et « en charge » signifient deux états différents de charge.

Quand on a la mise en charge, il est nécessaire de tenir compte de l'hypothèse suivante: les composantes gardent la même amplitude pour l'induction relative à la machine saine et celle relative aux spires en court-circuit. On va uniquement considérer une modification du déphasage du courant dans le court-circuit par rapport aux courants dans les phases.

Selon l'état de charge on obtient :

Pour la machine saine :

Lorsqu'on met la machine en charge, le courant statorique augmente mais on a toujours un champ d'entrefer qui, à tension d'alimentation donnée, est pratiquement identique à celui obtenu à vide. Par conséquent, les éléments extérieurs responsables de la différence sur l'amplitude d'induction entre les positions 1 et 2 s'appliquent de la même façon que pour l'essai à vide et théoriquementdes amplitudes similaires vont conserver ou tout au moins vont évoluer dans le même sens.

Pour la machine défectueuse :

Il est nécessaire de préciser ici que, selon l'état de charge l'onde d'induction dans l'entrefer ne change pas, ce que est créé par le court-circuit ne ça change pas non plus mais c'est la phase qui change (voir Figure II.4). Donc, c'est uniquement une histoire de déphasage.

Cela conduit à la variation de l'amplitude b^s_{qcc} en deux positions de mesure. Donc, les mesures en positions 1 et 2 vont donc évoluer en sens opposé, ces variations opposées des raies sensibles au défaut sont donc un indicateur de défaut.

Tableau II.6

Cas 1	Pos.1 $\left(\alpha^s_1 = 0\right)$	Pos.2 $\left(\alpha^s_2 = \pi\right)$
saine $k^s = 0;\ h^s = 19$	6.4942e-004	6.4942e-004
avec défaut $k^s = 1;\ h^s = 1$	4.6674e-004	6.8282e-004

Le principe de la méthode repose sur l'analyse des variations induites par le défaut au niveau de certaines composantes d'induction mesurées dans ces deux positions selon l'état de charge de la machine.

Les composantes d'induction doivent avoir une amplitude significative dans le flux de dispersion. Aussi compte tenu des lois d'évolution des amplitudes des composantes d'induction au niveau de l'entrefer mais également de la loi d'atténuation dans le stator, on s'intéressera aux composantes définies par les valeurs de h^s, h^r, k^s, k^r, k'^s, k'^r les plus faibles possible conduisant à H le plus petit possible.

Le respect de ces contraintes aboutit à éviter la raie à $\omega\left(K = 1\right)$ d'amplitude $\hat{b}_{1,1}$, correspondant au fondamental.

Le principe de la méthode est le suivant :

- si, lors de la mise en charge de la machine, les amplitudes des raies prélevées de chaque côté de la machine varient dans le même sens, alors il n'y a pas de défaut,
- si elles varient en sens opposé, alors on peut suspecter un défaut.

Les expressions analytiques (II.4) étant obtenues à partir de décompositions en séries de Fourier, le nombre de composantes est théoriquement infini. Il peut donc être intéressant de prédire quelles sont les composantes prédominantes.

À la suite on va faire une analyse pour la machine asynchrone ($N^s = 24,\ N^s = 16$) qui explique l'influence de la charge (traduit par le changement de φ_{cc}) et la position de capteurs pour l'interprétation des résultats. La position est donnée par la variable α_q^s, en supposant qu'on fait la mesure au rayon extérieur du stator. La valeur $\alpha_q^s = 0$ correspond à l'axe de la phase en défaut, ici la phase 1.

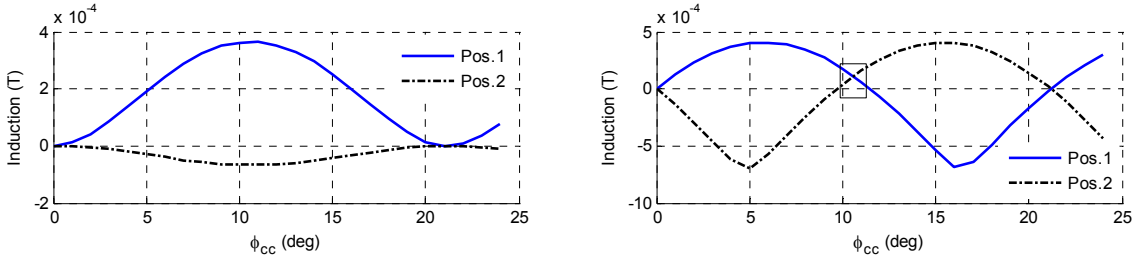
Dans le Tableau II.7 sont présentées les valeurs de l'induction pour $\varphi_{cc} = 0$, à α_1^s et α_2^s différents. Il y a des charges différentes, donc, un changement de charge qui correspondent à deux valeurs différentes pour $\varphi_{cc} = 0$ et les positions différentes de capteurs pour α_1^s et α_2^s.

Tableau II.7 : L'influence de l'état de charge et positions de capteurs

Cas 2	Pos.1 $\left(\alpha_1^s = \pi/2\right)$	Pos.2 $\left(\alpha_2^s = 3\pi/2\right)$
saine $k^s = 0;\ h^s = 19$	6.4942e-004	6.4942e-004
avec défaut $k^s = 1;\ h^s = 1$	7.9509e-004	7.9509e-004

Comme on a que des champs tournants pour une machine saine (pas de champ déformé – c'est-à-dire qu'à fréquence donnée, on a des polarités différentes), on peut remarquer que la mesure ne dépend pas de α^s. Par contre pour une machine défectueuse les résultats dépend forcement de φ_{cc}, α_1^s et α_2^s.

La Figure II.5 illustre la variation des amplitudes obtenus pour la machine défectueuse, selon toutes les valeurs possibles de φ_{cc} et deux positions de mesure. Pour le cas 1 on est en face de la phase endommagée, pour le cas 2 on est en face d'une phase saine.



(a) (b)

Figure II.5 : L'influence de la phase sur les amplitudes de l'induction pour une machine défectueuse : (a) Cas 1 ; (b) Cas 2.

Les résultats présentés dans la Figure II.5, montre que si les capteurs sont positionnés en face de la phase endommagée (voir Figure II.5(a)) et en prenant en compte toutes les composantes, la méthode, ça marche tout le temps. Quel que soit le φ_{cc} c'est toujours positif. Sois, il y a une position qui diminue tout le temps et une autre qui augmente tout le temps. On peut avoir un croisement qui ça marche aussi.

Comme nous montre la Figure II.5(b), on remarque que si les capteurs sont positionnés dans une position $\left(\alpha_1^s = \pi/2\right)$ la méthode ne fonctionne pas tout le temps (voir le rectangle indiqué sur la figure).

L'intérêt de la méthode est qu'elle n'a pas besoin d'un état antérieur (état sain) pour détecter le défaut. Simplicité de la méthode.

Chapitre II Analyse éléments finis pour la machine asynchrone

L'objectif de ce chapitre est de vérifier par la méthode éléments finis la méthode de diagnostic mentionnée dans la partie théorique (chapitre I de cette partie). L'analyse par éléments finis permet de lever certaines hypothèses simplificatrices. On introduira la non linéarité des matériaux magnétiques, l'atténuation de la carcasse extérieure, la méthode prend en compte la réaction magnétique du rotor.

Le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de faibles dimensions pour permettre de considérer le matériau magnétique linéaire sur les surfaces correspondantes.

La simulation par un logiciel d'éléments finis permet également de déterminer directement le champ magnétique à l'extérieur de la machine en introduisant également le capteur de flux servant à la mesure.

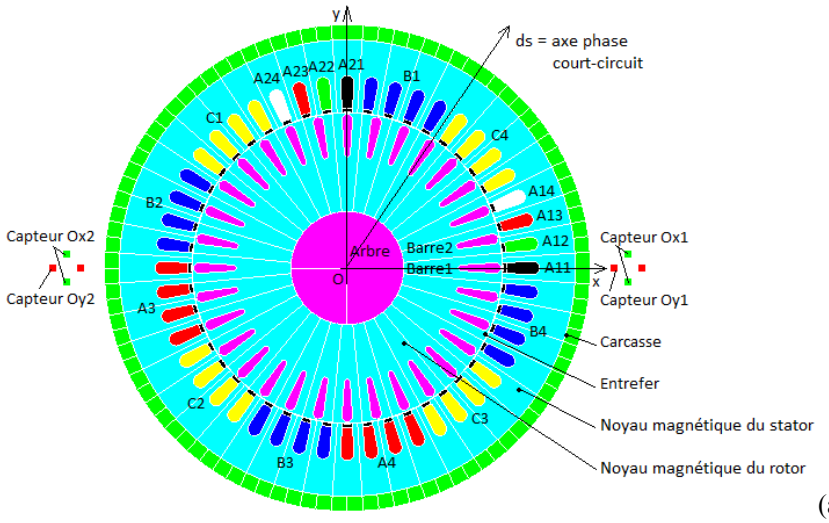
L'utilisation des équations de Maxwell, à partir des formes locales, permet de résoudre le problème. La résolution analytique correspondante est complexe et ne permet pas de traiter le phénomène de saturation que de façon approchée. Il existe des nombreux logiciels comme : Maxwell2D/3D, COMSOL, Opéra, 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 l'objectif d'optimiser le dimensionnement de ces dernières. Pour cette étude, on utilise le logiciel Flux2D.

L'étude présentée concerne la machine asynchrone introduite au chapitre I (partie II). L'analyse sera axée sur la raie à 850 Hz sur le spectre du signal de tension induite délivrée par les capteurs de type bobiné en deux positions diamétralement opposées et l'induction au centre des capteurs.

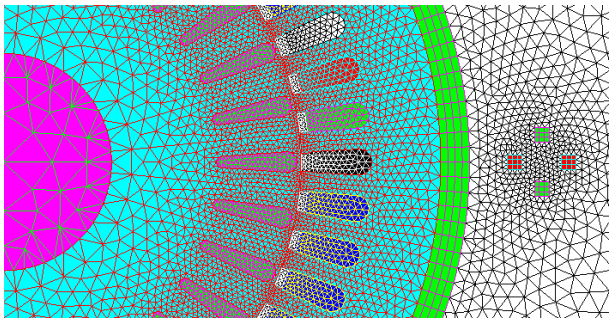
II-1 Géométrie et description physique du modèle 2D

La géométrie, le maillage et le circuit électrique de la machine asynchrone (MA) étudiée, sont présentées dans la Figure II.6. Le modèle éléments finis correspond à une machine à cage d'écureuil de 11 kW, 3×380 V, $f_n = 50$ Hz 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 0.5 mm d'épaisseur, les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques et le rotor, l'arbre et la carcasse du moteur (acier) de 8 mm d'épaisseur.

Quatre capteurs du type bobiné avec 1200 spires chacun sont placés de deux cotées de la machine déphasée avec 180°, afin de permettre la mesure de deux composantes des lignes de champ Ox et Oy.



(a)



(b)

Figure II.6 : Le modèle éléments finis 2D pour la machine MA : (a) géométrie ; (b) maillage.

L'application du modèle est du type magnétique transitoire avec couplage circuit qui permet l'étude des phénomènes créés par un champ magnétique variable dans le temps. Le champ magnétique est lié à la présence de courants électriques variables. Cette application permet la prise en compte des courants induits dans les régions conductrices (courants de Foucault). Elle permet également la prise en compte, dans ces régions conductrices, des effets de peau et des effets de proximité [60].

La variable d'état du champ électromagnétique – le potentiel vecteur magnétique $\boldsymbol{A}\left(x,y,z,t\right)$, satisfait les équations différentielles suivantes [60, 61] :

$$\left.\begin{aligned}&\operatorname{curl}\left[1/\mu\cdot\operatorname{curl}\boldsymbol{A}\right]+\left(\partial\boldsymbol{A}/\partial t\right)/\rho=\boldsymbol{J}_s\left(x,y,z,t\right)\\&\operatorname{div}\boldsymbol{A}=0\end{aligned}\right\} \qquad \text{(II.10)}$$

où μ représente la perméabilité magnétique du matériau, ρ la résistivité du matériau et $\boldsymbol{J}_s$ la densité de courant dans les encoches statoriques. Le terme $\left(\partial\boldsymbol{A}/\partial t\right)/\rho$ représente la densité du courant induit qui est non nulle uniquement dans les régions correspondant aux conducteurs massifs des encoches rotoriques.

Dans le modèle du champ considéré pour cette étude, la source de densité de courant a la forme $\boldsymbol{J}_s\left[0,0,\boldsymbol{J}_s\left(x,y,z,t\right)\right]$. En conséquence, le potentiel vecteur $\boldsymbol{A}_s\left[0,0,\boldsymbol{A}_s\left(x,y,z,t\right)\right]$ est orienté selon l'axe *Oz* et ne dépend pas de la coordonnée *z*. Dans ce cas la deuxième équation (II.10) est implicitement satisfaite.

Comme l'exploitation principal du modèle éléments finis concerne le diagnostic non invasif basé sur le champ magnétique extérieur du moteur, le maillage du domaine de calcul (voir Figure II.6(b)) est assez fin à l'intérieur et l'extérieur du moteur. Il est également assez fin dans les régions de type conducteur massif, afin d'avoir une bonne précision de la solution numérique.

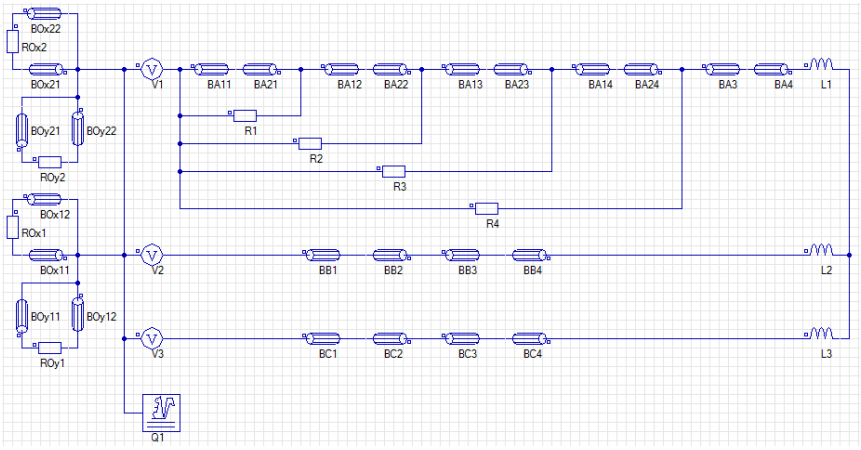


Figure II.7 : Circuit électrique du modèle 2D

Le circuit électrique présenté en Figure II.7 et attaché au modèle du champ contient dix-huit éléments de type bobine (BA11, …, BC4), qui correspondent aux quatre zones de chacune des trois phases de l'enroulement statorique. Les inductances L1, L2, L3 correspondent à la partie de l'enroulement statorique à l'extérieur du noyau magnétique du stator et les sources de tension V1, V2, V3 sont les tensions d'alimentation symétrique triphasée du moteur. Les résistances R1, .., R4 sont destinées à la réalisation du court-circuit. Cela permet de court-circuiter 12.5% du bobinage complet d'une phase. Huit composantes de type bobine (BOx11, .., BOy22), correspondent aux quatre capteurs bobiné et les quatre résistances (ROx1, …, ROy2) doivent être introduites pour la mesure de la tension induite dans les capteurs. Ces capteurs sont constitués chacun de 1200 spires et ils mesurent les tensions induites Ec pour deux composantes : Ox et Oy. Le macrocomposant Q1 (cage d'écureuil) contient 32 barres rotoriques et les paramètres électriques de la cage d'écureuil.

Les noyaux magnétiques non linéaires sont caractérisés par la saturation à 2 T, la perméabilité magnétique relative initiale est de 4000 et le coefficient de courbure est de 0.3 (voir Figure II.8),.

L'allure de la courbe B(H) est représentée sur la figure ci-dessous.

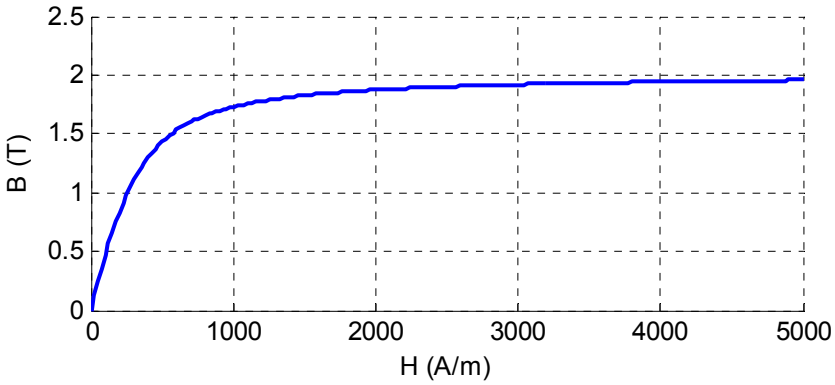


Figure II.8 : Caractéristiques B(H) pour les noyaux magnétiques

La cage d'écureuil est faite en aluminium de résistivité $0.027 \cdot 10^{-6}\ \Omega \cdot \mathrm{m}$. L'arbre du rotor est fait d'acier magnétique de résistivité $0.2 \cdot 10^{-6}\ \Omega \cdot \mathrm{m}$, la saturation 1.8 T et la perméabilité relative initiale de 1800.

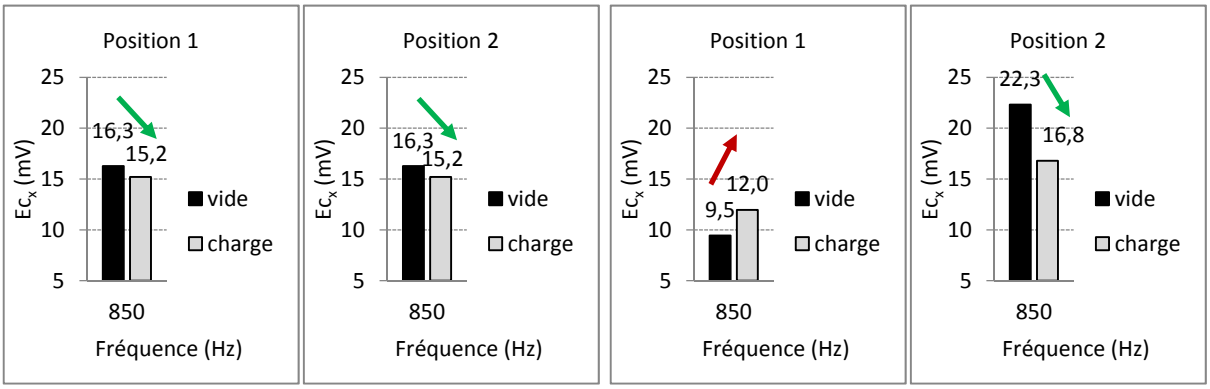
Pour la résolution du problème magnétique transitoire, on considère le pas de temps de 1 ms. Le fonctionnement en régime permanent du moteur est atteint après environ 0.8 s, de sorte que l'intervalle de temps (1.8... 2) s est considérée pour l'analyse des résultats. La vitesse de fonctionnement à vide est de 1500 tr/min et de 1450 tr/min pour le fonctionnement en charge.

II-2 Analyse des résultats / grandeurs et interprétation

Pour la simulation d'un défaut de court-circuit entre spires, on considère dans le circuit électrique de la machine (voir Figure II.7) les composantes de type bobine BA11 et BA21 court-circuitées par la résistance R1 en appliquant une valeur faible de 3 Ω par rapport aux valeurs d'autres résistances R2,…, R4 à qui on affecte de valeurs de l'ordre 10^6 Ω. Le courant de court-circuit vaut aussi 15 A.

Pour faciliter l'interprétation des résultats, il est présenté dans toutes les figures, concernant la machine asynchrone, une seule valeur de la composante cherchée (pour cette machine la raie à 850 Hz). Mais, en réalité avec la charge et à cause du glissement cette composante peut se déplacer (par exemple : 835 Hz, 845 Hz, etc.).

Les résultats obtenus par la modélisation numérique notamment les amplitudes de raies à 850 Hz du spectre de la tension induite délivrée par les capteurs sont présentés dans la Figure II.10. Pour les représentations, on adoptera la convention suivante : raie noire – à vide, raie grisée – en charge.



(a) (b)

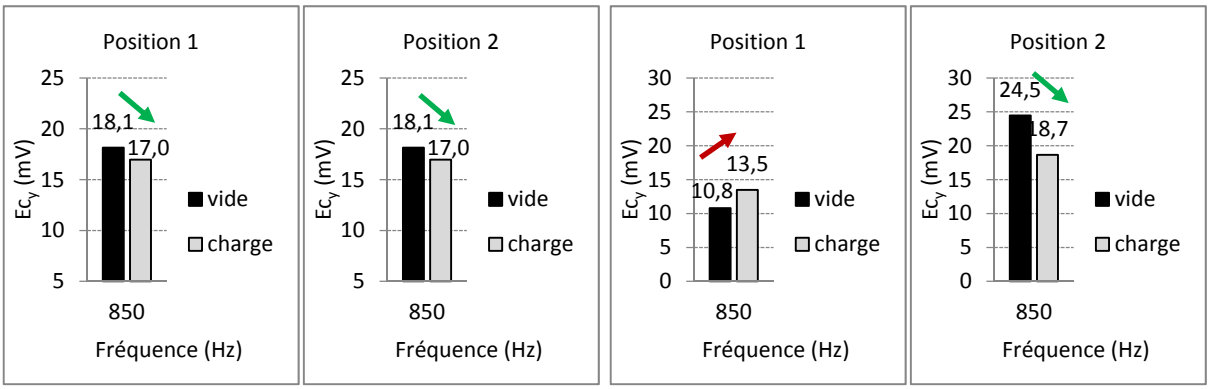
Figure II.9 : Raies à 850 Hz du spectre Ec_x (composante Ox) pour la machine MA : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse

Lorsque la machine est saine, on observe que les amplitudes (composante Ox) pour les deux positions de mesures diminuent avec la charge, donc, elles varient dans le même sens (voir Figure II.9(a)). On remarque également que les amplitudes sont identiques pour les deux positions dans le cas sain. Cela est du fait que la machine simulée reste symétrique géométriquement ce qui induit une atténuation identique autour de la machine, pour une composante d'induction donnée. Ces amplitudes ne varient pas beaucoup avec la charge, cela confirme le principe de réaction magnétique évoquée dans l'étude analytique.

Si la machine présente un défaut de court–circuit entre spires de bobinages statoriques, l'amplitude de la raie sensible $K = K_{cc} = 17$ (composante Ox – tension induite) croît dans la position 1 et décroît dans la position 2 (Figure II.9(b)).

Le même phénomène peut être observé sur la composante Oy (voir Figure II.10) :

- si la machine est saine, on a la même amplitude pour les deux positions de mesures, donc elles varient dans le même sens avec la charge (Figure II.10(a)).
- si la machine est défectueuse, l'une des amplitudes (position 1) croît alors que l'autre (position 2) décroît (Figure II.10(a)).



(a) (b)

Figure II.10 : Raies à 850 Hz du spectre Ec_y (composante Oy) pour la machine MA : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.

D'après les résultats obtenus par le modèle éléments finis, on observe le même phénomène que celui décrit par la méthode analytique. Aussi, l'analyse de la tension induite délivrée par les capteurs pour les deux composantes Ox et Oy, confirme l'efficacité de la méthode globale sur une machine asynchrone.

Il est intéressant de vérifier si, le phénomène apparaît aussi sur l'induction. L'analyse correspond à la méthodologie présentées dans le modèle analytique, le modèle FLUX 2D permettant de mesurer cette induction dans n'importe quel point situé à l'extérieur de la machine.

La Figure II.11 montre différents points de mesure de l'induction, avec pour l'objectif d'analyser l'influence de position de mesure sur les résultats.

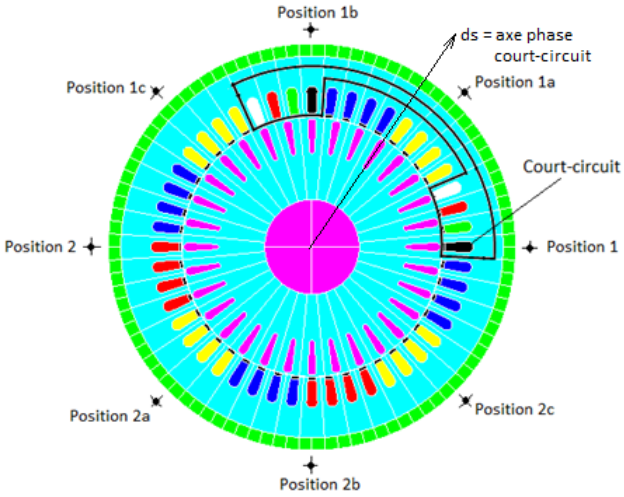
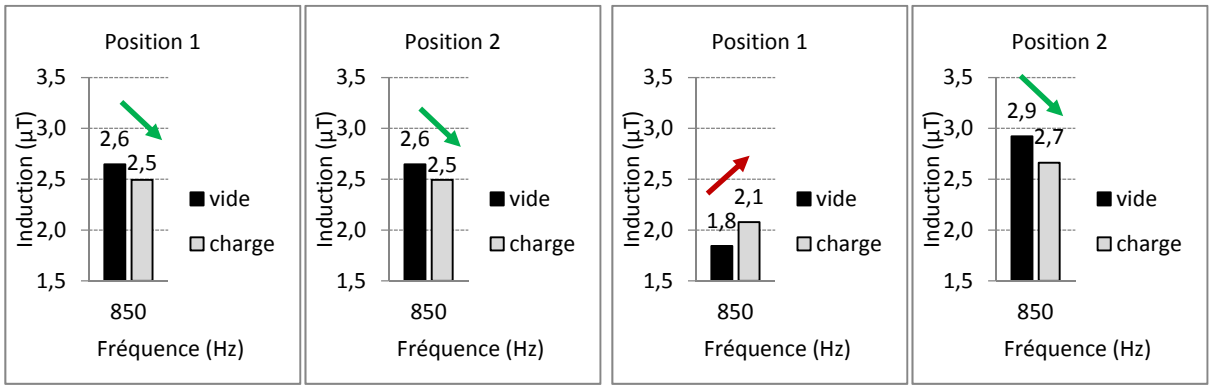


Figure II.11 : Différents points de mesures de l'induction à l'extérieur de la machine MA.

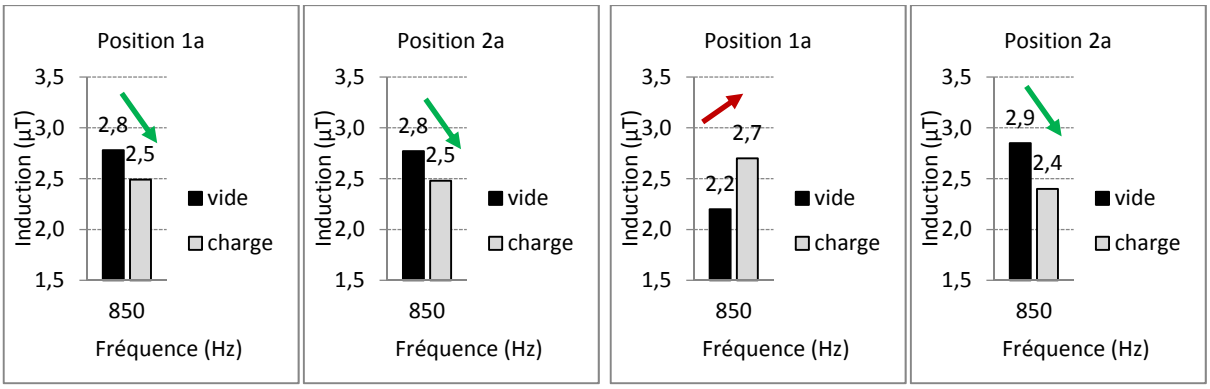
Dans la suite seront présentés uniquement les résultats relatifs à la composante Ox, parce que comme on l'a vu dans le cas de tension induite, l'analyse de composante Oy reflète le même phénomène, même si les amplitudes sont différentes.

La Figure II.12 présente l'évolution des amplitudes de la raie à 850 Hz pour l'induction dans différents points de mesures (Figure II.11), ceux qui correspondent chacun à une distance de 149 mm de centre de la machine.



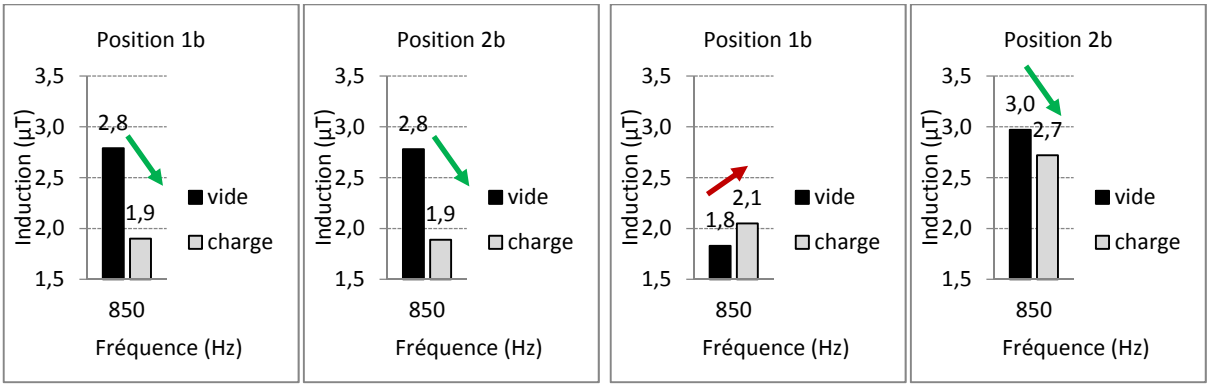
machine saine machine défectueuse

(a)



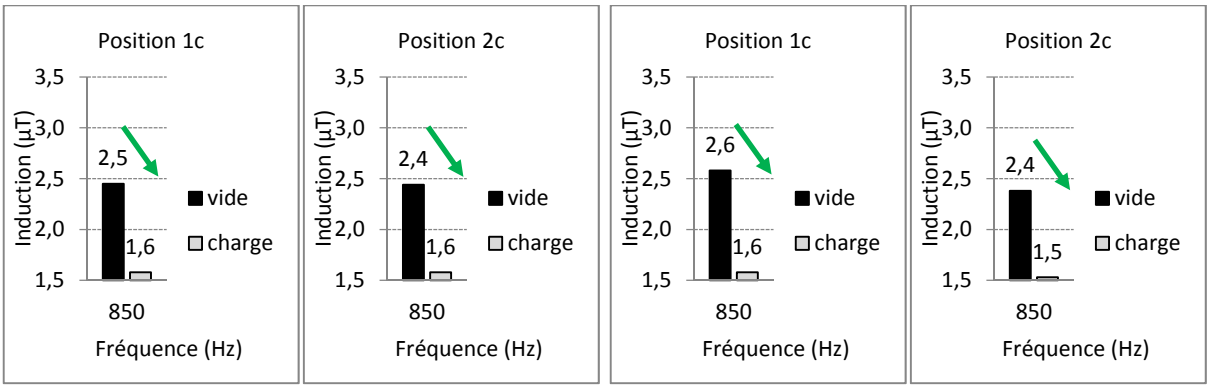
machine saine machine défectueuse

(b)



machine saine machine défectueuse

(c)



machine saine machine défectueuse

(d)

Figure II.12 : Raies à 850 Hz de l'induction pour la machine asynchrone – (composante Ox) : (a) Positions 1, 2 ; (b) Positions 1a, 2a ; (c) Positions 1b, 2b ; (d) Positions 1c, 2c.

D'après les résultats présentés dans les Figure II.12(a)-(c), on remarque que pour la machine saine les amplitudes de la raie sensible en deux positions de mesure (composante Ox) ont les mêmes valeurs à vide et en charge, et elles diminuent de même façon avec la charge. Lorsque la machine présente un défaut de court-circuit statorique, ces amplitudes varient dans sens différent avec la charge, donc d'un côté l'amplitude croît et de l'autre elle décroît.

D'après ces résultats, on constate que, si les mesures sont effectuées dans la zone qui comprend la bobine endommagée, le phénomène est toujours visible, donc la méthode de diagnostic est fiable. On remarque aussi que la méthode du diagnostic fonctionne mieux, quand les mesures sont effectuées en face de la phase endommagée (voir Figure II.12(b)), les variations amplitude sont plus importantes par rapport aux autres positions de mesure.

Si on est éloigné avec 90° de l'axe de la bobine en défaut (positions 1c et 2c), la méthode diminue en fiabilité. Les résultats obtenus (Figure II.12(d)) montrent que, selon l'état de la machine, l'évolution des amplitudes de la raie à 850 Hz est toujours la même, dans ce cas, elles décroissent avec la charge.

II-3 Conclusion

L'analyse par éléments finis a confirmé l'étude analytique qui aboutit à la proposition de la méthode globale de diagnostic de court circuit entre spires. Il est mis en évidence l'importance de la position des capteurs qui a été également évoquée dans l'étude analytique.

Aussi, comme on ne connaît pas a priori la localisation du défaut, il est nécessaire d'effectuer le test pour différentes positions de mesure sur la périphérie du stator pour être évaluer la présence du défaut de l'état sain ou défaillant du bobinage statorique. Plus le nombre de pôles est élevé, plus il faut augmenter le nombre de mesures.

Chapitre III Vérifications expérimentales

L'utilisation de cette méthode de diagnostic nécessite au minimum quelques mesures, cela dépend bien sûr des dimensions de la machine. Si deux capteurs sont utilisés, ils doivent être situés symétriquement par rapport à l'axe de la machine (décalage spatial de 180°), placés au plus près de la carcasse et situés entre les flasques, approximativement au milieu du paquet de tôles de la machine. On réalise une mesure du champ à l'extérieur en deux positions diamétralement opposées : position 1 en $\alpha^s = \chi$ (par exemple $\chi = 0$) et position 2 en $\alpha^s = \chi + \pi$.

Afin de vérifier l'approche théorique et de montrer les limites d'applicabilité de la méthode globale, une campagne expérimentale a été effectuée sur différents types de machines. Les tests ont été réalisés sur une machine asynchrone (MA), mais également sur deux types de machines synchrones (MS1, MS2) :

- MA est une machine asynchrone à cage d'écureuil de 4 pôles, 50 Hz, 11 kW, 380/660 V $I_n = 23.2$ A, $\cos\varphi = 0.83$, 1450 tr/min possédant 48 encoches au stator et 32 barres rotoriques ; c'est la machine sur laquelle le développement analytique et l'étude éléments finis ont été effectués,
- MS1 est une machine synchrone à pôles saillants (bobinés) caractérisée par : 7.5 kVA, 6 kW, 10 A, 50 Hz, 1500 tr/min ($p = 2$), 220/380 V, possédant 36 encoches au stator,
- MS2 est une machine synchrone à aimants permanents avec 2 paires de pôles caractérisée par : 4.4 kW, 50 Hz; 1500 tr/min ; soit une machine pour laquelle $p = 2$, 220/380 V, 18/10.5 A, $\cos\varphi = 0.85$ avec 36 encoches au stator. Il s'agit d'une machine à aimants permanents intérieurs qui génère un effet de saillance inversée indispensable pour pouvoir appliquer la méthode.

L'ensemble des machines utilisées a été modifié de façon à ce qu'elles offrent la possibilité de réaliser des court-circuites entre spires. Les stators des machines ont été rebobinés de sorte que les entrées et les sorties des différentes sections élémentaires statoriques soient extraites de la carcasse et ramenées à un bornier qui est fixé au-dessus de la machine comme indiqué à la Figure II.13 pour la machine MA. Le bornier ainsi réalisé permet de créer facilement un court-circuit sur chacune des sections élémentaires de la machine. Ce défaut est mis en œuvre simplement par une connexion de deux bornes voisines d'une même phase. Des modifications similaires ont été réalisées sur MS1 et MS2.

