

Université Mohamed Kheider -Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département : Génie Electrique - Electrotechnique

Ref:



جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم : الهندسة الكهربائية - الالكتروتقني

المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Génie Electrique

Option : ELECTROTECHNIQUE

Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Eléments Finis

Présentée par :

HALEM Noura

Soutenue publiquement le 07/04/2015

Devant le jury composé de:

BENCHOUIA Med Toufik	Professeur	Président	Université de Biskra
ZOUZOU Salah Eddine	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
SRAIRI Kamel	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Biskra
BAHI Tahar	Professeur	Examineur	Université de Annaba
KHEZZAR Abdelmalek	Professeur	Examineur	Université de Constantine
MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur	Examineur	Université de Guelma

Remerciements

C'est à mon Dieu que j'adresse en premier lieu mes remerciements c'est grâce à lui et à lui seul que cette entreprise à vu le jour, il a guidé mes pas et m'a rapproché d'universitaires de haut niveau garants de toute réussite

*Je remercie tout d'abord le **Professeur BENCHOUIA M^{ed} Toufik** de l'université de Biskra, pour avoir accepté de présider ce jury et pour ses encouragements sincères pour la finalisation de cette thèse, je vous suis reconnaissante.*

Je remercie également:

***Professeur ZOZZOU Salah Eddine** de l'université de Biskra, il est d'usage de remercier le directeur de thèse mais au-delà des usages je tiens à vous exprimer à travers ces mots ma profonde reconnaissance. Vous avez été mon enseignant, vous avez évalué mon travail d'ingénieur vous avez guidé mes pas chancelants pour le Magistère et vous avez réussi à m'apprendre, moi la novice les finesses du monde si complexe du diagnostic. Votre clairvoyance votre sagesse et votre immense savoir m'ont permis d'être dans l'universel. Veuillez trouver à travers ces lignes mon immense gratitude et mon respect sans faille.*

***Professeur SRAIRI Kamel** de l'université de Biskra, c'est un honneur immense que d'être codiriger par vos soins et je vous adresse mes remerciements pour la patience et les conseils que vous m'avez prodigué tout au long de ce travail. Je resterais incomplète sans évoquer votre sens du parfait en m'orientant vers le monde de l'électromagnétisme ou grâce à vous j'ai pris gout dans la méthode pas à pas dans laquelle vous êtes incontestablement une référence. Saurais-je être à la hauteur pour vous honorer ?*

*Je remercie vivement le **Professeur KHEZZAR Abdelmalek** de l'université de Constantine qui a accepté de juger ce travail sans hésitation. Votre avis apportera sans aucun doute les éclairages opportuns.*

*Un grand merci pour le **Professeur BAHY Tahar** de l'université de Annaba pour avoir accepté de faire partie de ce jury avec sa joie et sa gentillesse légendaires en sachant choisir les mots qu'il faut.*

*Au **Professeur MOUSSAOUI Abdelkrim** de l'université de Guelma pour avoir accepté d'expertiser ce travail de thèse.*

*Je ne saurais oublier ceux qui de loin m'ont soutenu et motivé, à l'instar du **Professeur LANEZ Touhami** de l'université d'El-Oued, les mots restent souvent incapables d'exprimer des sentiments, si bien que je serais incapable à vous exprimer ma gratitude sincère pour les conseils et le suivi sans cesse renouvelés. La confiance que vous avez placée en moi, un lourd fardeau en somme que je dois honorer. Si aujourd'hui je suis arrivée à ce niveau, c'est grâce à vous. Vous êtes mon guide spirituel, mon modèle et vous avez malgré vos lourdes charges à l'université, répondu présent à mes sollicitations si fréquentes. Alors simplement un grand merci...*

*Et de Messieurs les **Professeurs BAIRI Abdelmadjid** et **DEBBACHE Nacer Eddine** de l'université de Annaba qui ont été le lien pour compléter ce jury je les remercie pour leurs aides.*

*Je remercie le **Professeur CHAMPENOIS Gérard**, de l'université de Poitiers qui n'a pas lésiné sur les moyens pour nous apporter son expertise scientifique.*

*A monsieur **Dr. GYFTAKIS Konstantinos** de l'université de Patras (Grèce) et monsieur **Dr. VICENTE Aucejo** de l'Espagne, que la distance n'a pas empêché de répondre à chaque sollicitation, qu'ils trouvent ici l'expression de ma sincère reconnaissance.*

*Enfin, que Messieurs; **GUEDIDI Salim**, **Dr. SAHRAOUI Mohammed** et **Dr. GHOGGAL Adel**, membres d'équipe de recherche au laboratoire LGEB de Biskra soient remerciés pour l'entraide cordiale qu'ils ont développés au laboratoire.*

A l'être qui m'est le plus cher... .

A mon père

ملخص الأطروحة

تهدف هذه الأطروحة الى تشخيص الأعطاب في الماكينات الكهربائية اللامتزامنة ثلاثية الأطوار باستعمال تقنية العناصر المنتهية ذات بعدين. تعتبر تقنية التحليل الطيفي للتيار الكهربائي المار بالساكن من أكثر التقنيات استعمالاً لتشخيص مختلف الأعطاب في الماكينات اللامتزامنة و منه جزء كبير من هذا العمل تناول تأثير ظاهرة التشبع المغناطيسي على محتوى طيف التيار الكهربائي للساكن. أيضا بهدف معاينة مدى تأثير نوعية ربط دارة التغذية على محتوى طيف التيار الكهربائي تمت محاكاة الماكينة الكهربائية من أجل دارات تغذية مختلفة الربط و تباعا لنفس الهدف تم أيضا معاينة تأثير الحمولة لتتناول الدراسة محاكاة الماكينة تحت نظام تغذية ثلاثي الأطوار غير متوازن. في هذا العمل تمت محاكاة عطب قضيب دوار متكسر و تم الحصول على التوافقيات الدالة على العطب حول التوافقية الأساسية كذلك تمت محاكاة هذا العطب من أجل وضعيات مختلفة لمعاينة أثر تموقع القضيب المتكسر. إضافة الى ذلك تم محاكاة الماكينة بعطب قضيب متكسر لمختلف أنواع ربط دارة التغذية. تضمنت الدراسة أيضا محاكاة هذا العطب بالنسبة لماكينة كهربائية مغذاة بنظام جهود ثلاثي الأطوار غير متوازن. عرض هذا العمل تحقيق مهم حول فعالية تقنية التحليل الطيفي للتيار المار في الساكن لتشخيص عطب اللامركزية الساكنة منفردة او اللامركزية الديناميكية منفردة في الماكينات اللامتزامنة التي تحتوي على التوافقيتين الأساسيتين الخاصتين بالمجاري. من خلال النتائج المتحصل عليها تبين أن التوافقيات الدالة على عطب اللامركزية لم تظهر في طيف التيار المار بالساكن في حين تم ظهورها بشكل واضح في طيف كثافة التدفق المغناطيسي للفجوة حتى من أجل نسب ضعيفة من عطب اللامركزية. بالإضافة الى التوافقيات الدالة على العطب حول التوافقية الأساسية سمح تحليل طيف التحريض المغناطيسي بظهور توافقيات أخرى دالة على وجود العطب متمركزة حول التوافقيات الموجودة مسبقا بالطيف. كذلك تم اثبات فعالية كبيرة للتحليل الطيفي لكثافة التدفق المغناطيسي مقارنة بالتحليل الطيفي للتيار الكهربائي المار بالساكن من أجل تشخيص عطب اللامركزية المختلطة خاصة عندما تحدث بنسب ضئيلة.

الكلمات المفتاحية: ماكينة لامتزامنة ثلاثية الأطوار ذات قفص سنجابي - طريقة العناصر المنتهية ذات بعدين - تشخيص الأعطاب - التحليل الطيفي - قضيب دوار متكسر - اللامركزية الساكنة - اللامركزية الديناميكية.

Résumé de la thèse

L'objectif de cette thèse est le diagnostic des défauts dans les machines électriques asynchrones triphasées à cage d'écureuil par un modèle de simulation basée sur la méthode des éléments finis 2D. La technique d'analyse spectrale du courant statorique est la plus utilisée pour diagnostiquer les différents défauts dans les machines asynchrones, ce qui nous amène, à étudier l'impact du phénomène de la saturation magnétique dans la machine asynchrone sur le contenu spectral du courant statorique. Ainsi, pour voir l'influence de type de connexion de circuit d'alimentation la machine asynchrone a été simulée pour différent type de circuit d'alimentation. Ainsi l'effet de la charge sur le contenu spectrale du courant statorique a été étudié. Ensuite, des simulations de la machine asynchrone sous un système triphasé déséquilibré complètent l'étude. Le défaut de la barre rotorique cassée a été simulé dans ce travail, avec comme principal résultat l'apparition des signatures traditionnelles de ce défaut autour de fondamentale. Pour avoir l'impact de localisation de la barre cassée, la simulation a concerné différents positionnements dans les pôles de la machine. Plusieurs types de connexion du circuit d'alimentation sont pris en compte pour la simulation, ainsi la simulation de ce défaut a été effectuée pour une machine alimentée par un système d'alimentation déséquilibré. Dans ce travail on a abordé une investigation très importante sur l'efficacité de la technique d'analyse spectrale du courant statorique pour détecter les signatures de défaut d'excentricité statique seule ou dynamiques seule dans les machines asynchrones qui possèdent les deux harmoniques principaux. Les résultats obtenus indiquent clairement que les signatures de ces défauts n'apparaissent pas dans le spectre du courant statorique, elles apparaissent clairement dans le spectre de la densité de flux magnétique de l'entrefer même pour des faibles degrés. L'analyse spectrale de l'induction magnétique dans l'entrefer offre plus de signatures traditionnelles d'excentricité autour de la fondamentale, qu'autour des autres harmoniques permanents. L'ensemble des données enregistrées nous permet d'affirmer que le spectre d'induction magnétique d'entrefer sera plus efficace pour la détection d'excentricité mixte, surtout pour des faibles degrés.

Mots clés: *machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil - la méthode des éléments finis 2D - diagnostic des défauts - analyse spectrale - barre rotorique cassée - excentricité statique - excentricité dynamique.*

Abstract of the thesis

The objective of this thesis is the fault diagnosis in three-phase asynchronous electric machines squirrel cage by a simulation model based on the 2D finite element method. The technique of spectral analysis of the stator current is most commonly used to diagnose various faults in induction machines, which brings us to study the impact of the phenomena of magnetic saturation in induction machines on the spectral content of the stator current. Thus, to see the influence of connection type power circuit induction motor was simulated for different types of feed electric circuit. Thus, the effect of the load on the spectral content of the stator current has been investigated. Then, simulation of the asynchronous machine under unbalanced three-phase system completes the study. The broken bar defect was simulated in this work, with the main results in the appearance of traditional signatures of this fault around the fundamental. For verifying the localization impact of the broken bar, this defect was simulated for different positions on the poles of machine. Then, several types of connection of the supply circuit are taken into account for the simulation. Also, in this work the broken bar default simulation was performed for a machine under unbalanced supply. In this study we addressed a major investigation of the effectiveness of the spectral analysis of the stator current for detecting the fault signatures of static eccentricity only or dynamic eccentricity only in asynchronous when the machine has the two principal slot harmonics. The results clearly indicate that the signatures of these defaults do not appear in the spectrum of the stator current, and they appear clearly in the spectrum of the air gap magnetic flux density even at low levels of eccentricity. Also, the air gap spectral analysis of the magnetic induction provides more than the traditional signatures eccentricity around the fundamental harmonic, another indexes fault around other permanent harmonics. All recorded data allows us to say that the air gap magnetic induction spectrum will be more effective for the detection of mixed eccentricity, especially for low degrees.

Keywords: three-phase squirrel cage induction motor - 2D finite element method - fault diagnosis - spectral analysis - broken rotor bar - static eccentricity - dynamic eccentricity.

Table des matières

Table des matières

	Page
Table de matières	vi
Liste des figures	x
Liste des tableaux	xvi
Liste des symboles et abréviations	xix
Introduction générale	1
Chapitre I: Etat de l'art	5
I.1 Introduction	6
I.2 Notion sur la sûreté de fonctionnement	6
I.2.1 Entraves	6
I.2.2 Taxonomie	7
I.2.3 Attributs	8
I.2.4 Conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	9
I.2.4.1 Recherche de signatures des défaillances	10
I.2.4.2 Mise au point de méthodes de surveillance/détection	10
I.2.4.3 Diagnostic des défaillances : identification et localisation des défauts	10
I.2.4.4 Décision d'actions	11
I.2.5 Coût de la sûreté de fonctionnement	11
I.2.6 Sûreté de fonctionnement des machines électriques	11
I.3 Constitution du moteur asynchrone triphasé à cage	12
I.3.1 Stator	12
I.3.2 Rotor	13
I.4 Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage	13
I.4.1 Défaillances des roulements mécaniques	14
I.4.2 Défaillances au stator	16
I.4.2.1 Défauts d'isolant dans un enroulement	17
I.4.2.2 Défauts d'isolant dans un enroulement	17
I.4.2.3 Un court-circuit entre phases	18
I.4.2.4 Défaillances du circuit magnétique	18

I.4.3	Défaillances au rotor	18
I.4.3.1	Excentricité	19
I.4.3.2	Rupture de barres et d'anneau de court-circuit	21
I.5	Méthodes de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone	21
I.5.1	Les méthodes de connaissances	22
I.5.2	Les méthodes de redondances analytiques	22
I.5.3	Les méthodes par modélisation de signaux	23
I.6	L'aspect modélisation	25
I.6.1	Approche analytique	25
I.6.2	Approche numérique	26
I.6.2.1	Méthode des schémas magnétiques équivalents	26
I.6.2.2	Méthode des éléments finis	26
I.7	Conclusion	27
Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain		29
II.1	Introduction	30
II.2	Modèle couplé élément finis-circuit électrique de la machine asynchrone triphasée à cage	31
II.2.1	Phase de préparation (Préprocesseur)	32
II.2.2	Phase de calcul (Processeur de calcul)	35
II.2.3	Phase de visualisation (Post-processeur)	39
II.3	Analyse spectrale du courant statorique	40
II.3.1	Effet de la saturation magnétique sur le contenu spectrale du courant statorique de la machine saine	41
II.3.2	Effet du type de la connexion du circuit d'alimentation sur le contenu spectrale du courant statorique de la machine saine	49
II.3.3	Effet de la charge sur le contenu spectrale du courant statorique de la machine saine	55
II.3.4	Analyse spectrale du courant statorique sous des tensions d'alimentation déséquilibrées	60
II.4	Conclusion	68
Chapitre III: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut de cassure de barres		69

III.1	Introduction	70
III.2	Que se passe-t-il dans la machine asynchrone quand une barre rotorique est cassée ?	71
III.3	Simulation du défaut de cassure de barre rotorique par la méthode des éléments finis	74
III.3.1	Effet de la charge sur la détection de défaut de barre cassée	82
III.3.2	Simulation de défaut de cassure de barre rotorique en présence de déséquilibre de tensions d'alimentation	83
III.3.3	Effet de la position des barres cassées	85
III.3.4	Influence du type de connexion du circuit d'alimentation sur la détection de défaut de cassure de barre rotorique	89
III.3.4.1	Discussion et analyse des résultats	94
III.4	Conclusion	96
Chapitre IV : Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut d'excentricité		97
IV. 1	Introduction	98
IV. 2	Simulation de défaut d'excentricité par la méthode des éléments finis	99
IV.2.1	Détection des signatures de défaut d'excentricité par l'analyse spectrale du courant statorique et l'induction magnétique d'entrefer	101
IV. 3	Détection de défaut d'excentricité statique seule par l'analyse de l'induction magnétique d'entrefer	114
IV.3.1	Effet de la saturation magnétique sur le diagnostic de défaut d'excentricité statique	115
IV. 4	Détection de défaut d'excentricité dynamique seule par l'analyse de l'induction magnétique d'entrefer	117
IV. 5	Simulation de défaut de barre cassée en présence d'excentricité statique	119
IV. 6	Conclusion	121
Conclusion générale		123
Bibliographie		127
Annexe		145

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I: Etat de l'art	5
I.1 Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement	9
I.2 Structure de la machine asynchrone triphasée à cage	12
I.3 Structure d'un roulement à billes	15
I.4 Types d'excentricité: (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité dynamique	20
I.5 Méthodes de diagnostic de la machine asynchrone	22
Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain	29
II.1 Structure de la machine asynchrone 4 pôles étudiée	32
II.2 Caractéristiques B(H) pour les parties ferromagnétiques	33
II.3 Maillage du circuit magnétique: (a) la machine complète; (b) zoom	33
II.4 Circuit électrique du modèle	34
II.5 Répartition du bobinage statorique	34
II.6 Formes d'ondes des tensions de phases de la machine saine	35
II.7 Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone à l'état sain (simulation, en pleine charge)	36
II.8 Formes d'ondes des courants de phases de la machine saine obtenus par simulation (en pleine charge)	37
II.9 Formes d'ondes des courants de phases de la machine saine obtenus expérimentalement (en pleine charge)	37
II.10 Formes d'onde de la densité de flux magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge	38
II.11 Induction radiale dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge	38
II.12 Vitesse de rotation de la machine saine en pleine charge	38
II.13 Couple électromagnétique de la machine saine en pleine charge	39
II.14 Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique: (a) à l'instant $t=0.001$ s; (b) à l'instant $t=3.2$ s	40

II.15	Répartition de l'induction magnétique dans le circuit magnétique à l'instant $t=3.2$ s	40
II.16	Forme d'onde du courant statorique pour les deux modèles: linéaire et non-linéaire	42
II.17	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s= 4.8$ %; modèle <i>linéaire</i>	43
II.18	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW: en pleine charge $s= 4.8$ %; modèle <i>non-linéaire</i> (0 Hz - 500 Hz)	43
II.19	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s= 4.8$ % (<i>expérimental</i>)	43
II.20	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW: en pleine charge $s= 4.8$ %; modèle <i>non-linéaire</i> (500 Hz - 1000 Hz)	44
II.21	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW: en pleine charge $s= 4.8$ %; modèle <i>non-linéaire</i> (0 Hz - 500 Hz)	44
II.22	Types de connexion de circuit électrique d'alimentation: (a) Y-connexion; (b) YN- connexion; (c) Δ -connexion	50
II.23	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Y	51
II.24	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en YN	51
II.25	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Δ (courant de phase)	51
II.26	Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Δ (courant de ligne)	52
II.27	Spectre du courant statorique de la machine saine en pleine charge $s=4.8$ %	56
II.28	Spectre du courant statorique de la machine saine en mi-charge $s=3.74$ %	56
II.29	Spectre du courant statorique de la machine saine à vide	56
II.30	Formes d'onde des tensions triphasées déséquilibrées (surtension)	62
II.31	Formes d'onde des courants triphasés déséquilibrés (surtension)	62
II.32	Formes d'onde des tensions triphasées équilibrées (sous-tension)	62
II.33	Formes d'onde des courants triphasés déséquilibrés (sous-tension)	63
II.34	Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée équilibrée	63
II.35	Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée déséquilibrée (surtension)	63

II.36	Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée déséquilibrée (sous-tension)	64
II.37	Zoom de la vitesse de rotation de la machine pour des tensions d'alimentation équilibrées et déséquilibrées	66
II.38	Couple électromagnétique de la machine pour des tensions d'alimentation; équilibrées et déséquilibrées	66
Chapitre III: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut de cassure de barres		70
III.1	Schéma de fonctionnement pour une machine saine et une machine avec défaut	72
III.2	Lignes d'équiflux à l'intérieur et à l'extérieur de la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge)	75
III.3	Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 3 barres cassées	76
III.4	Vitesse de rotation pour une machine asynchrone saine et une machine asynchrone avec défaut (en pleine charge).....	77
III.5	Couple électromagnétique pour une machine asynchrone saine et une machine asynchrone avec défaut (en pleine charge)	77
III.6	Spectre du couple électromagnétique pour une machine saine et une machine avec défaut (en pleine charge)	78
III.7	Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 3 barres cassées (simulation)	79
III.8	Rotor de la machine 1.1 kW avec deux barres cassées	80
III.9	Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone en pleine charge:(a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 2 barres cassées (expérimental)	81
III.10	Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone avec une seule barre cassée: (a) en pleine charge; (b) en mi-charge; (c) à vide (simulation)	82
III.11	Vitesse de rotation de la machine saine et la machine avec défaut pour une alimentation équilibrée et déséquilibrée (en pleine charge)	83
III.12	Couple électromagnétique de la machine saine et la machine avec défaut pour une alimentation équilibrée et déséquilibrée (en pleine charge)	84
III.13	Spectres de courant statorique pour la machine en pleine charge et avec défaut: (a) sous tensions équilibrées; (b) sous tensions déséquilibrées (simulation)	85

III.14 A. Spectre du courant statorique et lignes d'équiflux de la machine saine et la machine avec défaut pour des différentes positions des barres cassées (en pleine charge)	87
III.14 B. Spectre du courant statorique et lignes d'équiflux de la machine avec défaut pour des différentes positions des barres cassées (en pleine charge)	88
III.15 Types de connexion de circuit électrique d'alimentation:(a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion	89
III.16 Spectres de courant statorique pour une machine saine et une machine avec défaut (en pleine charge): (a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion	90
III.17 Spectres de courant statorique pour une machine avec défaut (en pleine charge): (a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion (0 Hz - 500 Hz)	91
Chapitre IV: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut d'excentricité	98
IV. 1 Lignes d'équiflux à l'intérieur et à l'extérieur de la machine saine et la machine avec défaut d'excentricité (en pleine charge)	100
IV. 2 Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge)	103
IV. 3 Spectres du courant statorique et de l'induction magnétique d'entrefer de la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge)	104
IV. 4 Spectres du courant statorique de la machine saine et de la machine avec défaut (en pleine charge)	105
IV. 5 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut (en pleine charge)	106
IV. 6 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec 20% d'excentricité statique (en pleine charge)	108
IV. 7 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec 30% d'excentricité dynamique (en pleine charge)	111
IV. 8 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec une excentricité mixte; 20% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique (en pleine charge)	113
IV. 9 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut pour différents degrés d'excentricité statique (en pleine charge)	114

IV. 10 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 10% d'excentricité statique pour des différentes charges: (a); à vide (b) en mi-charge; (c) en pleine charge	115
IV. 11 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 5% et 10% d'excentricité statique pour les deux cas: (a) non-linéaire; (b) linéaire	116
IV. 12 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut pour des différents degrés d'excentricité dynamique (en pleine charge)	118
IV. 13 Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 50% d'excentricité dynamique pour des différentes charges: (a) à vide; (b) en mi-charge; (c) en pleine charge	119
IV. 14 Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 1 barre cassée et 10% d'excentricité statique	120
IV. 15 Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec 1 barre cassée; (b) avec 1 barre cassée et 10% d'excentricité statique	121

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre I: Etat de l'art	5
I.1 Signatures spectrales des défauts de la machine asynchrone à cage	24
Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain	29
II.1 Composantes fréquentielles du spectre du courant statorique représenté dans la figure II.18: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	46
II.2 Amplitudes des harmoniques de la fmm du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	52
II.3 Amplitudes des harmoniques dus à la saturation du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	53
II.4 Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	54
II.5 Amplitudes des harmoniques dus à la saturation du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges	57
II.6 Amplitudes des harmoniques de la fmm du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges	58
II.7 Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges	59
II.8 Amplitudes des harmoniques de la saturation du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	65
II.9 Amplitudes des harmoniques de la fmm remontés du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	65

II.10	Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$	67
-------	---	----

Chapitre III: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut de cassure de barres 70

III.1	Signatures spectrales du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Y	92
III.2	Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type YN	93
III.3	Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Δ (courant de phase)	93
III.4	Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Δ (courant de ligne)	94

Chapitre IV: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut d'excentricité 98

IV.1	Fréquences et amplitudes des indices du 20% d'excentricité statique, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$	109
IV.2	Fréquences et amplitudes des indices du 30% d'excentricité dynamique, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$	110
IV.3	Fréquences et amplitudes des indices du défaut d'excentricité mixte, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$	112
IV.4	Amplitudes en dB des fréquences $(f_s \mp f_r)$ pour les cas linéaire et non-linéaire	117

Liste des symboles et abréviations

Liste des symboles et abréviations

p	: Nombre de pair de pôles.
R	: Le nombre des barres rotoriques.
s	: Glissement.
f_s	: Fréquence d'alimentation.
f_r	: Fréquence rotorique.
f_{RSHs}	: Fréquences d'harmoniques d'encoches rotoriques.
f_{H_s}	: Fréquences d'harmoniques dus à la saturation.
f_{H_m}	: Fréquences d'harmoniques de la force magnétomotrice.
f_b	: Fréquence caractéristique du défaut de barres cassées.
f_{exc}	: Fréquence caractéristique du défaut d'excentricité.
f_v	: Fréquence de vibration.
f_{roul}	: Fréquence caractéristique du défaut de roulement.
ρ	: Résistivité du matériau.
μ	: Perméabilité magnétique du matériau.
A	: Potentiel vecteur magnétique.
J_s	: Densité de courant dans les encoches statoriques.
λ	: Rang des harmoniques du temps.
n_d	: Ordre de l'excentricité dynamique.
Y	: Circuit connecté en étoile-étoile avec neutre non-relié.
YN	: Circuit connecté en étoile-étoile avec neutre relié.
Δ	: Circuit connecté en étoile-triangle.
$V_{dés}$: Tensions déséquilibrées.
Ω_s	: Vitesse synchrone.
Ω_r	: Vitesse rotorique.
Ω	: Vitesse de glissement.
Ω_0	: Valeur moyenne de Ω_r .

- $\Delta\Omega_r$: Amplitude d'oscillations de vitesse.
- ω : Pulsation des signaux d'alimentation.
- I_d^r : Courant rotorique direct.
- I_i^r : Courant rotorique inverse.
- C_d^{sr} : Couple moyen dû à l'interaction du champ du stator et celui du rotor dans le sens direct.
- C_i^{sr} : Couple de pulsation.
- k^s : Coefficient propre à chaque phase statorique.
- k_d^r : Coefficient global rotorique direct.
- k_i^r : Coefficient global rotorique inverse.
- B_d^r : Induction rotorique en sens direct.
- B_i^r : Induction rotorique en sens inverse.
- $\varphi_{B_d^r}$: Phase de l'induction rotorique en sens direct.
- $\varphi_{B_i^r}$: Phase de l'induction rotorique en sens inverse.
- J : Moment d'inertie totale.
- C_r : Couple résistant.
- FEM : Finite Element Method.
- TSFEM : Time Stepping Finite Element Method.
- MCSA : Motor Current Signal Analysis.
- FSA : Flux Signature Analysis.
- fmm : Force magnétomotrice.
- FFT : Fast Fourier Transform.
- RSHs : Harmoniques d'encoches rotoriques.
- L-PSH : Lower Principal Slot Harmonic.
- U-PSH : Upper Principal Slot Harmonic.