La charge est composée d'une machine à courant continu associé à une caisse de charge résistive. Au niveau de l'induit, la machine à courant continu peut délivrer jusqu'à 56 A sous environ 440 V, soit près de 25 kW à 1500 tr/min. Le courant de ligne à vide est de 4 A et le courant de ligne en charge est de 9 A.

III-1 Machine asynchrone (MA)

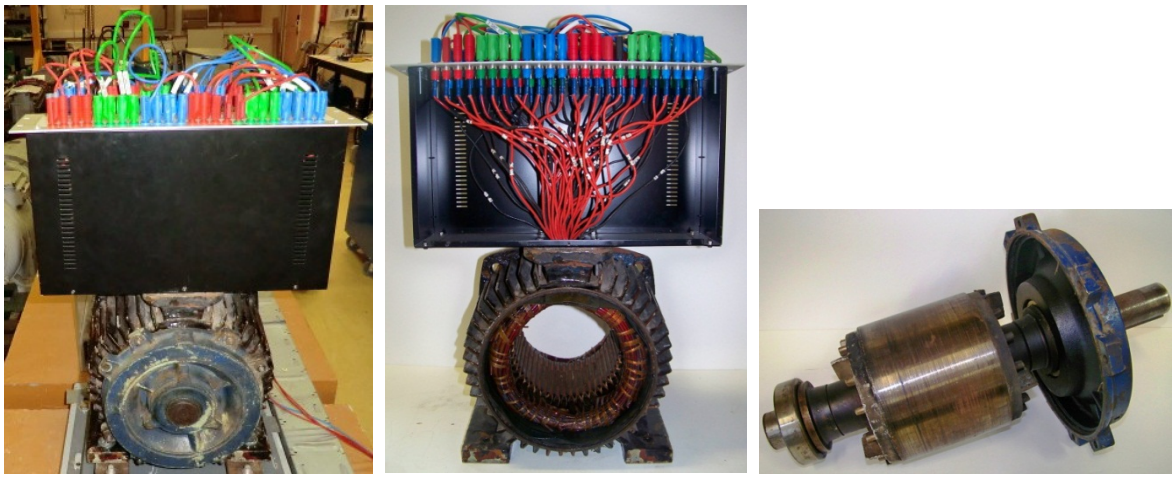
Généralement, les travaux sur le diagnostic des machines électriques sont essentiellement axés sur la machine asynchrone, parce que cette machine, en basse tension, est la plus répandue dans le domaine industriel grâce à sa simplicité, sa robustesse, sont coût peu élevé et son entretien facile.

De nombreux travaux sont consacrés au diagnostic du défaut statorique présent dans ce type de machines. La majorité de méthodes de diagnostic sont axées sur l'analyse spectrale du courant statorique permettent d'indiquer la nature du défaut [41, 62, 63]. Hélas, leur implémentation dans le milieu industriel n'est pas toujours possible à cause de leur complexité.

D'autres travaux proposent l'analyse du flux de dispersion [3, 5, 6, 64], mais ne conduisent pas une signature facile à exploiter en pratique qui nécessite un haute niveau d'expertise pour l'analyse.

Dans ce contexte, on propose d'améliorer la qualité de diagnostic en appliquant la méthode globale, pour la détection du défaut de court-circuit entre spires.

La machine étudiée est présentée sur la Figure II.13.



(a) (b) (c)

Figure II.13 : Machine asynchrone (MA) expérimentale : (a) photo ; (b) bobinage et bornier ; (c) rotor.

À chaque encoche correspond une borne de connexion dont la couleur est associée à la phase. La Figure II.14 présente le schéma de bobinage de la machine avec les connexions entre entrées et sorties des sections et des pôles de chaque phase.

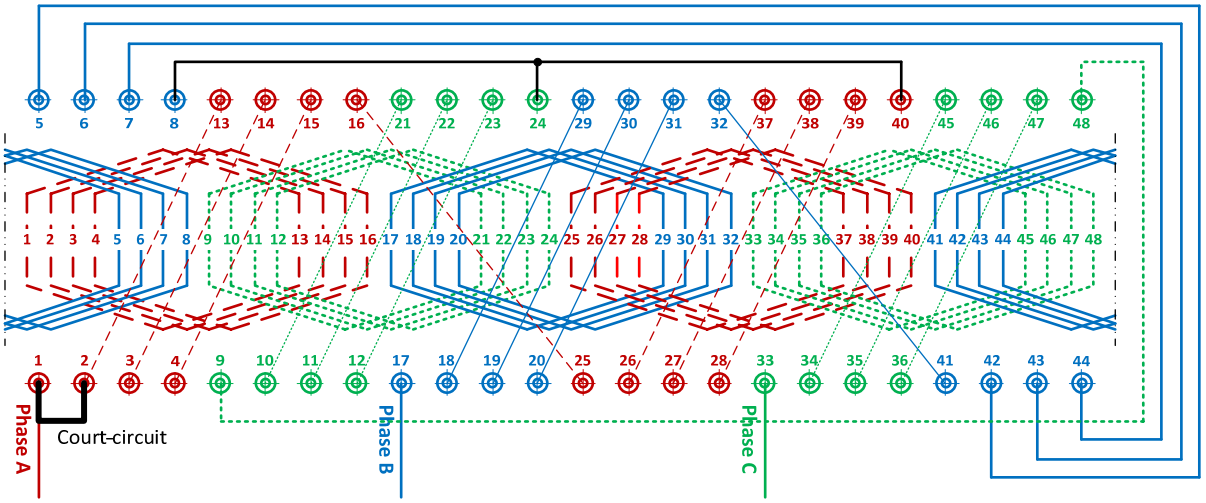


Figure II.14 : Schéma du bobinage et des connexions de la machine MA.

Considérons une section élémentaire située dans les encoches numérotées k et k'=k+12. L'entrée de la section est reliée à une borne supérieure repérée k tandis que sa sortie est connectée à une borne inférieure notée k'. Pour la section élémentaire comprise dans les encoches k+1 et k'+1, on utilise le même procédé (l'entrée de cette section reliée à la borne supérieure k+1 et sortie à la borne inférieure k'+1). Les sections appartenant à une même phase sont mises en série par l'intermédiaire de ces bornes. Par exemple, pour les deux sections élémentaires précédentes, la connexion sortie de la première section (borne k') est reliée à l'entrée de la section suivante (borne k+1). Ce type de connexion permet de court-circuiter une section élémentaire logée dans une encoche, ce qui correspond à 12.5% du bobinage complet d'une phase.

Le banc d'essai est présenté dans la Figure II.15.

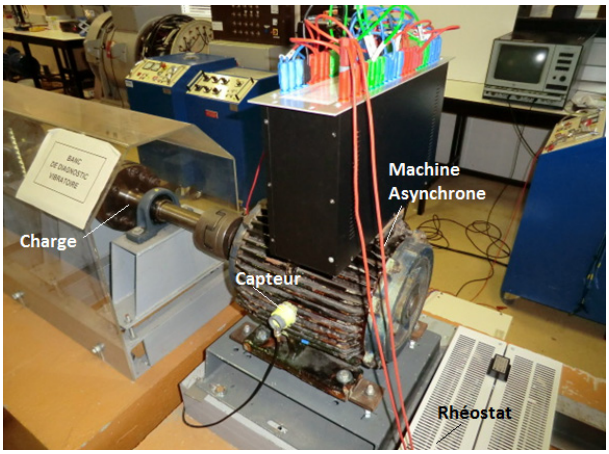


Figure II.15 : Banc d'essai pour la machine MA.

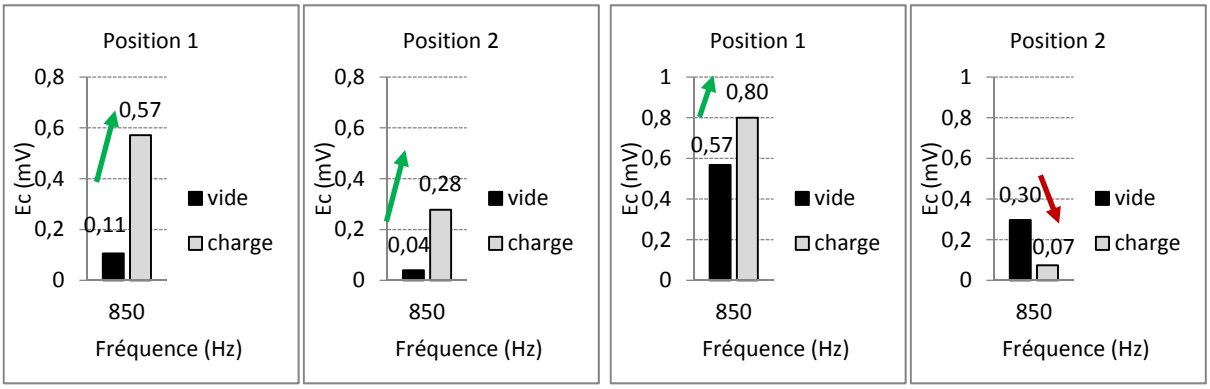
Les essais sont réalisés pour la machine alimentée sur réseau. Les tests consistent à mesurer et analyser le champ magnétique à l'extérieur de la machine, afin de valider la signature spécifique en cas de défaut. Dans le cas présent, on court-circuite une section élémentaire (bornes 1-2, voir Figure II.14), en limitant le courant de court-circuit par un rhéostat à 12 A.

Les mesures ont été réalisées avec deux capteurs de flux de type bobiné, plaqués contre la machine. Une vérification préalable a permis de montrer que les courants dans les fils montant de la machine vers le bornier ne perturbent pas la mesure [55]. Comme a été déjà mentionné, le positionnement de capteurs doit être d'une part en $\alpha_1^s = \chi = 0$ ce qui correspond l'axe de la phase en défaut (Position 1) et, d'autre part, le plus précisément possible en $\alpha_2^s = \chi + \pi$ (Position 2) afin que les mesures puissent être interprétables dans le cadre de la méthode proposée. Pour les deux mesures, on place le capteur au milieu de la machine pour réduire l'influence de têtes de bobine.

III-1.1 Étude des résultats pour la machine MA fonctionnant en moteur

Des essais ont été effectués sur la machine asynchrone fonctionnant en moteur et en génératrice. Comme montré dans l'approche théorique, on s'intéressera à la raie à 850 Hz. Précisions qu'en pratique cette raie peut se déplacer avec le glissement, mais sera repéré comme étant la raie à 850 Hz.

Les résultats obtenus pour cette machine fonctionnant en moteur en conditions de fonctionnement sain et avec défaut de court-circuit de bobinage statorique sont présentés sur la Figure II.16. Pour les représentations, on adopte la convention suivante : raie noire à vide, raie grisée en charge.



(a) (b)

Figure II.16 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA (moteur) selon les deux positions de mesure : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.

Comme cela a été évoqué dans la partie théorique, on peut remarquer qu'une différence apparaît entre les amplitudes des raies significatives à 850 Hz pour la machine saine dans les positions 1 et 2. On observe toutefois le même sens de variation (négative) de cette composante pour les deux positions lorsqu'on charge la machine.

Pour la machine défectueuse, la présence du défaut introduit une onde d'induction qui va se combiner à celle présentée pour la machine saine étant de polarité différente cela se traduit par des sens de variation différents pour la raie à 850 Hz entre la mesure en position 1 et la mesure en position 2 lors de la mise en charge de la machine.

En analysant les résultats présentés ci-dessus, il est possible de remarquer que :

- sans défaut (Figure II.16(a)) – la machine fonctionne à vide ou en charge, les raies à 850 Hz évoluent dans le même sens en décroissant avec la charge,
- avec défaut (Figure II.16(b)) les raies 850 Hz en position 1, comparées à celles en position 2 évoluent en sens contraires.
- on retrouve bien la propriété établie en théorie.

III-1.2 Étude des résultats pour la machine MA fonctionnant en génératrice

Un autre cas d'utilisation de la MA est celui de génératrice couplé au réseau. La Figure II.17 montre les raies à 850 Hz, obtenus pour la machine saine et la machine défectueuse pour le fonctionnement en génératrice. Pour ce type de fonctionnement l'angle φ_{cc} du courant de court-circuit subit une modification de phase d'environ π par rapport au fonctionnement en moteur.

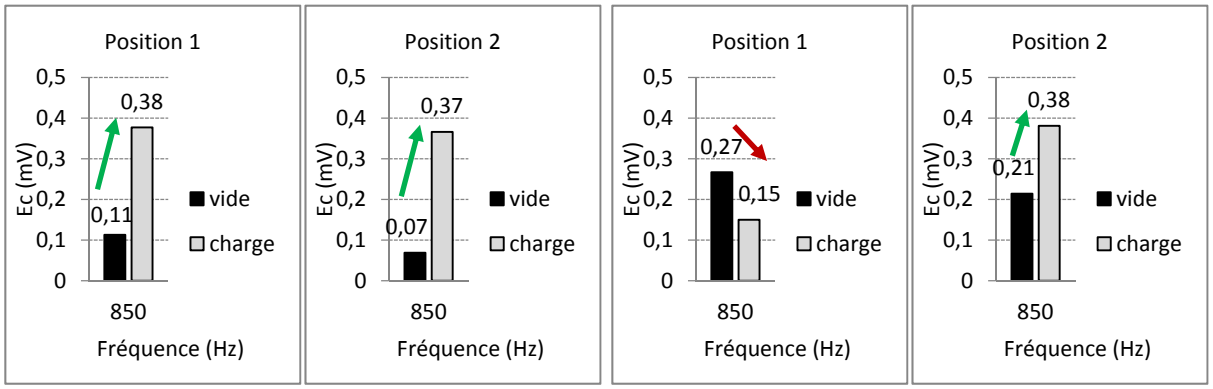


Figure II.17 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA (génératrice) selon les deux positions de mesure : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.

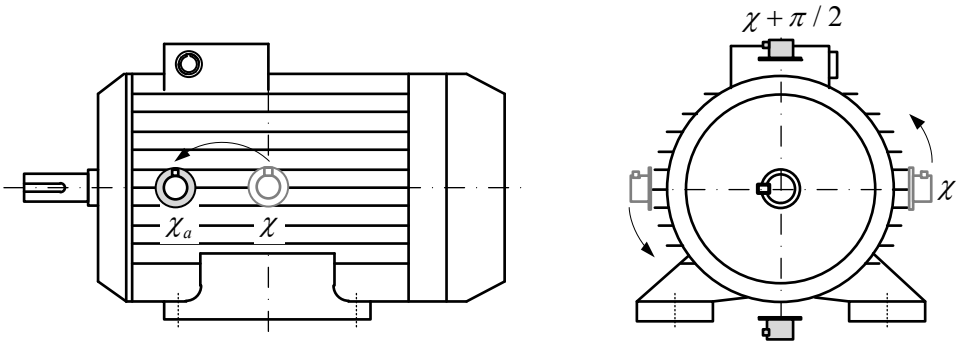
D'après les résultats obtenus, on remarque que dans le cas de la machine saine les amplitudes de rais à 850 Hz augmentent avec la charge (Figure II.17(a)). Dans les deux positions de mesure, elles varient dans le même sens (positif). Pour la machine défectueuse (Figure II.17(b)) ces amplitudes diminuent d'un côté (position 1) et augmentent de l'autre côté (position 2).

Les résultats expérimentaux confirment également l'applicabilité de la méthode globale sur la machine asynchrone fonctionnant en génératrice.

III-1.3 Influence des conditions de mesure

Comme cela a été mentionné dans la partie théorique, les propriétés du champ magnétique mesures par le capteur sont dépendantes de sa position.

La Figure II.18 présente les différentes positions de capteurs, utilisés pour l'étude.

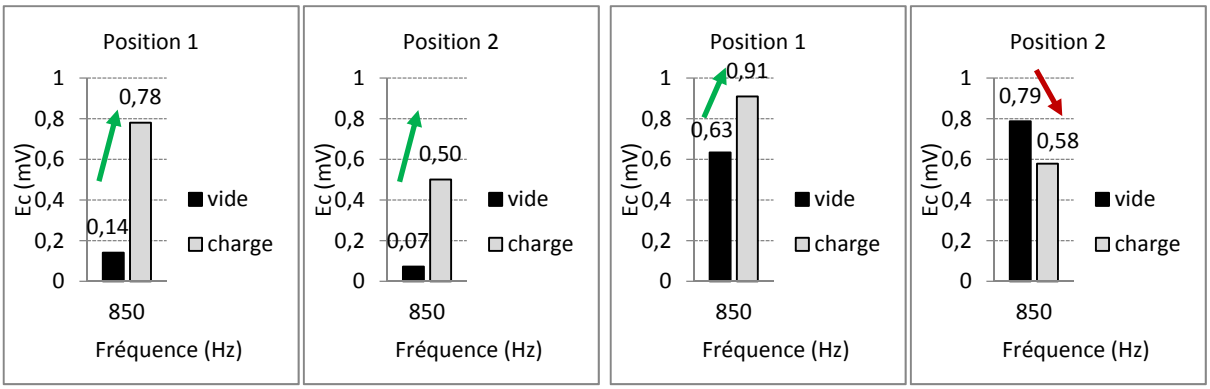


(a) (b)

Figure II.18 : Différentes positions de mesure

L'analyse de l'impact de ce paramètre sur les résultats obtenus pour la machine MA est présentée dans les Figure II.19 et Figure II.20.

La Figure II.19 montre les variations du champ magnétique mesuré en position χ_a pour un décalage de quelques centimètres à droite (Figure II.18(a)) du capteur par rapport à la position initiale (milieu de paquet de tôles).



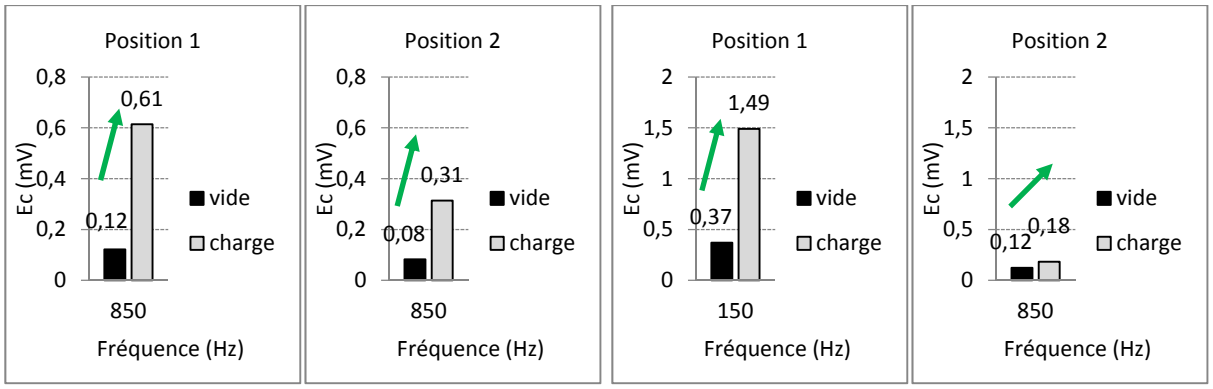
(a) (b)

Figure II.19 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA avec un décalage (à droite ou à gauche) de la position du capteur : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.

La comparaison de ces résultats avec celles présentées dans la Figure II.16, permet de constater que le décalage de capteurs à une influence sur les valeurs d'amplitudes de raies sensibles au défaut. Il a été également observé que si les capteurs sont placés plus proche de l'extrémité de la machine (têtes de bobines) on risque d'avoir une information erronée sur la présence du défaut, car dans cette position l'effet du champ axial devenir prédominant.

Un autre facteur qui doit être pris en compte est le positionnement de capteurs par rapport à la bobine endommagée. L'étude analytique et l'analyse par éléments finis ont montré que l'application de la méthode globale est plus efficace si les capteurs sont placés dans une zone qui comprend la bobine défectueuse. Un positionnement de capteurs à proximité des bobines saines peut donner une interprétation erronée de l'état de la machine.

La Figure II.20 présente les amplitudes de raies à 850 Hz lorsque les mesures sont effectuées dans la proximité d'une bobine saine, dont l'axe de capteurs est décalé avec $\chi + \pi / 2$ (voir Figure II.18(b)).



(a) (b)

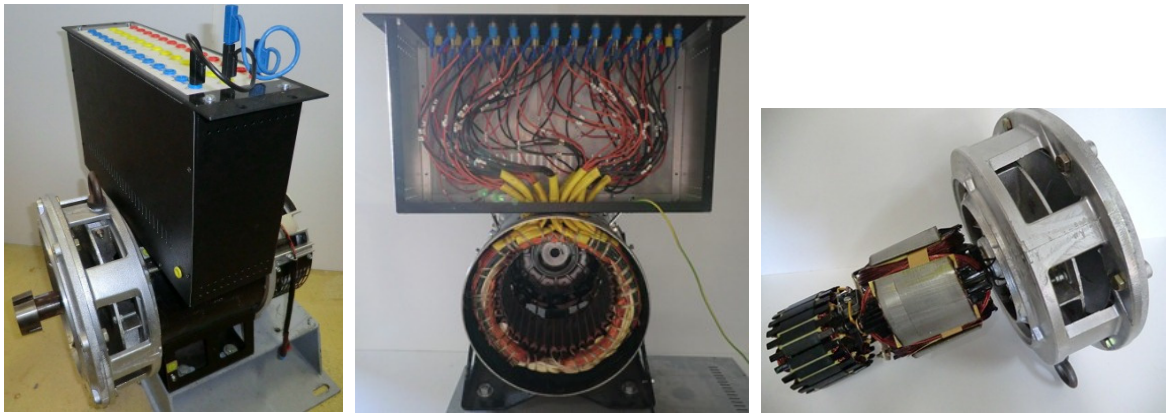
Figure II.20 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA – déphasage de $\chi + \pi / 2$ de l'axe de capteurs par rapport à la position initiale de capteurs : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.

Lorsque les capteurs sont placés loin de la bobine endommagée, les résultats obtenus donnent l'impression que la machine est saine, car les amplitudes à 850 Hz évoluent dans le même sens avec la charge. Pour éviter cette confusion, il est nécessaire d'effectuer plusieurs mesures en différentes positions. Si, par exemple, les résultats aux moins de 3 mesures reflètent la même variation d'amplitudes, alors on peut conclure que la machine est saine. Lorsque les résultats obtenus donnent au moins dans une position la variation d'amplitudes en sens diffèrent avec la charge, alors on peut suspecter un défaut.

III-2 Machine synchrone à pôles saillants (MS1)

La Figure II.21 présente la machine synchrone MS1 dont le stator a été rebobiné. On y voit le bobinage statorique dont les entrées et les sorties sont reliées au bornier (Figure II.21(b)). L'organisation du bobinage statorique est réalisée en bobines et non en sections, c'est-à-dire que toutes les bobines élémentaires ne sont pas d'ouverture identique. Ainsi, on parlera de bobines intérieures (Bi) ayant 7 encoches d'ouverture, de bobines du milieu (Bm) ayant 9 et de bobines extérieures (Be) pour celle en ayant 11.

Une photographie du rotor de la machine sur laquelle il est possible d'y distinguer les pôles saillants inclinés et le ventilateur est donnée en Figure II.21(c). Le rotor est doté de 24 barres d'amortisseurs répartis sur les quatre pôles de la machine.



(a) (b) (c)

Figure II.21 : MS1 expérimentale : (a) photo ; (b) bobinage et bornier ; (c) rotor.

La machine expérimentale rebobinée présente l'avantage de pouvoir donner l'accès à chaque bobine et à chaque demi-bobine comme l'illustre la Figure II.22.

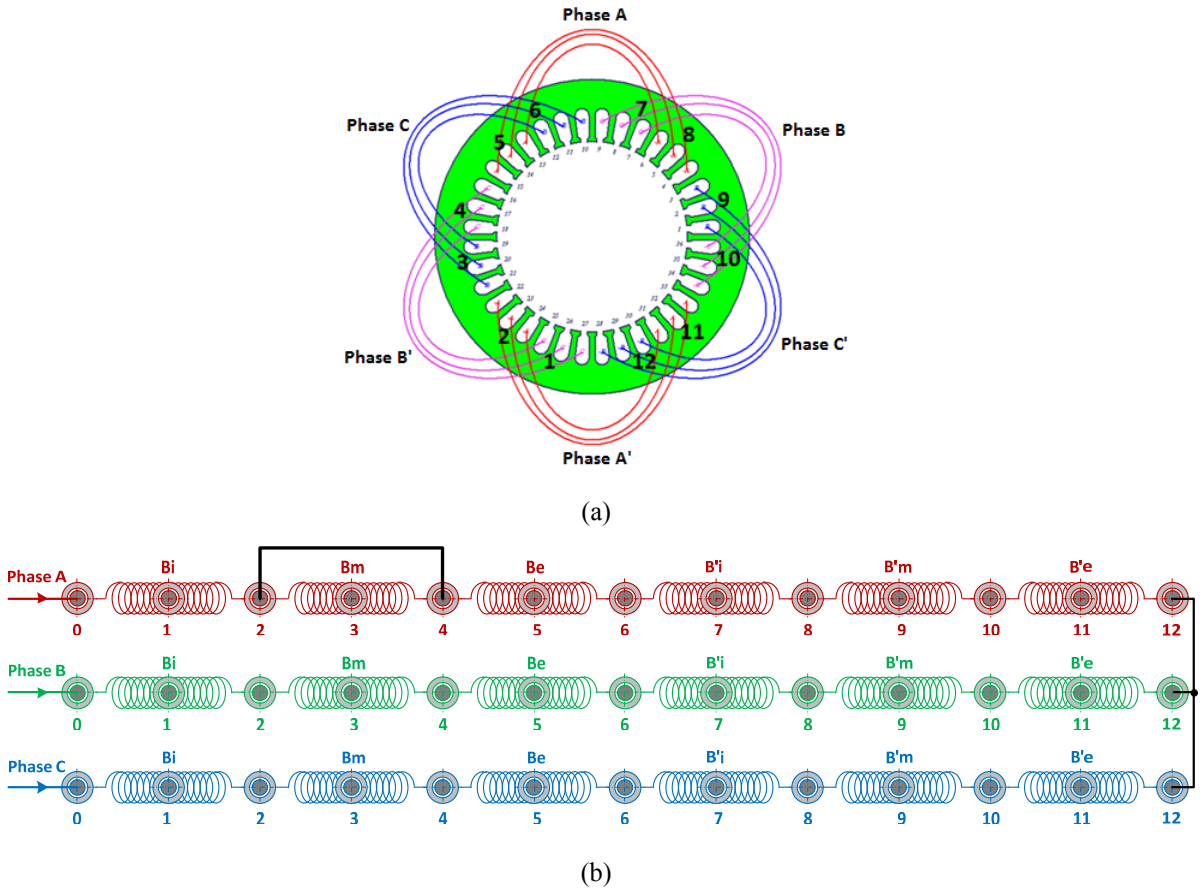


Figure II.22 : Bobinage de la machine MS1 : (a) distribution des enroulements ; (b) schéma de connexions.

Le banc d'essai est composé de la machine MS1, de la machine à courant continu de charge et d'un banc de résistances qui assure la charge. La machine à courant continu permet également d'amener la machine synchrone au synchronisme pour effectuer le couplage au réseau.

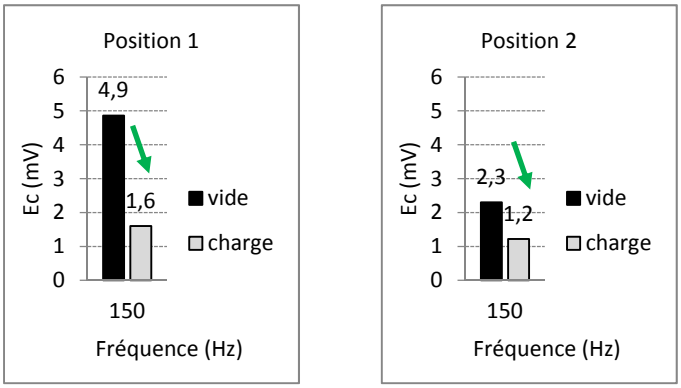
Le défaut de court-circuit concerne la section élémentaire logée les encoches 0 et 12, qui correspond donc à un court-circuit de 12,5 % d'une phase du bobinage statorique. Le courant de court-circuit est limité par un rhéostat à 12 A.

III-2.1 Essais expérimentaux sur MS1 fonctionnant en moteur

La majorité des méthodes de diagnostic sont applicables sur les machines fonctionnant en moteur [1], c'est-à-dire que, leur application est valable et limitée sur ce type de fonctionnement. Mais dans le milieu industriel, il existe aussi plusieurs applications qui utilisent le régime de fonctionnement de la machine en génératrice. Par exemple, la machine synchrone est surtout utilisée en génératrice (alternateur) ou elle est presque sans concurrent, mais elle sert également en moteur dans un certain nombre de domaines [65]. C'est la raison pour laquelle on propose de faire les études sur ces deux régimes de fonctionnement avec l'objectif d'établir également les limites d'applicabilité de la méthode globale. On se placera dans le cas d'une alimentation sur réseau même si la plupart des machines synchrones utilisées en moteur sont alimentées par variateur de vitesse. La machine est alimentée sous une tension nominale de 380 V, le courant en ligne vaut 3 A à vide et le courant de court-circuit est limité par un rhéostat à 12 A.

On étudiera deux cas de sévérité des défauts : un où on court-circuite l'ensemble d'une bobine logée dans une encoche et un où, le court-circuit concerne la moitié de cette bobine.

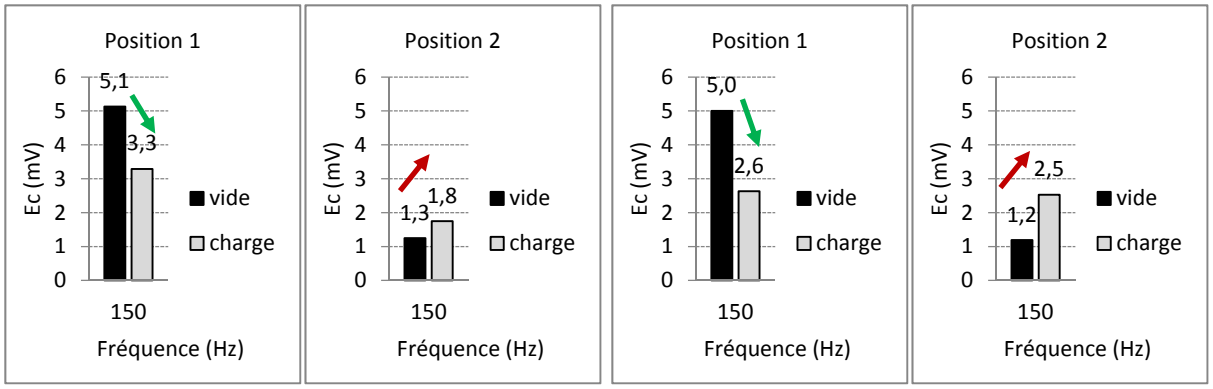
La Figure II.23 représente les raies à 150 Hz en précisant leurs amplitudes lorsque la machine saine fonctionne à vide et en charge. Comme pour la machine asynchrone, on observe que les amplitudes sont différentes pour les deux positions, mais qu'elles évoluent dans le même sens.



(a) (b)

Figure II.23 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) saine pour les deux positions de mesure : (a) Position 1 ; (b) Position 2.

Les amplitudes des raies pour les deux positions de mesures à vide et en charge lorsque la machine est défectueuse (les bornes 2-3 et 2-4 de la phase A sont court-circuitées – voir Figure II.22(b)) sont présentées dans la Figure II.24. L'amplitude des raies dues au défaut dépend du courant de court-circuit, comparativement au courant qui circule en ligne.



(a) (b)

Figure II.24 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) avec défaut : (a) bornes 2-4 court-circuitées (b) bornes 2-3 court-circuitées.

La Figure II.24 (machine en défaut à vide puis en charge) montre que la raie en position 1 diminue alors que celle en position 2 augmente. La méthode de diagnostic proposée peut donc s'appliquer pour une machine synchrone à pôles saillants.

III-2.2 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS1 (moteur)

Afin d'évaluer les limites de la méthode proposée, il est intéressant d'estimer à partir de quelle valeur de courant de court-circuit le phénomène mis en évidence apparaît. Pour cela, plusieurs essais

ont été réalisés sur une section élémentaire court-circuitée (bornes 2-3, voir Figure II.22(b)) avec un courant de court-circuit variable qui donne, pour les positions de capteurs fixés en face de la phase défectueuse, une sensibilité assez importante. Les mesures ont été réalisées à vide et en charge sous tension nominale ($U = 380$ V; $I_n = 10$ A) ; avec un courant en ligne I^s valant 2.5 A pour le fonctionnement à vide et 5 A pour le fonctionnement en charge. Le courant de court-circuit est réglé grâce à un rhéostat.

La Figure II.25 donne les résultats expérimentaux concernant la variation d'amplitude en fonction de la valeur du courant de court-circuit I_{cc}^s à nombre de spires constant.

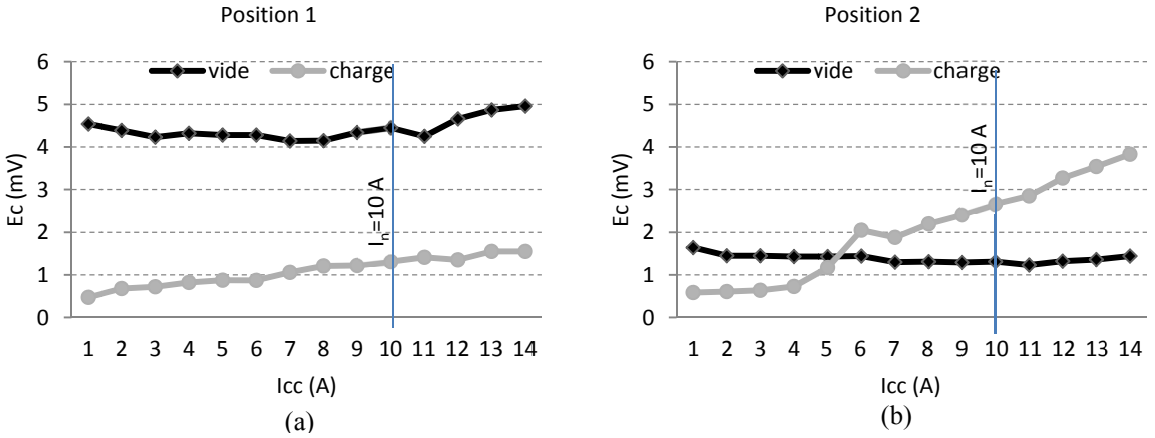


Figure II.25 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (bornes 2-3 court-circuitées) pour la machine MS1 (moteur).

D'après les résultats présentés dans la Figure II.25, on remarque que l'amplitude de la raie à 150 Hz, du spectre de Ec (position 2), croît avec le courant de court-circuit. À partir d'un courant de 5 A, valeur qui correspond à la demi valeur du courant nominal $I_n / 2$, les courbes en position 2, contrairement à celles en position 1, se croisent et continuent leur trajet en directions opposées (Figure II.25(b)). Donc, on peut dire que pour cette machine, fonctionnant en régime moteur, la méthode globale peut être appliquée à partir d'un courant de court-circuit égal à 5 A.

Autrement dit, lorsque le courant de court-circuit est inférieur où équivalent au courant en ligne pour un fonctionnement en charge de la machine, l'amplitude des raies caractéristiques du spectre de champ externe n'est pratiquement pas affectée. Par contre, une fois que I_{cc}^s est supérieur à $I_n / 2$, les composantes considérées augmentent avec I_{cc}^s.

L'analyse de l'amplitude des raies semble être intéressante et fiable pour la détection de défaut de court-circuit entre spires du bobinage statorique des machines synchrones, même pour des défauts naissants où le courant de défaut n'est pas forcément très supérieur au courant en ligne. La sévérité du défaut influence beaucoup sur l'évolution de l'amplitude de ces raies, et en prenant en compte la variation de cette amplitude en fonction de la localisation du court-circuit, il paraît tout à fait possible de définir une valeur limite au-delà de laquelle on identifiera un défaut de court-circuit du bobinage statorique.

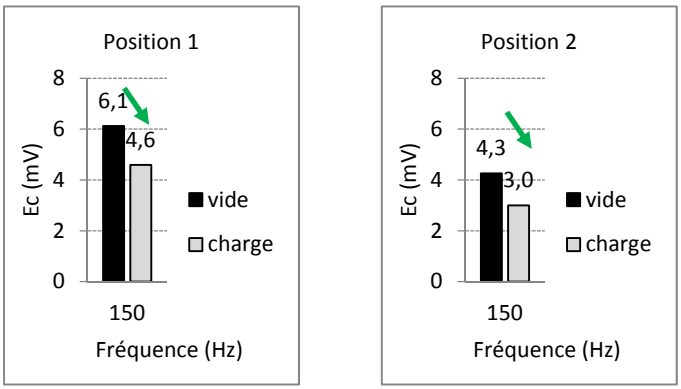
III-2.3 Étude des résultats pour la machine MS1 fonctionnant en génératrice

La machine synchrone fonctionnant en génératrice (alternateur triphasé) représentent la source primaire de la plupart de l'énergie électrique que nous consommons [65]. Cette machine constitue le plus gros convertisseur d'énergie et dans le cadre de sa maintenance, il est important de lui appliquer

des méthodes de diagnostic fiables, si possible peu coûteuses permettant de détecter la présence d'un défaut naissant au niveau du bobinage.

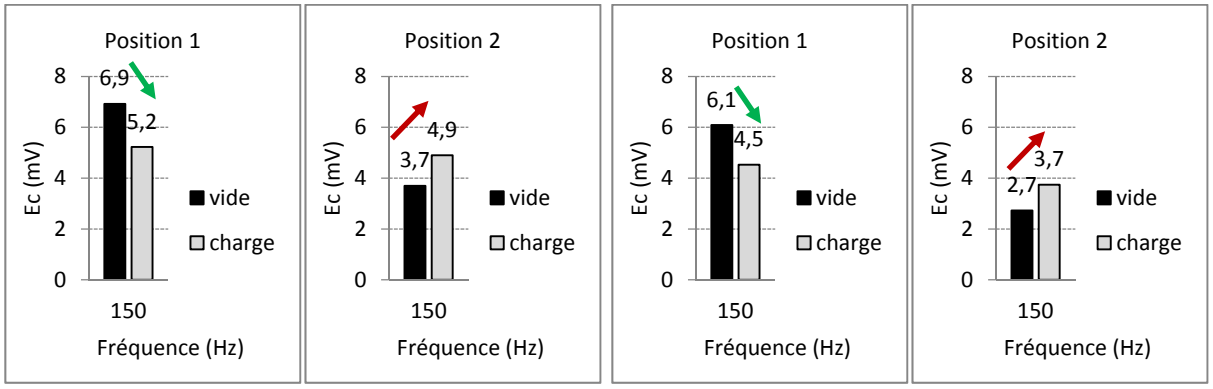
À cet effet on se propose de tester si la méthode globale est utilisable pour la machine synchrone fonctionnant en génératrice (dans ce cas – génératrice sur réseau). Nous ne pouvons pas tester la méthode globale sur une grosse machine dans les conditions de laboratoire, mais pour les tests, on utilise la même machine MS1 étudiée dans les sections précédentes. L'essentiel est d'avoir le même principe de fonctionnement comme dans les grosses machines et d'analyser les différences qui peuvent apparaître.

Les résultats obtenus pour les deux positions de mesures à vide et en charge et pour les deux cas, machine saine et machine défectueuse ($I_{cc}^{s} = 12$ A), sont présentés dans les figures suivantes.



(a) (b)

Figure II.26 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (génératrice) saine pour les deux positions de mesures : (a) Position 1 ; (b) Position 2.



(a) (b

Figure II.27 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) avec défaut : (a) bornes 2-4 court-circuitées (b) bornes 2-3 court-circuitées.

La Figure II.26(a) montre que les amplitudes des raies à 150 Hz pour la machine saine diminuent avec la charge, dans les deux positions de mesure. Pour la machine défectueuse avec un nombre important de spires en court-circuit (Figure II.27a)) et pour la machine avec un nombre limité de spires en court-circuit (Figure II.27(b)), ces amplitudes diminuent d'un côté (position 1) et augmentent de l'autre côté (position 2). D'autre part, on remarque que la valeur de l'amplitude de raies augmente avec la sévérité du défaut.

D'après les résultats présentés dans les figures précédentes, on constate bien que la méthode globale peut être aussi appliquée pour le fonctionnement de la machine synchrone en génératrice.

III-2.4 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS1 (génératrice).

Comme cela a été fait pour la machine fonctionnant en moteur, l'évolution de l'amplitude des raies en fonction de la valeur du courant de court-circuit a été étudiée pour le fonctionnement de la machine en génératrice. Les mesures ont été aussi réalisées à vide et en charge sous tension nominale $\left(U = 380\ \text{V},\ I_n = 10\ \text{A}, f = 50\ \text{Hz}\right)$ avec un courant en ligne de 2 A (valeur efficace) pour le fonctionnement en charge.

La Figure II.28 montre les résultats expérimentaux concernant la variation d'amplitude de la raie à 150 Hz en fonction de la valeur du courant de court-circuit I_{cc}^{s} lorsque une section élémentaire complète est court-circuitée.

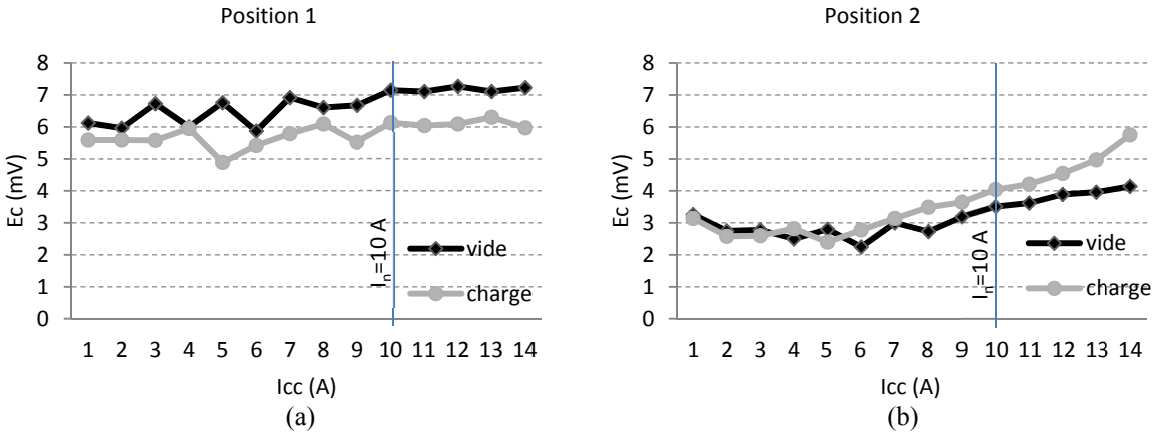


Figure II.28 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (bornes 2-4 court-circuitées) pour la machine MS1 (génératrice) : (a) Position 1 ; (b) Position 2.

On remarque que les variations avec la mise en charge est plus importante en position 1 qu'en position 2. Pour des faibles niveaux de court-circuit la variation en position 2 n'est pas suffisamment significative pour donner une information sur la présence du défaut d'après la méthode proposée. Pour cette machine, il semble que les variations d'amplitudes sont exploitables pour un courant de court-circuit supérieur à 5 A (ou courant de charge).

III-3 Machine synchrone à aimants permanents (MS2)

Ce paragraphe présente une étude sur le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents en présence du défaut de court-circuit entre spires. Dans le domaine des faibles et moyennes puissances, les rotors sont souvent à aimants permanents, ce qui conduit à des machines à forte puissance massique.

La machine à aimants permanents (dite aussi à concentration de flux) sur laquelle il a été effectué les essais, est une machine de 4 pôles ($p = 2$), 4.4 kW – 50 Hz (voir Figure II.29). Le nombre d'encoches total au stator est de 36. En alimentant cette machine sur le réseau 50 Hz à une tension de 400 V, la vitesse de la machine est donc de 1500 tr/min. Cette machine a la particularité de présenter une saillance inversée au rotor.

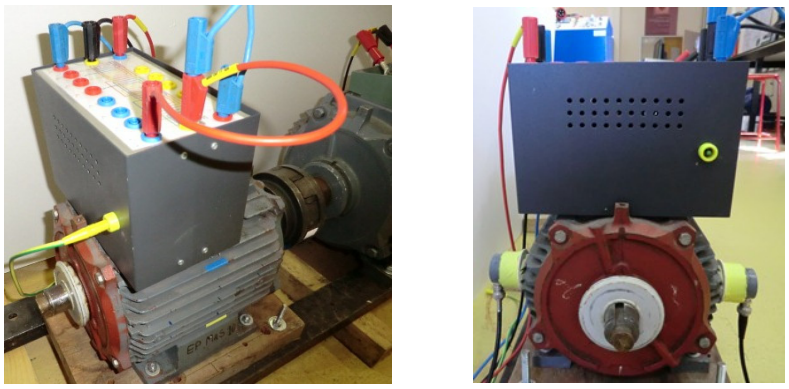


Figure II.29 : Machine synchrone à aimants permanents (MS2)

Afin de pouvoir réaliser une étude de défaut de court-circuit sur cette machine, la machine a été rebobinée suivant le schéma donné par la Figure II.30 :

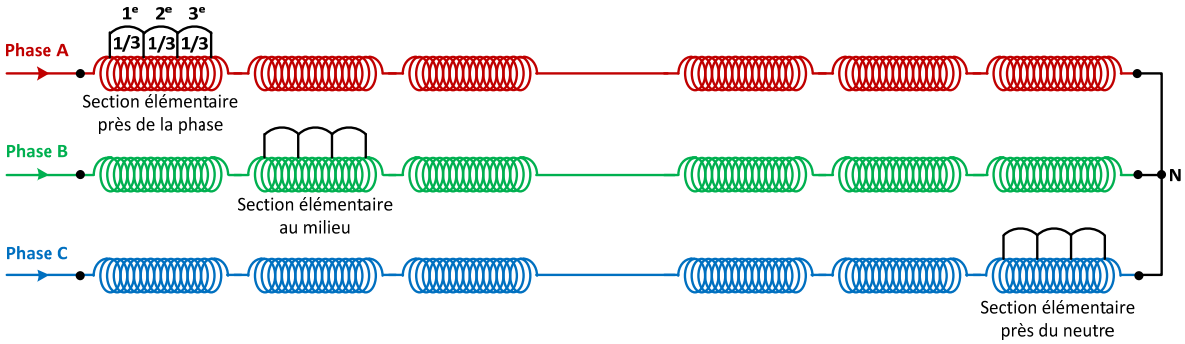


Figure II.30 : Structure du bobinage statorique expérimental de la machine MS2

Sur cette machine, une seule section élémentaire par phase a été sortie. Aussi, ces sections élémentaires ont été choisies de telle sorte qu'il soit possible d'étudier un court-circuit près de l'entrée de la phase (phase A), en milieu de phase (phase B) ou près du neutre (phase C).

Chacune de ces sections élémentaires est décomposée en trois parties égales ; ce qui permet de court-circuiter 1/3 ou 2/3 de la section élémentaire, ou la section élémentaire complète.

La Figure II.31 présente le banc moteur utilisé. La charge est composée d'une machine à courant continu et d'un banc de résistances. Au niveau de l'induit, la machine à courant continu peut délivrer jusqu'à 50.8 A sous environ 120 V, soit près de 5 kW à 3000 tr/min. Cette machine est mise en charge grâce à une caisse de charge résistive.

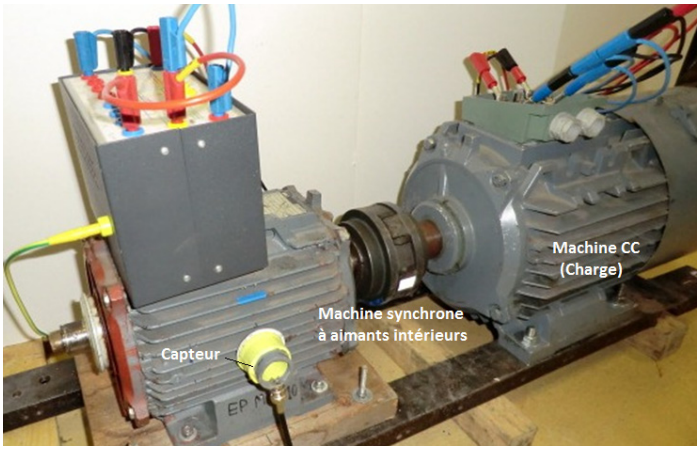
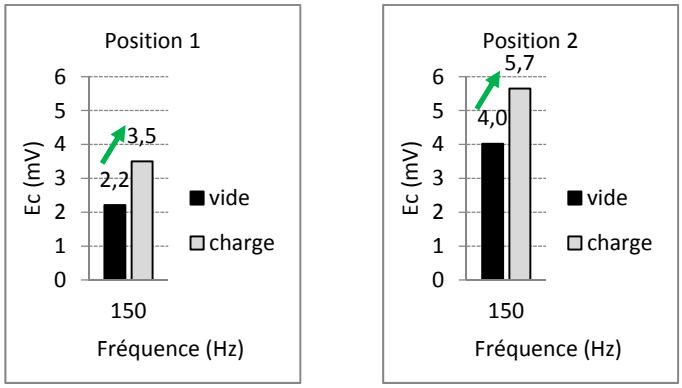


Figure II.31 : Banc d'essai pour la machine MS2

III-3.1 Étude des résultats pour la machine MS2 fonctionnant en moteur

Les mesures correspondant aux machines saine et défaillante, pour le fonctionnement à vide et en charge, et pour plusieurs niveaux de sévérité du défaut, ont ensuite été réalisées. Dans ce contexte les résultats de tests sur les deux types de fonctionnement de la machine (moteur et génératrice) montrent le même phénomène. Les résultats présentés par la suite se limiteront donc aux résultats obtenus pour le fonctionnement en moteur.

La Figure II.32 montre les raies à 150 Hz de la machine MS2 saine pour les deux positions de mesures.



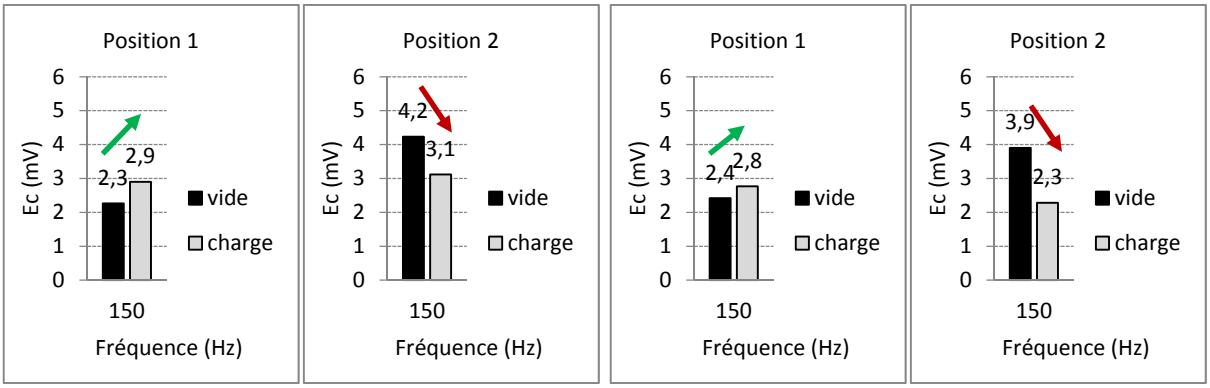
(a) (b)

Figure II.32 : Raies à 150 Hz de la machine MS2 (moteur) saine pour les deux positions de mesures

D'après les résultats présentés ci-dessus on remarque que les amplitudes de rais sensibles augmentent avec la charge et varient dans le même sens.

En pratique une série d'essais ont été faites aux plusieurs niveaux de charge. Les mesures effectuées sur la machine saine ont montré la même variation pour chaque niveau de charge.

Pour le cas de la machine en défaut, les résultats données en Figure II.33 :



(a) (b)

Figure II.33 : Raies à 150 Hz de la machine MS2 (aimants) en défaut pour les deux positions de mesures(a) 2/3 section élémentaire court-circuitée ; (b) 1/3 section élémentaire court-circuitée.

Contrairement aux résultats obtenus pour la machine saine, celles obtenues pour la machine défectueuse montrent des variations en sens différents selon la position de mesures (voir Figure II.33) et cela pour différents degrés de défaut.

D'après les résultats obtenus pour la machine MS2 défectueuse, on constate le même phénomène comme dans le cas de machine MS1. En cas de défaut les raies varient en sens diffèrent si la machine

est testée à vide et en charge. Cela nous permet de conclure que la méthode globale peut être appliquée pour le diagnostic du défaut de court-circuit entre spires sur les machines synchrones.

III-3.2 L'influence de la valeur du courant de court-circuit sur l'amplitude des raies à 150 Hz de la machine MS2 (moteur)

Des mesures en fonction de la valeur du courant de court-circuit ont été également réalisées sur la machine à aimants permanents MS2 sous tension nominale $\left(U = 380\,\text{V},\ I_n = 10.5\,\text{A},\ f = 50\,\text{Hz}\right)$ avec le courant en ligne $I^s = 2\,\text{A}$ (à vide). Les résultats expérimentaux obtenus sont représentés dans la Figure II.34.

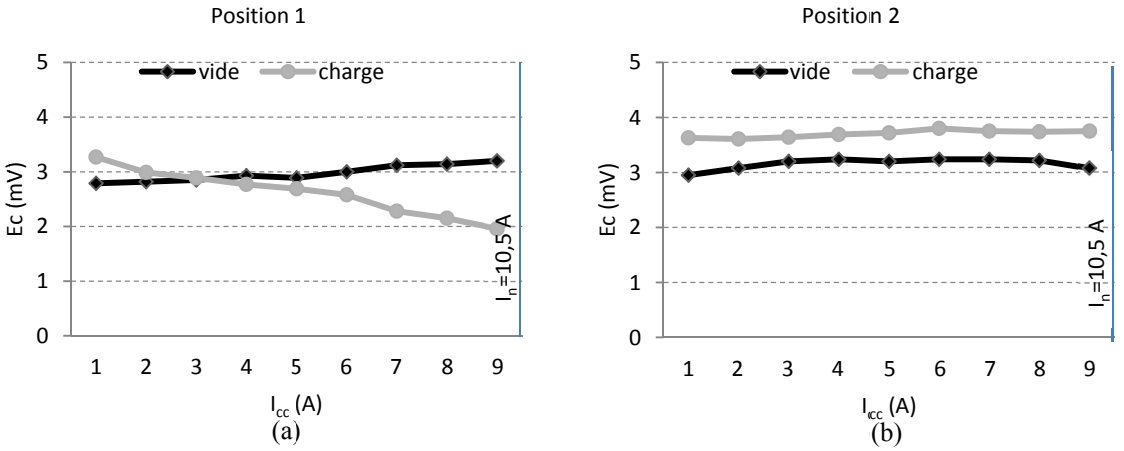


Figure II.34 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (1/3 section élémentaire de la Phase A court-circuitée) pour la machine MS2 : (a) Position 1 ; (b) Position 2.

On constate alors qu'à partir de la valeur de 5 A du courant de court-circuit, qui correspond à $I_n / 2$ du courant nominal, les amplitudes de raie à 150 Hz varient en sens opposé (en position 1 – Figure II.34(a)) contrairement aux amplitudes mesurées en position 2 (Figure II.34(b)).

De façon très intuitive, on peut dire que la valeur limite au-delà de laquelle on peut identifier un défaut de court-circuit du bobinage statorique pour cette machine est égale $I^s_{cc} \geq I_n / 2$, (régime moteur).

III-4 Conclusion

Cette partie a été consacrée à l'élaboration de modèles analytiques et numériques dédiés à la détection de défauts de court-circuit entre spires du bobinage statorique sur plusieurs types de machines (synchrone et asynchrone). La procédure de diagnostic décrite est fiable, originale, peu coûteuse et simple à mettre en œuvre. Elle présente l'avantage d'être non invasive et cette technique élimine le principal inconvénient présenté par les autres méthodes de diagnostic déjà connues qui font recours à la comparaison avec un état supposé sain et connu. Le fait que cette procédure de diagnostic s'applique indépendamment de la machine considérée (asynchrone ou synchrone), à condition de procéder à un choix approprié de la composante spectrale du flux de dispersion à observer, constitue, d'un point de vue industriel une valeur ajoutée non négligeable.

Généralement, quand un défaut apparaît, il est unique et isolé. Il en résulte, dans ces conditions, que la machine en présence d'un défaut peut toujours être modélisée par un système triphasé équilibré

auquel on ajoute un système monophasé. C'est ce système monophasé qui, par le déséquilibre qu'il engendre au niveau du champ magnétique d'entrefer, est à l'origine de la procédure de diagnostic proposée.

Nous avons, lors de nos développements, évoqué la nécessité d'être en présence d'une machine qui comporte un rotor avec des saillances pour appliquer cette méthode. A priori, cela élimine les machines synchrones avec aimants en surface. En fait, pour étudier ce type de machine, on admet que la perméabilité relative des aimants est voisine de l'unité (ce qui est vrai si l'on compare cette perméabilité à celle du fer). Comme en réalité les aimants présentent une perméabilité relative supérieure à l'unité, il conviendrait de prendre en compte cet aspect, aussi bien d'un point de vue théorique qu'expérimentale, pour pouvoir se prononcer sur ce cas.

Des tests de comparaison montrent la similitude des résultats obtenus par la méthode des éléments finis avec les données issues de l'expérimentation.

Partie III

DEFAUTS AU ROTOR

Cette troisième partie est consacrée à l'étude de défauts au rotor dans une machine asynchrone à cage. Deux types de défaut seront étudiés : l'excentricité et le défaut de barres cassées. Ces deux défauts génèrent une dissymétrie liée à une pièce en rotation. Cela produit un déséquilibre magnétique tournant qui rend non adaptée l'exploitation de la mesure par deux capteurs pour développer une méthode de détection analogue à celle présentée dans la partie II. D'autres propriétés du champ extérieur seront exploitées dans cette partie. On intégrera dans l'étude le champ axial par une modélisation simplifiée. La problématique sera abordée par une approche progressive à plusieurs niveaux de complexité. On utilisera des modèles analytiques simples, des modèles par circuits électriques magnétiquement couplés et des modèles éléments finis (avec prise en compte de la non-linéarité des matériaux). L'expérimentation qui attestera finalement la validité des modèles.

Chapitre I Étude analytique de défauts au rotor

Dans ce chapitre, nous présenterons les phénomènes de base caractérisant les défauts d'excentricité et de barres cassées. Une approche analytique nécessitant certaines hypothèses simplificatrices permettra d'introduire les ondes d'induction, caractéristiques aux défauts, notamment leur fréquence et leur polarité. L'étude analytique mettra en évidence la nécessité de considérer le champ axial comme composante du flux de dispersion et pour lequel une modélisation simplifiée sera proposée. On effectuera également une simulation par circuits électriques couplés pour obtenir les courants au rotor pour en déduire ensuite les caractéristiques des ondes d'induction.

Pour cette étude simplifiée, les effets de denture ne seront pas pris en compte et seuls les fondamentaux des courants seront considérés. Il a en effet été mis en évidence [10] que la prise en compte des harmoniques d'induction n'apportait pas d'information suffisamment pertinente pour l'étude des défauts rotoriques, notamment le défaut de barres cassées.

I-1 Excentricité

L'objectif de l'étude présentée dans ce paragraphe est d'analyser l'effet d'excentricité sur le champ de dispersion émis par une machine asynchrone triphasée à p paires de pôles. Dans un premier temps, la modélisation de l'entrefer en présence d'excentricité est présentée. Il est mis en évidence la nécessité de prendre en compte le flux axial. On proposera par conséquent une modélisation de la machine par circuit de perméance mettant en jeu des perméances relatives aux flux circulant aux extrémités de la machine. Il est ensuite mis en évidence de façon analytique les caractéristiques du flux axial en présence d'excentricité, notamment en ce qui concerne la partie très basse fréquence du spectre fréquentiel.

I-1.1 Modélisation par circuit de perméance

Le principe de la modélisation par circuit de perméance est d'associer une perméance aux divers trajets des lignes de champ dont on connaît la répartition a priori. Associée à un logiciel d'analyse de circuit, cette méthode est un bon compromis entre la précision et la complexité de modélisation [66]. La méthode nécessite de discrétiser certaines parties de la machine, mais si on connaît les lois d'évolution géométrique de la perméance, on peut passer à des éléments de perméance infiniment petits pour ainsi parvenir à une description analytique des phénomènes, notamment de l'excentricité [67].

I-1.2 Modélisation de l'entrefer

Pour caractériser l'entrefer en présence d'excentricité, les armatures statoriques et rotoriques sont supposées lisses. La Figure III.1 donne une représentation de la géométrie considérée :

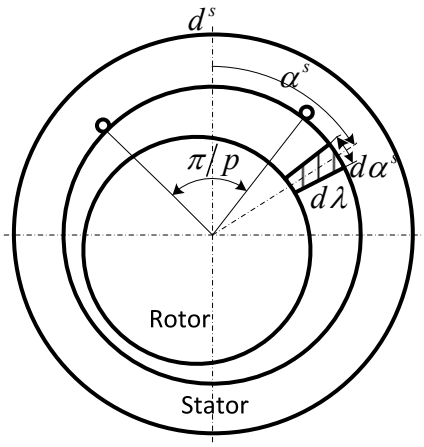


Figure III.1 : L'excentricité d'une machine asynchrone

On notera λ la perméance par unité de surface de l'entrefer :

$$\lambda = \frac{\mu_0}{e} \tag{III.1}$$

En présence d'excentricité, on supposera que la variation de e le long de l'entrefer suit une loi sinusoïdale autour d'une valeur moyenne :

$$e = e_m + \delta \cos\left(\alpha^s - \beta\right) \tag{III.2}$$

où e_m représente la valeur moyenne de l'épaisseur de l'entrefer, δ représente la valeur de décentrement. α^s localise la position d'un point de l'entrefer dans un référentiel statorique ayant pour origine l'axe d^s de la phase 1 du stator (Figure III.1). β indique la position de la valeur minimale de l'épaisseur d'entrefer, il permet de définir le type d'excentricité :

- si β est fixe, on est dans le cas d'une excentricité statique,
- si β dépend de la rotation du rotor alors on a une excentricité dynamique.

La perméance λ peut donc encore s'écrire :

$$\lambda = \frac{\mu_0}{e_m\left(1 + \frac{\delta}{e_m}\cos\left(\alpha^s - \beta\right)\right)} \tag{III.3}$$

Le terme δ / e_m étant inférieur à 1, on peut utiliser le développement limité à la forme $1/\left(1+x\right)$. Dans ce cas, le développement limité jusque l'ordre p de la forme en $1/\left(1+x\right)$ conduit à :

$$\lambda = \frac{\mu_0}{e_m}\sum_{k=0}^{p}\left(-1\right)^k\left[\frac{\delta}{e_m}\cos\left(\alpha^s + \beta\right)\right]^k \tag{III.4}$$

Les études habituelles s'arrêtent au premier ordre $\left(k=1\right)$. Dans cette étude, afin de justifier les phénomènes qui apparaissant dans le cas général d'une machine ayant p paires de pôles, il est nécessaire et suffisant d'écrire le développement limité jusqu'à l'ordre p.

La linéarisation de la forme en $\cos^k\left(\alpha^s - \beta\right)$ donne finalement :

$$\lambda = \frac{\mu_0}{e_m}\sum_{k=0}^{p} f_k \cos k\left(\alpha^s - \beta\right) \tag{III.5}$$

avec :

$$f_0 = \sum_{j=0}^{p}\left(\frac{\delta}{e_m}\right)^{2j}\frac{(2j)!}{(j!)^2\,2^j} \tag{III.6}$$

$$f_p = \frac{(-1)^p}{2^{p-1}}\left(\frac{\delta}{e_m}\right)^p \tag{III.7}$$

Notons que, les autres valeurs de f_k n'ont pas une expression générale simple. Pour les faibles valeurs de δ/e_m on peut considérer que $f_0 = 1$. Le calcul détaillé de ces coefficients est donné en annexes.

I-1.3 Modélisation de la machine en présence de l'excentricité

I-1.3.1 Effets de l'excentricité sur le champ radial

Généralement, les études sur l'excentricité partent du calcul de l'induction d'entrefer de la machine. On en déduit ensuite les modifications au niveau du courant absorbé ou les caractéristiques des efforts mécaniques qui génèrent par conséquent un balourd imposé au rotor.

Une *première* approche simplifiée consiste à considérer que la f.m.m. est imposée par les courants dans les bobinages (statorique ou rotorique) et est indépendante de l'excentricité du rotor.

Si on s'intéresse uniquement au fondamental de l'onde de f.m.m. du stator, on a pour l'effet combiné des 3 phases alimentées par un système triphasé équilibré de courant, l'expression suivante :

$$\varepsilon^s = \hat{\varepsilon}\cos\left(\omega t - p\alpha^s\right) \tag{III.8}$$

L'induction dans l'entrefer est donnée par : $b^s = \lambda\varepsilon_q^s$

En prenant pour λ_s l'expression définie en (III.5) on obtient alors :

$$b^s = \frac{\mu_0}{e_m}\hat{\varepsilon}\sum_{k=0}^{p}\frac{f_k}{2}\left[\cos\left(\omega t - \left(p-k\right)\alpha^s + k\beta\right) + \cos\left(\omega t - \left(p+k\right)\alpha^s + k\beta\right)\right] \tag{III.9}$$

Cette relation fait apparaître, pour $k = p$, une valeur moyenne de b^s suivant α^s et donc sur la périphérie du stator. Cette valeur moyenne est bien connue dans les études sur l'excentricité [21] et elle se traduit par l'existence d'un flux axial qui permet de respecter la loi de conservation du flux.

Une *deuxième* approche consisterait à faire intervenir une valeur moyenne au niveau de la f.m.m. de manière à annuler, suite à l'effet d'excentricité, celle présente au niveau de l'induction dans l'entrefer. La démarche consiste dans ce cas à considérer une section élémentaire du bobinage associée à un circuit de perméance. La section considérée est d'ouverture π / p, elle possède n' spires parcourues par un courant i_q^s, son axe est décalé de α_q^s dans le référentiel statorique.

La Figure III.2 donne le réseau de perméance équivalent où on fait apparaître la force magnéto motrice totale $n'i_q^s$ générée par la bobine, ainsi que l'ensemble des éléments de perméance de section égale Λ_{e1} et Λ_{e2}. On supposera la perméabilité relative infinie, ce qui permet de négliger les perméances relatives aux trajets dans le fer.

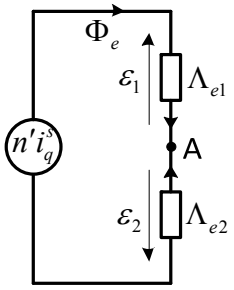


Figure III.2 : Réseau de perméance

Dans ce circuit ε_1 et ε_2 sont les f.m.m. apparaissant entre stator et le rotor le long de l'entrefer : ε_1 à l'intérieur de la bobine et ε_2 à l'extérieur, avec $n'i_q^s = \varepsilon_1 - \varepsilon_2$.

Les perméances Λ_{e1} et Λ_{e2} sont calculés par intégration de (III.5) à l'intérieur et à l'extérieur de la section élémentaire ;

$$\Lambda_{e1} = r_e l_e \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \lambda d\alpha^s = \mu_0 r_e l_e \left(F_0 + \sum_{k=1}^{p} F_k \cos k\beta \right) \tag{III.10}$$

$$\Lambda_{e2} = r_e l_e \int_{\pi/2p}^{2\pi-\pi/2p} \lambda d\alpha^s = \mu_0 r_e l_e \left(F_0' - \sum_{k=1}^{p} F_k \cos k\beta \right) \tag{III.11}$$

avec $F_k = f_k \frac{2}{k} \sin\frac{k\pi}{2p}$ si $k \neq 0$, $F_0 = f_0 \frac{\pi}{p}$ et $F_0' = f_0 \left(2\pi - \frac{\pi}{p} \right)$.

Les f.m.m. ε_1 et ε_2 sont données par :

$$\varepsilon_1 = n'i_q^s \frac{\Lambda_{e1}}{\Lambda_e} \tag{III.12}$$

$$\varepsilon_2 = -n'i_q^s \frac{\Lambda_{e2}}{\Lambda_e} \tag{III.13}$$

où Λ_e est défini par $\Lambda_e = \Lambda_{e1} + \Lambda_{e2}$, ce qui vaut $\mu_0 r_e l_e 2\pi f_0$.

La Figure III.3 donne la répartition de la f.m.m. le long de l'entrefer générée par la section élémentaire.

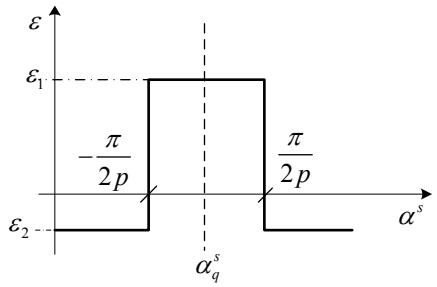


Figure III.3 : Répartition de la f.m.m. le long d'entrefer

La f.m.m. présentant une valeur moyenne ε_0 peut être déterminé par :

$$\varepsilon_0 = \frac{\pi}{p}\varepsilon_1 + \left(2\pi - \frac{\pi}{p} \right)\varepsilon_2 \tag{III.14}$$

Les relations (III.10)-(III.13) conduisent à :

$$\varepsilon_0 = -n' i_q^s \sum_{k=1}^{p} \frac{F_k}{f_0} \cos k\beta \tag{III.15}$$

En cas d'absence d'excentricité, les quantités $F_k\,(k \neq 0)$ sont nulles, et ε_0 est nulle également.

Avec cette approche, la règle de conservation du flux est automatiquement respectée, car c'est le même flux Φ_e qui traverse Λ_{e1} et Λ_{e2}. La valeur moyenne de l'induction le long de l'entrefer est nulle et il n'existe pas de flux axial.

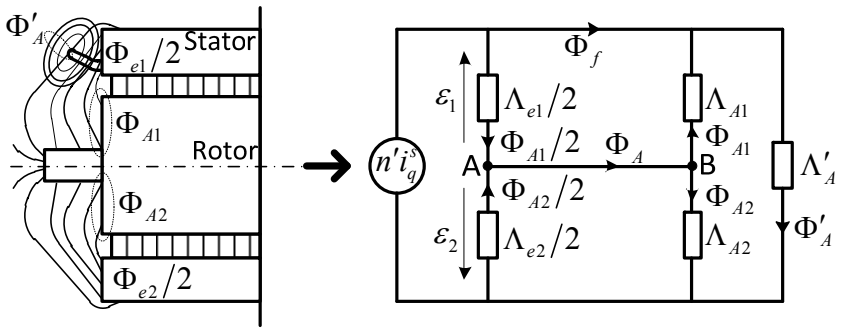
Les 2 approches présentées peuvent l'une ou l'autre convenir pour des études où on s'intéresse uniquement à l'induction dans l'entrefer de la machine. Par contre si on s'intéresse au champ de fuite émis par la machine, qui est la combinaison d'un champ radial et d'un champ axial, les deux approches présentées risquent d'aboutir à des résultats erronés. Dans ce cas, on utilisera pour la modélisation, la méthode des réseaux de perméance qui prend en compte les perméances relatives au flux axial, que l'on retrouve aux extrémités de la machine.