Introduction générale

Introduction générale

L'intérêt accordé depuis plus d'une décennie à l'efficacité industrielle, face à une mondialisation qui a étendue sa logique, impose aux concepteurs et aux utilisateurs des exigences de plus en plus précises. La recherche s'engage alors surtout dans les domaines sensibles de l'armement, du nucléaire et de la pétrochimie à répondre à ces exigences notamment en développant des outils pour non pas assurer la détection d'un défaut mais à le prévenir avant sa survenue. Des études ont en effet démontré qu'un arrêt même court de la machine entraîne des dépenses importantes et met en péril d'une part la rentabilité du processus mais surtout l'efficacité industrielle dans toute sa globalité.

La machine asynchrone triphasée a été depuis son invention fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance. L'avènement de l'électronique de puissance renversa la tendance et la rend de plus en plus utilisée. Sa prédominance résulte de la standardisation réussie dans le "process" industriel, à sa grande robustesse et à ses coûts d'achat et d'entretien relativement plus faibles. En fait, Actuellement, la plupart des équipements industriels sont à base de machines asynchrones triphasées comme l'aéronautique, le nucléaire, les industries pétroliers, chimiques, dans le transport (métro, trains, propulsion de véhicule et des navires, les ascenseurs), dans l'industrie (machines-outils, treuils) et dans l'électroménager. A l'origine, elle était uniquement utilisée comme moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée comme génératrice, c'est par exemple le cas des éoliennes dont la production de part le monde a connu un essor considérables. Cependant, et en dépit de toutes ces qualités, les machines asynchrones triphasées restent sensibles a de multiples perturbations de l'environnement auxquelles elles sont soumises. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricités du rotor, défaut sur les accouplements, corrosion des roulements,...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barres rotoriques ou d'anneau,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les grandeurs mesurables tel que le courant statorique, les tensions, la vitesse ou bien encore la température et la densité de flux magnétique, peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et servir ainsi à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur.

Dans de nombreux secteurs industriels, la sûreté de fonctionnement est un enjeu important pour garantir une compétitivité optimale de l'outil de production devant une concurrence de plus en plus acharnée. Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, qui fait partie de la sûreté de fonctionnement, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Historiquement, pour assurer un fonctionnement sûr et fiable, le diagnostic de défaut remonte à l'origine des machines elles-mêmes. Les fabricants et les utilisateurs des machines électriques ont originellement mis en pratique une protection simple telle que la surcharge, la surtension et la protection contre les défauts à la terre, etc. Dans certaines applications où les systèmes industriels sont intégrés et souvent interconnectés, il est devenu primordial de diagnostiquer des défauts dès leur naissance, car une panne dans l'un des organes constitutifs de la machine peut arrêter tout le processus de production, ce qui cause des pertes financières lourdes.

L'un des objectifs de notre travail est l'établissement de modèle suffisamment précis permettant de déterminer le comportement réel de la machine asynchrone triphasée saine et avec défaut. Plusieurs modèles ont été développés, parmi ces modèles le modèle triphasé-triphasé linéaire et celui de Park qui représentent le comportement électrique de la machine asynchrone mais ils négligent les phénomènes magnétiques ou électriques tels que les courants de Foucault, la saturation magnétique, l'effet d'une géométrie complexe (l'effet d'encochage) Ces modèles sont constamment affectés par des transformations et le changement d'axe de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les barres cassées dans le rotor de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine, et en plus, les hypothèses justifiées pour la modélisation d'une machine saine, peuvent ne pas être valides en cas de défauts électriques. L'analyse des machines électriques peut être faite par la méthode des schémas magnétiques équivalents, qui consiste à découper le circuit magnétique qui constitue la machine étudiée en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réluctance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances, peuvent être définies selon les valeurs de flux, prenant ainsi en considération la saturation magnétique. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variable selon la position du rotor. La modélisation locale utilisant la répartition du champ électromagnétique dans la machine en tenant compte de différents phénomènes tels que la saturation magnétique

des parties ferromagnétiques ou l'effet des harmoniques d'espace, donne une meilleure représentation des phénomènes mais elle reste lourde et très onéreuse en temps de calculs. De ce fait, dans ce travail la modélisation de la machine asynchrone saine et avec défaut sera réalisée par *la méthode d'éléments finis pas à pas dans le temps*, d'une part pour étudier le comportement précis des différentes grandeurs de machine asynchrone triphasée saine, et d'autre part pour valider les modèles plus simples de type circuits électriques.

Pour atteindre ces objectifs, le travail de thèse présentée s'articule sur quatre parties distinctes mais complémentaires sous forme de chapitres:

Le premier chapitre présente des notions de bases liées à l'action de diagnostic, suivi d'une présentation succincte de la constitution du dispositif à étudier. Les différents défauts qui peuvent apparaître dans une machine asynchrone triphasée seront détaillés, avec comme trame de fond les différentes approches destinées au diagnostic de la machine asynchrone triphasée.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée saine par la méthode des éléments finis en utilisant la technique pas à pas dans le temps, suivi par l'étude détaillée du contenu spectral du courant statorique, pour une machine saine. L'étude sera orientée vers l'effet de la saturation des parties ferromagnétiques de la machine, l'effet du type de la connexion du circuit d'alimentation et l'effet de la charge. Une partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la machine asynchrone saine sous un système de tension triphasé déséquilibré.

Le troisième chapitre est réservé à l'étude du défaut de la rupture de barres rotoriques, le défaut sera simulé en utilisant la méthode des éléments finis pas à pas dans le temps, l'effet d'encoche et de la saturation magnétique des parties ferromagnétiques de la machine seront tenus en compte. Cette partie de la thèse s'attellera à vérifier l'impact de localisation des barres cassées dans le rotor, et l'influence du type de connexion du circuit d'alimentation sur le diagnostic de ce type de défaut. En outre, le défaut de la rupture de barres rotoriques sera combiné avec un déséquilibre de tensions.

Le quatrième chapitre est essentiellement consacré à l'investigation sur l'efficacité de la technique traditionnelle; l'analyse spectrale du courant statorique, pour détecter le défaut d'excentricité seule ou dynamique seule. Ensuite, la détection du défaut d'excentricité sera déterminée par l'analyse spectrale de la densité du flux magnétique d'entrefer pour les deux modèles linéaire et non linéaire dans le but de vérifier l'impact de l'effet de la saturation magnétique.

Chapitre I

Etat de l'art

Chapitre I: Etat de l'art

I.1 Introduction

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des notions de bases reliées à l'action de diagnostic. Il sera suivi d'une présentation succincte de la constitution du dispositif à étudier où nous exposons les différents défauts qui peuvent apparaître dans une machine asynchrone triphasée. Ainsi nous montrons les différentes approches destinées au diagnostic de la machine asynchrone triphasée. Nous nous limiterons à la présentation des techniques basées sur l'analyse des signaux, ces dernières constituent l'essentiel de notre étude.

Enfin, c'est dans le contexte diagnostic des défauts et du choix de l'approche de modélisation que nous comptons mettre en œuvre pour appliquer la technique d'analyse des signaux à des fins de détection et de diagnostic. L'aspect modélisation et son impact sur la tâche de diagnostic sera inclus dans ce premier chapitre, suivi par une synthèse sur les travaux antérieurs. Un regard particulier sera porté sur les travaux concernant le diagnostic des machines asynchrones triphasées par la méthode des éléments finis utilisant la technique d'analyse des signaux.

I.2 Notion sur la sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement unanimement appelée *la science des défaillances* consiste à évaluer les risques potentiels, à prévoir l'occurrence des défaillances et tenter de minimiser les conséquences des situations catastrophiques lorsqu'elles se présentent. Elle inclut leur connaissance, leur évaluation, leur prévision, leur mesure et leur maîtrise. Il s'agit d'un domaine transverse qui nécessite une maîtrise globale du système comme les conditions d'utilisation, les risques extérieurs, les architectures fonctionnelles et matérielles, la structure et la fatigue des matériaux. C'est à partir de nombreux travaux réalisés par l'évaluation des résultats d'expérience et des rapports d'analyse d'accidents que des avancées notables ont été enregistrées dans ce domaine [1], [2].

I.2.1 Entraves

Le mot entrave qui dérive de l'ancien français *Entravar* désignait à l'origine l'action de gêner la marche d'un animal. Ce concept revêt actuellement plusieurs sens par extension à d'autres domaines. En cybernétique il désigne toute situation qui altère le fonctionnement

optimal d'une machine ou d'un système. Ainsi, dans le domaine de la sûreté de fonctionnement les entraves répertoriées sont :

- **Erreur**: tout écart entre la valeur mesurée ou calculée, et la valeur réelle [2].
- **Un défaut**: est une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport à un comportement usuel, nominal ou acceptable [3].
- **Défaillance**: cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après défaillance d'une entité, cette entité est en état de panne. Une défaillance est un passage d'un état à un autre par opposition à une panne qui est un état [1].
- **Panne**: état d'une entité inapte à accomplir une fonction requise dans des conditions données d'utilisation [3].

I.2.2 Taxonomie

La sûreté de fonctionnement manipule un certain nombre de concepts que nous précisons dans cette partie en donnant des définitions précises.

- **Maintenance**: ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement pour accomplir une fonction requise [3].
- **Maintenance préventive**: maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre prédéterminé d'unités d'usages, et/ou des critères prédéterminés significatifs de l'état de dégradation du bien ou du service [4].
- **Maintenance corrective**: ensemble des activités réalisées après la défaillance d'un bien, ou la dégradation de sa fonction, pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement. La maintenance corrective comprend en particulier : la localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement [3].
- **Maintenance curative**: activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces

activités peuvent être : des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances [3].

- **Surveillance/détection de comportement:** actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes [3].
- **Diagnostic:** associé à l'origine aux Sciences de la Santé, le terme diagnostic désigne, dans le domaine des Sciences de l'Ingénieur, l'analyse des mauvais fonctionnements, défauts ou défaillances d'un système afin d'en déterminer la nature et la cause [5].

C'est aussi par extension l'action consistant à identifier la (ou les) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Le diagnostic permet de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations nécessaires de maintenance corrective [3].

I.2.3 Attributs

Les attributs de la sûreté de fonctionnement sont parfois appelés FDMS pour Fiabilité, Disponibilité, Maintenabilité et Sécurité.

- **Fiabilité:** aptitude d'une entité à accomplir les fonctions requises dans des conditions données pendant une durée donnée. Elle est caractérisée par la probabilité pour que l'entité accomplissant ces fonctions à l'instant 0 puisse les accomplisse à l'instant t [1].
- **La disponibilité:** aptitude d'une entité à être en état d'accomplir une fonction requise dans des conditions données à un instant donné ou pendant un intervalle de temps donné, en supposant que la fourniture des moyens extérieurs nécessaires soit assurée [3].
- **Maintenabilité:** aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant t, d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0. La maintenabilité ne se différencie de la

fiabilité que sur ce dernier point : elle caractérise la promptitude de reprise du service attendu après interruption. La maintenabilité, c'est la brièveté des pannes [1].

- **Sécurité:** aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages ou à ne pas faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques [3].

D'autres attributs de sûreté de fonctionnement ont été identifiés comme par exemple la testabilité (le degré d'un composant ou d'un système à fournir des informations sur son état et ses performances), ou la diagnosticabilité (capacité d'un système à exhiber des symptômes pour des situations d'erreur) survivabilité (capacité d'un système à continuer sa mission après perturbation humaine ou environnementale).

I.2.4 Conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement consiste à connaître, détecter, analyser, et maîtriser les défaillances des systèmes. Il est admis selon [3] que la décision finale dans un dispositif de sûreté de fonctionnement est la dernière étape d'un dispositif qui en comprend quatre étapes distinctes, la figure I.1 synthétise ces différentes étapes.



Figure I.1. Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement [3].

I.2.4.1 Recherche de signatures des défaillances

Cette étape est essentielle dans la mise au point d'un dispositif de sûreté de fonctionnement. Elle doit répondre à un certains nombres d'impératifs liés aux phénomènes et aux situations critiques pouvant mettre en risque la fonction et la mission d'un système.

Dans ce contexte, la sûreté de fonctionnement est toujours totalement dépendante de la connaissance du système étudié et de l'état des sciences concernées. Alors, la difficulté pour le concepteur est d'être à priori capable de:

- Spécifier les éléments les plus sensibles d'une installation;
- Définir les grandeurs utiles pour l'appréciation des défauts et leurs effets;
- Apprécier la réaction des grandeurs sous l'effet des défauts enregistrés.

Cette recherche peut être menée par différents moyens. Elle peut s'obtenir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances théoriques du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de *modélisation*, de *simulation* ou encore à des essais expérimentaux [3].

I.2.4.2 Mise au point de méthodes de surveillance/détection

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus critiques et sur les signes de leur manifestation. L'étape de mise au point de méthodes de surveillance/détection se nourrit de ces éléments, les exploite, pour mettre au point des techniques permettant de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. Comme nous l'avons déjà évoqué, les méthodes de surveillance/détection s'appuient généralement sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition [3].

I.2.4.3 Diagnostic des défaillances : identification et localisation des défauts

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance pour tenter d'identifier et de localiser la ou les causes probables de la défaillance. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leur relation de cause à

effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'action possibles pour le contenir [3], [4].

I.2.4.4 Décision d'actions

Les trois étapes enclenchées dans le dispositif permettent une prise de décisions, pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences du cahier des charges de sûreté de fonctionnement (maintien de la fonction, sécurisation, maintenance,...).