I-1.3.2 Effets de l'excentricité sur le champ axial

Une méthode de prise en compte d'une perméance axiale est présentée dans [68] mais elle concerne les flux axiaux au niveau de l'entrefer. La modélisation des perméances axiales au niveau des extrémités de la machine nécessite la connaissance du trajet des lignes de champ. Pour cela il faut avoir recours à une approche 3D, de plus la répartition des lignes de champ dépend beaucoup de la géométrie et des pièces mécaniques présentes en bout d'arbre. Une approche rigoureuse nécessitera une analyse par éléments finis, mais ce type d'étude avec présence de défauts au rotor requiert des moyens de calcul important. Aussi, on considéra une géométrie simplifiée qui permettra de mettre en évidence et de classifier différents flux en fonction de leur trajet. On analysera tout d'abord l'effet d'une seule section élémentaire de n' spires appartenant à la phase q, parcourue par le courant i_q^s défini par (I.1).

La Figure III.4(a) donne une coupe longitudinale pour la moitié de la machine avec une représentation de la tête de bobine correspondant à section élémentaire alimentée (vue de côté de la Figure III.1). On n'y a représenté ni le flasque ni la carcasse extérieure.

Les flux dans l'entrefer peuvent facilement être associés à un circuit de perméance. La Figure III.4(b) donne le circuit de perméance, relatif à la moitié de la machine lorsqu'une section élémentaire est alimentée. Les perméances relatives au trajet des flux dans le fer sont toujours négligées.



(a) (b)

Figure III.4 : Circuit de perméances axiales

Dans ce circuit , on peut mettre en évidence deux types de flux suivant la direction du champ magnétique [69] :

- *les flux radiaux*, qui sont principalement les demi-flux d'entrefer $\Phi_{e1}/2$ et $\Phi_{e2}/2$ associés aux perméances Λ_{e1} et Λ_{e2}.
- *les flux axiaux*, principalement Φ_A qui se décompose en Φ_{A1} et Φ_{A2} (les flux qui sortent du rotor de façon axiale) : associés aux perméances Λ_{A1} et Λ_{A2}, on a $\Phi_A = \Phi_{A1} + \Phi_{A2}$.

En ce qui concerne Φ'_A le flux généré par la tête de bobine, celui-ci présente une part axiale, mais aussi une part radiale. La décomposition entre ces deux parts dépend de la géométrie de la bobine, elle est issue de la décomposition suivant deux axes du courant dans les têtes de bobine.

La particularité du flux axial est qu'il s'exprime de la même façon dans un repère statorique ou dans un repère rotorique, car il ne dépend pas de la position du rotor.

Le circuit de perméance ainsi établi permet de calculer les quantités $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ et, donc la répartition de l'induction dans l'entrefer en prenant en compte les effets axiaux au niveau de la machine. Ce circuit permet également de calculer le flux axial Φ_A sortant du rotor, celui-ci pouvant être dû à l'effet d'excentricité.

On supposera que les perméances Λ_{A1} et Λ_{A2} ne dépendent pas de l'excentricité et sont donc constants quelle que soit la position relative de l'épaisseur d'entrefer minimale par rapport à la section alimentée. Pour calculer Φ_A à partir du circuit de la Figure III.4(b), on utilise une approche classique d'étude de circuit pour aboutir au circuit de la Figure III.5, avec :

$$\varepsilon_A = n' i_q^s \frac{\Lambda_{A1}\Lambda_{e2} - \Lambda_{A2}\Lambda_{e1}}{\Lambda_A \Lambda_e} \tag{III.16}$$

où Λ_A est défini par $\Lambda_{A1} + \Lambda_{A2}$.

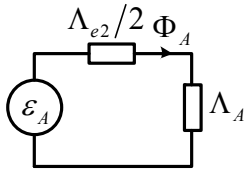


Figure III.5 : Circuit simplifié pour les perméances axiales

Étant données les caractéristiques des trajets des divers flux, on peut négliger $\Lambda_e/2$ devant Λ_A, on obtient alors :

$$\Phi_A = \varepsilon_A \Lambda_A = n' i_q^s \frac{\Lambda_{A1}\Lambda_{e2} - \Lambda_{A2}\Lambda_{e1}}{\Lambda_e} \tag{III.17}$$

On notera dans la suite $\Phi_{A,j}^q$ le flux axial totalisé par m^s sections élémentaires de la phase q, parcoure par i_q^s. q est compris entre 1 et 3, j est compris entre 1 et p. $j=1$ correspond au groupe de m^s sections élémentaires qui ont un axe central confondu avec la référence spatiale $\alpha = 0$. Compte tenu de $n^s = m^s n'$ et de Λ_{e1} et Λ_{e2}, $\Phi_{A,1}^1$ s'écrit de la façon suivante :

$$\Phi_{A,1}^1 = n^s i_1^s \Lambda_A \left(\frac{\Lambda_{A1}}{\Lambda_A} - \frac{1}{2p} - \frac{1}{2\pi f_0} \sum_{k=1}^{p} F_k \cos k\beta \right) \tag{III.18}$$

Soit Φ_A^q le flux axial relatif à l'ensemble de la phase q. En reportant le décalage spatial des diverses bobines au niveau de β, on a :

$$\Phi_A^q = \sum_{j=1}^{p} \Phi_{A,j}^q = p n^s i_q^s \Lambda_A \left(\frac{\Lambda_{A1}}{\Lambda_A} - \frac{1}{2p} \right) - n^s i_q^s \Lambda_A \frac{(-1)^p}{\pi f_0 2^{p-1}} \left(\frac{\delta}{e_m} \right)^p \cos p\left(\beta - (q-1)\frac{2\pi}{3p} \right) \tag{III.19}$$

En remplaçant i_q^s par son expression donnée par (I.1) et en sommant les flux des 3 phases, on obtient le flux axial total Φ_{AT} :

$$\Phi_{AT} = \sum_{q=1}^{3} \Phi_A^q = -\frac{3}{2} n^s I^s \sqrt{2} \frac{(-1)^p}{\pi f_0 2^{p-1}} \Lambda_A \left(\frac{\delta}{e_m} \right)^p \cos(\omega t - p\beta) \qquad \text{(III.20)}$$

Pour déterminer les caractéristiques fréquentielles de Φ_{AT}, il convient de distinguer le cas de l'excentricité statique de l'excentricité dynamique :

- Cas d'une ***excentricité statique*** : β est constant, on a une composante de pulsation ω. L'excentricité génère donc une composante de flux axial à la fréquence d'alimentation. Cette composante se combine avec la composante du champ radial à la même fréquence d'alimentation. Dans l'expression (III.20) il y a aussi l'effet des courants rotoriques à *gf*. Donc avec une excentricité statique en considérant les courants rotoriques on obtient de *gf*.
- Cas d'une ***excentricité dynamique*** : $\beta = \beta_0 + (1-g)\frac{\omega t}{p}$. Pour Φ_{AT} on a une composante de pulsation $g\omega$.

La relation (III.20) conduit alors à :

$$\Phi_{AT} = \hat{\Phi} \cos(g\omega t - p\beta_0) \qquad \text{(III.21)}$$

avec : $\hat{\Phi} = -\frac{3}{2} n^s I^s \sqrt{2} \frac{(-1)^p}{\pi f_0 2^{p-1}} \Lambda_A \left(\frac{\delta}{e_m} \right)^p$.

On voit apparaître, dans le cas d'une excentricité dynamique, une composante de flux axial à $g\omega$ qui est proportionnelle à $(\delta / e_m)^p$. Cette composante fut déjà observée dans des études antérieures [45], mais elle était plutôt attribuée à l'effet des courants rotoriques évoluant à la fréquence gf. Dans l'approche présentée ici, cette composante est générée par les courants statorique.

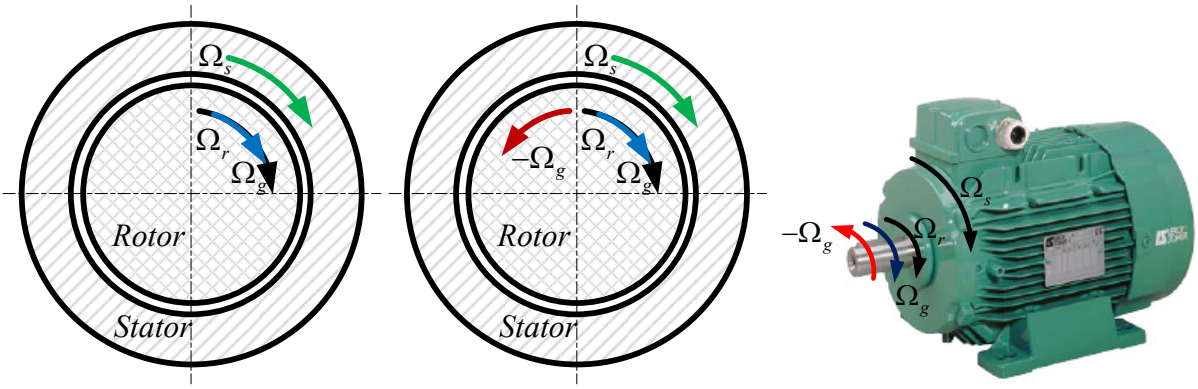
On peut noter que plus le nombre de pôles est élevé, plus le phénomène sera atténué. Cela avait déjà été remarqué dans [21].

L'étude présentée dans ce paragraphe a mis en évidence l'effet de l'excentricité dynamique sur le flux axial d'une machine asynchrone triphasée, plus particulièrement sur la composante très basse fréquence à gf du spectre. L'analyse, utilisant une méthode analytique, et basée sur l'utilisation des circuits de perméance avec prise en compte des perméances liées aux flux axiaux évoluant en bout d'arbre, a permis de quantifier l'amplitude de cette raie à gf.

I-2 Défaut de barre cassée au rotor

I-2.1 Phénomène de base du défaut de barre cassée

L'origine des raies dues au défaut rotorique de barre cassée dans l'analyse spectrale du champ magnétique extérieur de la machine peut s'expliquer de la manière suivante : en conditions normales de fonctionnement (Figure III.6(a)), le système triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer qui peut être direct [24, 40]. Ce champ tournant, direct, dans l'entrefer induit un courant dans les barres rotoriques d'une fréquence proportionnelle au glissement du rotor g. Les barres rotoriques génèrent alors un champ tournant résultant direct. Pour un moteur symétrique (état sain), il n'y aura pas de champ tournant résultant inverse [37].



(a) machine saine (b) machine défectueuse (c) vue générale

Figure III.6 : Schéma de fonctionnement pour une machine saine et défectueuse

Le fonctionnement de la machine saine (voir Figure III.6(a)) est donc décrit par les relations suivantes :

- vitesse synchrone : $\Omega_s = \dfrac{2\pi f}{p}$;
- vitesse rotorique : $\Omega_r = \Omega_s (1-g)$;
- vitesse de glissement : $\Omega_g = \Omega_s - \Omega_r = g \cdot \Omega_s$, avec $g = \dfrac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$.

Si la machine présente une défaillance au rotor une dissymétrie au rotor apparaît (voir Figure III.6(b)). Dans ce cas, il se créé en plus du champ rotorique direct, un champ inverse qui tourne à la vitesse $-g\Omega_s$, crée par le déséquilibre des courants dans les barres. Cela est dû au fait que les courants rotoriques peuvent être associes à un système direct du courant de valeur efficace I_d^r et à un système inverse de valeur efficace I_i^r. L'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique crée des ondulations de couple et aussi induit au stator des forces électromotrices de fréquences f et $(1-2g)f$ l'apparition de courants statoriques comportant ces composantes [3, 24, 30, 70, 71].

Le schéma de la Figure III.6(b) décrit le phénomène dû à l'apparition du défaut rotorique. Sachant que :

$$\Omega_{défaut} = \Omega_r - g\Omega_s = \Omega_s(1-g) - g\Omega_s \;\Rightarrow\; \Omega_{défaut} = \Omega_s(1-2g) \qquad \text{(III.22)}$$

L'interaction des courants rotoriques avec le champ direct issu du rotor crée le couple électromagnétique. En cas de défauts rotoriques, le couple total peut se calculer [71] par la relation :

$$C_{tot} = C_d^{sr} + C_i^{sr} = \pi \frac{r_e l_e e_m}{\mu_0} k^s I^s \left[k_d^r I_d^r \sin\varphi_{B_{rd}} + k_i^r I_i^r \sin\left(2g\omega t - \varphi_{B_i^r}\right) \right] \qquad \text{(III.23)}$$

où C_d^{sr} représente le couple (moyen) dû à l'interaction du champ du stator et celui du rotor dans le sens direct, C_i^{sr} le couple de pulsation $2g\omega$ dû à l'interaction de champs du stator et du rotor dans le sens inverse, k^s le coefficient propre à chaque phase statorique, k_d^r le coefficient global rotorique direct, k_i^r le coefficient global rotorique inverse. $\varphi_{B_d^r}$ est la phase de l'induction rotorique B_d^r en sens direct, et $\varphi_{B_i^r}$ est la phase de l'induction rotorique B_i^r en sens inverse.

Le couple total dans le cas d'une machine défectueuse peut s'écrit aussi sous la forme suivante :

$$C_{tot} = C_{const} + \Delta C \qquad \text{(III.24)}$$

Cette équation montre que le couple produit par la machine est composé de deux termes. Le premier est un couple constant dû au champ direct et le second un couple pulsant dû au champ inverse de pulsation $2g\omega_s$ [30, 71].

La fréquence d'oscillation sera donc de $2gf$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence dont l'amplitude dépendra de l'inertie de l'ensemble moteur-charge [30, 72-74]. Cette oscillation de vitesse va générer une variation de flux, donc une force électromotrice de fréquence fondamentale et des fréquences supplémentaires liées aux oscillations de vitesse.

La vitesse se calcule par l'équation mécanique :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_{tot} - C_r = C_i^{sr} \tag{III.25}$$

où J représente le moment d'inertie totale et C_r – le couple résistant (couple de charge).

$$\Omega_r = \frac{1}{J}\int C_i^{sr}\,dt + \Omega_0 \tag{III.26}$$

En calculant l'intégrale (III.26), on obtient :

$$\Omega_r = \Omega_0 + \Delta\Omega_r \cdot \cos(2g\omega_s t + \varphi) \tag{III.27}$$

où $\Delta\Omega_r = -\pi k^s I^s k_i^r I_i^r \frac{1}{2gJ}\cdot\frac{r_e l_e e_m}{\mu_0}$ représente l'amplitude d'oscillation de vitesse et Ω_0 est la valeur moyenne de Ω_r laquelle change avec le nombre de barres cassées et $\varphi = \varphi_{B^s} - \varphi_{B_i^r}$.

La vitesse centrée sur Ω_0 supporte une pulsation égale à $2g\omega_s$ identique à celle du couple. Cette variation de vitesse génère un flux additionnel dans entrefer à $(1+2g)f$ [71, 75].

I-2.2 Modification du flux axial par la variation de vitesse rotorique

Le déséquilibre magnétique dû au défaut de barre cassée engendre également un effort radial sur le rotor dû à un déséquilibre dans la répartition des forces entre le stator et le rotor. Cet effort qui sera analysé quantitativement dans le chapitre II de cette partie, consacré à l'analyse par éléments finis, produit une contrainte mécanique sur les roulements qui peuvent ainsi être soumis à une usure prématurée. Cela peut conduire également à une augmentation de l'excentricité.

Comme a été déjà mentionné, le flux axial total émis par une machine asynchrone avec un défaut de l'excentricité se calcule avec la relation :

$$\Phi_{AT} = \hat{\Phi}\cos(\omega t - p\beta) \tag{III.28}$$

avec $\hat{\Phi} = -\frac{3}{2}n^s I^s \sqrt{2}\frac{(-1)^p}{\pi f_0 2^{p-1}}\Lambda_A\left(\frac{\delta}{e_m}\right)^p$ et $\beta = \beta_0 + (1-g)\frac{\omega t}{p} = \beta_0 + \Omega_r t$.

Dans le cas d'un défaut de barre cassée, il apparaît une variation de vitesse. Cette variation donnée par (III.27) va influencer le flux extérieur et, dans ce cas la relation (III.28) peut s'écrire sur la forme [76] :

$$\Phi_{AT} = \hat{\Phi}\cos\left[\omega t - p(\beta_0 + \Omega_r t)\right] \tag{III.29}$$

En développant l'argument de cosinus, on obtient :

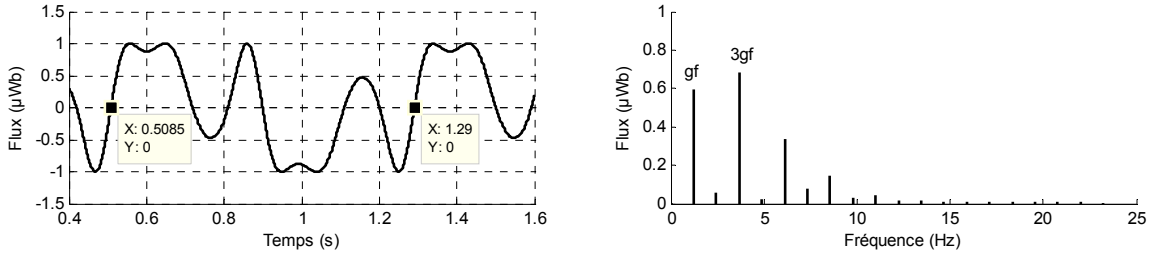
$$\cos\left[\omega t - p\left((1-g)\frac{\omega t}{p} + \Delta\Omega_r t\cos(2g\omega t + \varphi) + \beta_0\right)\right] = \cos\left[g\omega t - \Delta\Omega_r pt\cos(2g\omega t + \varphi) - p\beta_0\right]$$

$$\Phi_{AT} = \hat{\Phi}\cos\left[g\omega t - \Delta\Omega_r pt\cos(2g\omega t + \varphi) - p\beta_0\right] \tag{III.30}$$

La variation temporelle de la fonction (III.30) pour $\Delta\Omega_r = 1$ et $g = 2.5\,\%$ est présentée dans la Figure III.7(a) où on considère l'intervalle $(0.8 - 1.6)$s. Une analyse directe du signal est difficile d'où la nécessite d'un changement dans le domaine fréquentiel.

L'analyse FFT du signal obtenu en régime permanent permet de mettre en évidence les raies présentées sur le spectre du signal.

La modulation en fréquence apparaît en Φ_{AT} (voir Figure III.7(b)).



(a) (b)

Figure III.7 : Variation de flux axial : (a) signal de flux ; (b) spectre FFT

D'après les résultats présentés dans la Figure III.7, on constate que l'analyse fréquentielle du flux par FFT, correspondant à l'apparition du défaut rotorique met en évidence l'apparition d'une raie à $3gf$ due à la variation de la vitesse. Une faible variation de vitesse crée une composante de fréquence importante à $3gf$ (voir Figure III.7(b)) en plus de la raie gf initiale.

I-2.3 Modélisation par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés

La simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil en présence du défaut de barre cassée est effectuée par la méthode de modélisation qui utilise les circuits électriques magnétiquement couplés. Ce modèle est basé sur l'approche du couplage magnétique en considérant que le courant dans chaque barre est une variable indépendante.

Les inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine prennent une place importante dans cette méthode de modélisation, car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique ou encore la vitesse rotorique. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul [70].

Les effets de la f.m.m. non sinusoïdale d'entrefer, produite par les courants du stator et le rotor, ont été incorporés dans le modèle [77].

Considérons tout d'abord une machine de $m - n$ enroulements avec les hypothèses suivantes :

- m enroulements statoriques identiques à axes de symétrie de telle sorte que même les harmoniques résultantes de la distribution spatiale de bobine sont nulles ;
- n barres isolées, uniformément réparties sur la surface du rotor et court-circuitées par deux anneaux, ce qui permet d'éliminer les courants inter-barres et leurs effets ;
- entrefer uniforme ;
- saturation négligeable ;
- circuit magnétique linéaire ;
- les pertes par courants de Foucault, le frottement (friction) et l'effet de peau sont négligées.

La cage d'écureuil de la machine se compose de n encoches rotoriques (nombre de barres rotoriques) qui peuvent se décomposer en $n+1$ circuits électriques rotoriques indépendants (Figure III.8). À chacun de ces circuits (boucles) on associe un courant, ce qui amène à calculer $n+1$ courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit [70].

Le nombre d'équations différentielles obtenues est égal au nombre de barres plus un (tenant compte de l'un des deux anneaux).

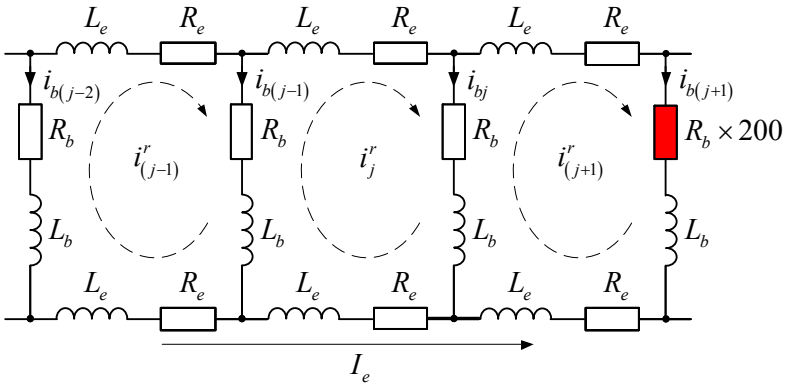


Figure III.8 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil en présence d'une barre cassée

L'équation électrique de la boucle du rotor j $(1 < j \le n)$ nous donne :

$$R_e i^r_j + R_{bj} i_{bj} + R_e\left(i_{bj} - i_e\right) - R_{b(j-1)} i_{b(j-1)} + \frac{d\Phi^r_j}{dt} = 0 \tag{III.31}$$

où i_{rj} est le courant qui traverse la boucle j, i_e est le courant que parcourut l'anneau et i_{bj} est le courant qui traverse la barre j du rotor à cage :

$$i_{bj} = i^r_j - i^r_{(j+1)} \tag{III.32}$$

Le modèle mathématique du moteur asynchrone à cage d'écureuil peut s'écrire :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}\left([L][I]\right) \tag{III.33}$$

où $[V]$ représente la matrice globale de tension, donnée par la relation :

$$[V] = \left[\begin{bmatrix} V^s \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V^r \end{bmatrix}\right]^T \Leftrightarrow \begin{cases} \begin{bmatrix} V^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^s_1 & v^s_2 & v^s_3 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{1\times(n+1)} \end{cases} \tag{III.34}$$

$[I]$ est la matrice globale de courant :

$$[I] = \left[\begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix}\right]^T \Leftrightarrow \begin{cases} \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i^s_1 & i^s_2 & i^s_3 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{b1} & i_{b2} & i_{b3} & \cdots & i_{bn} & i_e \end{bmatrix} \end{cases} \tag{III.35}$$

$[R]$ est la matrice globale de résistance :

$$[R] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} R^s \end{bmatrix} & [0]_{3\times(n+1)} \\ [0]_{(n+1)\times 3} & \begin{bmatrix} R^r \end{bmatrix} \end{bmatrix} \tag{III.36}$$

avec $\begin{bmatrix} R^s \end{bmatrix}$ – la matrice de résistance du stator donnée par :

$$\left[R^s\right]=\begin{bmatrix} R_1^s & 0 & 0 \\ 0 & R_2^s & 0 \\ 0 & 0 & R_3^s \end{bmatrix} \tag{III.37}$$

où R_1^s ($R_1^s = R_2^s = R_3^s$) représente la résistance de phase d'un enroulement statorique.

La matrice $\left[R_r\right]$ est symétrique de type $n+1$ par $n+1$, où R_e est la résistance d'anneau et R_b – la résistance d'une barre rotorique :

$$\left[R^r\right]=\begin{bmatrix} R_{rr} & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_{rr} & -R_b & \cdots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_{rr} & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b & R_{rr} & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \cdots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix} \tag{III.38}$$

La matrice globale d'inductance peut-être présentée par :

$$\left[L\right]=\begin{bmatrix} \left[L^s\right] & \left[M^{sr}\right] \\ \left[M^{rs}\right] & \left[L^r\right] \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

La matrice d'inductance de stator $\left[L^s\right]$ est symétrique avec les éléments constants. Son expression est :

$$\left[L^s\right]=\begin{bmatrix} L_1^s & M^s & M^s \\ M^s & L_2^s & M^s \\ M^s & M^s & L_3^s \end{bmatrix} \tag{III.40}$$

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est calculée par :

$$M^s = L_m^s \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \tag{III.41}$$

L'inductance de magnétisation d'une boucle statorique (pour chaque bobine du stator) :

$$L_m^s = \frac{4\mu_0 \left(n^s\right)^2 r_e l}{l_{em}\pi p^2} \tag{III.42}$$

où l est la longueur du rotor et l_{em} – la longueur moyenne de l'entrefer.

L'inductance totale de la bobine du stator est la somme de l'inductance magnétisante L_m^s et l'inductance de fuite L_f^s. Cependant, on peut écrire pour un enroulement statorique symétrique :

$$L_1^s = L_2^s = L_3^s = L_m^s + L_f^s \tag{III.43}$$

L'inductance magnétisante d'une boucle rotorique :

$$L_m^r = \frac{2\pi\mu_0 (n-1) r_e l}{l_{em} n^2} \tag{III.44}$$

La matrice d'inductance de boucles rotoriques :

$$\left[L^r\right]=\begin{bmatrix} L_{rr} & M^{rr}-L_b & M^{rr} & \cdots & M^{rr} & M^{rr}-L_b & -L_e \\ M^{rr}-L_b & L_{rr} & M^{rr}-L_b & \cdots & M^{rr} & M^{rr} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M^{rr} & M^{rr} & M^{rr} & \cdots & L^{rr} & M^{rr}-L_b & -L_e \\ M^{rr}-L_b & M^{rr} & M^{rr} & \cdots & M^{rr}-L_b & L_{rr} & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad \text{(III.45)}$$

où $L_{rr}=L_m^r+2(L_b+L_e)$ avec l'inductance de fuite de barre rotorique L_b, L_e – l'inductance de fuite d'anneau du rotor et l'inductance mutuelle entre deux boucles rotoriques M^{rr} :

$$M^{rr}=-\frac{2\pi\mu_0 r_e l}{l_{em}n^2} \quad \text{(III.46)}$$

L'inductance mutuelle M^{sr} est une matrice $3\times n$ composée des inductances mutuelles entre les bobines du stator et des boucles rotoriques :

$$\left[M^{sr}\right]=\begin{bmatrix} M_{1,1}^{sr} & M_{1,2}^{sr} & \cdots & M_{1,n}^{sr} \\ M_{2,1}^{sr} & M_{2,2}^{sr} & \cdots & M_{2,n}^{sr} \\ M_{3,1}^{sr} & M_{3,2}^{sr} & \cdots & M_{3,n}^{sr} \end{bmatrix} \quad \text{(III.47)}$$

L'inductance mutuelle entre les boucles rotoriques et les bobines de stator :

$$M^{rs}(n,q)=M_1^{rs}\cdot\cos\left[p\left(\theta+\alpha_r(n-1)-\frac{2\pi(q-1)}{3p}\right)\right] \quad \text{(III.48)}$$

où $M_1^{rs}=\dfrac{4\mu_0 n^s r_e l}{\pi l_{em}p^2}\sin\left(p\dfrac{\alpha_b^r}{2}\right)$; $\alpha_b^r=\dfrac{2\pi}{n}$; $q=1,2,3$.

$$\left[M^{sr}\right]=\left[M^{rs}\right]^T \quad \text{(III.49)}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{tot}=\frac{1}{2}[I]^T\frac{d[L]}{d\theta}[I] \quad \text{(III.50)}$$

La méthode d'intégration d'Euler est utilisée pour résoudre le système d'équations différentielles (III.33).

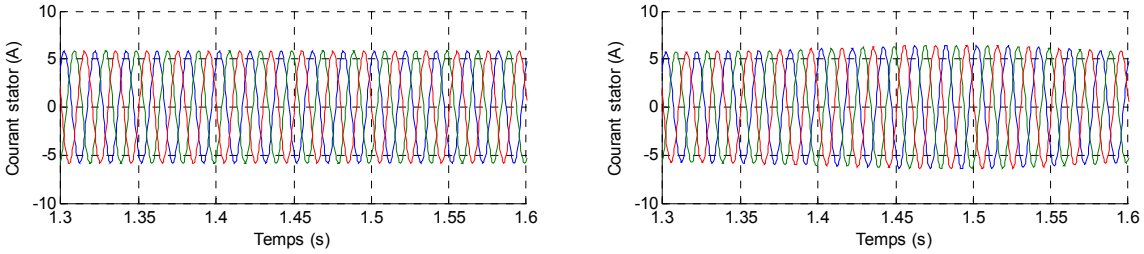
Selon les événements simulés, la rupture de la barre est modélisée par une forte augmentation de la résistance de cette barre à une valeur de 200 fois de la résistance de la barre saine (entière).

I-2.4 Résultats analytiques

Les résultats analytiques sont obtenus en utilisant le programme MATLAB®. Selon les événements simulés, la cassure de barre est introduite par une forte augmentation de la résistance de barre $(R_b\times 200)$.

La machine utilisée pour cette étude est un moteur triphasé à cage d'écureuil avec 4 pôles, $4\,\text{kW}/50\text{Hz}$, $220/380\,\text{V}$, $J=0.0131\,\text{kg}\cdot\text{m}^2$. La machine est constituée de 28 barres rotoriques et 48 encoches statoriques. La simulation est faite à une tension d'alimentation de $380\,\text{V}$ (couplage étoile) et un couple de charge constant $C_r=14.2\,\text{N}\cdot\text{m}$.

Les formes d'ondes qui concernent les courants dans les trois phases du stator, obtenues pour la machine saine et défectueuse sont présentées sur la Figure III.9.

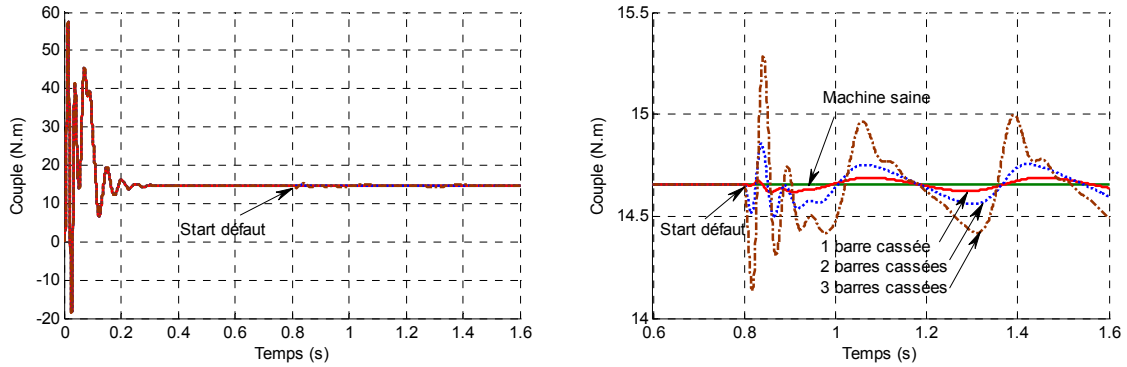


(a) (b)

Figure III.9 : Courants des phases statoriques : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse 3BC

Nous constatons que les courants de phases pour la machine saine sont symétriques (Figure III.9(a)), mais pour la machine avec trois barres cassées ces courants ne sont plus équilibrés (Figure III.9(b)).

La Figure III.10 montre le couple électromagnétique d'une machine saine et d'une machine avec barres rotoriques cassées (le défaut est simulé à partir de $t = 0.8$ s).

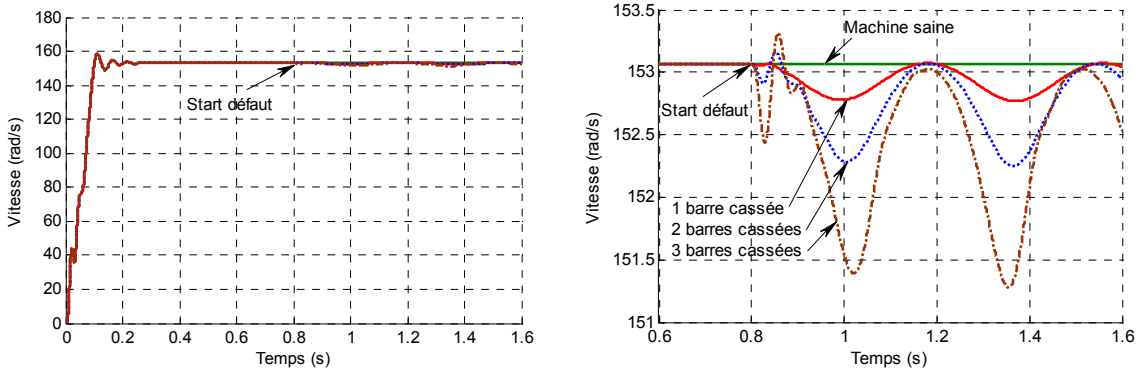


(a) (b) zoom

Figure III.10 : Couple électromagnétique pour la machine saine et défectueuse (avec barres cassées)

Les résultats présentés dans la Figure III.10(b) montrent les oscillations de couple qui augmentent avec le nombre de barres cassées. Le glissement pour le fonctionnement de la machine saine est 2.5 %, mais dans les conditions défectueuses avec la même charge, le glissement augmente légèrement conduisant à l'oscillation de couple légèrement supérieur à celui de 2.5 Hz.

La Figure III.11 montre la vitesse du rotor d'une machine saine et d'une machine avec 1, 2 et 3 barres rotoriques cassées (le défaut est simulé à partir de $t = 0.8$ s).

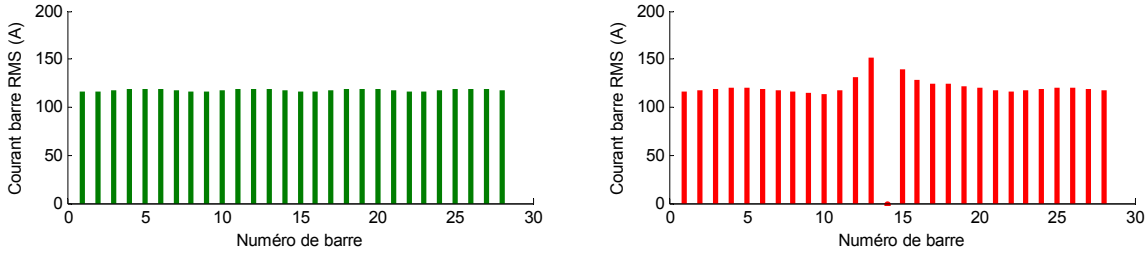


(a) (b) zoom

Figure III.11 : Vitesse rotorique pour une machine saine et défectueuse (avec barres cassées)

D'après les résultats obtenus pour la vitesse rotorique, on remarque une faible variation de vitesse à la fréquence $2gf$ qui augmente avec le nombre de barres cassées. Notons que la difficulté pratique sera la mesure directe de cette variation en particulier dans le cas d'une barre cassée $\left(\Delta\Omega_r < 0.5 \text{ rad/s}\right)$.

La Figure III.12 montre la distribution du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques selon l'état de la machine. La barre cassée a été choisie comme le quatorzième.