I.2.5 Coût de la sûreté de fonctionnement

L'aspect économique est de plus en plus intégré dans l'analyse d'un processus de sûreté. Les dépenses générées par les différents inputs constituent un élément d'appréciation de la rentabilité du dispositif. Le coût d'une défaillance peut être extrêmement élevé, il appartient au concepteur de chercher des compromis entre les mécanismes de sûreté de fonctionnement nécessaires et les coûts économiques. Les systèmes qui ne sont pas sûrs, pas fiables ou pas sécurisés peuvent être rejetés par les utilisateurs. Le coût d'un haut niveau de sûreté de fonctionnement est très onéreux.

I.2.6 Sûreté de fonctionnement des machines électriques

Les principes généraux liés à la sûreté de fonctionnement précédemment évoqués peuvent s'appliquer à n'importe quel dispositif. Précisément, dans le domaine d'électrotechnique, les systèmes modernes tendent de plus en plus à intégrer cette notion de sûreté de fonctionnement.

La surveillance de l'état de santé des systèmes, les dispositifs de détection de pannes et de sécurisation sont recherchés pour limiter les coûts de maintenance et augmenter la disponibilité ainsi que la fiabilité des installations.

Parmi les composants les plus fréquemment rencontrés dans l'industrie, du fait de leur robustesse et cout modéré, les machines asynchrones triphasées tiennent une place de premier ordre. Les questions liées à leur sûreté de fonctionnement sont donc d'un très grand intérêt pour les exploitants et les fabricants.

I.3 Constitution du moteur asynchrone triphasé à cage

Bien que la paternité des machines asynchrones soit attribuée à plusieurs chercheurs, il est admis cependant qu'en 1889, Mikhaïl Dolivo Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891. Il existe cependant plusieurs types de machines. Progressivement ces machines prennent de l'ampleur du fait de leur simplicité d'utilisation et d'entretien, de leurs robustesses et leurs faibles prix de revient. Notre étude porte sur un type de machines en l'occurrence la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

La machine asynchrone triphasée souvent appelée moteur à induction est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation. Comme illustré dans la figure I.2.

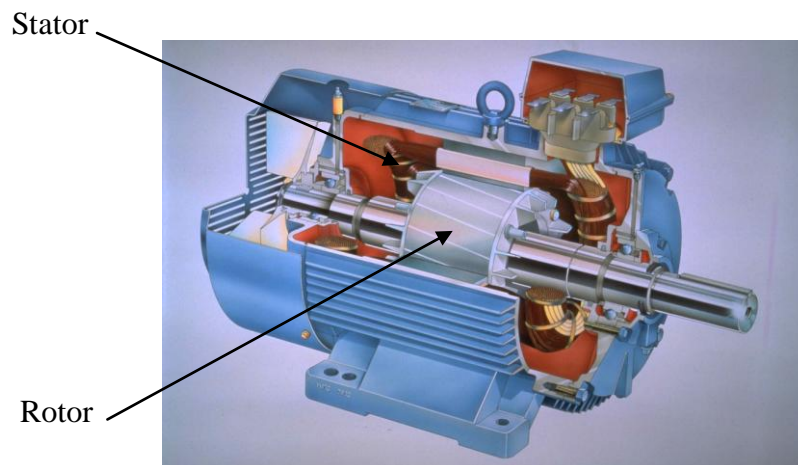


Figure I.2. Structure de la machine asynchrone triphasée à cage.

I.3.1 Stator

Le circuit magnétique du stator est réalisé par un assemblage de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. L'utilisation des tôles minces permet de minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur

circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [2], [6].

I.3.2 Rotor

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Dans le rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont des barres obtenues par injection d'un alliage d'aluminium ou préformées en cuivre et introduites dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment forte pour que les courants ne circulent pratiquement pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [6].

I.4 Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage

Réputée pour être robuste, la machine asynchrone n'est jamais à l'abri des défaillances, ces anomalies donnent lieu à un comportement anormal de la machine et peuvent à court ou à long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [7]:

- ❖ **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts:** surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ...
- ❖ **Les amplificateurs de défauts:** tel que ; surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.
- ❖ **Les vices de fabrication et les erreurs humaines:** défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ...

Dans ce contexte, plusieurs études statistiques ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels, où les machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches de l'industrie, parmi ces études on peut citer sans être exhaustif: l'étude réalisée par la compagnie "General Electric", publiée

dans EPRI (Electric Power Research Institute) [8], l'étude de Thorsen et Dalva [9] et Allianz [10].

A partir de ces travaux, il apparaît clairement que l'occurrence d'un type spécifique de défaut dépend principalement de l'application spécifique de la machine et de l'environnement de fonctionnement. Ainsi, la gamme de puissance des machines asynchrones joue un rôle très considérable, par exemple on trouve que le taux des pannes dues aux roulements est très élevé dans les machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW), par contre pour les machines de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) les défauts statoriques et rotoriques sont les plus apparus.

D'autre part, Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application typique de la machine. Par exemple, il a été constaté que ; dans des machines asynchrones à cage, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulement statorique pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante (machines à outils et les industries minières) [11].

L'environnement semble donc jouer un rôle prépondérant dans le type de défauts et leurs fréquences. Ainsi, il a été établi que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut-être 2,5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

I.4.1 Défaillances des roulements mécaniques

Le roulement à billes est un organe de base dans la machine asynchrone qui joue le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En plus, il représente l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant de garantir une bonne rotation du rotor. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Le roulement à billes est le plus utilisé dans le monde industriel parce qu'il a le meilleur rapport performance-prix [11].

Le roulement est composé des éléments suivants [11]:

- Deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles "roulent" les corps roulants).
- Des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal.

- Une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

La figure I.3 montre la construction typique d'un roulement à billes.

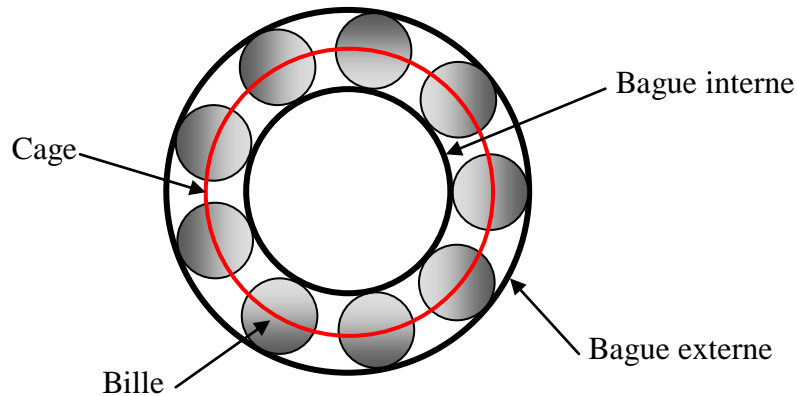


Figure I.3. Structure d'un roulement à billes [11].

Suivant l'emplacement géométrique du défaut dans le roulement, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants [12]:

- Défaut de bague extérieure.
- Défaut de bague intérieure.
- Défaut de billes.

D'après des études statistiques [13], les défauts de roulement représentent à eux seuls entre 40% et 50% des défauts des machines asynchrones triphasées. Ils constituent donc les défauts les plus fréquents sur les machines asynchrones notamment les machines de fortes puissances. Les roulements peuvent être endommagés par les causes suivantes [11], [12], [14]:

- Contamination du roulement par des particules extérieures : poussière, grains de sable, etc.
- Corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides,
- Lubrification inadéquate qui peut causer un échauffement et l'usure du roulement.
- Mauvais alignement du rotor.
- Une température de fonctionnement élevée.
- Courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électriques.

- Installation inexacte du roulement ; en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques (dû au désalignement), des entailles seront formées sur les chemins de roulement.

Par conséquent, le traitement de ce type de défaut prend une place prépondérante et constitue une piste privilégiée dans le domaine de diagnostic des défauts de la machine asynchrone [15-18].

I.4.2 Défaillances au stator

Les défaillances au stator représentent environ de 40% à 60% des défauts des machines à induction [10]. La majeure partie de défauts statoriques est attribuée à la dégradation d'isolants. L'enroulement statorique d'une machine électrique est soumis à des efforts induits par une variété de facteurs, parmi les plus importants, une surcharge thermique, les vibrations mécaniques, les pics de tension provoqués par le réglage de fréquence, etc. Les causes les plus fréquentes des défauts d'enroulement statorique sont [11], [14], [19]:

- Vieillessement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader
- Échauffement excessif du noyau et des enroulements du stator.
- Fissures dans la tôle, de fixation, et des jonctions.
- Mauvaise connexion des têtes des enroulements.
- Fonctionnement dans un environnement sévère, contamination provoquée par l'humidité et la saleté.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- Décharges électriques.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Fuites dans les systèmes de refroidissement.

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit: défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et armature, déséquilibre d'alimentation, défaut de circuit magnétique.

I.4.2.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or, les matériaux d'isolation ont une limite mécanique, de température et de tension. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts [14], [19].

I.4.2.2 Un court-circuit entre spires de la même phase

Le chauffage excessif provoqué par le court-circuit entre spires est la raison pour laquelle les moteurs tombent en panne presque toujours en quelques minutes, si ce n'est quelques secondes. Ainsi, chaque 10°C additionnel augmente la détérioration de l'enroulement deux fois plus rapidement que dans un fonctionnement à température normale [11]. Le défaut de court-circuit entre spires de la même phase est assez fréquent dans la machine asynchrone, ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie aussi le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique [19], [20]. Donc, la conséquence est une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant encourager l'apparition d'un 2^{ème} court-circuit, alors un défaut en chaîne. Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut [14].

I.4.2.3 Un court-circuit entre phases

Ce défaut peut arriver en tout point du bobinage, mais les plus fréquents apparaissent dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient [14]. 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 [20]. 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.4.2.4 Défaillances du circuit magnétique

Les tôles du circuit magnétique sont feuilletées et isolées entre elles, cependant elles peuvent se retrouver court-circuitées. Les causes les plus fréquentes de défaut de circuit magnétiques sont généralement liées à un défaut sévère d'excentricité statique et/ou dynamique qui peut conduire à un contact front entre le stator et le rotor ce qui détruit le circuit magnétique, ou bien court-circuit des conducteurs qui peut également provoquer un échauffement local intense dans les tôles, ainsi la projection des corps étrangers dans l'entrefer peut entraîner l'abrasion des tôles et ainsi les court-circuitées [4].

I.4.3 Défaillances au rotor

Dans les machines asynchrones à cage, les défaillances qui peuvent atteindre le rotor sont considérées comme plus variées et plus complexes que celles affectant le stator. Ceci est particulièrement vérifié pour les machines de faible et moyenne puissances.

Plusieurs facteurs manifestent l'apparition des défaillances au niveau du rotor de la machine asynchrone, parmi eux on cite [14]:

- Thermique (surcharge, ...).
- Electromagnétique (force en $B^2(t)$...).
- Dynamique (arbre de transmission, ...).

Les défauts qui sont les plus répétitifs, localisés au niveau du rotor sont : l'excentricité statique et dynamique, la rupture de barres rotoriques et la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

I.4.3.1 Excentricité

Les effets des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité. L'excentricité d'une machine électrique est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe dès sa fabrication. La présence d'un certain niveau d'excentricité est normale dans les machines électriques. Des fabricants et utilisateurs spécifient un niveau admissible maximum de 5%, tandis que dans d'autres cas, un niveau maximum de 10% de la largeur d'entrefer est toléré [21].

Par conception, l'entrefer d'une machine asynchrone est considérablement plus petit que dans d'autres types de machines ayant les mêmes grandeurs et performances, la machine asynchrone sera la plus sensible aux excentricités. En outre, Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité [22]:

- 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 engendrer 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. 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 extrême 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, [23]:

- ❖ **L'excentricité statique:** généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Elle résulte d'un défaut de centrage des flasques et se manifeste même dans des machines fabriquées récemment en raison des méthodes de fabrication et d'assemblage [22] (voir figure I.4.b).
- ❖ **L'excentricité dynamique:** ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des

roulements à billes. Elle correspond au décalage du centre de rotation du rotor par rapport au centre géométrique du stator, avec en plus, une rotation du centre du rotor autour du centre géométrique de ce stator [22] (voir figure I.4.c).

- ❖ **L'excentricité mixte:** en réalité, les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à co-exister, [24]. Un niveau inhérent d'excentricité statique existe toujours, même dans des machines de fabrication récentes. Cela provoque des efforts réguliers d'attraction magnétiques non compensés dans une seule direction [25], et avec le temps cela peut conduire à la flexion d'un arbre et la dégradation de roulement ..., tout cela entamant une excentricité dynamique. Sans détection précoce, l'excentricité devient suffisamment grande pour développer des forces radiales déséquilibrées qui peuvent créer un frottement entre le stator et le rotor, ce qui mène à une panne très grave de la machine.

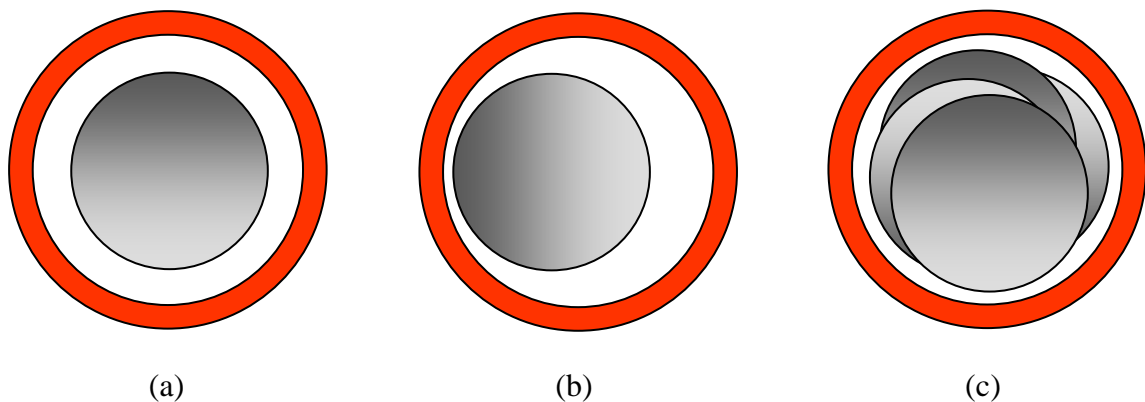


Figure I.4. Types d'excentricité: (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité dynamique.

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [14].

I.4.3.2 Rupture de barres et d'anneau de court-circuit

Pour une machine asynchrone à cage d'écureuil, les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'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) [19]. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [26], [27]. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [28].

La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres dans une machine asynchrone à cage. Ces cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Il convient de mentionner, qu'un mauvais dimensionnement des anneaux, conduit à une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et, donc, à des courants pouvant entraîner leur cassure [14], [22].

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [26].

I.5 Méthodes de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

Les méthodes de diagnostics sont couvertes par une somme appréciable de travaux. Un consensus semble être établi pour définir trois méthodologies de diagnostic [22]: méthodes de connaissances, méthodes de redondances analytiques et méthodes par modélisation de signaux (voir figure I.5).

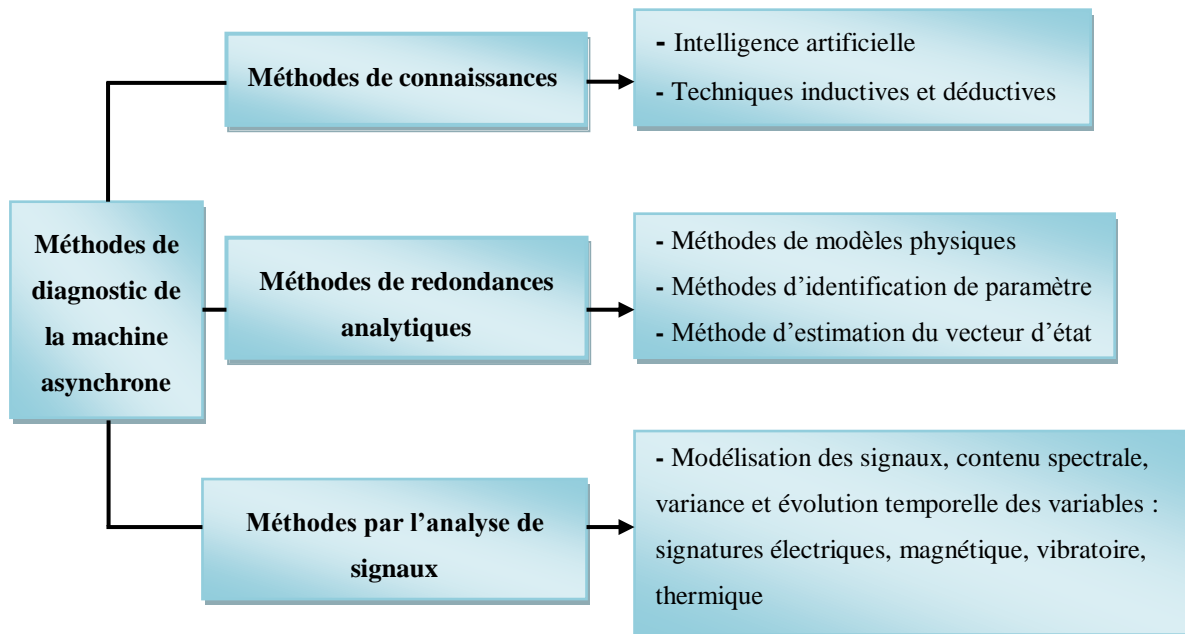


Figure I.5. Méthodes de diagnostic de la machine asynchrone.

I.5.1 Les méthodes de connaissances

Dans la littérature spécialisée plusieurs techniques de détection de défauts par ces méthodes sont présentées [29-31]. Ces méthodes ne font pas appel au modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. En définitif, la seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience. Les techniques basées sur l'intelligence artificielle mettent en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones [32], [33], et la logique floue [34], [35], qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité. Cependant, 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.

I.5.2 Les méthodes de redondances analytiques

Ces méthodes 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 [2], [22], [36-42].

I.5.3 Les méthodes par l'analyse de signaux

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. Le traitement du signal est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les défauts rotoriques [14]. La première étape dans cette approche concerne naturellement la modélisation des signaux. Il s'agira par la suite de les caractériser dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc [14], [22]. L'analyse de ces grandeurs quantifiables fidèlement attribuée aux signaux des défauts reste la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts dans les machines électriques.

L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, etc. Ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine. Une lecture sur les travaux précédents confirme l'existence de plusieurs techniques de détection de défauts par traitement de leurs signaux [42-45]. Le défaut étant traduit par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation, ces méthodes se trouvent bien adaptées à la détection de défauts. Exigeant uniquement un capteur de courant ou/et un capteur de vitesse, l'analyse spectrale est de loin la méthode de diagnostic la plus économique et la plus rapide, d'où son succès auprès des industriels.

L'analyse spectrale représente la méthode la plus usitée pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

Pratiquement, la surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies sont soit électriques, comme la puissance instantanée [46], et plus particulièrement le courant statorique [47-49], soit mécaniques (vibration couple électromagnétique) [15], [50], [51], ou bien magnétique (induction magnétique) [52-54].

Le tableau I.1 résume les signatures spectrales qui caractérisent les défauts de la machine asynchrone à cage.

Tableau I.1. Signatures spectrales des défauts de la machine asynchrone à cage.

Défauts	Signatures spectrales
Roulement [16]	$f_{roul} = f_s \mp k f_v , k = 1, 2, \dots$ $f_{bille} = \frac{PD}{BD} f_r \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos \beta \right)^2 \right]$ $f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos \beta \right]$ $f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos \beta \right]$
Court-circuit statorique [47]	$f_b = (1 \mp 2k s) f_s, k = 1, 2, 3, \dots$
Excentricités [55], [56]	$f_H = \left \left(\lambda \mp (kR + n_d) \frac{(1-s)}{p} \right) f_s \right $ $f_{exc} = f_s \mp k \cdot f_r , k = 1, 2, 3, \dots$
Cassure de barres rotoriques [28]	$f_b = f_s \left[\frac{n}{p} (1-s) \mp k \right], n = 1, 2, 3, \dots, k = 1, 3, 5, \dots$

Avec:

P est le nombre de pair de pôles; f_s est la fréquence du réseau d'alimentation; s est le glissement.

f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations, soit (f_{bille} , $f_{b.int}$ ou $f_{b.ext}$).

n_b est le nombre d'éléments roulants, BD le diamètre d'un élément roulant, PD la distance entre les centres des billes diamétralement opposées, et β l'angle de contact des billes avec les bagues du roulement et f_r est la fréquence de rotation du rotor.

I.6 L'aspect modélisation

Initialement, la modélisation et la simulation, sont utilisées simultanément pour la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts. Elles rendent possible par la suite la construction des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques des défauts en question. A cet égard, elles restent incontournables pour la compréhension du fonctionnement défectueux. Parmi les approches de modélisations existantes, nous en privilégions trois qui représentent chacune un niveau de complexité différent : la méthode analytique, l'approche par schéma magnétique équivalent et enfin la modélisation par éléments finis.

Ces trois méthodes ont chacune leur place sur la double échelle complexité/précision des approches de simulation. Ainsi, du simple au plus complexe nous avons respectivement la méthode analytique, suivie par celle des schémas magnétiques, enfin celle des éléments finis. C'est cette dernière qui nécessite les moyens et les temps de calculs les plus fastidieux.

I.6.1 Approche analytique

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par définition une relation linéaire flux-courant. Toute considération de la saturation magnétique, phénomène physique (effet de peau, harmoniques de flux d'entrefer) omniprésent dans le fonctionnement normal de la machine, se trouve a priori exclue de cette approche. Cette approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine. Chaque branche est constituée d'une résistance en série avec une fem. Cette fem est soit liée (cas des branches correspondant aux spires du stator et aux barres et portions d'anneau), soit indépendante dans le cas des branches de l'onduleur. Ensuite l'utilisation de la théorie des circuits et des systèmes permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine. Ces dernières seront intégrées analytiquement ce qui permet de réduire considérablement la complexité des calculs [2]. Plusieurs modèles mathématiques ont été développés avec plusieurs degrés de complexité, on peut citer, modèles triphasés au stator et multiphasés au rotor [2] et modèle basé sur l'approche de la fonction d'enroulement (WFA) [38].

I.6.2 Approche numérique

I.6.2.1 Méthode des schémas magnétiques équivalents

Cette approche consiste à découper le circuit magnétique qui constitue la machine étudiée en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réluctance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances, peuvent être définies selon les valeurs de flux, prenant ainsi en considération la saturation magnétique. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variable selon la position du rotor. Les circuits électriques statoriques et rotoriques sont considérés grâce aux équations de couplage électrique/magnétique. Au rotor, les n phases sont constituées par les mailles électriques limitées par deux barres successives. Ce couplage est concrétisé au niveau de la mise en équation par le choix des inconnues du système qui seront simultanément les flux dans les différentes mailles du réseau magnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques. Pour la résolution des équations, un problème de non-linéarité s'impose et nécessite l'utilisation d'une méthode itérative en pas à pas dans le temps [2].

I.6.2.2 Méthode des éléments finis

Le principe élémentaire de cette méthode consiste à découper le circuit magnétique de la machine en éléments de dimension suffisamment faible pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes. A partir des formes locales des équations de Maxwell, il est possible d'exprimer le problème à résoudre. La résolution analytique est complexe et ne permet de traiter la saturation que de façon approchée. Les progrès des calculateurs ont permis d'envisager leur résolution numérique. Notant que cette méthode a historiquement été conçue pour déterminer le champ électromagnétique, et dans l'objectif de l'optimisation du dimensionnement.

La méthode des éléments finis, grâce à sa fidélité au comportement électromagnétique de la machine, permet de simuler des dysfonctionnements réels en son sein avec une manifestation tout à fait localisée du défaut. Elle se caractérise essentiellement par:

- ✓ Prise en compte de la géométrie de la machine.
- ✓ Prise en compte de l'effet de peau dans les barres rotoriques.
- ✓ Tenir compte des non linéarités des propriétés physiques dans les matériaux magnétiques.

- ✓ La méthode des éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace, cet avantage est très important particulièrement pour détecter les défauts en utilisant la technique d'analyse spectrale.
- ✓ De point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation.

Il s'avère donc que la méthode des éléments finis, en dépit de ses exigences en moyens et en temps de calculs très importants, reste la plus fidèle au comportement électromagnétique de la machine. C'est l'une des raisons qui a orienté et justifié notre choix de cette méthode pour notre étude.

Ce choix est d'ailleurs conforté par des travaux antérieurs utilisant la méthode des éléments finis. On peut citer sans être exhaustif:

- Les travaux de ; Bangura et Demerdash [57], Povinelli et al [58], Fiser et Ferkolj [59], Faiz et Ebrahimi [60], Zouzou et al [61], Gyftakis et Kappatou [62], pour le diagnostic de défaut de cassure de barres.
- Ceux de Nandi et al [56], [63], Thomson et Barbour [64], Faiz et al [24], [65-67], DeBortoli et al [68] Sinervo et Arkkio [69], Gyftakis et Kappatou [62], [70] Halem et al. [71] pour la détection de défaut d'excentricité.
- Vaseghi et al [72], Rojas et al [73], Diaz et al [74], Fireteanu et al [75], Gyftakis et Kappatou [62] pour le défaut de court-circuit statorique.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous n'avons rappelé que les concepts et les notions les plus importantes utilisées en sûreté de fonctionnement des machines asynchrones, en ciblant celles nécessaires pour cerner l'objectif de notre travail qui s'articule autour du diagnostic des défauts rotoriques; rupture de barres et excentricités dans la machine asynchrone triphasée à cage.

Il est important de souligner que les défauts rotoriques sont les plus fréquents particulièrement dans les machines de moyenne puissance et ils peuvent être la cause de défauts sur les autres parties de la machine et ainsi entraîner un dysfonctionnement plus grave dans la machine.

Les techniques de détection de défauts sont très bien documentées ainsi que la modélisation de la machine à induction. Le choix d'un tel modèle reste tributaire de deux facteurs à la fois; la technique qui sera utilisée pour détecter les défauts traversant ce modèle, et les objectifs à atteindre en tenant compte de leurs rentabilités et leurs fiabilités.

L'approche analytique, tolérée encore dans certains applications, s'articule parfois sur des hypothèses simplificatrices ce qui constitue un obstacle ou donne des informations erronées rendant par la même les décisions de diagnostic aléatoires. A contrario, la technique de modélisation des signaux intègre la manifestation de tous les harmoniques qui caractérisent la nature du moteur tel que les harmoniques de saturation et les harmoniques de l'effet d'encochage.

Avec l'amélioration constante liée à l'avancement de la technologie, et au regard de sa fidélité au comportement électromagnétique de la machine, la méthode des éléments finis bien qu'exigeante en matière de temps et de moyen, semble être unanimement adoptée notamment pour utiliser la technique d'analyse spectrale en vue de détection des différents défauts dans la machine asynchrone triphasée. C'est l'une des raisons qui a motivé l'étude que nous avons menée sur cette méthode.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain

Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain

II.1 Introduction

La modélisation par la méthode des éléments finis "*Finite Element Method*" (FEM), retenue parmi toutes les méthodes de modélisation utilisée pour la détection des différents défauts dans la machine asynchrone, offre un espace d'harmonique plus proche de celui de la machine réelle. Ceci permet une application fiable de la technique d'analyse des différents signaux de la machine. Une grande partie de ce chapitre sera consacré à cette modélisation avec une présentation détaillée des étapes nécessaires pour construire un modèle des éléments finis de la machine asynchrone triphasée à cage.