(a) (b)

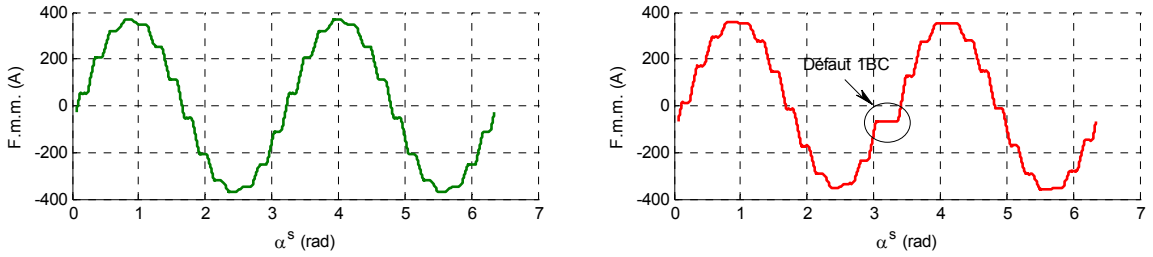
Figure III.12 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres du rotor : (a) saine ; (b) avec une barre cassée.

Si la machine est saine, la distribution du courant dans chaque barre est uniforme. Dans ce cas, lorsque le rotor est sain, la valeur efficace du courant est approximative la même dans chaque barre.

Lorsqu'une barre est cassée, on constate que l'amplitude du courant des barres adjacentes augmente significativement par rapport au courant de la machine saine. Ces courants importants impliquent des contraintes supplémentaires sur les barres adjacentes, propageant potentiellement le défaut [78]. La nouvelle répartition des courants rotoriques lorsqu'une barre est cassée (ou plusieurs) va engendrer de nouvelles composantes d'induction, comparativement à celles existantes pour la machine saine.

La dissymétrie engendrée par un défaut de barre cassée se traduit également par la présence de nouvelles composantes de force magnétomotrice qui apparaissent dans l'entrefer. Une analyse harmonique permet de mettre en évidence ce phénomène de manière plus explicite.

Une répartition d'onde de la f.m.m. le long de l'entrefer pour le rotor sain et rotor défectueux est représentée sur la Figure III.13.

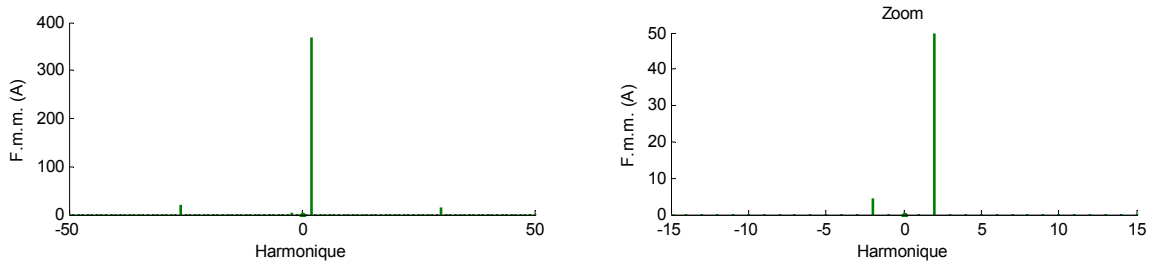


(a) (b)

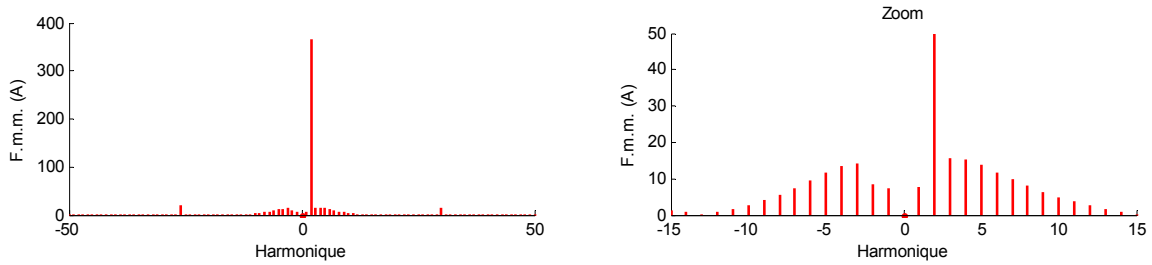
Figure III.13 : Distribution de la force magnétomotrice le long de l'entrefer pour la machine asynchrone : (a) machine saine ; (b) machine avec la 14^{e} barre casée.

Dans le premier cas, où le rotor est sain, la f.m.m. tend à évoluer de façon sinusoïdale le long de l'entrefer. Lorsqu'une barre est cassée, on constate qu'une dissymétrie apparaît.

La Figure III.14 présente les cent harmoniques d'espace (en valeur absolue), obtenus à partir d'une décomposition en série de Fourier des formes d'onde de la f.m.m. de la machine saine, d'une part, et de la machine défectueuse(14e barre cassée), d'autre part.



(a)



(b)

Figure III.14 : Répartition des harmoniques d'espace de la f.m.m. d'entrefer : (a) machine saine ; (b) barre cassée.

L'amplitude des harmoniques d'espace supplémentaire en présence d'un défaut est relativement faible contrairement au défaut statorique. En effet, les courants au rotor tendent à corriger le défaut de sorte que l'onde d'induction rotorique se rapproche le plus possible de l'onde d'induction statorique. On voit toutefois apparaître des composantes d'induction à 2 pôles. Bien que d'amplitude faible, ces composantes seront faiblement atténuées et se retrouvant dans le champ radial à l'extérieur de la machine où ils présenteraient une amplitude non négligeable vis-à-vis du fondamental particulièrement pour les machines à nombre de pôles important.

Chapitre II Analyse éléments finis de défauts au rotor

Dans la modélisation simplifiée du champ radial (induction d'entrefer), certaines hypothèses ont été formulées comme la linéarité. La prise en compte de la variation de vitesse est considérée à part, étant un effet de la barre cassée qui va agir sur les fréquences caractéristiques de l'excentricité.

La méthode de simulation par les éléments finis permet d'effectuer une modélisation globale qui prend en compte les effets combinés des différents phénomènes dans les domaines mécanique, magnétique et électrique. De plus les non-linéarités peuvent être introduites dans le modèle.

L'inconvénient de la méthode réside dans temps de calcul important, surtout si on veut une bonne résolution fréquentielle, ce qui est le cas quand on s'intéresse à la gamme des très basses fréquences. De plus, on a des informations sur le champ extérieur radial uniquement, puisqu'on ne modélise pas les effets d'extrémité. La simulation donne un résultat global qui ne permet pas d'apprécier l'origine des phénomènes, à moins de faire plusieurs simulations relatives à différentes configurations. La méthode permet toutefois de mieux quantifier les phénomènes et de considérer un cas particulier pour lequel on aura des résultats proches de la réalité.

Dans ce chapitre, on étudiera 3 types de machines asynchrone de 2 pôles (MA1), 4 pôles (MA2)et 8 pôles (MA3). On se limitera toutefois à simuler une excentricité statique. Le type de simulation est le même que celui de la partie II sur l'étude des courts-circuits entre spires : magnétique transitoire, avec prise en compte du mouvement et couplage circuit.

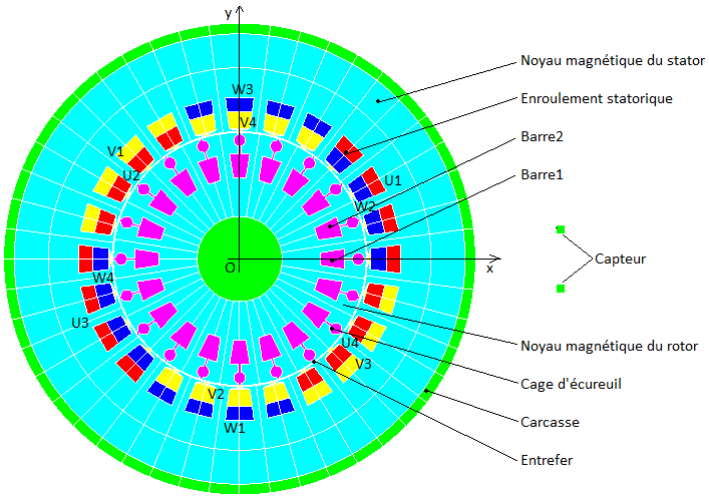
L'intérêt de l'étude réside dans l'analyse de l'influence des défauts sur le champ magnétique de dispersion et sur certaines caractéristiques de fonctionnement telles que la variation de vitesse, les forces radiales sur le rotor et la distribution des courants dans les barres rotoriques.

II-1 Géométrie et maillage, description physique, couplage circuit

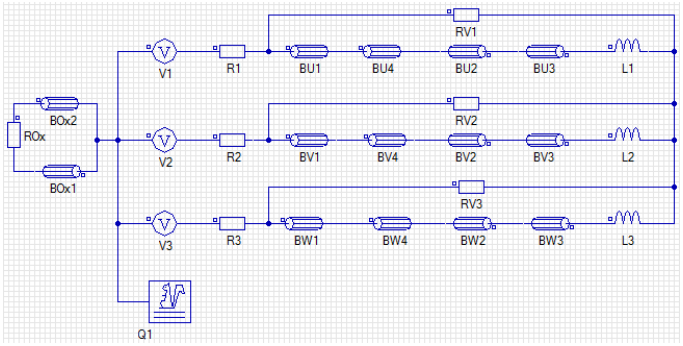
II-1.1 Machine asynchrone (MA1) de 2 pôles 7.5 kW, 2898 tr/min

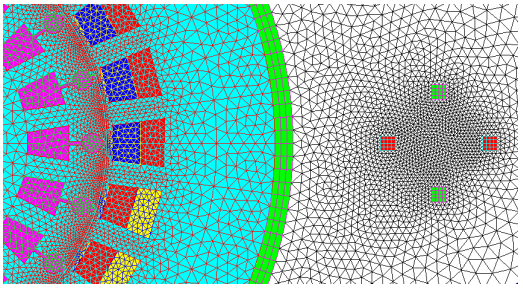
Le modèle 2D, la géométrie, le circuit électrique et le maillage de la machine MA1 étudiée sont présentées dans la Figure III.15. Ce modèle correspond à une machine à cage d'écureuil de 7.5 kW, $3\times 380\ \mathrm{V}$, $50\ \mathrm{Hz}$, $2898\ \mathrm{tr/min}$ et 2 pôles. Le domaine de calcul 2D, infiniment étendue, contient les noyaux magnétiques du stator et du rotor (régions magnétiques et non-conducteur), 24 encoches statoriques (régions non conducteur, non magnétique), 20 barres rotoriques (en aluminium avec la résistivité électrique de $0.048\cdot 10^{-6}\ \Omega\cdot\mathrm{m}$), l'entrefer de 0,5 mm d'épaisseur, les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques et le rotor, l'arbre et la carcasse du moteur (acier) de 5 mm d'épaisseur.

La simulation d'une barre cassée est réalisée par l'augmentation de la résistivité électrique de la barre étudiée, donc en imposant une valeur de $0.048\,\Omega\cdot\mathrm{m}$. Dans le modèle on impose également le moment d'inertie – $J = 0.034\ \mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2$ et le couple résistant (charge nominale) – $C_r = 24.73\ \mathrm{N}\cdot\mathrm{m}$.



(a)





(b) (c)

Figure III.15 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA1 2 pôles 7.5 kW : (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.

Un capteur de type bobiné, destiné pour la mesure de la tension induite Ec (composante Ox), est constitué de 1200 spires. Ce capteur est positionné à une distance de 151 mm du centre de la machine.

Pour la résolution du problème magnétique transitoire, on considère le pas de temps de 1 ms. Le fonctionnement en régime permanent du moteur est atteint après environ 0.4 s, de sorte que l'intervalle de temps (0.8... 2) s est considéré pour l'analyse des résultats.

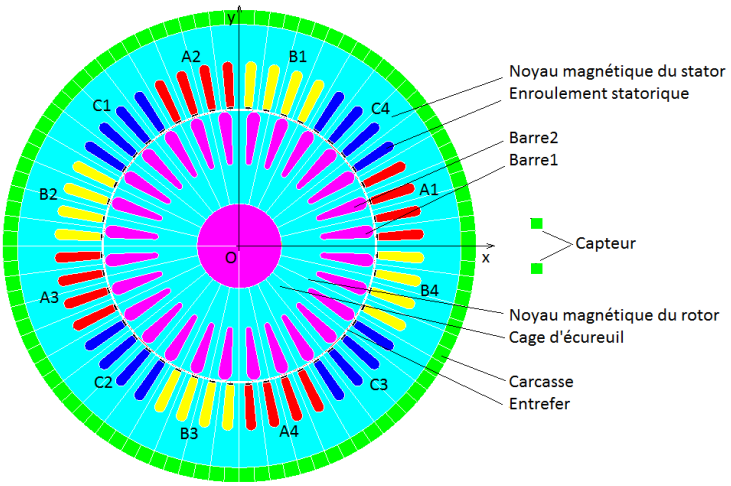
La longueur de la machine est de 125 mm (profondeur de domaine). Le glissement est de 3%.

II-1.2 Machine asynchrone (MA2) de 4 pôles 4 kW, 1425 tr/min

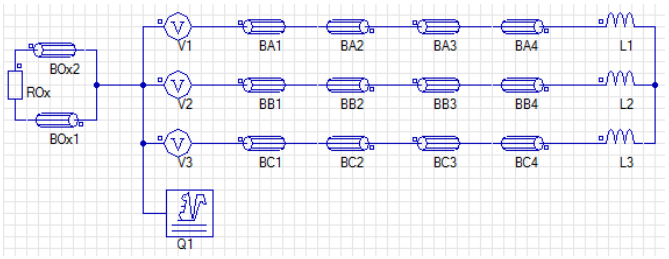
La géométrie, le circuit électrique et le maillage de la machine MA2 étudiée sont présentés en Figure III.16. Ce modèle correspond à une machine à cage d'écureuil de 4 kW, $3\times380\,\mathrm{V}$, $50\,\mathrm{Hz}$, 1425 tr/min et 4 pôles. C'est la même machine que celle étudiée dans la partie théorique (voir paragraphe I-2.4, parti III). La machine comprend 48 encoches statoriques (régions non magnétique), 28 barres rotoriques (en aluminium avec la résistivité électrique de $0.048\cdot10^{-6}\ \Omega\cdot\mathrm{m}$), l'entrefer de 0,5 mm d'épaisseur, les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques. L'arbre et la carcasse du moteur sont d'acier, et la carcasse est de 5 mm d'épaisseur.

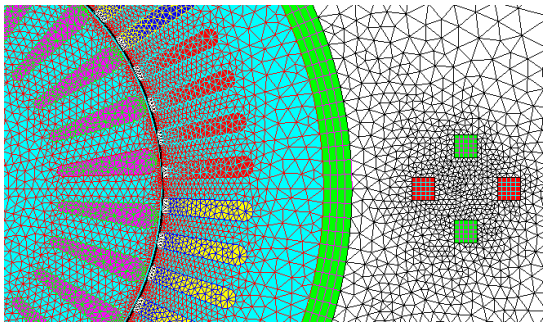
Le modèle contient également un capteur de type bobiné, constitué de 1200 spires, qui est destiné pour la mesure de la tension induite Ec (composantes Ox). Le centre de capteur est situé à une distance de 98.5 mm du centre de la machine.

Dans le modèle considéré, on impose le moment d'inertie – $J = 0.0131\,\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2$ et le couple résistant (charge nominale) – $C_r = 26.5\,\mathrm{N}\cdot\mathrm{m}$. La simulation de la barre cassée est réalisée par l'augmentation de la résistivité électrique de celle-ci, $(0.048\,\Omega\cdot\mathrm{m})$.



(a)





(b) (c)

Figure III.16 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA2 4 pôles 4 kW : (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.

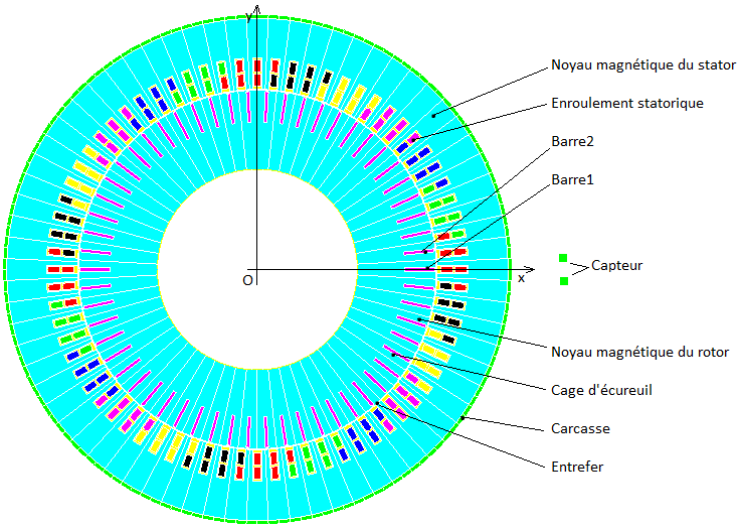
La longueur de la machine est de 146 mm (profondeur de domaine). Le glissement est de 5%. Le pas de temps de 1 ms est choisi pour la résolution du problème magnétique transitoire. Le fonctionnement en régime permanent du moteur est atteint après environ 0.3 s, de sorte que l'intervalle de temps (0.6... 1.4) s est considéré pour l'analyse des résultats.

II-1.3 Machine asynchrone (MA3) de 8 pôles, 500kW, 743 tr/min

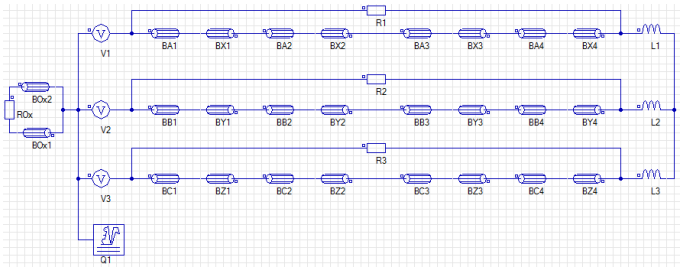
Le modèle 2D de la machine MA3 (Figure III.17) est composé de la géométrie, le circuit électrique et le maillage. La machine étudiée est une grosse machine asynchrone de de 500 kW, $3\times 6000\,\mathrm{V}$, $50\,\mathrm{Hz}$, 8 pôles avec la vitesse nominale de 743 tr/min. Le stator contient 72 encoches statoriques (régions non conductrices, non magnétiques) et le rotor contient 58 barres rotoriques (en cuivre de résistivité électrique de $0.0296\cdot 10^{-6}\ \Omega\cdot\mathrm{m}$) avec la section transversale de $6.2\times 60.2\,\mathrm{mm}$, les régions de type conducteur massif pour les encoches rotoriques. L'entrefer est de 0,6 mm d'épaisseur. L'arbre de la machine est considéré comme une région en dehors du calcul. La carcasse du moteur est d'acier de 16 mm d'épaisseur.

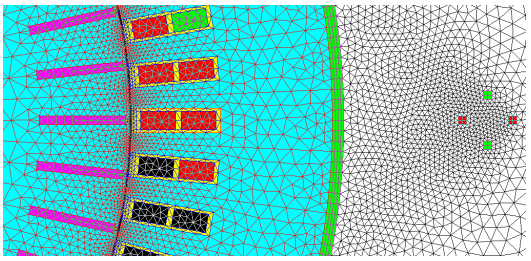
Le modèle contient un capteur bobiné de 1200 spires, destiné pour la mesure de la tension induite Ec (composantes Ox). Le centre de capteur est situé à une distance de 603 mm du centre de la machine.

Dans le modèle on impose le moment d'inertie – $J = 600\,\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2$ et le couple résistant (charge nominale) – $C_r = 6500\,\mathrm{N}\cdot\mathrm{m}$. La simulation de la barre cassée est réalisée par l'augmentation de la résistivité électrique de celle-ci $\left(0.0296\,\Omega\cdot\mathrm{m}\right)$.



(a)





(b) (c)

Figure III.17 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA3 8 pôles 500 kW: (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.

La longueur de la machine est de 526 mm (profondeur de domaine). On une charge qui induit un glissement de 1%. Comme a été fait pour les autres modèles, des machines à 2 et 4 pôles, un pas de temps de 1 ms est choisi pour la résolution du problème magnétique transitoire (le temps de simulation 4 s). Le fonctionnement en régime permanent du moteur est atteint après environ 1.2 s, de sorte que l'intervalle de temps (1.8... 4) s est considéré pour l'analyse des résultats.

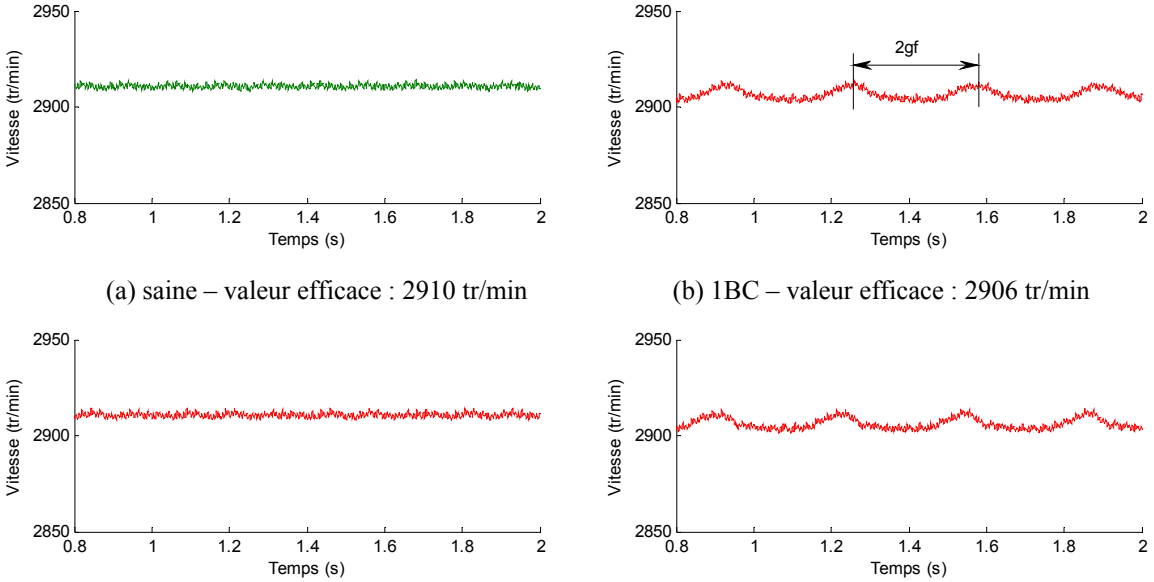
II-2 Interprétation et exploitation des résultats

II-2.1 Vitesse de rotation

La variation de la vitesse de rotation intervient dans la modification du spectre en très basse fréquence. Il peut être intéressant d'analyser cette variation de vitesse dans l'étude éléments finis.

II-2.1.1 MA1 – 2 pôles

La Figure III.18 montre la variation de la vitesse du rotor selon les quatre états de fonctionnement de la machine MA1. Pour chaque état de la machine sont indiquées les valeurs moyennes de vitesse.



(a) saine – valeur efficace : 2910 tr/min

(b) 1BC – valeur efficace : 2906 tr/min

(c) 0.2mm exc– valeur efficace : 2910 tr/min

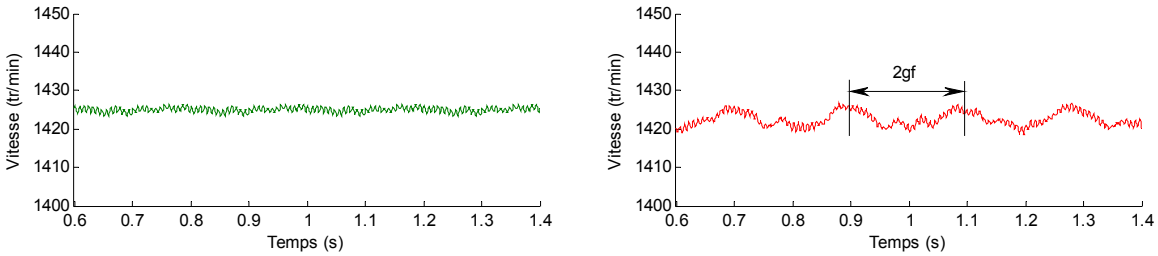
(d) 1BC+0.2mm exc– valeur efficace : 2906 tr/min

Figure III.18 : Vitesse angulaire – machine MA1 saine et défectueuse

Comme il a été mentionné dans la partie théorique, on peut observer que le défaut génère des oscillations de vitesse. Ces variations dues aux fluctuations de couple sont de faible fréquence. On retrouve bien une période correspondant à la fréquence $2gf$. Aussi, on peut constater que ces oscillations sont beaucoup plus influencées par la barre cassée (Figure III.18 (b)). Elles sont quasiment inexistantes dans le cas du défaut d'excentricité.

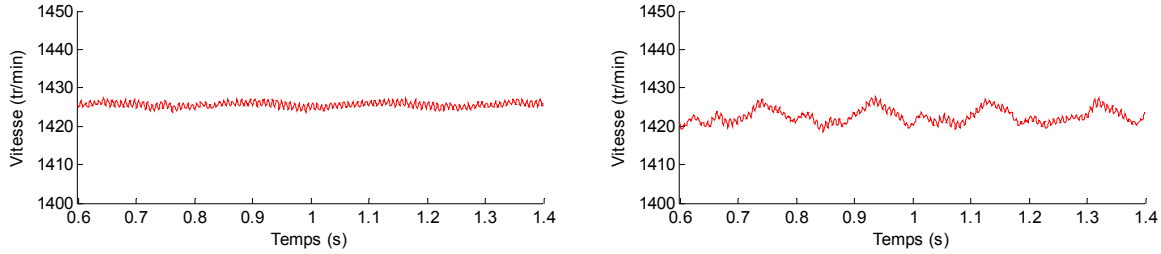
II-2.1.2 MA2 – 4 pôles

Les résultats obtenus pour la vitesse de rotation selon l'état de fonctionnement de la machine MA2 sont présentés sur la Figure III.19. Les valeurs moyennes de la vitesse sont présentées sous chaque figure.



(a) saine – valeur efficace: 1425 tr/min

(b) 1BC – valeur efficace: 1422 tr/min



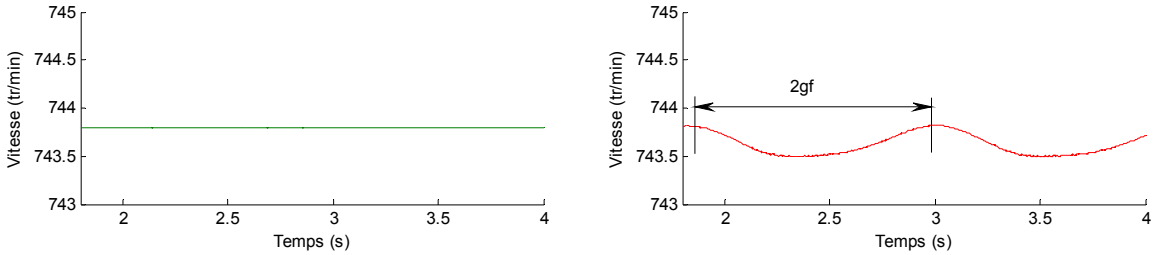
(c) 0.2mm exc – valeur efficace: 1425 tr/min (d) 1BC+0.2mm exc – valeur efficace: 1422 tr/min

Figure III.19 : Vitesse angulaire – machine MA2 saine et défectueuse

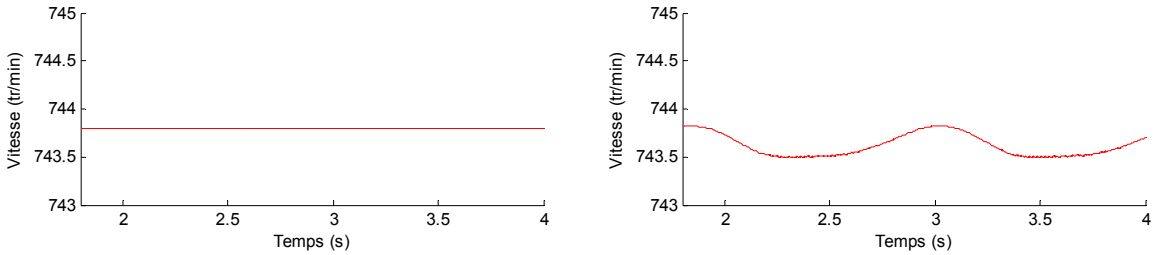
On peut observer que l'excentricité n'apporte pas d'oscillations de vitesse significative.

II-2.1.3 MA3 – 8 pôles

Les résultats obtenus pour la vitesse de rotation selon l'état de fonctionnement de la machine MA3 sont présentés sur la Figure III.20.



(a) saine – valeur efficace: 743.7 tr/min (b) 1BC – valeur efficace: 743.6 tr/min



(c) 0.2mm ecc – valeur efficace: 743.7 tr/min (d) 1BC+0.2mm ecc – valeur efficace: 743.6 tr/min

Figure III.20 : Vitesse angulaire – machine MA3 saine et défectueuse

Comme on a déjà remarqué auparavant, on observe également que le défaut crée des oscillations de vitesse et ces oscillations deviennent plus importantes avec la sévérité du défaut.

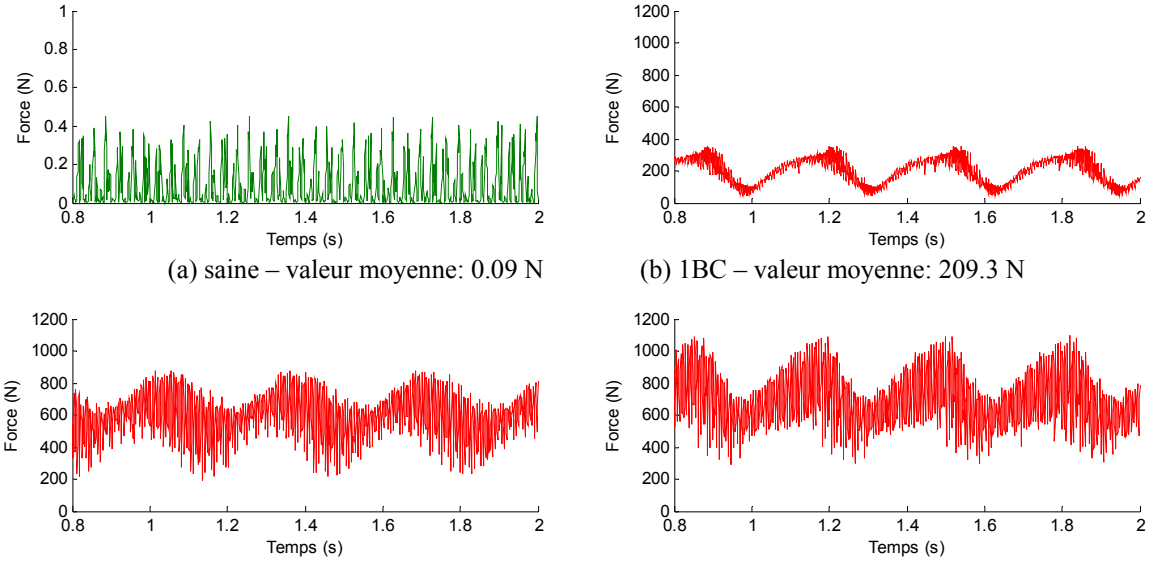
Dans le cas 3 machines MA1, MA2, MA3, on constate une faible variation de vitesse due aux fluctuations du couple, provoquée par le défaut de barre cassée.

II-2.2 Force électromagnétique

On s'intéressera ici à la force radiale résultante s'appliquant sur le rotor. Dans le cas d'une machine saine, cette résultante est nulle, mais elle peut prendre des valeurs importantes en cas de défaut.

II-2.2.1 MA1 – 2 pôles

Les résultats obtenus pour la force électromagnétique selon l'état de la machine sont présentés sur la Figure III.21.



(a) saine – valeur moyenne: 0.09 N (b) 1BC – valeur moyenne: 209.3 N

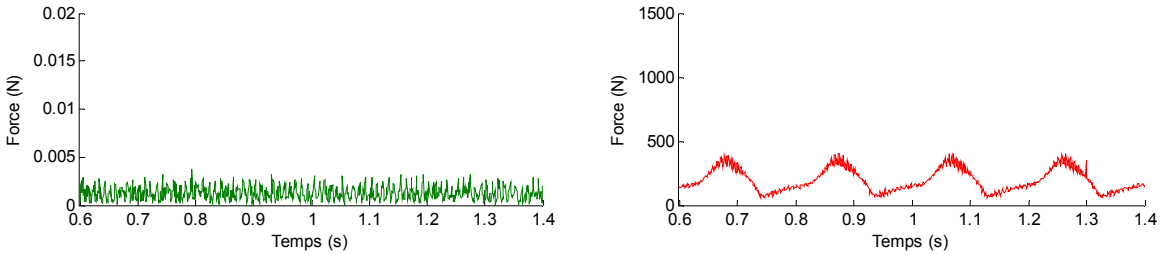
(c) 0.2mm exc – valeur moyenne: 611.9 N (d) 1BC+0.2mm exc – valeur moyenne: 703.4 N

Figure III.21 : Force électromagnétique – machine MA1 saine et défectueuse

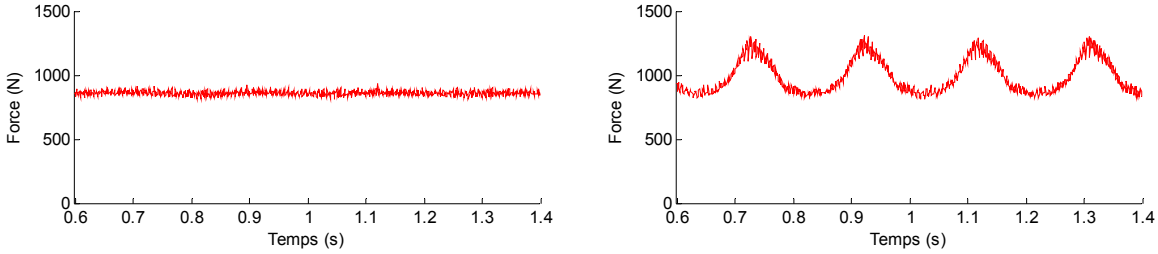
D'après les résultats présentés sur la Figure III.21, on peut remarquer que la force électromagnétique représente un paramètre intéressant à étudier pour le diagnostic de défauts au rotor. Pour une machine saine (Figure III.21(a)), cette force est presque nulle (0.09 N). Lorsqu'il y a une barre cassée, cette force a une valeur 209.3 N (voir Figure III.21(b)). La présence de l'excentricité augmente encore quelques fois la valeur de force (Figure III.21(c)). Si la machine présente la combinaison de ces deux défauts, la valeur de la force électromagnétique croît encore (703.4 N).

II-2.2.2 MA2 – 4 pôles

Les résultats obtenus pour la force électromagnétique entre le rotor et stator selon l'état de santé de la machine sont présentés Figure III.22.



(a) saine – valeur moyenne: 0.01 N (b) 1BC – valeur moyenne: 194.5 N



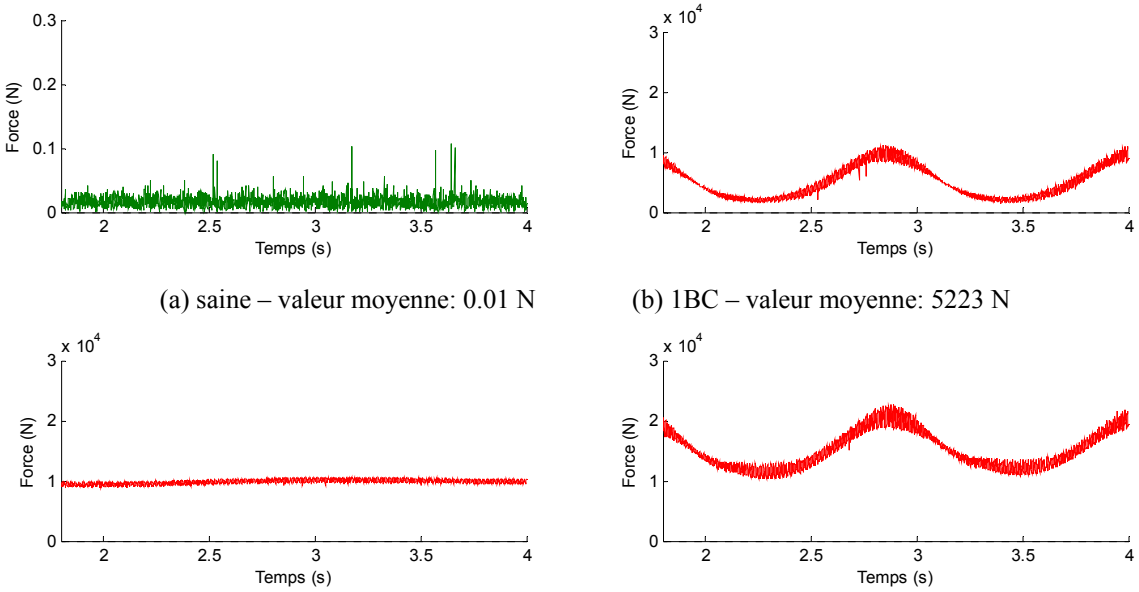
(c) 0.2mm exc – valeur moyenne: 861.1 N (d) 1BC+0.2mm exc – valeur moyenne: 990.9 N

Figure III.22 : Force électromagnétique – machine MA2 saine et défectueuse

D'après les résultats présentés dans la Figure III.22, on peut remarquer que pour une machine saine (Figure III.22 (a)) la force électromagnétique est presque nulle (0.01 N). Si le rotor a une barre cassée, cette force atteint la valeur 194.5 N (voir Figure III.22(b). La présence de l'excentricité augmente encore quelques fois la valeur de cette force (Figure III.22(c)). Si les deux défauts sont présents dans la machine, alors la valeur de la force électromagnétique croît encore (990.9 N) et les oscillations deviennent plus importantes.

II-2.2.3 MA3 – 8 pôles

L'évolution de la force électromagnétique obtenue pour la machine MA3 selon l'état de santé de la machine est présentée sur la Figure III.23.



(a) saine – valeur moyenne: 0.01 N (b) 1BC – valeur moyenne: 5223 N

(c) 0.3mm exc – valeur moyenne: 10281 N (d) 1BC+0.3mm exc – valeur moyenne: 15843 N

Figure III.23 : Force électromagnétique – machine MA3 saine et défectueuse

Si la machine est saine (Figure III.23(a)) la force électromagnétique est presque nulle (0.01 N). Lorsque le rotor a une barre cassée, cette force a une valeur d'ordre 5223 N (voir Figure III.23(b)) et elle présente des oscillations très importantes en comparaison avec la machine saine. La présence de l'excentricité maintient la valeur de force, mais les oscillations sont moins importantes en comparaison avec le défaut de barre cassée (Figure III.23(c)). Si les deux défauts sont présents dans la machine, alors la valeur de la force électromagnétique croît encore (15843 N) et les oscillations deviennent plus importantes (Figure III.23(d)).

Concernant l'évolution de la force électromagnétique entre le stator et rotor, on peut remarquer dans tous les cas, machines MA1-MA3, que cette force devient plus importante avec la sévérité du défaut.

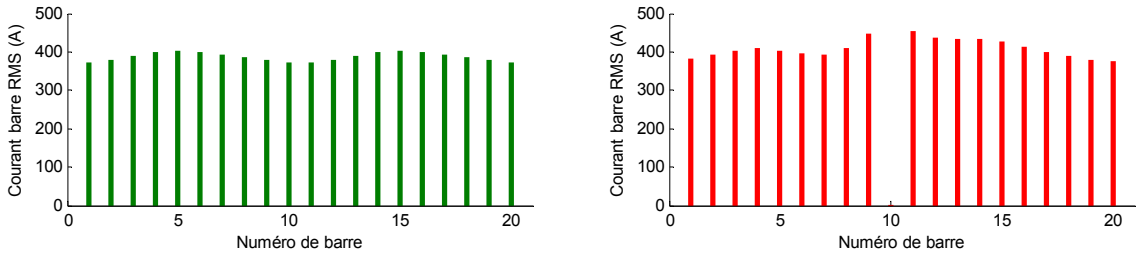
II-2.3 Répartition du courant dans les barres du rotor

Dans ce paragraphe l'analyse de la répartition des courants rotoriques obtenus pour les trois machines étudiées est présentée.

La nouvelle répartition des courants rotoriques lorsqu'une barre est cassée (ou plusieurs) va engendrer de nouvelles composantes d'induction, comparativement à celles existantes pour la machine saine.

II-2.3.1 MA1 – 2 pôles

La Figure III.24 montre la répartition du courant (valeur efficace) dans les barres du rotor selon l'état de santé de la machine. La barre cassée a été choisie comme la dixième.



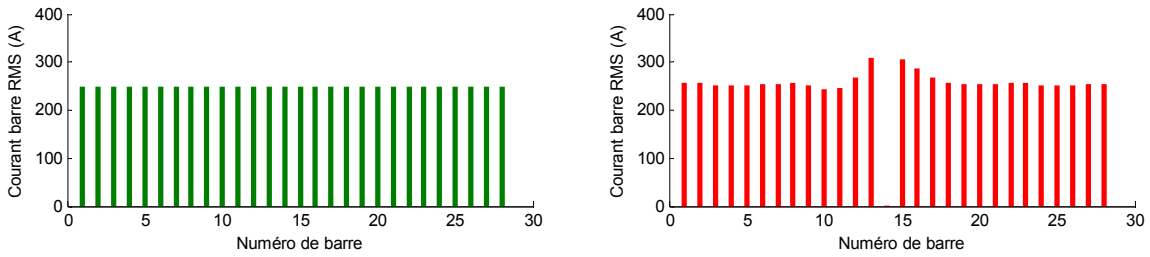
(a) saine (b) 1BC

Figure III.24 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA1 saine et défectueuse

On remarque que pour le rotor sain, la distribution du courant dans chaque barre est uniforme, donc, la valeur efficace du courant est approximative la même dans chaque barre (Figure III.24(a)). Lorsqu'une barre est cassée, on constate que l'amplitude du courant des barres adjacentes augmente et ça change significativement (voir Figure III.24(b)) par rapport à celle de la machine saine.

II-2.3.2 MA2 – 4 pôles

La répartition du courant dans les barres rotoriques selon l'état de santé de la machine est présentée dans la Figure III.25. La barre cassée a été choisie comme la quatorzième.



(a) saine (b) 1BC

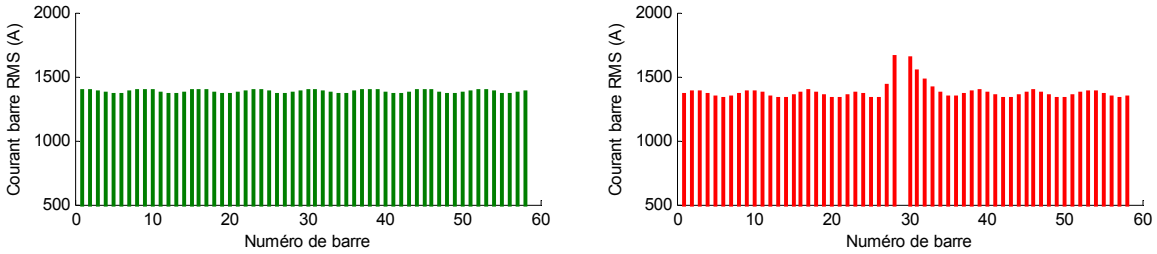
Figure III.25 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA2 saine et défectueuse

Lorsque le rotor est sain, la distribution du courant dans chaque barre est uniforme. Dans ce cas, la valeur efficace du courant est approximative la même dans chaque barre.

Si le rotor a une barre cassée, on constate que l'amplitude du courant des barres adjacentes augmente et ça change significativement par rapport à celle de la machine saine. On peut remarquer aussi que cette répartition du courant confirme à celle présentée dans l'étude analytique (voir paragraphe I-2.4).

II-2.3.3 MA3 – 8 pôles

La Figure III.26 montre la répartition du courant dans les barres du rotor pour la machine saine et machine avec une barre cassée. La barre 29 a été choisie comme barre cassée.



(a) saine (b) 1BC

Figure III.26 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA3 saine et défectueuse

On remarque également pour cette machine que si le rotor est sain, la distribution du courant dans chaque barre est uniforme et la valeur efficace du courant est approximative la même (constant) dans chaque barre.

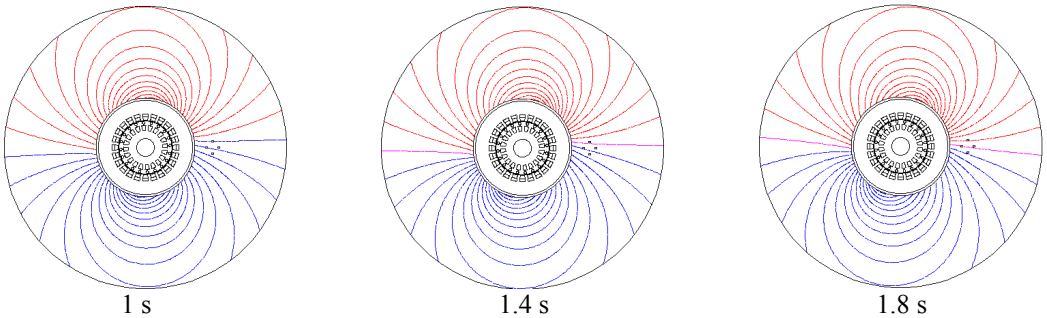
Si le rotor a une barre cassée, on constate que l'amplitude du courant dans les barres adjacentes augmente et ça change significativement par rapport à celle de la machine saine.

Lorsque le rotor a une barre cassée, les amplitudes du courant dans les barres adjacentes sont plus élevées par rapport aux barres. Ce changement est plus évident dans la machine à nombre de pôles élevé.

II-2.4 Lignes du champ magnétique à l'extérieur de la machine

II-2.4.1 MA1 – 2 pôles

Les lignes du champ magnétique (31 lignes) à l'extérieur de la machine sont représentées aux différents pas de temps : 1 s, 1.4 s et 1.8 s, de façon à conserver une rotation du champ rotorique sur la périphérie du rotor. Ces lignes sont présentées sur la Figure III.27 pour les cas suivants : machine saine, machine avec une barre cassée (1BC), machine avec une excentricité de 0.2 mm (0.2 mm exc) et machine qui contient ces deux défauts (1BC+0.2mm exc).



1 s 1.4 s 1.8 s

(a) saine

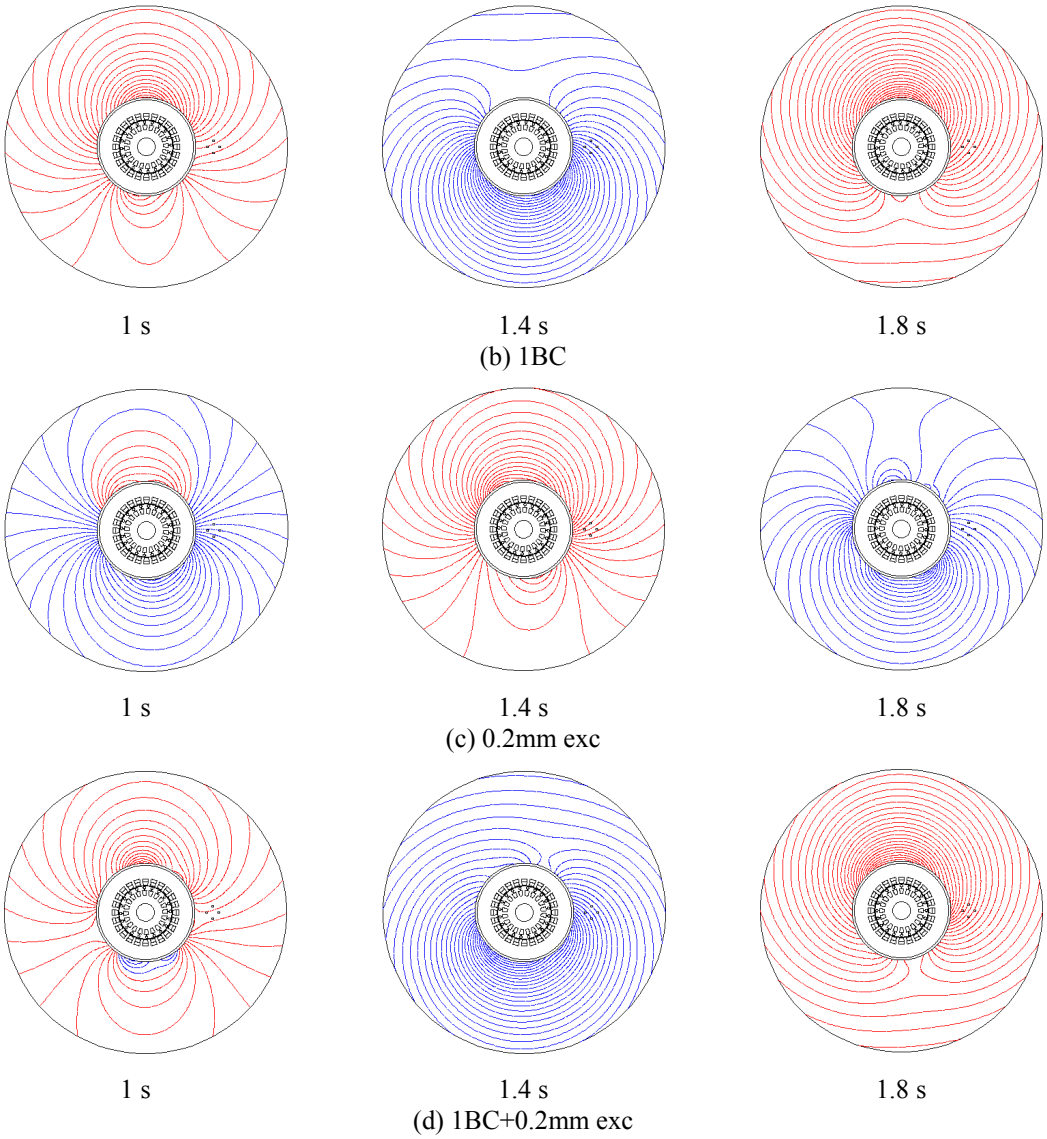


Figure III.27 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA1 saine et défectueuse

Si la machine est saine, on observe que les lignes de champ magnétique qui correspond à 2 pôles et pour les différents pas de temps restent symétriques (voir Figure III.27(a)). Dans le cas d'une barre cassée, ces lignes (Figure III.27(b)) sont très influencées par le défaut et elles sont distribuées d'une façon non uniforme à cause de la dissymétrie des courants rotoriques.

Le défaut d'excentricité perturbe également la symétrie de ces lignes de champ (Figure III.27(c)), mais son influence est moindre par rapport au défaut de barre cassée. On peut donc dire que la modification de champ magnétique est beaucoup plus importante dans le cas de barre cassée en comparaison avec l'excentricité. Il est donc logique que la présence de ces deux défauts (1BC+0.2mm exc) provoque une dissymétrie similaire au défaut de barre casée seule (Figure III.27(d)).

II-2.4.2 MA2 – 4 pôles

Les lignes du champ magnétique (31 lignes) à l'extérieur de la machine aux différents pas de temps – 0.6 s, 1.4 s et 1.8 s sont présentées sur la Figure III.28 pour les cas suivants : machine saine, machine avec une barre cassée (1BC), machine avec une excentricité de 0.2 mm (0.2mm exc) et machine qui contient ces deux défauts (1BC+0.2mm exc).

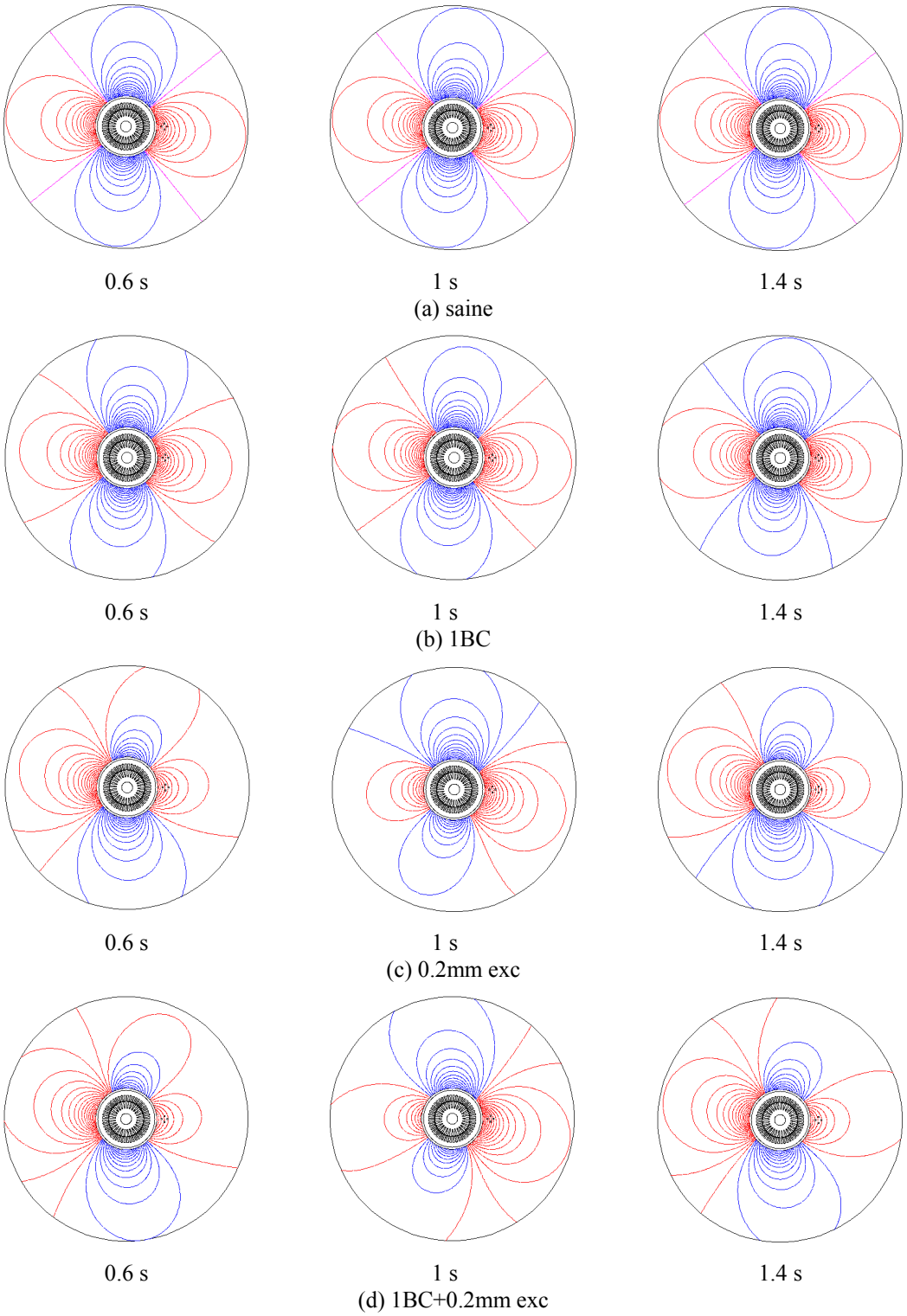


Figure III.28 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA2 saine et défectueuse

On remarque que pour la machine saine, les lignes de champ magnétique qui correspond à 4 pôles aux différents pas de temps restent symétriques (voir Figure III.28(a)). Si la machine présente un défaut de barre cassée, ces lignes (Figure III.28(b)) sont très influencées par le défaut et elles sont distribuées d'une façon non uniforme à cause de la dissymétrie de courants rotoriques.

L'excentricité a une influence similaire au défaut de barre cassée sur la distribution des lignes de champ (Figure III.28(c)). La modification de champ magnétique devient plus importante en présence de ces deux défauts (1BC+0.2mm exc) (Figure III.28(d)).

En comparant les résultats obtenus pour les machines MA1 et MA2, on remarque que les lignes de champ sont forcément perturbées par les défauts.

II-2.4.3 MA3 – 8 pôles

Les lignes du champ magnétique (31 lignes) à l'extérieur de la machine aux différents pas de temps – 2 s, 3 s et 4 s sont présentées sur la Figure III.29 pour les cas suivants : machine saine, machine avec une barre cassée (1BC), machine avec une excentricité de 0.3 mm (0.3 mm exc) et machine qui contient ces deux défauts (1BC+0.3 mm exc).

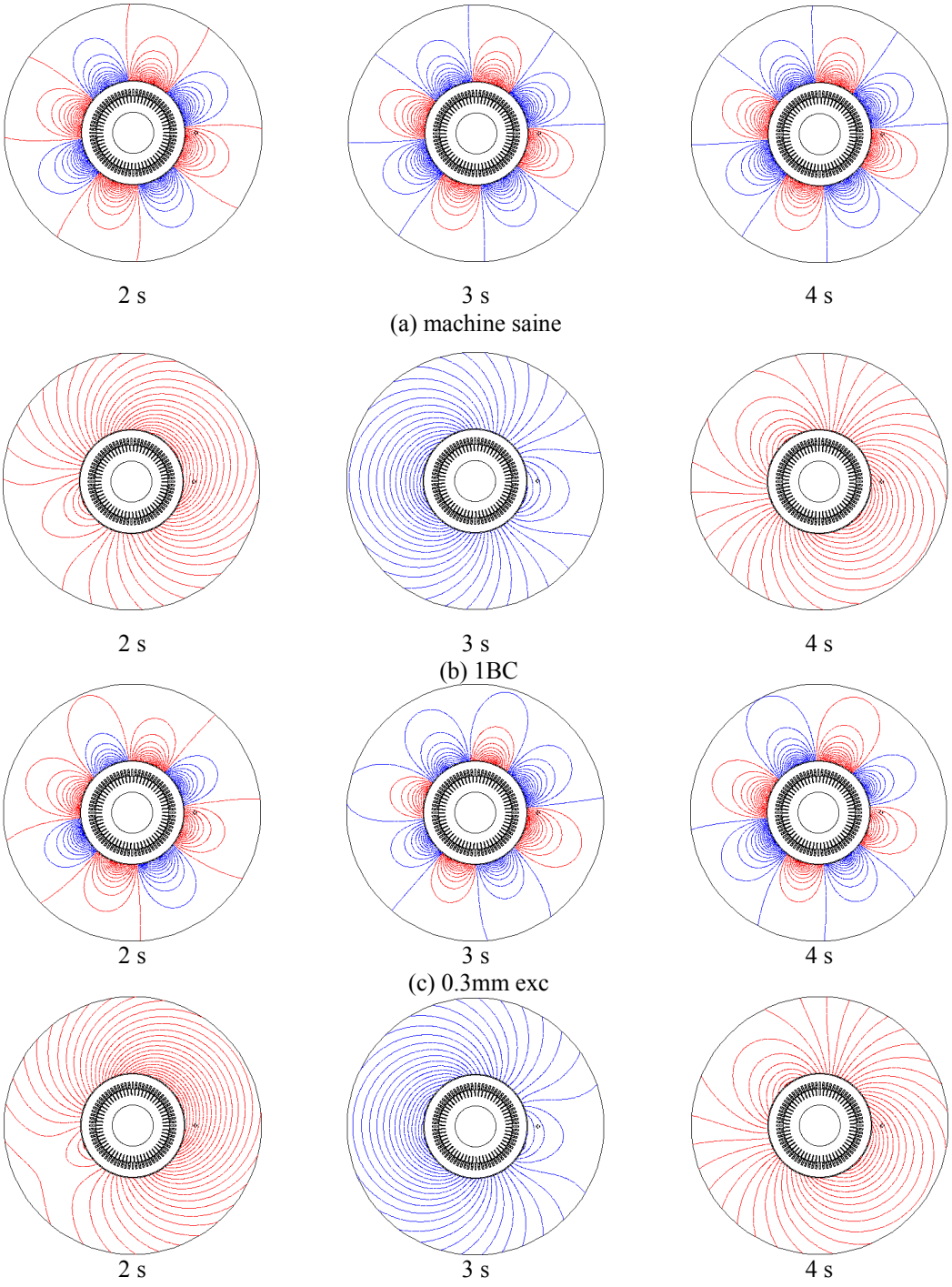


Figure III.29 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA3 saine et défectueuse

Les lignes de champ magnétique correspondant à 8 pôles de la machine saine à diffèrent pas de temps sont toujours symétriques (voir Figure III.29(a)). Lorsque le rotor a une de barre cassée, ces lignes (Figure III.29b)) sont très influencées par le défaut et elles sont distribuées d'une façon non uniforme. On observe une polarité à 2 pôles du champ magnétique à l'extérieur. La présence d'une onde d'induction à 2 pôles avait été montrait dans le chapitre I. bien que d'amplitude plus faible au niveau d'entrefer. Cette onde d'induction est beaucoup moins atténuée que le fondamental à 8 pôles, et devient prépondérante à l'extérieur.

L'influence du défaut d'excentricité est moins importante sur la modification des lignes de champ (voir Figure III.29(c)). La présence de ces deux défauts (1BC+0.3mm exc) montre une modification considérable sur les lignes de champ (Figure III.29(d)).

Si on conclut l'interprétation de résultats obtenus pour les machines MA1, MA2 et MA2, on remarque que les lignes de champ sont forcément perturbées par les deux défauts. Pour toutes les machines, la perturbation est plus importante quand il y a la présence de combinaison de ces défauts. Dans les autres cas, on remarque que le défaut d'excentricité a une influence importante par rapport au défaut de barre cassée dans les machines à 2 et 4 pôles. Par contre, pour la machine à 8 pôles la déformation de lignes de champ est beaucoup plus influencée par la barre cassée.

II-2.5 Tension induite (flux de dispersion)

Comme l'objectif de ce travail est l'analyse du champ magnétique de dispersion, notre étude rend compte l'analyse des spectres de tension induite Ec délivrée par le capteur bobiné. Pour l'étude, nous prendrons en considération que la composante Ox, les résultats étant similaires pour la composante Oy, avec toutefois des amplitudes légèrement différentes. On s'intéressera aux composantes très basses fréquences, pour lesquelles l'étude analytique a montré une sensibilité aux défauts d'excentricité et de barres cassées.

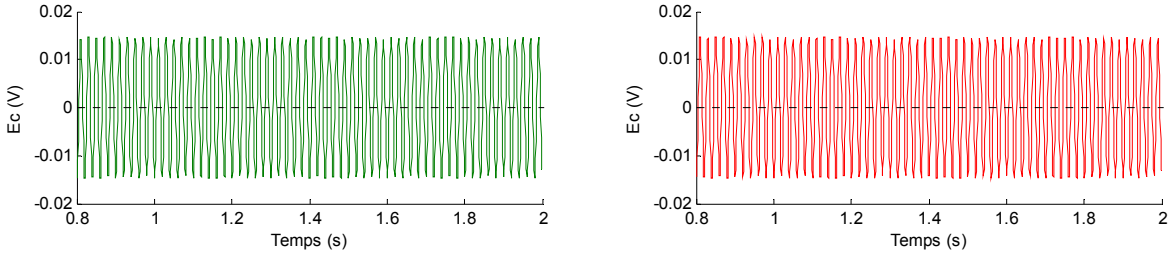
II-2.5.1 MA1 – 2 pôles

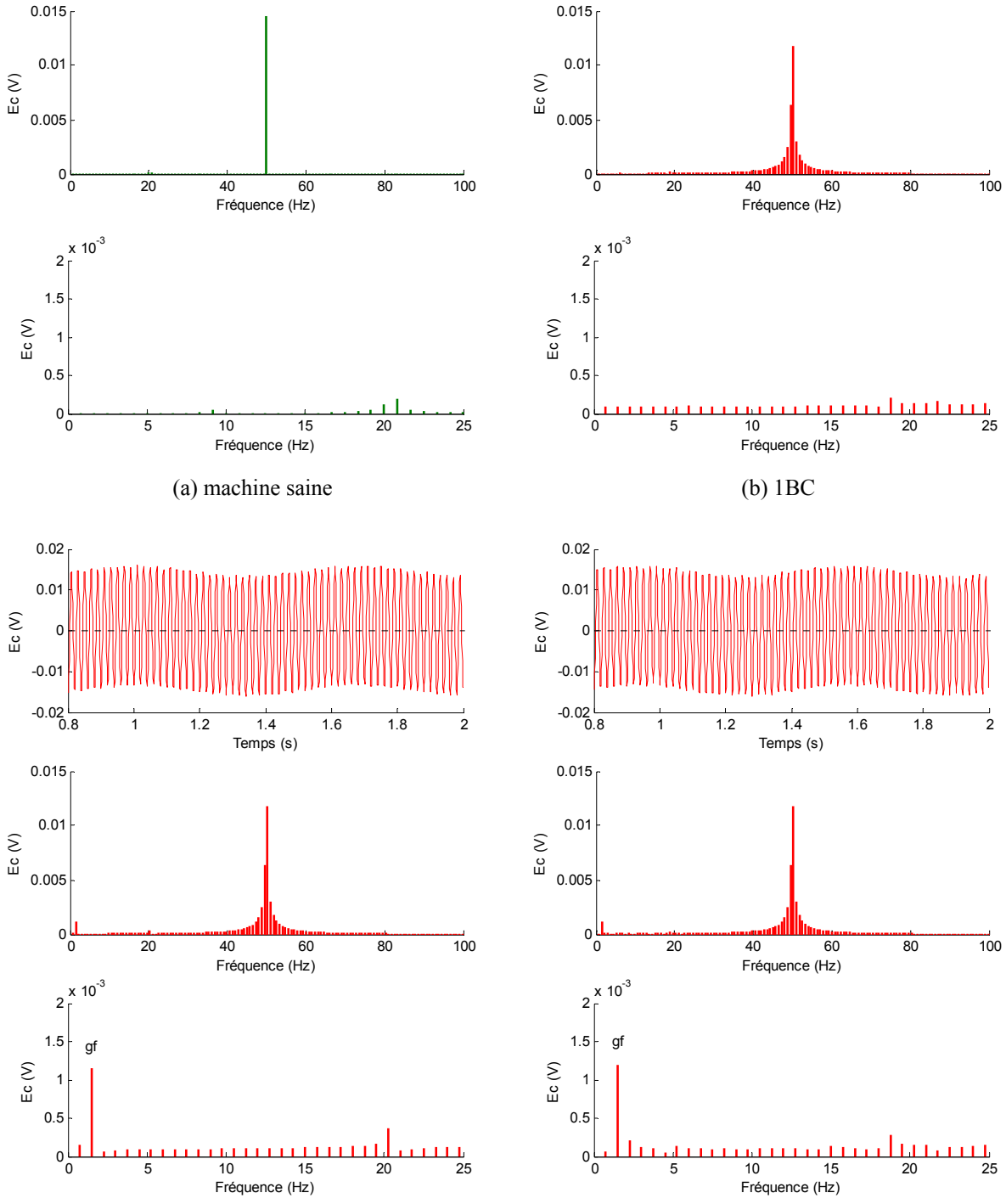
- ***Modèle linéaire***

Dans le but de vérifier quelle est l'importance du type de matériau (linéaire ou non linéaire), en présence de défauts rotoriques deux modèles ont été réalisés pour la machine MA1. Dans le cas de modèle linéaire, la courbe B(H) pour les noyaux magnétiques est choisie comme « linéaire isotrope », qui est caractérisée par la perméabilité magnétique relative initiale de 4000.

On s'intéresse ici à analyser le comportement de composantes en basse fréquence à $gf\ (1.5\,\mathrm{Hz})$ et $3gf\ (4.5\,\mathrm{Hz})$, pour un glissement $g = 3\,\%$.

La Figure III.30 montre les spectres de tension induite Ec délivré par le capteur bobiné.





(a) machine saine (b) 1BC

(c) 0.2mm exc (d) 1BC+0.2mm exc

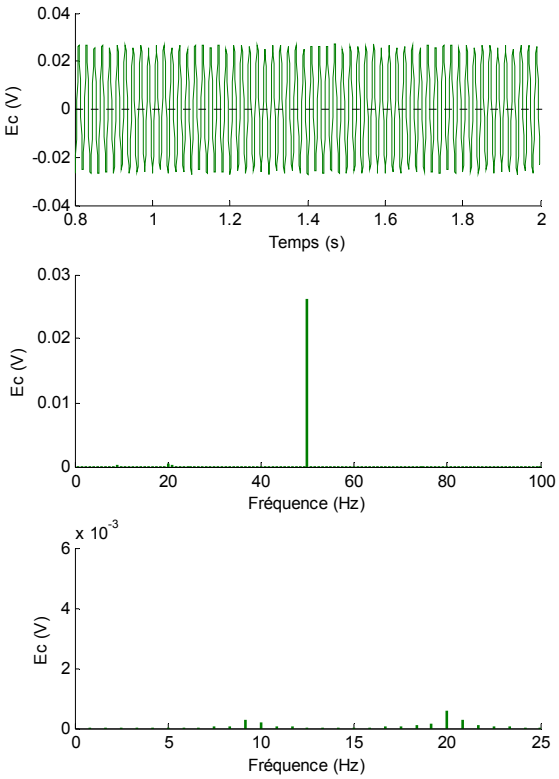
Figure III.30 : Spectre de Ec – machine MA1 saine et défectueuse (modèle linéaire)

D'après les résultats présentés dans la Figure III.30, on observe aucune composante en basse fréquence pour la machine saine sur le spectre de tension induite Ec. On observe la même chose en cas de défaut de barre cassée au rotor (voir Figure III.30(b)). Lorsque la machine présente un défaut d'excentricité, on remarque la présence de la composante *gf* (voir Figure III.30(c)). Cette composante apparaît également avec la même amplitude dans le cas où la machine présente la combinaison de ces deux défauts.

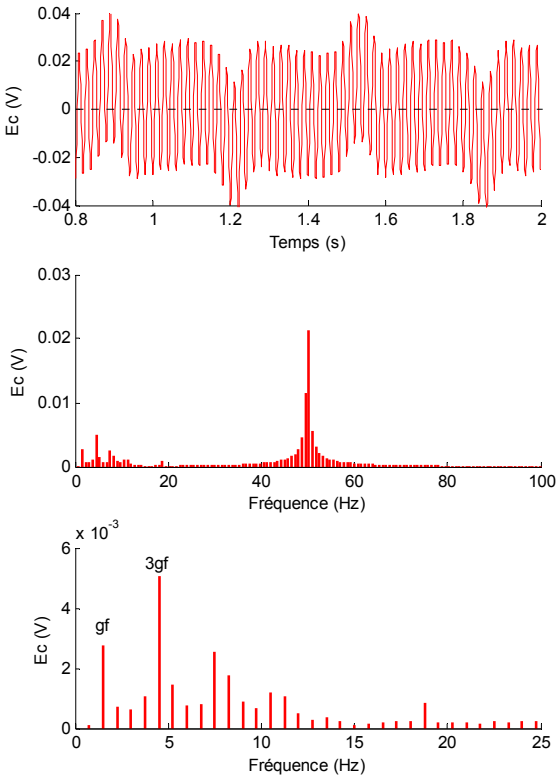
- ***Modèle non linéaire***

Pour le cas d'un modèle non linéaire, la courbe B(H) de noyaux magnétiques est caractérisée par une saturation de 2.1 T. On s'intéresse ici aux composantes en basse fréquence à $gf\,(1.5\,\mathrm{Hz})$ et $3gf\,(4.5\,\mathrm{Hz})$, pour un glissement $g = 3\,\%$.