Dans notre travail, la détection des défauts dans la machine sera effectuée à travers la technique d'analyse des signatures du courant statorique "*Motor Current Signature Analysis*" (MCSA), ainsi que la technique d'analyse spectrale de la densité du flux magnétique dans l'entrefer "*Flux Signature Analysis*" (FSA). Selon Joksimovic [76-79] la technique d'analyse spectrale du courant statorique ou bien d'un autre signal dans la machine à diagnostiquée nécessite une connaissance précoce très forte et sûre du contenu spectrale de ces signaux à l'état sain, d'ailleurs cette technique par principe compare le contenu spectrale du signal choisi à l'état sain avec le contenu spectrale du signal à l'état défaillant.

Par analogie, le sang dans le corps humain joue le rôle du courant statorique dans la machine, alors dans la majorité des cas la détection des anomalies dans le corps humain s'effectue à partir de l'analyse sanguine, et la détection se fait soit par l'injection des nouvelles composantes dans le contenu du sang ou bien par la modification dans les composantes du sang. Cette opération nécessite néanmoins une connaissance parfaite des normes et un bilan sanguin à l'état sain, ainsi que les conditions de vie et le régime alimentaire lors de la prise du sang. Pour le courant statorique, la détection du défaut se fait soit par l'injection de nouveaux harmoniques qui caractérisent le défaut, ou bien par la perturbation d'anciens harmoniques dans le spectre. Tout comme dans l'homéostasie du corps humain où l'alimentation et le style de vie influencent les équilibres vitaux; les conditions de fonctionnement de la machine tel que l'effet de la charge, et le type de circuit d'alimentation influent fortement sur le contenu spectrale du courant statorique.

Ce chapitre sera consacré à l'étude détaillée du contenu spectrale du courant statorique, ainsi que la densité du flux magnétique dans l'entrefer pour une machine saine. A cet effet, notre étude sera orienté vers:

- L'effet de la saturation des parties ferromagnétiques de la machine.
- L'effet du type de la connexion du circuit d'alimentation.
- L'effet de la charge.
- L'effet de déséquilibre de tensions d'alimentation.

II.2 Modèle couplé élément finis-circuit électrique de la machine asynchrone triphasée à cage

L'analyse par la méthode des éléments finis permet de disposer de certaines hypothèses simplificatrices; la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques, l'effet d'encoche et la réaction magnétique du rotor sont introduits dans le modèle. Selon le principe de cette méthode, 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. 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 la saturation que de façon approchée. Il existe de nombreux logiciels comme: Maxwell 2D/3D, Ansys, 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 [80]. Pour cette étude, on utilise le logiciel Flux2D.

La modélisation et l'étude de la machine asynchrone saine et défectueuse sera réalisée par la méthode d'éléments finis pas à pas dans le temps connue sous le générique TSFEM (Time Stepping Finite Element Method) [81-85], cette technique sera utilisée dans le but d'obtenir un espace d'harmonique permettant d'appliquer la technique d'analyse des signaux en vue de diagnostic des différents défauts dans la machine à induction. Ce type de modélisation est *très coûteux en temps de calculs*, mais il donne une bonne vision de la dynamique de la machine saine et lors de l'apparition d'un défaut. Cette caractéristique est à l'origine de l'engouement pour cette méthode en témoigne le nombre pléthorique des travaux particulièrement pour le diagnostic des machines asynchrones [57-75].

La technique d'éléments finis pas à pas dans le temps sera réalisée par l'intermédiaire de la technique de circuits couplés, c'est-à-dire le couplage entre le circuit magnétique de la machine qui représente le domaine des éléments finis et le circuit électrique extérieur. Cette modélisation interne est effectuée à l'aide d'un module spécialement dédié où chaque composant du circuit est associé à un domaine conducteur de la machine [84-87]. La construction du modèle couplé élément finis-circuit électrique de la machine asynchrone à travers le logiciel Flux2D nécessite trois phases distinctes: phase de préparation, phase de calcul et enfin la phase de visualisation.

II.2.1 Phase de préparation (Préprocesseur)

Cette phase préparatoire est consacrée à la définition des domaines, des matériaux et du mode de bobinage. Le modèle éléments finis correspond à notre machine à cage d'écureuil de 1.1 kW, 230 V, 50 Hz et 4 pôles représentée par la figure II.1, (une description complète de la machine est donnée en annexe). Le domaine de calcul 2D, contient:

- **Stator:** contient une culasse qui est définie par un matériau magnétique caractérisé par une courbe d'aimantation B(H) (voir figure II.2), et 48 encoches statoriques qui sont définies par un matériau non magnétique d'une perméabilité magnétique égale à 1, pour notre cas le matériau utilisé est le cuivre ($\rho_{cu}=1.724 \cdot 10^{-8} \Omega.m$).
- **Entrefer:** d'épaisseur égale à 0.3 mm, sa perméabilité magnétique est égale à 1.
- **Rotor:** contient un noyau ferromagnétique caractérisé par une courbe d'aimantation B(H), et 28 barres d'aluminium, donc la résistivité de ce dernier sera utilisée.

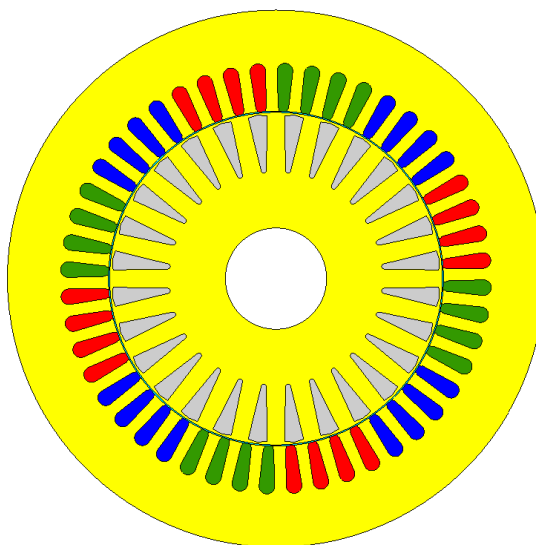


Figure II.1. Structure de la machine asynchrone 4 pôles étudiée.

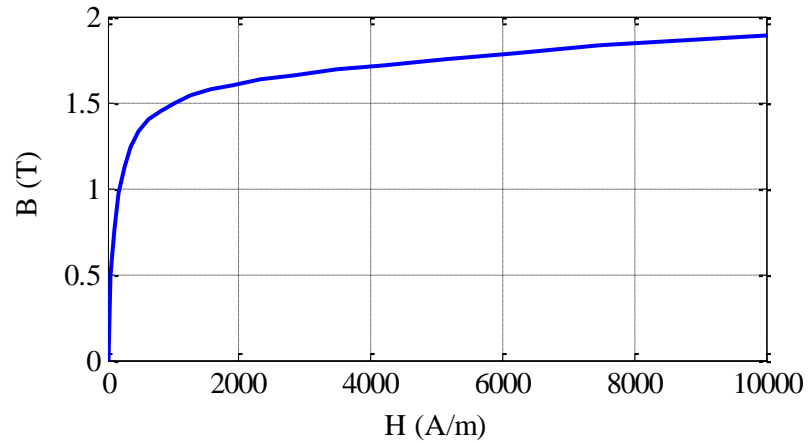


Figure II.2. Caractéristiques $B(H)$ pour les parties ferromagnétiques.

Le maillage du circuit magnétique, est présenté dans la figure II.3. Le maillage comporte 14546 éléments triangulaires et 29117 nœuds. L'exploitation principale du modèle éléments finis a pour objectif de dresser un diagnostic, ce qui exige un maillage du domaine de calcul assez fin dans l'entrefer, dans les régions de type conducteur massif et au niveau des régions des encoches statoriques (voir Figure II.3.b). Ces paramètres sont nécessaires pour assurer un compromis raisonnable entre la précision et la rapidité de calcul numérique.

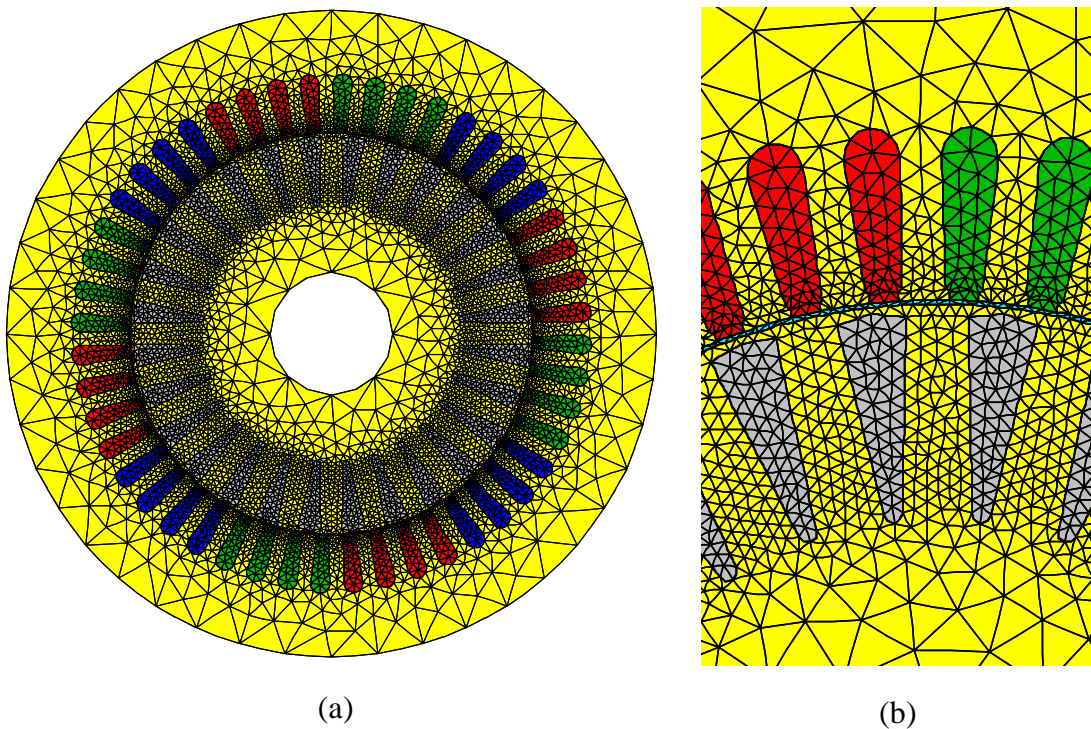


Figure II.3. Maillage du circuit magnétique: (a) la machine complète; (b) zoom.

Le circuit électrique présenté dans la figure II.4 est attaché au modèle, il contient douze éléments de type bobine (BPA1, ..., BMC2), qui correspondent aux quatre zones de chacune des trois phases de l'enroulement statorique. Le macrocomposant Q1 (cage d'écurueil) contient 28 barres rotoriques et les paramètres électriques de la cage d'écurueil.

La figure II.5, illustre la répartition du bobinage dans les encoches statoriques. La figure II.6 représente les formes d'onde des tensions de phases de la machine asynchrone triphasée à l'état sain.

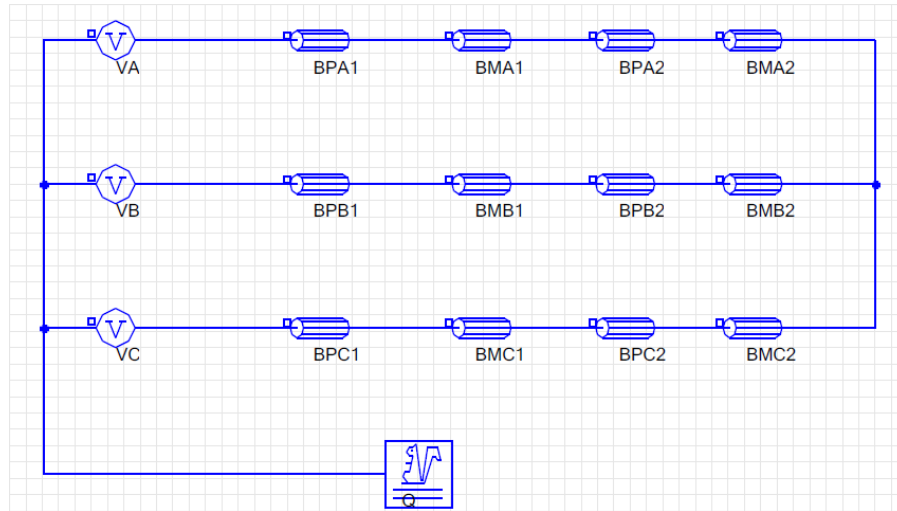


Figure II.4. Circuit électrique du modèle.

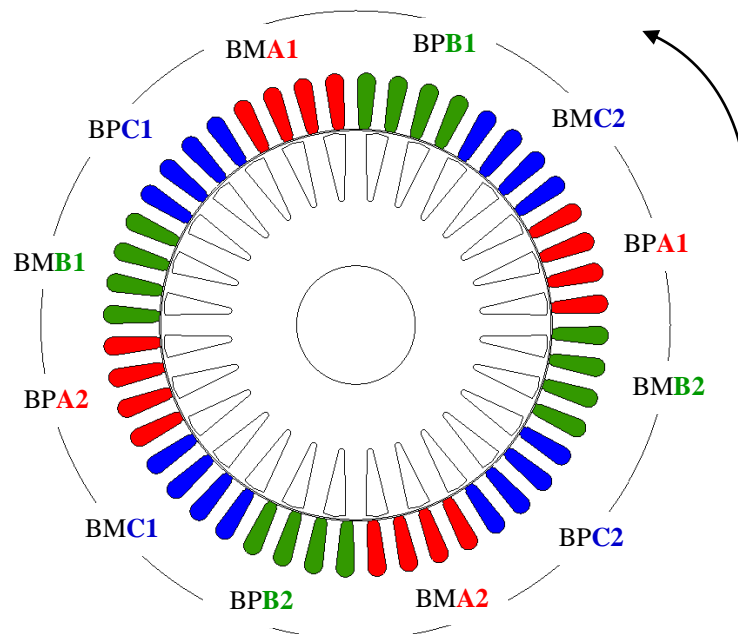


Figure II.5. Répartition du bobinage statorique.

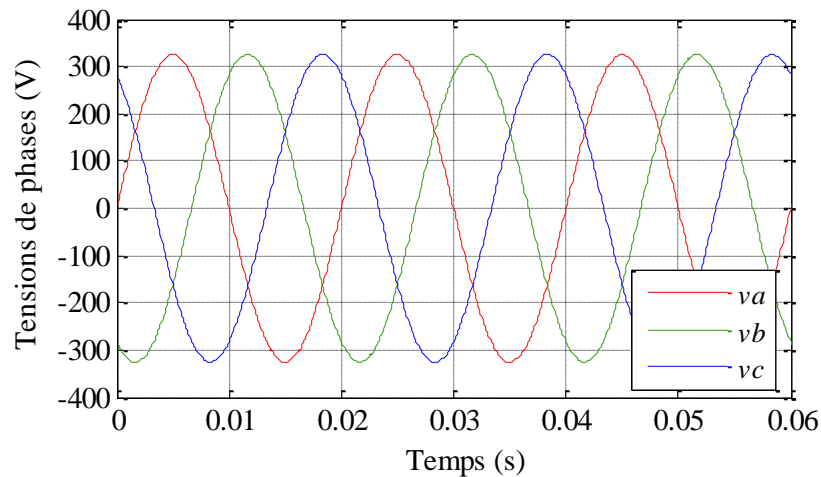


Figure II.6. Formes d'onde des tensions de phases de la machine saine.

II.2.2 Phase de calcul (Processeur de calcul)

A partir des éléments de la géométrie et de la physique de la machine et du découpage en éléments finis du domaine ainsi que le type du problème, le processeur fait le calcul des éléments de la matrice Jacobienne et réalise l'assemblage des éléments pour construire la matrice globale et le second membre du problème.

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.

La variable d'état du champ électromagnétique-le potentiel vecteur magnétique $A(x, y, z, t)$, satisfait les équations différentielles suivantes [22] :

$$\begin{aligned} \operatorname{curl} [1/\mu \cdot \operatorname{curl} A] + (\partial A / \partial t) / \rho &= J_s(x, y, z, t) \\ \operatorname{div} A &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Où μ représente la perméabilité magnétique du matériau, ρ la résistivité du matériau et J_s la densité de courant dans les encoches statoriques. Le terme $(\partial A / \partial t) / \rho$ 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 $J_s [0, 0, J_s(x, y, z, t)]$. En conséquence, le

potentiel vecteur $A_s [0, 0, A_s(x, y, z, t)]$ est orienté selon l'axe Oz et ne dépend pas de la coordonnée z. Dans ce cas la deuxième équation II.1 est implicitement satisfaite.

Pour la résolution magnétique transitoire de notre modèle, l'obtention d'un fonctionnement en régime permanent de la machine passe par un fonctionnement en régime transitoire, cet état est atteint après juste environ 0.2 s avec un pas de temps choisi de: 0.0001 s (voir figure II.7). Le choix de l'intervalle temps est dictée par un certain nombre d'impondérables liés au temps de calcul, de la capacité de stockage et de mémoire.

A titre d'illustration la limite temps de 4.2 s nécessite 3 jours de calcul avec un ordinateur de CORE-i7 et 8 Giga de RAM. Le stockage en externe de fichier solution d'un seul modèle pour cette limite temps avoisine les 90 Giga. Au regard de toutes ces considérations, un intervalle du temps compris entre 0.2 s et 4.2 s sera utilisé pour une application optimale de la technique d'analyse spectrale FFT (Fast Fourier Transform) des courants statoriques (figures II.7 et II.8) et de la densité du flux magnétique dans l'entrefer (figure II.10). Tous les calculs inhérents à cette partie sont effectués au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB).

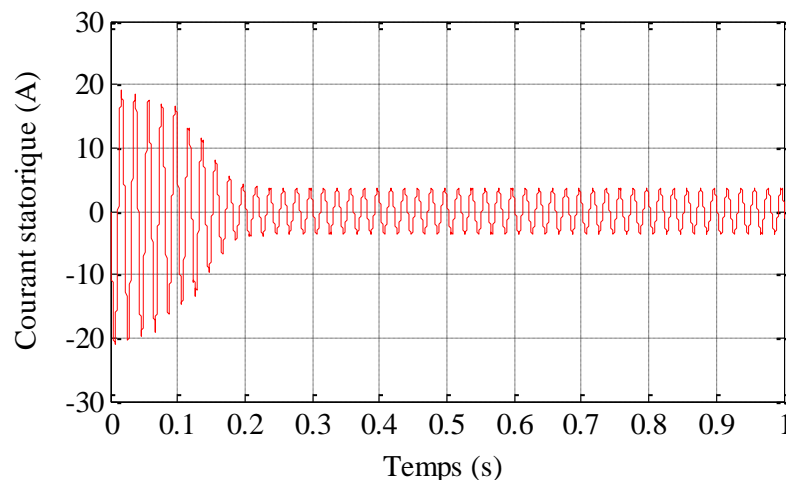


Figure II.7. Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone à l'état sain (simulation, en pleine charge).

La figure II.8 montre les trois courants de phases obtenus par simulation pour une machine asynchrone à l'état sain pour un fonctionnement en charge nominale. Afin de valider ces résultats de simulation, un essai expérimental a été effectué (voir figure II.9), où il est aisé de constater une similitude entre les deux figures.

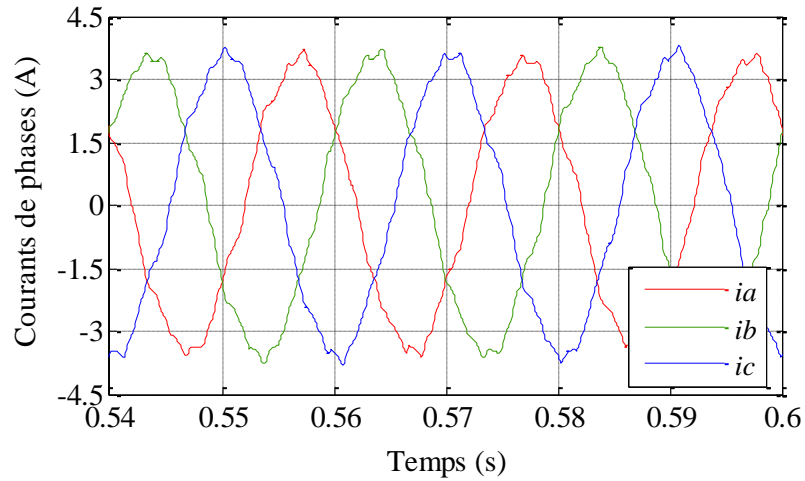


Figure II.8. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine obtenus par simulation (en pleine charge).

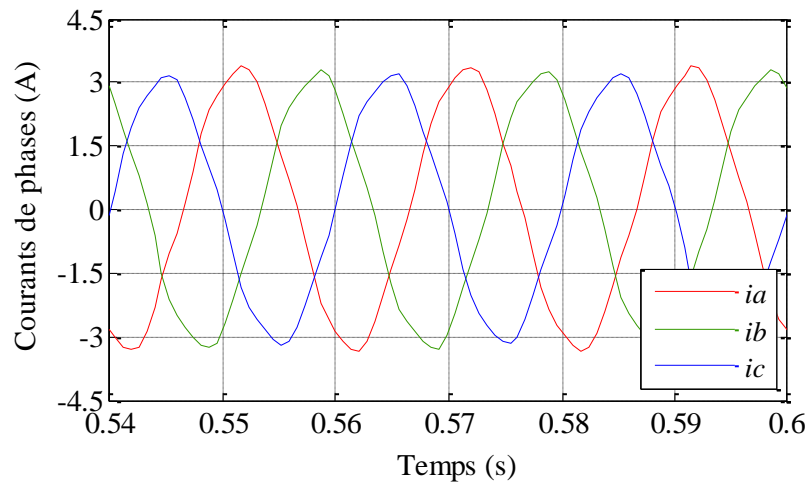


Figure II.9. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine obtenus expérimentalement (en pleine charge).

La figure II.10 montre l'induction magnétique dans l'entrefer en fonction du temps, donc pour un seul point dans l'entrefer on relève toutes les valeurs de la densité du flux magnétique pour chaque pas de temps de calcul. La figure II.11 représente l'induction radiale relevée d'un contour tracé dans l'entrefer de la machine saine. Dans cette figure l'induction normale au milieu de l'entrefer est en fonction de la position en degrés mécaniques, chaque point du milieu de l'entrefer est repéré par un angle mécanique. La machine saine présente une induction radiale équilibrée sous les différents pôles de la machine il y a évidemment une perturbation à cause de la denture.

La vitesse de rotation à vide est de 1493 tr/min et de 1428 tr/min pour le fonctionnement en pleine charge (voir figure II.12). Après le régime transitoire le couple électromagnétique se stabilise autour de sa valeur nominale 7 N.m, comme l'illustre la figure II.13.

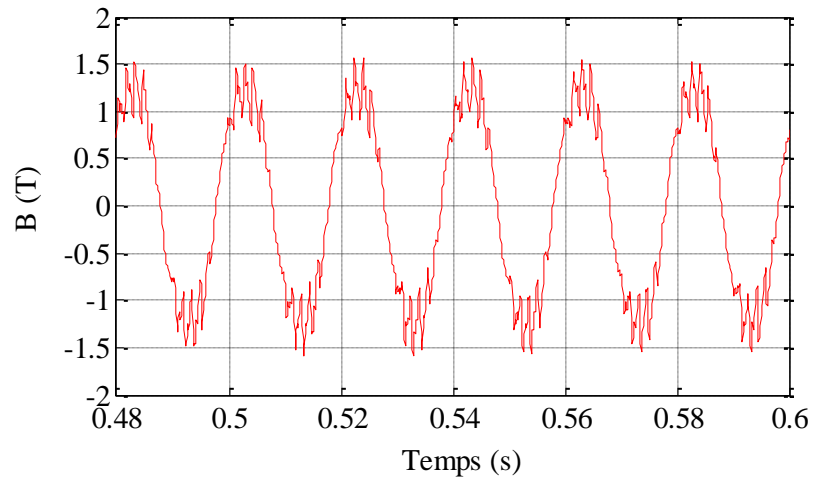


Figure II.10. Forme d'onde de la densité de flux magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge.

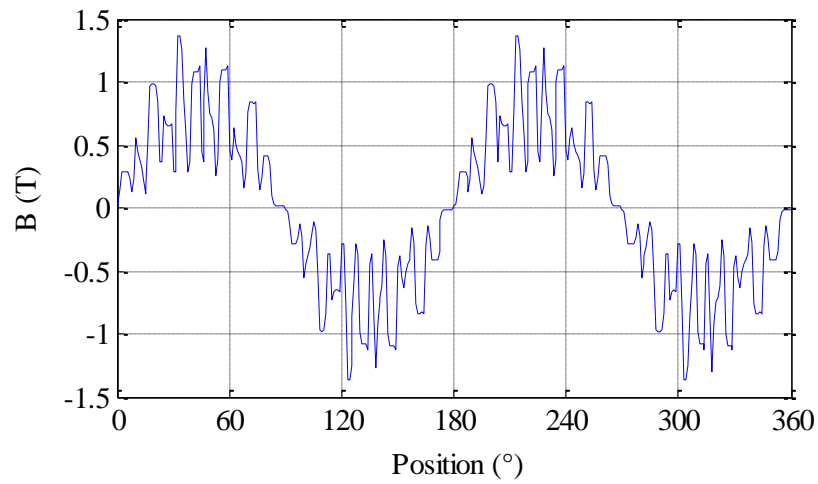


Figure II.11. Induction radiale dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge.

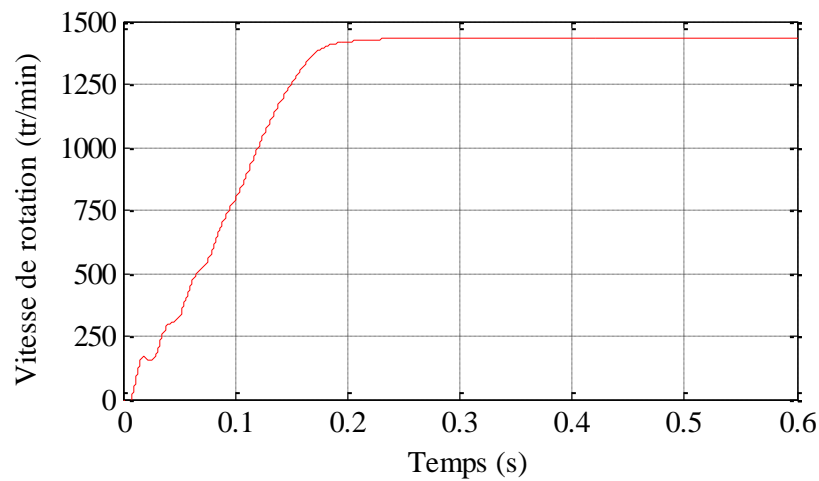


Figure II.12. Vitesse de rotation de la machine saine en pleine charge.