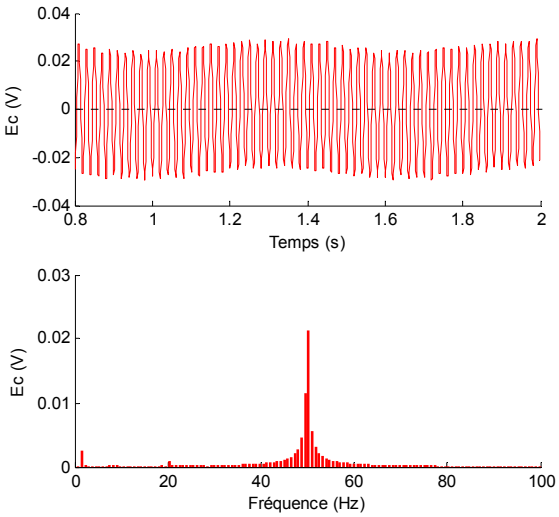
La Figure III.31 montre la variation temporelle de tension induite Ec et son spectre selon l'état de la machine.

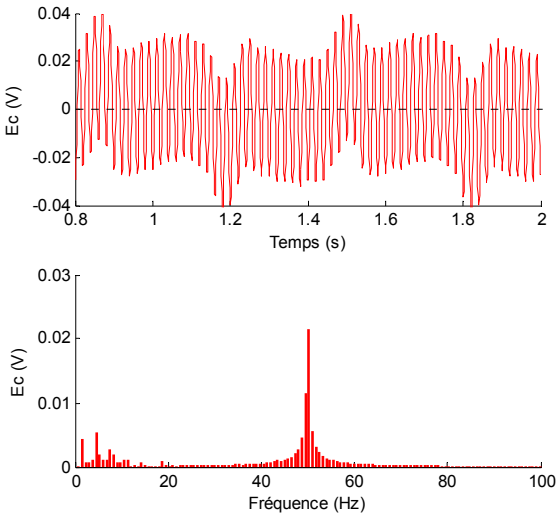


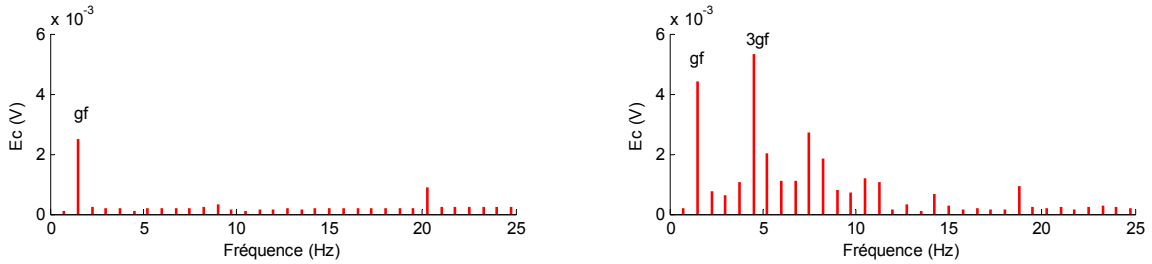
(a) machine saine



(b) 1BC







(c) 0.2mm exc (d) 1BC+0.2mm exc

Figure III.31 : Spectre de Ec – machine MA1 saine et défectueuse (modèle non linéaire).

Lorsque la machine est saine, aucune composante en très basse fréquence n'apparaît pas (Figure III.31(a)). Si la machine présente un défaut de barre cassée, on voit un changement important sur la variation temporelle de Ec et la présence des composantes de fréquence gf et $3gf$, avec des valeurs importantes par rapport aux autres composantes en basse fréquence (voir Figure III.31(b)). L'excentricité montre la présence de la composante gf (Figure III.31(c)).

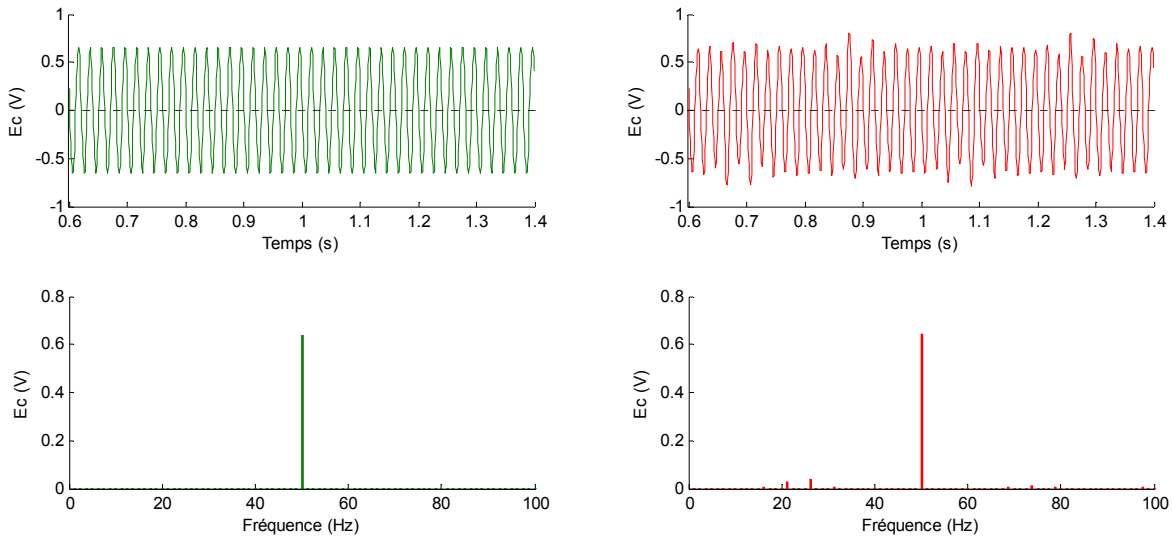
D'après l'analyse de ces résultats, on constate que le modèle linéaire montre que la composante gf vient de l'excentricité. Cette composante ne dépend pas de la courbe B(H) de noyaux magnétiques (linéaire ou non linéaire). Par contre, la présence de la composante $3gf$ provient de non-linéarité.

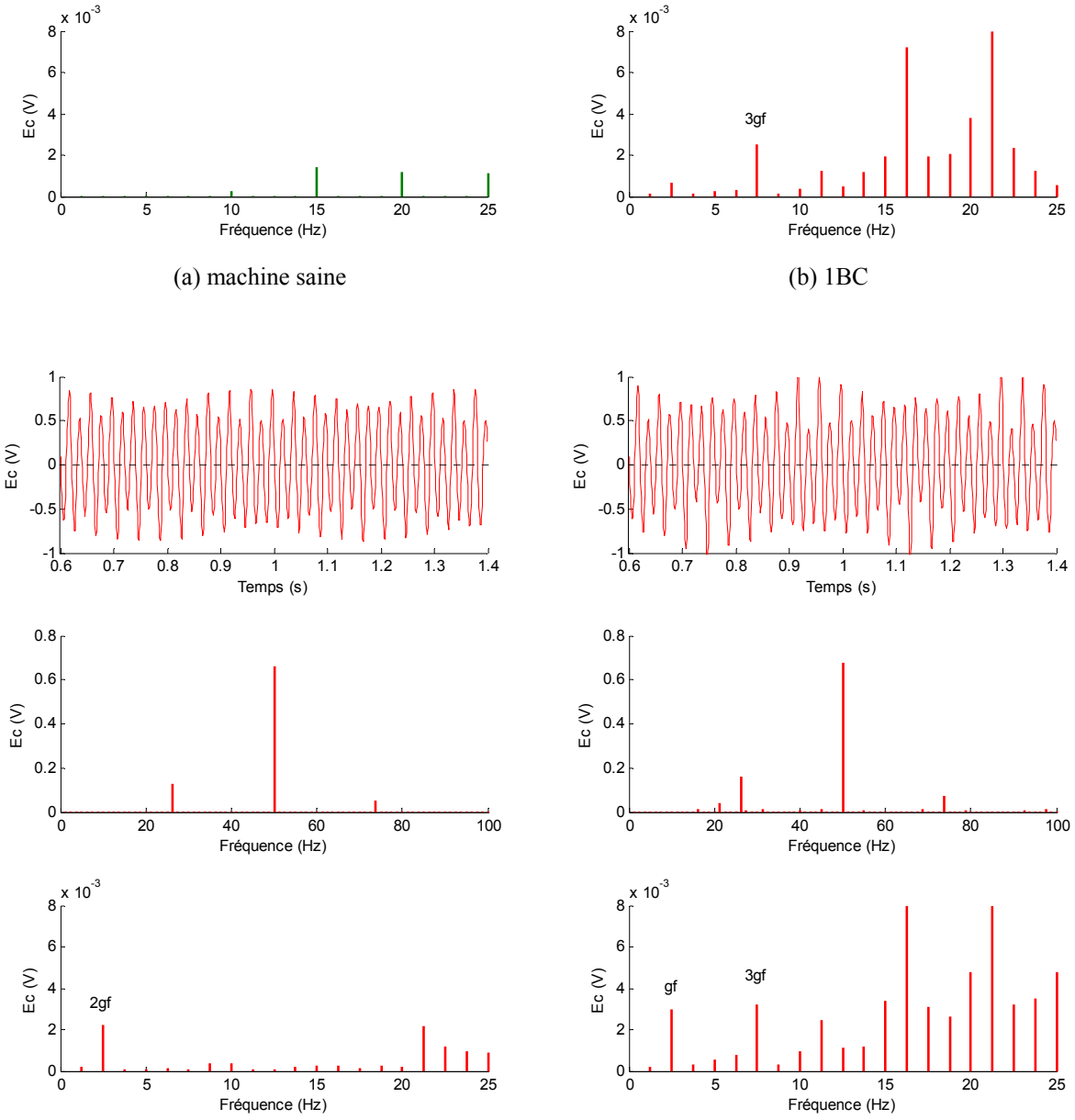
Le défaut d'excentricité ajouté au défaut de barre cassée n'apporte pas de modification notable dans le spectre.

II-2.5.2 MA2 – 4 pôles

L'analyse de la tension induite Ec délivrée par le capteur est présentée ci-dessous. L'étude sera axée sur les composantes en basse fréquence à gf $(2.5\,\text{Hz})$ et $3gf$ $(7.5\,\text{Hz})$, pour un glissement $g = 5\%$.

La Figure III.32 présente la variation temporelle de tension induite Ec et son spectre selon l'état de santé de la machine.





(a) machine saine (b) 1BC

(c) 0.2mm exc (d) 1BC+0.2mm exc

Figure III.32 : Spectre de Ec – machine MA2 saine et défectueuse

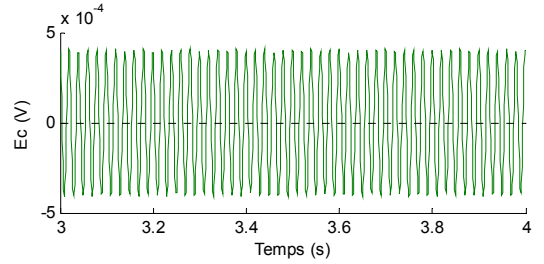
Si le rotor est sain les composantes $gf\,(2.5\text{Hz})$ et $3gf\,(7.5\,\text{Hz})$ n'apparaissent pas (Figure III.32(a)). Si le rotor a une barre cassée, on voit un changement sur la variation temporelle Ec (Figure III.32(b)). L'excentricité montre l'existence de la composante gf (Figure III.32(c)). Lorsque la machine présente les deux défauts, on constate une déformation de signal Ec qui conduit à la présence des composantes gf et $3gf$.

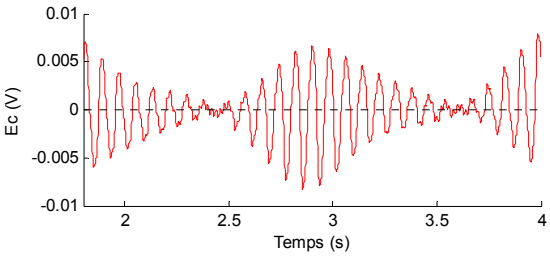
En conclusion, on peut constater que la signature qui concerne la présence des défauts au rotor est également visible dans le cas de la machine MA2 de 4 pôles comme dans le cas de la machine MA1 à 2 pôles.

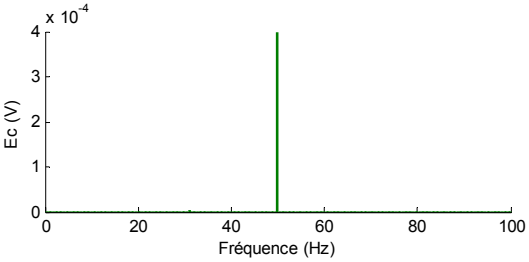
II-2.5.3 MA3 – 8 pôles

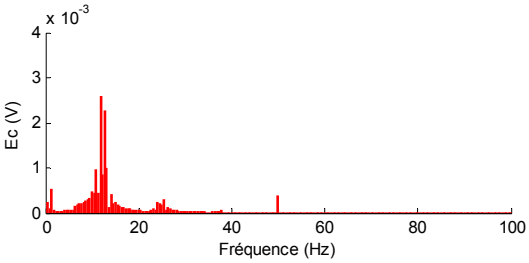
L'analyse de la tension induite Ec délivrée par le capteur est présentée ci-dessous. L'étude sera axée sur les composantes en basse fréquence à $gf\ (0.426\ \text{Hz})$ et $3gf\ (1.28\ \text{Hz})$, $g = 0.85\%$.

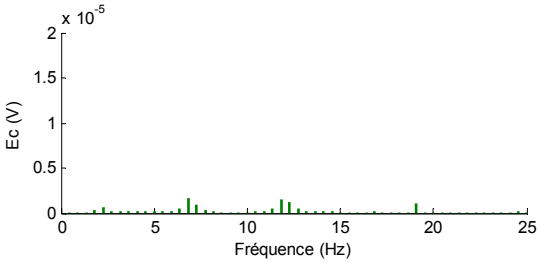
La Figure III.33 présente la variation temporelle de Ec et son spectre selon l'état de santé de la machine.

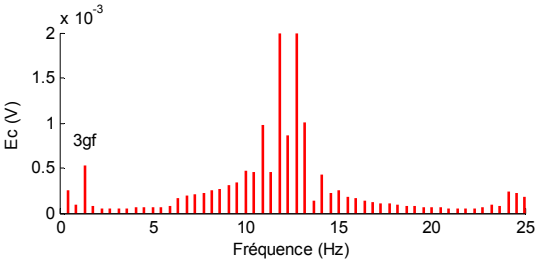




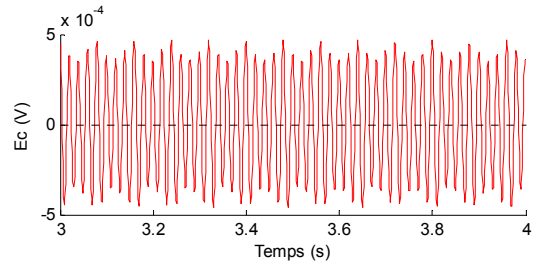


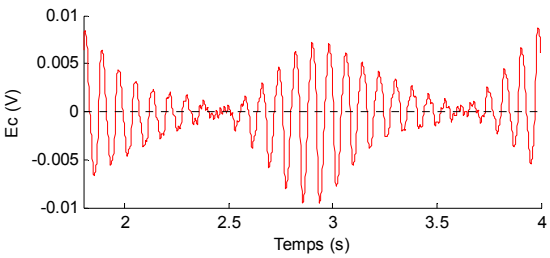


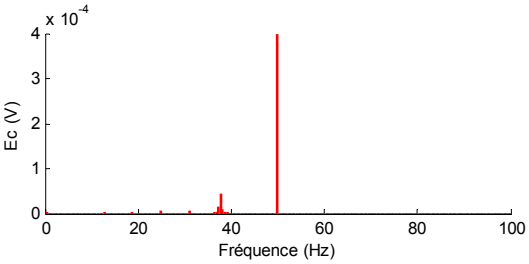


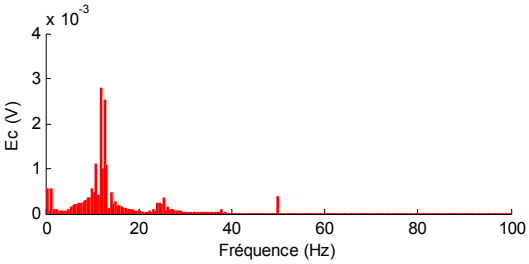


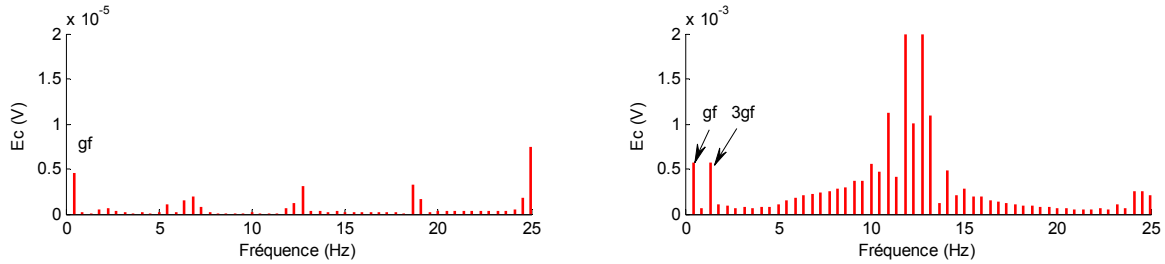
(a) machine saine (b) 1BC











(c) 0.3mm exc (d) 1BC+0.3mm exc

Figure III.33 : Spectre de Ec – machine MA3 saine et défectueuse

Si le rotor est sain, des composantes importantes sur le spectre dans basse fréquence n'apparaissent pas (voir Figure III.33(a)). Si le rotor a une barre cassée, on voit une modification très importante sur la variation temporelle de Ec et la présence des composantes gf et $3gf$ qui sont bien visibles (Figure III.33(b)). On peut remarquer également l'apparition des raies entre 10 et 15 Hz de valeur trop importante par rapport au fondamental de 50 Hz. Lorsque la machine présente un défaut d'excentricité, on voit bien l'apparition de la composante gf (Figure III.33(c)), mais une petite modification du signal Ec. Si la machine présente les deux défauts, on constate une déformation plus importante du signal Ec et la présence des composantes gf et $3gf$.

On peut conclure que l'influence du défaut sur les machines à 2 et 4 pôles est plus importante en comparaison avec la machine à 8 pôles, aussi on peut dire que les résultats obtenus sont en accord avec l'analyse théorique.

II-3 Conclusion

L'étude par éléments finis a permis de mettre en évidence les variations de vitesse dues aux fluctuations de couple, d'apprécier les efforts radiaux sur le rotor engendré par les défauts et également a permis de déterminer les répartitions des courants dans les barres. On a pu remarquer que l'augmentation du courant dans les barres adjacentes à la barre cassée est plus marquée pour une machine à grand nombre de pôles. D'autre part, pour la machine 4 pôles, les résultats sont similaires à ceux de la simulation par circuits électriques couplés. Ce type de simulation peut donc être suffisant si on s'intéresse à la distribution des courants rotoriques.

La simulation permet d'obtenir directement le champ magnétique extérieur correspondant au champ radial dans le cas d'une étude 2D. On a pu constater ses propriétés, notamment concernant la déformation du champ extérieur en présence de défauts.

On a pu analyser les effets individuels ou combinés des défauts de barre cassée et d'excentricité sur le champ radial. On peut apprécier quantitativement la contribution des ondes d'induction inhérentes aux défauts (l'effet de barre cassée se fait plus ressentir que l'excentricité)

L'analyse spectrale a été focalisée sur la gamme des très basses fréquences. On voit apparaître des modifications dans le spectre de cette gamme qui semblent rejoindre les propriétés établies dans l'étude théorique. Cependant, on a une résolution fréquentielle importante ne permet toutefois pas de tirer des conclusions indiscutables quant aux comparaisons avec l'étude théorique.

On distingue toutefois les raies à gf et $3gf$, bien que celles-ci soient attribuées à l'excentricité dynamique et que leur présence a été clairement mise en évidence dans le champ axial.

D'autre part, l'analyse éléments finis a permis de mettre en évidence les différences entre 3 types de machine. Une analyse éléments finis 3D complète serait intéressante pour mettre ne évidence les effets d'extrémité, mais avec les moyens de calculs dont, nous disposons, les temps de calcul seraient démesurés.

Chapitre III Vérifications expérimentales

L'objectif de ce chapitre est de vérifier expérimentalement certaines propriétés établies pour des machines présentant des défauts rotoriques. Les propriétés concernent les composantes axiales et radiales du champ de dispersion, mais également la distribution des courants rotoriques grâce à une machine spécialement modifiée (machine à stator à cage). Trois machines différentes feront l'objet des vérifications expérimentales, leurs caractéristiques sont données dans le tableau III.1 où la machine I représente la machine inversée à stator à cage. Une description détaillée de cette machine sera donnée par la suite. La machine II est la machine ayant fait l'objet des études théorique des chapitres II et III (machine 4 pôles).

On réalise le défaut de barre cassée classiquement en perçant une barre. Par contre, concernant le défaut d'excentricité, les machines dont nous disposons ne permettent pas d'ajuster de paramètres permettant d'introduire une excentricité réglable. On supposera toutefois qu'une excentricité inhérente aux tolérances du procédé de fabrication est toujours présente sans qu'elle puisse être évaluée en type (dynamique – statique) ou quantitativement.

Dans le but de vérifier expérimentalement la méthode proposée pour le diagnostic des défauts au rotor, trois machines asynchrones différentes ont été utilisées pour les tests. Le but est de vérifier par trois machines réelles différentes, le modèle analytique qui présente un cas général.

Les caractéristiques de ces machines sont données dans le Tableau III.1.

Tableau III.1 : Paramètres des machines utilisées pour l'étude expérimentale

Symbol	Quantité	Machine I	Machine II	Machine III
P_n	puissance nominale	7.5 kW	4 kW	4 kW
f	fréquence d'alimentation	50 Hz	50 Hz	50 Hz
V_n	tension d'alimentation	80 V	230 / 400 V	230 / 400 V
I_n	courant nominal	12 A	9.1 A	8.2 A
Ω_n	vitesse nominale	1410 tr/min	1425 tr/min	1440 tr/min
p	nombre de paires de pôles	2	2	2
n	nombre de barres rotoriques	48	28	28
N^s	nombre d'encoches statoriques	36	48	36
Paramètres utilisés dans les simulations				
J	inertie	$0.0343\ \mathrm{kg \cdot m^2}$	$0.0131\ \mathrm{kg \cdot m^2}$	
R^s	résistance d'une phase statorique	$0.143\ \Omega$	$1.5\ \Omega$	
R_b	résistance d'une barre	$0.763 \cdot 10^{-6}\ \Omega$	$96.9 \cdot 10^{-6}\ \Omega$	
R_e	résistance d'anneau	$2.37 \cdot 10^{-6}\ \Omega$	$5 \cdot 10^{-6}\ \Omega$	
L_b	inductance de fuite d'une barre rotorique	$0.248 \cdot 10^{-6}$ H	$0.28 \cdot 10^{-6}$ H	
L_e	inductance de fuite d'anneau	$0.248 \cdot 10^{-6}$ H	$0.036 \cdot 10^{-6}$ H	
l_e	longueur de noyau magnétique	$170 \cdot 10^{-3}$ m	$148 \cdot 10^{-3}$ m	
r_e	rayon moyen de l'entrefer	$70 \cdot 10^{-3}$ m	$45 \cdot 10^{-3}$ m	
e	épaisseur de l'entrefer	$0.5 \cdot 10^{-3}$ m	$0.28 \cdot 10^{-3}$ m	

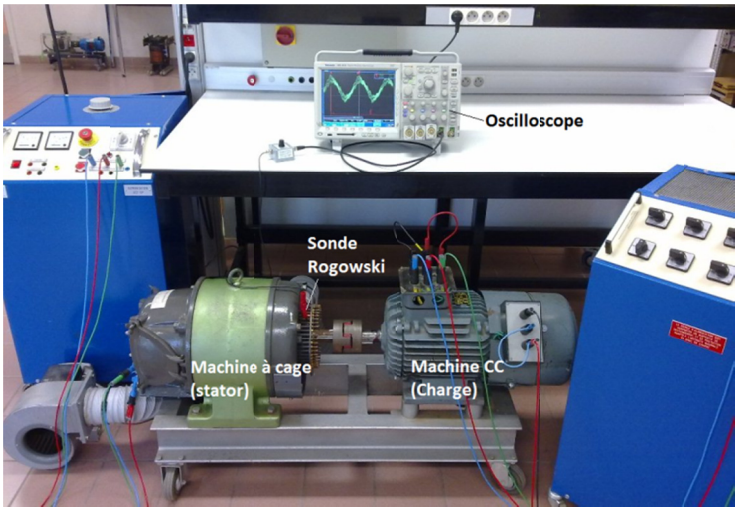
La Machine I a été spécialement modifiée, afin de nous permettre à mesurer les courants dans les barres rotoriques. Une description détaillée de cette machine est donnée dans le paragraphe suivant.

La Machine II a les mêmes paramètres comme celle utilisée dans l'étude théorique (paragraphes I-2.4et II-1.2).

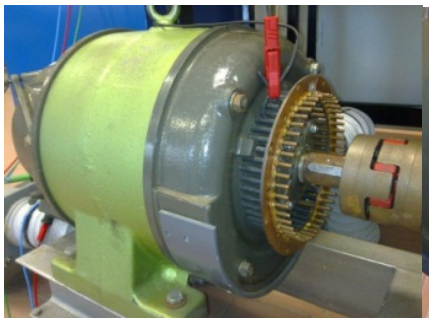
III-1 Répartition du courant dans les barres rotoriques

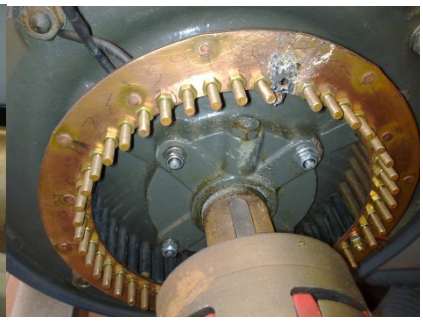
L'objectif de ce paragraphe est de vérifier la distribution expérimentale du courant dans les barres rotoriques, en présence d'un défaut de barre cassée. L'étude expérimentale de cette répartition est rarement présentée dans la littérature à cause d'impossibilité de mesurer les courants rotoriques sur une machine normale.

La distribution des courants qui parcourent les barres rotoriques est ici vérifiée sur une machine asynchrone spécialement modifiée (voir Figure III.34). Il s'agit d'une machine triphasée à rotor bobiné avec 48 encoches statoriques qui a été modifiée en une machine à induction à un stator à cage. Les enroulements statoriques ont été retirés et remplacés par des barres en cuivre dans chaque encoche. Ces barres sont court-circuitées à l'extérieur par deux anneaux en cuivre d'une façon à obtenir un moteur à stator à cage. Les barres sont accessibles à l'extérieur de la carcasse afin de faciliter les mesures des courants dans chaque barre. On peut réaliser un défaut de barre cassée en déconnectant une barre de l'anneau.



(a)







(b) (c)

Figure III.34 : Banc d'essai (Machine I) pour la mesure des courants dans les barres : (a) banc d'essai ; (b) machine avec un stator à cage ; (c) sonde Rogowski.

Ce moteur est alimenté par le rotor bobiné au lieu d'être alimenté par le stator. D'un point d vue électromagnétique, le bobinage du rotor va créer un champ de rotation triphasé comme le ferait le stator et va produire des courants induits dans le stator à la création d'un couple. Les courants induits, qui apparaissent, et qui sont dans ce cas les équivalents des courants rotoriques dans une machine normale, peuvent être mesurés. Pour éviter toute confusion, les éléments du stator et du rotor seront appelés respectivement les éléments primaire et secondaire.

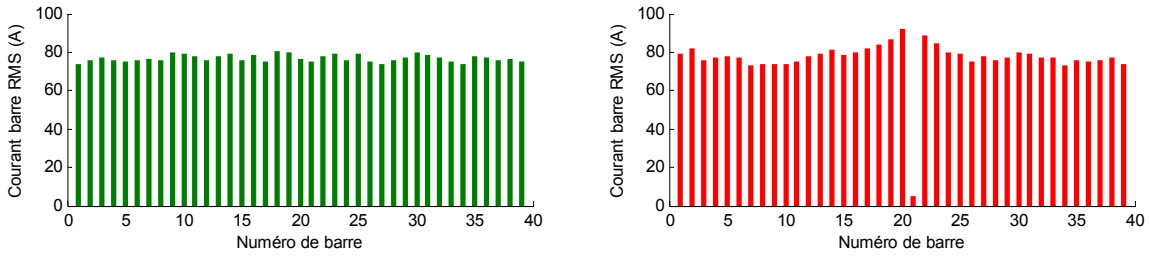
Les problèmes pratiques pour ce type de machine sont les suivantes :

- Le fondamental de courant à $50\,\text{Hz}$ au lieu de gf. Les pertes fer au rotor sont plus importantes que d'habitude, d'où un risque de surchauffé la machine ce qui nécessite une ventilation permanente du moteur ;
- Le rotor est alimenté par une tension réduite de 80 V, a cause du nombre de spires du rotor réduit.

Les paramètres de la machine avant la modification sont : $7.5\,\text{kW}/50\,\text{Hz}$, stator - $220/380\,\text{V}, 21/12\,\text{A}$, rotor - $80\,\text{V}$, $41\,\text{A}$, $N_t^s = 48$, $N_t^r = 36$, $p = 2$. Les nouveaux paramètres de la machine sont : tension d'alimentation de $V^{pri} = 80\,\text{V}$; $N_t^{pri} = 36$; $N_t^{\text{sec}} = 48$. Autres paramètres de cette machine sont présentés dans le Tableau III.1 (Machine I).

Les mesures sont effectuées en charge. Une sonde de Rogowski est utilisée pour mesurer le courant dans chaque barre du stator (voir Figure III.34(c)).

Les résultats expérimentaux obtenus par la mesure des courants dans 39 barres pour cette machine dans le cas sain et avec une barre cassée sont donnés dans la Figure III.35.



(a) (b)

Figure III.35 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques pour la Machine I : (a) saine ; (b) avec une barre cassée.

On constate pour la machine saine une répartition quasi uniforme des courants dans les barres (Figure III.35(a)). Si la machine présente une barre cassée (pour l'étude la 21$^{\text{éme}}$ barre a été choisie), on observe une répartition non uniforme de courants. Les amplitudes de courants dans les barres voisines de la barre défaillante sont plus élevées par rapport aux autres barres (Figure III.35(b)).

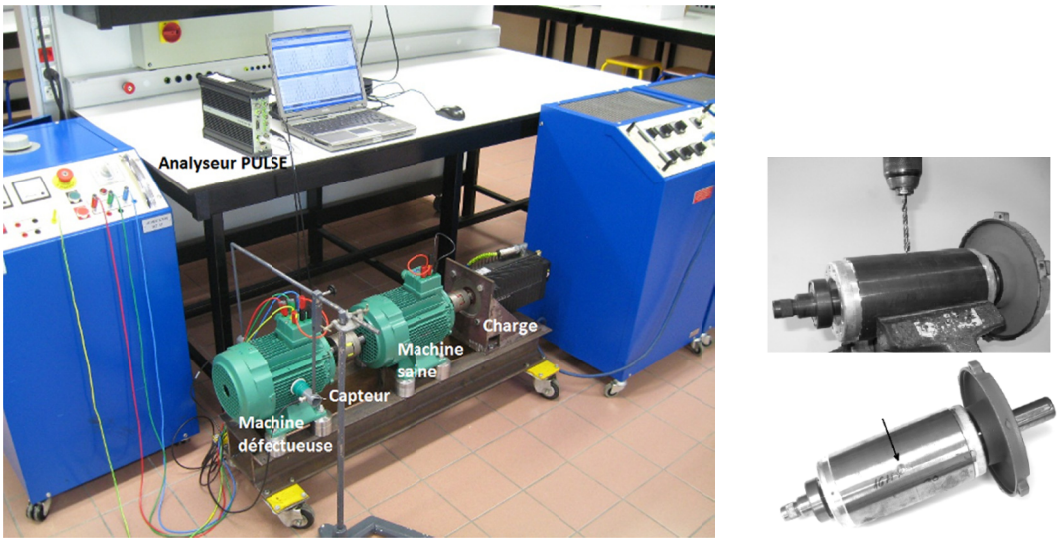
On peut aussi remarquer une faible valeur d'amplitude du courant dans la barre cassée. Normalement cette amplitude doit être nulle. Cela c'explique par l'erreur de mesure donnée par la sonde de Rogowski, qui est légèrement influencée par les courants dans les autres barres. On constate la même répartition du courant que celle obtenue dans l'étude théorique (simulation par circuits électriques magnétiquement couplés et par éléments finis).

III-2 Analyse expérimentale du champ magnétique de dispersion

Pour faciliter la détection de défauts du rotor et pour mettre en évidence l'apparition des composantes en basse fréquence, il est nécessaire d'effectuer un essai en charge. En cas du défaut, la charge n'influence pas l'apparition de nouvelles harmoniques en basse fréquence, mais elle influence l'amplitude du signal mesuré.

En effet, le diagnostic du défaut devient plus difficile quand la charge est faible, parce que l'analyse porte sur l'harmonique $3gf$ qui n'apparaît pas pour un glissement nul.

La Figure III.36 présente le banc d'essai pour la Machine II qui représente la même machine MA2 utilisée pour l'étude théorique. Le défaut a été créé artificiellement sur un rotor à cage obtenu par perçage de la barre rotorique.



(a) (b)

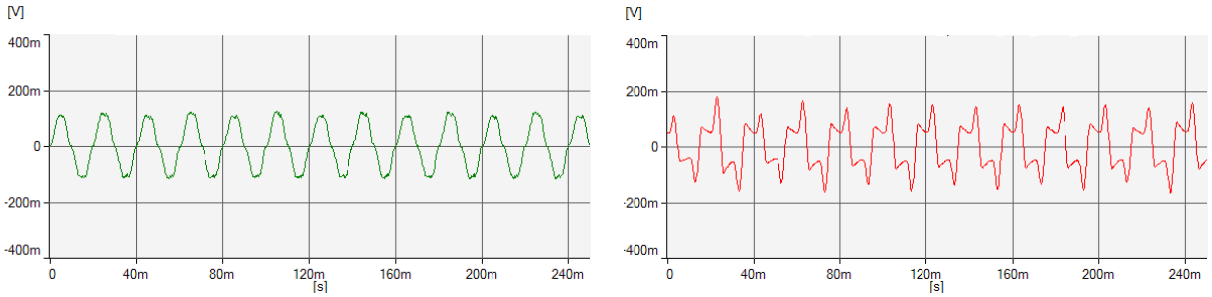
Figure III.36 : Banc d'essai machine Machine II avec une barre cassée : (a) photo ; (b) rotor avec une barre cassée.

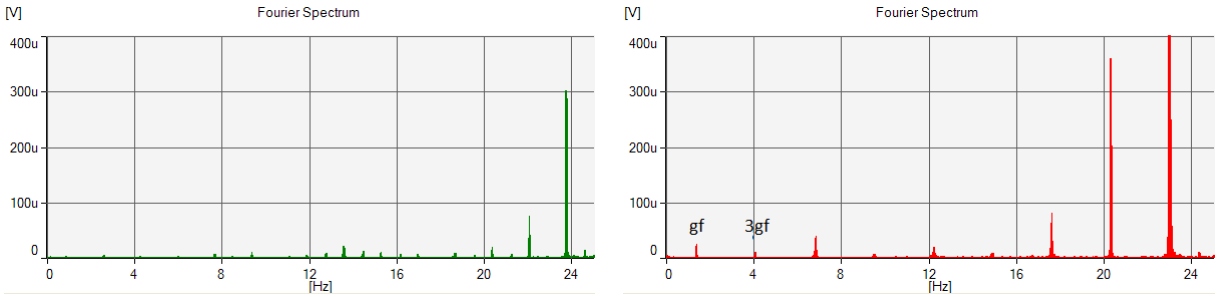
Pour réaliser la validation expérimentale de la méthode proposée, on utilise le capteur de type bobiné présenté dans le chapitre I. sa position permet de différencier le champ axial et le champ radial. On effectuera la mesure dans deux positions mentionnées dans la partie I, chapitre II. Il s'agit de la position « radiale pure » sensible uniquement au champ radial, et la position « axiale radiale » sensible aux composantes axiale et radiale du champ extérieur. Le signal émis par le capteur est transmis à l'analyseur PULSE Brüel&Kjær (voir Figure III.36), qui effectue le traitement du signal et fournit son spectre. Les résultats analysés sont transmis à un ordinateur pour la visualisation et l'enregistrement.

Les mesures sont exécutées sur le moteur sain et sur le moteur défectueux. La charge est assurée par un générateur synchrone connecté à une caisse de charge résistive. Les conditions de fonctionnement sont les mêmes qu'en simulation numérique $\left(g \approx 2.6\%,\ C_r = 14\,\mathrm{N}\cdot\mathrm{m}\right)$.

Les informations obtenues portent sur l'amplitude des composants de fréquences spécifiques à gf et $3gf$. Rappelons que, pour distinguer ces composants dans le spectre, une résolution à haute fréquence est nécessaire ($< 0.1\,\mathrm{Hz}$), ce qui conduit à un temps d'acquisition long ($> 10\,\mathrm{s}$).

La Figure III.37 donne les spectres de fréquences de champ de dispersion radial pur pour la machine saine et défectueuse.





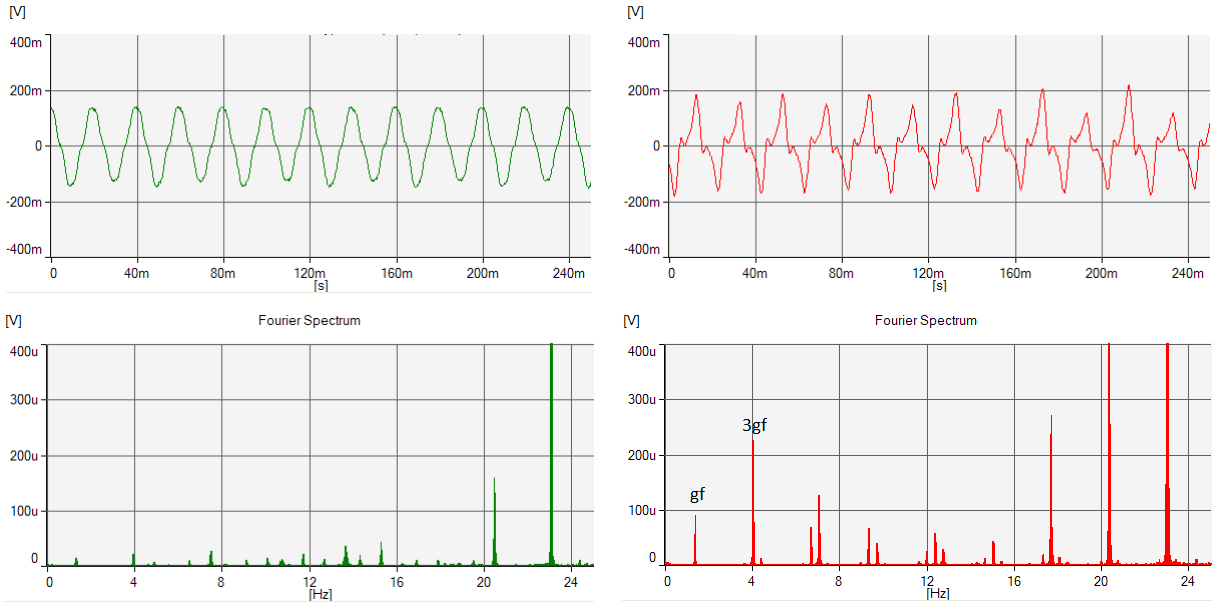
(a) (b)

Figure III.37 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial pure) pour la Machine II (1460 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée.

Pour le rotor sain, on observe qu'en position radiale pure (Figure III.37(a)) les composantes à gf et $3gf$ n'apparaissent pas visiblement sur le spectre. Si le rotor a une barre cassée, on remarque la présence de ces composantes avec des faibles amplitudes par rapport aux autres composantes voisines du spectre (Figure III.37).

Précisons que des composantes à gf et $3gf$ de faible amplitude existent même dans une machine considérée saine, cela est une conséquence des imperfections obtenues dans la fabrication pratique de la machine.

Les résultats obtenus pour la mesure de la composante radiale axiale sont présentés dans la Figure III.38.



(a) (b)

Figure III.38 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial-axial) pour la Machine II (1460 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée.

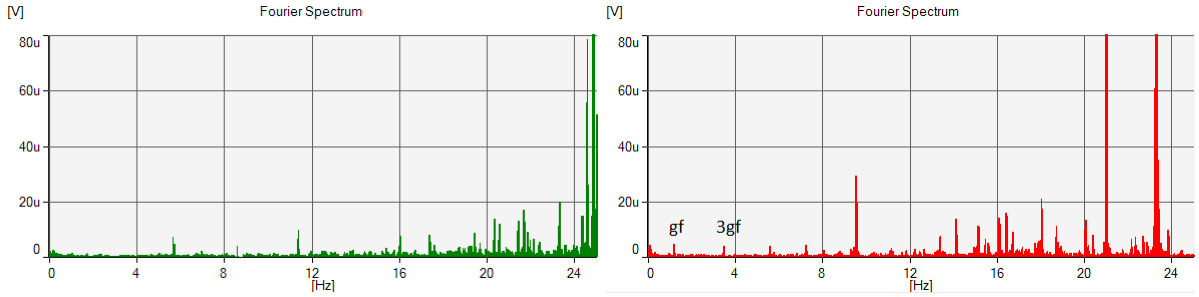
Les résultats obtenus pour la composante radiale axiale de champ montrent que pour la machine saine les composantes spécifiques n'apparaissent pas visiblement (Figure III.38(a)). Pour la machine présentant un défaut de barre cassée, on peut remarquer la présence des harmoniques gf et $3gf$ (Figure III.38(b)). L'amplitude mesurée sur la composante « axiale radiale » est superieure à celle

mesurée sur la composante « radiale pure », ce qui montre la prédominance des phénomènes relatif à la génération du champ axial.

Les résultats expérimentaux confirment les résultats obtenus par l'étude analytique : une seule barre cassée est capable de générer une forte composante $3gf$ provenant de la modulation de la composante à gf par la fluctuation de vitesse à $2gf$.

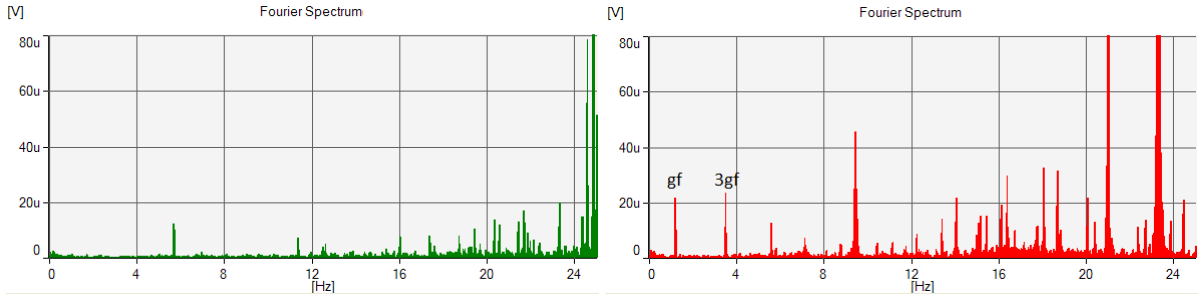
Dans le but de valider la signature proposée pour le diagnostic de défaut de barre cassée, des tests ont été effectués sur une autre machine, notée Machine III (voir Tableau III.1), avec le paramètres suivants : 4 pôles, $4\,\text{kW} / 50\text{Hz}$, $230 / 400\,\text{V}$, $I_n = 8.2\,\text{A}$, $\Omega_n = 1440\,\text{tr/min}$, 28 barres rotoriques et 36 encoches au stator. Les mesures ont été effectuées à un glissement $g \approx 2.3\,\%$ pour les deux cas : machine saine et machine avec une barre cassée.

La Figure III.39 montre les résultats obtenus pour la composante radiale pure et la Figure III.40 montre les résultats pour le champ radial axial.



(a) (b)

Figure III.39 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial pur) pour la Machine III (1465 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée.



(a) (b)

Figure III.40 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial axial) pour la Machine III (1465 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée.

On remarque dans les deux figures lorsque la machine est saine ou défectueuse, le même phénomène apparaît comme dans le cas de la Machine II. Les raies à gf et $3gf$ sont bien évidentes si la machine présente un défaut. Aussi, on constate l'origine axiale de celles-ci.

III-3 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude expérimentale pour le diagnostic des défauts de barre cassée et d'excentricité dans les machines asynchrones à cage d'écureuil a été présentée. Les tests ont montré la présence des signatures spécifiques aux défauts rotoriques, en particulier les composantes en basse fréquence du champ magnétique de dispersion à gf et $3gf$.

Les résultats obtenus par l'étude théorique sont en accord avec les mesures expérimentales, validant ainsi les modèles utilisés.

Pour une bonne application de la méthode, les tests doivent être réalisés en charge, parce que les harmoniques surveillées sont à une fréquence dépendante du glissement g de la machine et pour un faible glissement ces harmoniques (gf et $3gf$) ne sont pas visibles.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse est axé sur l'analyse de deux méthodes de diagnostic des machines à courant alternatif. Elles sont basées sur l'analyse du champ magnétique extérieur émis par la machine. La première méthode, appelée « méthode globale » concerne le diagnostic de défaut au stator. La deuxième méthode est destinée au diagnostic des défauts au rotor. Dans ce contexte l'étude compte trois parties.

Dans la première partie, on a abordé les différents défauts dans les machines électriques et les méthodes de diagnostic les plus fréquemment utilisées. L'accent a été mis plus particulièrement sur la méthode de diagnostic basée sur l'analyse de champ magnétique de dispersion. Puis, la modélisation analytique du champ magnétique de dispersion, émis par une machine à courant alternatif saine à été présentée. On a abordé en particulièrement le cas de la machine asynchrone et celui de la machine synchrone.

La deuxième partie a été consacrée à l'élaboration de modèles analytiques et numériques dédiés à la détection de défauts de court-circuit entre spires du bobinage statorique sur plusieurs types de machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone). L'approche analytique nous a permis de mettre en évidence les propriétés des ondes d'induction générées par le défaut et d'autre part de définir une méthode de diagnostic basée sur ces propriétés. Puis, l'analyse par éléments finis a montré la validité de la méthode proposée avec des modèles plus proches d'une machine réelle. D'autre part, la méthode des éléments finis permet en effet de modéliser une machine électrique avec moins d'hypothèses simplificatrices que la méthode analytique. Finalement, la validation expérimentale des procédures de diagnostic en mettant en évidence les limites d'application, à été présentée.

Cette méthode élimine le principal inconvénient présenté par les autres méthodes de diagnostic déjà connues qui font recours à la comparaison avec un état antérieur, supposé sain et connu. D'autre part, la technique proposée présente plusieurs avantages : d'être non invasive, originale, fiable et simple à mettre en œuvre (l'exploitation de la mesure par deux capteurs de type bobiné). Le fait que cette méthode de diagnostic s'applique indépendamment de la machine considérée, constitue, d'un point de vue industriel une valeur ajoutée non négligeable.

Une procédure de diagnostic de défauts de l'excentricité et barres cassée au rotor dans une machine asynchrone à cage a été présentée dans la troisième partie. Ces défauts génèrent une dissymétrie liée à une pièce en rotation, qui produit un déséquilibre magnétique tournant. Cela rend non adaptée l'exploitation de la mesure par deux capteurs pour développer une méthode de détection analogue à la « méthode globale ». À cause de ça, d'autres propriétés du champ extérieur ont été exploitées, plus particulièrement les raies sensibles aux défauts dans la gamme très basse fréquence du spectre du champ. Des modèles analytiques simples, des modèles par circuits électriques magnétiquement couplés et des modèles éléments finis (avec prise en compte de la non-linéarité des matériaux) ont été utilisés.

L'analyse éléments finis a permis de mettre en évidence les différences entre 3 types de machine, de mettre en évidence les variations de vitesse dues aux fluctuations de couple, et également de déterminer les répartitions des courants dans les barres. Le modèle 2D éléments finis nous a permis d'obtenir directement le champ magnétique extérieur correspondant au champ radial. On a pu constater ses propriétés, notamment concernant la déformation du champ extérieur en présence de défauts. On a vu apparaître des modifications dans le spectre de gamme très basse fréquence (les raies à *gf* et *3gf*) qui semblent rejoindre les propriétés établies dans l'étude théorique. Cependant, on a une

résolution fréquentielle importante ne permet toutefois pas de tirer des conclusions indiscutables quant aux comparaisons avec l'étude théorique. Finalement, des tests sur trois types de machine ont validé les modèles théoriques.

Une analyse éléments finis 3D complète serait intéressante pour mettre ne évidence les effets d'extrémité, mais avec les moyens de calculs dont, nous disposons, les temps de calcul seraient démesurés.

INDEX DES FIGURES

Figure I.1 : Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie 3
Figure I.2 : Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte. 6
Figure I.3 : Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : (a) rupture de barres ; (b) rupture d'anneau de court-circuit..... 6
Figure I.4 : Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques 7
Figure I.5 : Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique. 8
Figure I.6 : Parties du champ extérieur 8
Figure I.7 : Mesure de champ de dispersion 9
Figure I.8 : Capteur de type bobiné Rohde&Schwarz : (a) photo ; (b) réponse fréquentielle.....10
Figure I.9 : Capteur de type bobiné : (a) photo ; (b) réponse fréquentielle.....10
Figure I.10 : Principe de fonctionnement de capteur magnétorésistif.....11
Figure I.11 : Principe de fonctionnement de capteur à effet Hall 11
Figure I.12 : Représentation développée de la denture 14
Figure I.13 : Bobinage triphasé statorique ($p = 2$) 15
Figure I.14 : F.m.m. créée par une section d'ouverture diamétrale.....15
Figure I.15 : F.m.m. créée par une barre rotorique 17
Figure I.16 : Section simplifiée de la machine.....19
Figure I.17 : Évolution de κ_H^{ts} en fonction de H 20
Figure II.1 : Modélisation d'une section élémentaire avec *y* spires court-circuitées 24
Figure II.2 : Déphasage de courant de court-circuit.....24
Figure II.3 : F.m.m. générée par la section élémentaire en défaut 25
Figure II.4 : Comportement de la valeur de l'induction selon l'état de charge (changement de phase). 30
Figure II.5 : L'influence de la phase sur les amplitudes de l'induction pour une machine défectueuse : (a) Cas 1 ; (b) Cas 2.....32
Figure II.6 : Le modèle éléments finis 2D pour la machine MA : (a) géométrie ; (b) maillage.....34
Figure II.7 : Circuit électrique du modèle 2D 34
Figure II.8 : Caractéristiques B(H) pour les noyaux magnétiques 35
Figure II.9 : Raies à 850 Hz du spectre Ec_x (composante Ox) pour la machine MA : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse.....36
Figure II.10 : Raies à 850 Hz du spectre Ec_y (composante Oy) pour la machine MA : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse. 36
Figure II.11 : Différents points de mesures de l'induction à l'extérieur de la machine MA.....37
Figure II.12 : Raies à 850 Hz de l'induction pour la machine asynchrone – (composante Ox) : (a) Positions 1, 2 ; (b) Positions 1a, 2a ; (c) Positions 1b, 2b ; (d) Positions 1c, 2c. 38
Figure II.13 : Machine asynchrone (MA) expérimentale : (a) photo ; (b) bobinage et bornier ; (c) rotor. 41
Figure II.14 : Schéma du bobinage et des connexions de la machine MA. 41
Figure II.15 : Banc d'essai pour la machine MA. 42
Figure II.16 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA (moteur) selon les deux positions de mesure : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse. 42
Figure II.17 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA (génératrice) selon les deux positions de mesure : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse. 43
Figure II.18 : Différentes positions de mesure.....44

Figure II.19 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA avec un décalage (à droite ou à gauche) de la position du capteur : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse. 44
Figure II.20 : Raies à 850 Hz du spectre Ec pour la machine MA – déphasage de $\chi + \pi / 2$ de l'axe de capteurs par rapport à la position initiale de capteurs : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse. . 45
Figure II.21 : MS1 expérimentale : (a) photo ; (b) bobinage et bornier ; (c) rotor. 45
Figure II.22 : Bobinage de la machine MS1 : (a) distribution des enroulements ; (b) schéma de connexions. 46
Figure II.23 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) saine pour les deux positions de mesure : (a) Position 1 ; (b) Position 2. 47
Figure II.24 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) avec défaut : (a) bornes 2-4 court-circuitées (b) bornes 2-3 court-circuitées. 47
Figure II.25 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (bornes 2-3 court-circuitées) pour la machine MS1 (moteur). 48
Figure II.26 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (génératrice) saine pour les deux positions de mesures : (a) Position 1 ; (b) Position 2. 49
Figure II.27 : Raies à 150 Hz du spectre Ec pour la machine MS1 (moteur) avec défaut : (a) bornes 2-4 court-circuitées (b) bornes 2-3 court-circuitées. 49
Figure II.28 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (bornes 2-4 court-circuitées) pour la machine MS1 (génératrice) : (a) Position 1 ; (b) Position 2. 50
Figure II.29 : Machine synchrone à aimants permanents (MS2) 51
Figure II.30 : Structure du bobinage statorique expérimental de la machine MS2 51
Figure II.31 : Banc d'essai pour la machine MS2 51
Figure II.32 : Raies à 150 Hz de la machine MS2 (moteur) saine pour les deux positions de mesures 52
Figure II.33 : Raies à 150 Hz de la machine MS2 (aimants) en défaut pour les deux positions de mesures(a) 2/3 section élémentaire court-circuitée ; (b) 1/3 section élémentaire court-circuitée. 52
Figure II.34 : Évolution de l'amplitude de raies à 150 Hz en fonction de la valeur efficace du courant de court-circuit (1/3 section élémentaire de la Phase A court-circuitée) pour la machine MS2 : (a) Position 1 ; (b) Position 2. 53
Figure III.1 : L'excentricité d'une machine asynchrone 57
Figure III.2 : Réseau de perméance 59
Figure III.3 : Répartition de la f.m.m. le long d'entrefer 59
Figure III.4 : Circuit de perméances axiales 60
Figure III.5 : Circuit simplifié pour les perméances axiales 61
Figure III.6 : Schéma de fonctionnement pour une machine saine et défectueuse 63
Figure III.7 : Variation de flux axial : (a) signal de flux ; (b) spectre FFT 65
Figure III.8 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil en présence d'une barre cassée 66
Figure III.9 : Courants des phases statoriques : (a) machine saine ; (b) machine défectueuse 3BC 69
Figure III.10 : Couple électromagnétique pour la machine saine et défectueuse (avec barres cassées) 69
Figure III.11 : Vitesse rotorique pour une machine saine et défectueuse (avec barres cassées) 69
Figure III.12 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres du rotor : (a) saine ; (b) avec une barre cassée. 70
Figure III.13 : Distribution de la force magnétomotrice le long de l'entrefer pour la machine asynchrone : (a) machine saine ; (b) machine avec la 14^{e} barre casée. 70
Figure III.14 : Répartition des harmoniques d'espace de la f.m.m. d'entrefer : (a) machine saine ; (b) barre cassée. 71

Figure III.15 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA1 2 pôles 7.5 kW : (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.....73
Figure III.16 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA2 4 pôles 4 kW : (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.....74
Figure III.17 : Modèle éléments finis 2D pour la machine MA3 8 pôles 500 kW: (a) géométrie ; (b) circuit électrique ; (c) maillage.....75
Figure III.18 : Vitesse angulaire – machine MA1 saine et défectueuse.....76
Figure III.19 : Vitesse angulaire – machine MA2 saine et défectueuse.....77
Figure III.20 : Vitesse angulaire – machine MA3 saine et défectueuse.....77
Figure III.21 : Force électromagnétique – machine MA1 saine et défectueuse.....78
Figure III.22 : Force électromagnétique – machine MA2 saine et défectueuse.....79
Figure III.23 : Force électromagnétique – machine MA3 saine et défectueuse.....79
Figure III.24 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA1 saine et défectueuse.....80
Figure III.25 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA2 saine et défectueuse.....80
Figure III.26 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques – machine MA3 saine et défectueuse.....81
Figure III.27 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA1 saine et défectueuse.....82
Figure III.28 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA2 saine et défectueuse.....83
Figure III.29 : Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine MA3 saine et défectueuse.....84
Figure III.30 : Spectre de Ec – machine MA1 saine et défectueuse (modèle linéaire).....86
Figure III.31 : Spectre de Ec – machine MA1 saine et défectueuse (modèle non linéaire).....88
Figure III.32 : Spectre de Ec – machine MA2 saine et défectueuse.....89
Figure III.33 : Spectre de Ec – machine MA3 saine et défectueuse.....91
Figure III.34 : Banc d'essai (Machine I) pour la mesure des courants dans les barres : (a) banc d'essai ; (b) machine avec un stator à cage ; (c) sonde Rogowski. 93
Figure III.35 : Répartition du courant (valeur efficace) dans les barres rotoriques pour la Machine I : (a) saine ; (b) avec une barre cassée. 94
Figure III.36 : Banc d'essai machine Machine II avec une barre cassée : (a) photo ; (b) rotor avec une barre cassée. 95
Figure III.37 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial pure) pour la Machine II (1460 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée. 96
Figure III.38 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial-axial) pour la Machine II (1460 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée. 96
Figure III.39 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial pur) pour la Machine III (1465 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée. 97
Figure III.40 : Spectre fréquentiel du champ magnétique de dispersion (radial axial) pour la Machine III (1465 tr/min) : (a) machine saine ; (b) machine avec une barre cassée. 97

BIBLIOGRAPHIE

[1] P. Tavner, L. Ran, J. Penman, and H. Sedding, *Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines*, 2 ed. London, United Kingdom: Institution of Engineering and Technology, 2008.

[2] IEEE, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. IA-21, pp. 853-864, 1985.

[3] H. Henao, C. Demian, and G. A. Capolino, "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 39, pp. 1272-1279, September/October 2003.

[4] A. Yazidi, H. Henao, G. A. Capolino, M. Artioli, F. Filippetti, and D. Casadei, "Flux signature analysis: An alternative method for the fault diagnosis of induction machines," in *2005 IEEE Russia Power Tech*, 2005, pp. 1-6.

[5] V. Kokko, "Condition monitoring of squirrel-cage motors by axial magnetic flux measurements," Doctoral thesis, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Oulu, Finland, 2003.

[6] M. D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," Doctoral thesis, Electrical and Communications Engineering, Helsinki University of Technology, Helsinki, Finland, 2006.

[7] B. Vaseghi, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires," Thèse de doctorat, GREEN - Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.

[8] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G. A. Capolino, G. Rostaing, J. P. Rognon, E. Foulon, L. Loron, H. Razik, G. Didier, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, "Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects," in *9th IEEE International Power Electronics Congress - CIEP 2004*, 2004, pp. 101-108.

[9] S. A. S. Al Kazzaz and G. K. Singh, "Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques," *Electric Power Systems Research,* vol. 65, pp. 197-221, 2003.

[10] D. Thailly, "Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif : Application au diagnostic," Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2007.

[11] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 28, pp. 921-937, 1992.

[12] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," *Industry Applications Magazine, IEEE,* vol. 14, pp. 29-36, 2008.

[13] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries," *Industry Applications, IEEE Transactions on,* vol. 31, pp. 1186-1196, 1995.

[14] W. T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrelcage induction motors–past, present and future," in *2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99*, Gijon, Spain, 1999, pp. 3-17.

[15] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry," *Industry Applications, IEEE Transactions on,* vol. 35, pp. 810-818, 1999.

[16] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 20, pp. 719-729, December 2005.

[17] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* vol. 55, pp. 1813-1822, 2008.
[18] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 33, pp. 567-576, 1997.
[19] S. Bazine, "Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut," Thèse de doctorat, Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAII) - EA 1219, Université de Poitiers, 2009.
[20] D. G. Dorrell and A. C. Smith, "Calculation of UMP in induction motors with series or parallel winding connections," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 9, pp. 304-310, 1994.
[21] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 33, pp. 24-34, January/February 1997.
[22] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo, "Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 1673-1683, May 2011.
[23] R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, and F. M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 4238-4251, December 2008.
[24] H. Razik, "Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art," *La revue 3EI,* vol. 29, pp. 48-52, Juin 2002.
[25] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. PP, p. 12, 2011.
[26] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, and G. O. Garcia, "Separating Broken Rotor Bars and Load Oscillations on IM Fault Diagnosis Through the Instantaneous Active and Reactive Currents," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 56, pp. 4571-4580, November 2009.
[27] 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 Ecully, Fance, 2001.
[28] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," Thèse de doctorat, Institut de Recherche en Cybernétique de Nantes, École Centrale de Nantes, Nantes, France, 1999.
[29] F. Filippetti, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 31, pp. 892-899, July/August 1995.
[30] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 34, pp. 98-108, January/February 1998.
[31] C. G. Dias, I. E. Chabu, and M. A. Bussab, "Hall Effect Sensor and Artificial Neural Networks Applied on Diagnosis of Broken Rotor Bars in Large Induction Motors," in *IEEE International Conference on Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications - CIMSA 2006*, 2006, pp. 34-39.
[32] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G. A. Capolino, "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 55, pp. 4109-4126, December 2008.
[33] G. Salles, F. Filippetti, C. Tassoni, G. Crellet, and G. Franceschini, "Monitoring of induction motor load by neural network techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 15, pp. 762-768, 2000.
[34] M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 18, pp. 245-251, 2003.

[35] S. Altug, C. Mo-Yuen, and H. J. Trussell, "Fuzzy inference systems implemented on neural architectures for motor fault detection and diagnosis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 46, pp. 1069-1079, 1999.

[36] S. B. Makarand, J. K. Zafar, M. S. Hiralal, and L. S. Ram, "Adaptive Neural Fuzzy Inference System for the Detection of Inter-Turn Insulation and Bearing Wear Faults in Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 54, pp. 250-258, 2007.

[37] H. Razik and G. Didier, "On the monitoring of the defects of squirrel cage induction motors," in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, 2003, p. 6 pp. Vol.2.

[38] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, and N. A. O. Demerdash, "Induction Machine Broken Bar and Stator Short-Circuit Fault Diagnostics Based on Three-Phase Stator Current Envelopes," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 1310-1318, March 2008.

[39] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Industry Applications Magazine,* vol. 7, pp. 26-34, July/August 2001.

[40] W. T. Thomson and R. J. Gilmore, "Motor Current Signature Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives - Fundamentals, Data Interpretation and Industrial Case Histories," in *Proceedings of the 32nd Turbomachinery Symposium*, Texas A&M University, Houston, TX, USA, 2003, pp. 145-156.

[41] M. E. H. Benbouzid and G. B. Kliman, "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 18, pp. 238-244, 2003.

[42] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Modeling of IM with stator winding inter-turn fault validated by FEM," in *18th International Conference on Electrical Machines - ICEM 2008*, 2008, pp. 1-5.

[43] M. Nemec, K. Drobnic, D. Nedeljkovic, R. Fiser, and V. Ambrozic, "Detection of Broken Bars in Induction Motor Through the Analysis of Supply Voltage Modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 57, pp. 2879-2888, August 2010.

[44] C. Bruzzese and G. Joksimovic, "Harmonic Signatures of Static Eccentricities in the Stator Voltages and in the Rotor Current of No-Load Salient-Pole Synchronous Generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 1606-1624, May 2011.

[45] H. Henao, G. A. Capolino, and C. Martis, "On the stray flux analysis for the detection of the three-phase induction machine faults," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, pp. 1368-1373.

[46] K. Bacha, H. Henao, M. Gossa, and G.-A. Capolino, "Induction machine fault detection using stray flux EMF measurement and neural network-based decision," *Electric Power Systems Research,* vol. 78, pp. 1247-1255, 2008.

[47] R. Pusca, R. Romary, A. Ceban, and J.-F. Brudny, "An Online Universal Diagnosis Procedure Using Two External Flux Sensors Applied to the AC Electrical Rotating Machines," *Sensors,* vol. 10, pp. 10448-10466, 2010.

[48] F. Zidat, J.-P. Lecointe, F. Morganti, J.-F. Brudny, T. Jacq, and F. Streiff, "Non Invasive Sensors for Monitoring the Efficiency of AC Electrical Rotating Machines," *Sensors,* vol. 10, pp. 7874-7895, 2010.

[49] V. V. Thomas, K. Vasudevan, and V. J. Kumar, "Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 18, pp. 265-270, June 2003.

[50] B. Yazici, G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and A. Abdel-Malek, "An adaptive, on-line, statistical method for detection of broken bars in motors using stator current and torque estimation," in *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, 1997, pp. 221-226 vol.1.

[51] H. B. Ertan and O. Keysan, "External search coil as a means of measuring rotor speed of an induction motor," in *2009 8th International Symposium on Advanced Electromechancial Motion Systems (ELECTROMOTION) & the EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium*, 2009, pp. 1-6.

[52] J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," *IEE Proceedings B Electric Power Applications,* vol. 133, pp. 155-163, 1986.

[53] W. Li and C. K. Mechefske, "Detection of Induction Motor Faults: A Comparison of Stator Current, Vibration and Acoustic Methods," *Journal of Vibration and Control,* vol. 12, pp. 165-188, 1 February 2006.
[54] S. Tumanski, "Induction coil sensors—a review," *Measurement Science and Technology,* vol. 18, pp. R31-R46, 2007.
[55] J.-F. Brudny, "Modélisation de la denture des machines asynchrones. Phénomène de résonance," *Journal de Physique III France,* vol. 7, pp. 1009 - 1023, Mai 1997.
[56] R. Romary, D. Roger, and J.-F. Brudny, "Analytical computation of an AC machine external magnetic field," *The European Physical Journal - Applied Physics,* vol. 47, pp. 1-6, 2009.
[57] D. Thailly, R. Romary, and J. F. Brudny, "Diagnosis of Induction Machines: Definition of health Machine electromagnetic Signature," in *Recent Developments of Electrical Drives* vol. XII, S. Wiak, M. Dems, and K. Komeza, Eds., ed New York, NY, USA: Springer, 2006, pp. 237-246.
[58] S. Jelassi, "Impact d'un court-circuit interne au stator d'une machine asynchrone sur les effets générés par la denture," Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2011.
[59] D. Thailly, R. Romary, J.-P. Lecointe, J. F. Brudny, and P. Suau, "Synchronous Machine Diagnosis Using an External Magnetic Flux Sensor," in *XVIIth International Conference on Electrical Machines, ICEM 2006*, Chania, Crete Island, Greece, 2006, pp. 1-6.
[60] A. B. J. Reece and T. W. Preston, *Finite Element Methods in Electrical Power Engineering*. Oxford: Oxford University Press, 2000.
[61] V. Fireţeanu and P. Taraş, "Teaching induction machine through finite element models," in *XVIII International Conference on Electrical Machines - ICEM 2008*, Vilamoura, Portugal, 2008, pp. 1-6.
[62] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," Thèse de doctorat, Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY – UMR 5005 CNRS), Ecole Centrale de Lyon, Villeurbanne, France, 2003.
[63] S. Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique," Thèse de doctorat, Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Poitiers, Université de Poitiers, Poitiers, France, 2002.
[64] D. Thailly, A. Yazidi, R. Romary, H. Henao, J. F. Brudny, and G. A. Capolino, "Diagnosis of a stator winding short-circuit fault on induction machines running in variable speed conditions," in *5th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED 2005*, 2005, pp. 1-5.
[65] T. Wildi and G. Sybille, *Électrotechnique*, 4 ed.: Presses Université Laval, 2005.
[66] H. Roisse, M. Hecquet, and P. Brochet, "Simulations of synchronous machines using a electric-magnetic coupled network model," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 34, pp. 3656-3659, 1998.
[67] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, and A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 32, pp. 910-918, July/August 1996.
[68] H. Meshgin-Kelk, J. Milimonfared, and H. A. Toliyat, "Interbar currents and axial fluxes in healthy and faulty induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 40, pp. 128-134, 2004.
[69] A. Ceban, "Analyse de l'excentricité d'une machine asynchrone à partir du flux axial," presented at the Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique - JCGE'09, Compiègne, France, 2009.
[70] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 10, pp. 241-247, June 1995.
[71] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," Thèse de doctorat, Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Nancy, France, 2004.

[72] A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie, "Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: a case of rotor cage faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 47, pp. 1092-1099, October 2000.

[73] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by the total instantaneous power spectral analysis," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, pp. 1929-1934 vol.3.

[74] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kliman, "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 37, pp. 1248-1255, 2001.

[75] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik, H. Henao, A. Yazidi, and G. A. Capolino, "Rotor fault detection using the instantaneous power signature," in *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT '04*, 2004, pp. 170-174 Vol. 1.

[76] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Eccentricity and broken rotor bars faults - Effects on the external axial field," in *XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010* 2010, pp. 1-6.

[77] M. Haji and H. A. Toliyat, "Pattern recognition-a technique for induction machines rotor broken bar detection," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 16, pp. 312-317, December 2001.

[78] C. C. M. Cunha, R. O. C. Lyra, and B. C. Filho, "Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 41, pp. 18-24, January/February 2005.

ANNEXES

A. Expression du terme A_{sr}

Les coefficients A_{00}, A_{s0}, A_{0r}, A_{sr} qui sont caractéristiques de la denture sont définis par:

$$\left.\begin{aligned} A_{00} &= \frac{1}{e_M}\left[1+\frac{d_e^s r_d^s}{e^r}+\frac{d_e^r r_d^r}{e^s}+\frac{d_e^s d_e^s\left(e+e_M\right) r_d^s r_d^r}{e e^s e^r}\right] \\ A_{s0} &= \frac{2 d_e^s}{\pi e_M e^r}\left[1+\frac{d_e^r\left(e+e_M\right) r_d^r}{e e^s}\right] \\ A_{s0} &= \frac{2 d_e^r}{\pi e_M e^s}\left[1+\frac{d_e^s\left(e+e_M\right) r_d^s}{e e^r}\right] \\ A_{sr} &= \frac{4 d_e^s d_e^r}{\pi^2 e e^s e^r e_M}\left(e+e_M\right) \end{aligned}\right\}$$

où d_e^s est la profondeur fictive des encoches statoriques, e est l'épaisseur minimale de l'entrefer, e_M est l'épaisseur maximale de l'entrefer, obtenue en considérant les profondeurs fictives d'encoche : $e_M = e + d_e^s + d_e^r$. e^s et e^r sont des épaisseurs fictives intermédiaires définies respectivement par : $e + d_e^s$, $e + d_e^r$.