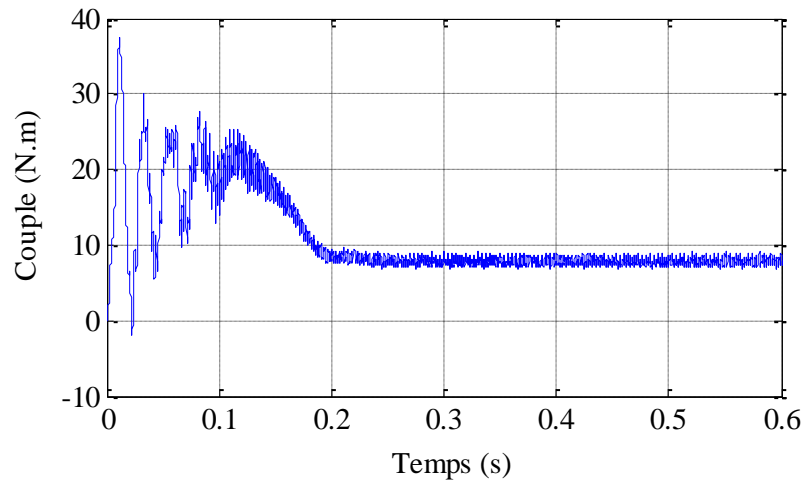


Figure II.13. Couple électromagnétique de la machine saine en pleine charge.

II.2.3 Phase de visualisation (Post-processeur)

A l'intérieur de ce module, les résultats sont représentés à l'utilisateur sous une forme adaptée à sa perception de la physique du problème. Par exemple, dans un problème d'électrostatique le tracé des équipotentielles est un résultat très utilisée. En magnétostatique, les lignes de flux, où un ensemble de vecteurs d'induction, informent sur la répartition du champ. Enfin, dans l'étude des problèmes magnétiques transitoires qui est notre cas (modèle magnétodynamique pas à pas dans le temps), on peut tracer les allures des différents paramètres de la machine (courants statorique et rotorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation, densité de flux magnétique, ... etc) qui sont représentées précédemment dans les figures II.7, II.8, II.10, II.11, II.12 et II.13. En plus, ce modèle permet aussi d'obtenir les lignes d'égale densité de puissance dissipée, afin de caractériser la localisation des pertes par effet Joule associées aux courants induits.

Ainsi à partir d'un modèle magnétodynamique pas à pas dans le temps, on peut obtenir des représentations de la répartition de lignes équiflux, en fixant l'instant de la représentation, comme illustré dans la figure II.14. La distribution des lignes d'équiflux au début du calcul avant d'éteindre le régime permanent à l'instant $t=0.001$ s, montre que les lignes de champ magnétique traversent les barres perpendiculairement aux parois verticales et que la densité de courant est d'autant plus élevée que l'on se rapproche de l'entrefer (haut de la barre), (voir figure II.14.a). Pour une vitesse de 1428 tr/mn, c'est-à-dire pour un glissement faible et quand la machine passe au régime permanent (figure II.14.b), les lignes de flux sont présentés jusqu'au l'intérieur du rotor. Nous remarquons bien la présence de deux paires de pôles, la distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles.

La répartition de la densité du flux magnétique dans le circuit magnétique de la machine à l'instant $t=3.2$ s est aussi quasi symétrique (voir figure II.15). Ainsi, la visualisation des autres répartitions comme la perméabilité magnétique et la densité du courant électrique dans le circuit magnétique sont disponibles à chaque instant.

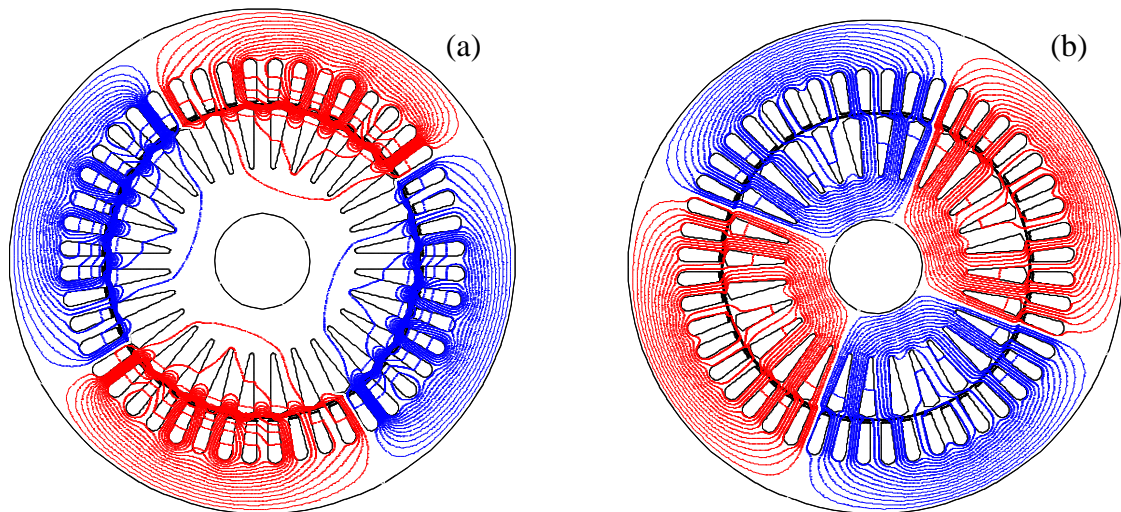


Figure II.14. Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique:

(a) à l'instant $t=0.001$ s; (b) à l'instant $t=3.2$ s.

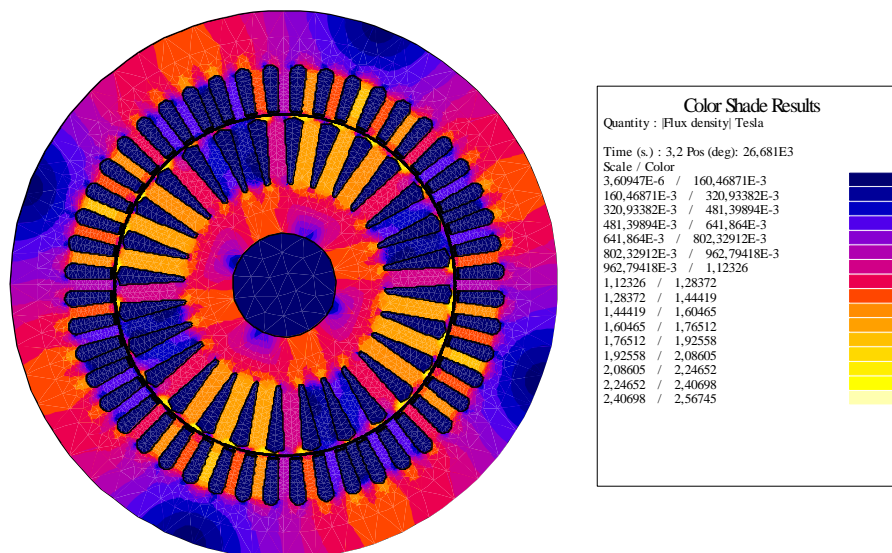


Figure II.15. Répartition de l'induction magnétique

dans le circuit magnétique à l'instant $t=3.2$ s.

II.3 Analyse spectrale du courant statorique

Pendant le fonctionnement de la machine asynchrone à cage, des phénomènes diverses entrent en jeu affectent particulièrement les courants d'alimentation en modifiant leur contenu

spectral. Le recours à la Transformée de Fourier Rapide (FFT) dans cette étude nous permet d'analyser le courant statorique de la machine saine et avec défauts. C'est un outil mathématique très utilisée, elle permet de décrire n'importe quel signal par son spectre de fréquence, ce qui se prête bien à notre application dans la mesure où de nombreux phénomènes associés aux défauts, se traduisent par l'apparition de nouvelles composantes fréquentielles liées directement au glissement où la modification des amplitudes des harmoniques est déjà présente dans le spectre. Dans notre travail, les spectres de courant et de l'induction magnétique sont visualisés dans une échelle logarithmique normalisée par rapport au maximum. Dans notre étude, la visualisation de tous les spectres sera réalisé dans l'intervalle 0 Hz et 1000 Hz afin de cerner tous les types d'harmoniques, en particulier les harmoniques principaux d'encoches rotoriques dont l'expression est établit aux limites inférieures de 1000 Hz.

II.3.1 Effet de la saturation magnétique sur le contenu spectrale du courant statorique de la machine saine

Généralement, la plupart des modèles de la machine asynchrone négligent la saturation magnétique des parties ferromagnétiques, en la considérant comme hypothèse simplificatrice. Seulement, la saturation reste un phénomène très important dans le comportement électromagnétique de la machine asynchrone, il injecte des composantes fréquentielles (qui sont permanentes et reflètent le comportement de la vie réelle de la machine) dans le spectre du courant statorique, et laisse apparaitre certains harmoniques liés à la saturation [76], [78]. Par voie de conséquence, le phénomène de la saturation doit être pris en compte, en vue de diagnostiquer les différents défauts. A juste titre, il sera donc nécessaire d'identifier toutes les composantes fréquentielles dans le spectre qui sont garantes, dans la procédure de diagnostic, d'une décision précise face à la sévérité du défaut à détecter.

Alors, dans le but de vérifier quelle est l'importance de la considération du phénomène de la saturation magnétique, et son impact sur le contenu spectrale du courant statorique, deux modèles ont été réalisés pour la machine asynchrone à l'état sain:

- **Modèle linéaire (sans le phénomène de saturation magnétique):** dans ce cas, la courbe $B(H)$ pour les noyaux ferromagnétiques est choisie comme «linéaire isotrope». Elle est caractérisée par la perméabilité magnétique relative initiale de 1000.
- **Modèle non-linéaire (avec le phénomène de saturation magnétique):** le matériau des parties ferromagnétique est caractérisé par la courbe $B(H)$ de la figure II.2.

La figure II.16 expose la forme d'ondes du courant statorique obtenu des deux modèles linéaire et non linéaire, la forme d'ondes pour le cas linéaire (figure II.16.a) est sinusoïdale, par contre on observe des déformations à cause du phénomène de la saturation dans les ondes du courant obtenu du modèle non-linéaire (figure II.16.b).

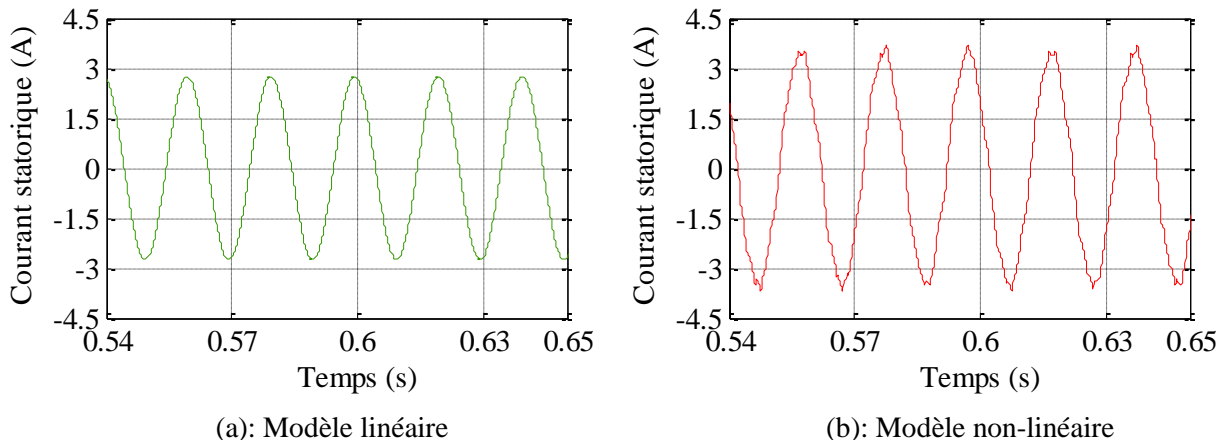


Figure II.16. Forme d'onde du courant statorique pour les deux modèles: linéaire et non-linéaire.

Les figures II.17 et II.18 présentent respectivement les spectres du courant statorique pour les deux cas; linéaire et non linéaire. À partir de ces deux spectres on peut dire que la pauvreté en harmoniques observée dans le spectre obtenu du modèle linéaire (1 seul harmonique) est absolument incomparable avec la richesse en harmoniques du spectre obtenu du modèle non-linéaire.

La figure II.19 représente le spectre du courant statorique obtenu expérimentalement où il est aisé de remarquer la bonne concordance avec le spectre obtenu de la simulation (voir figure II.18), ce qui montre la fidélité de la méthode des éléments finis à conserver le comportement électromagnétique de la machine asynchrone. Ainsi, d'après le spectre retiré d'essai expérimental (figure II.19), on peut remarquer l'existence des composantes spectrales qui contribuent à augmenter la richesse harmonique de ce spectre. Ces composantes représentent l'imperfection naturelle de la machine asynchrone, par exemple l'excentricité statique due à la fabrication. D'autre coté, par comparaison des deux spectres représentés dans les figures II.17 et II.19, on peut constater que le modèle linéaire de la machine asynchrone n'exprime jamais fidèlement la vie réelle de la machine, ainsi cette comparaison justifie l'importance accordée au phénomène de la saturation magnétique lors de la modélisation des machine asynchrone, dans les modèles orientés vers le diagnostic des défauts de la machine.

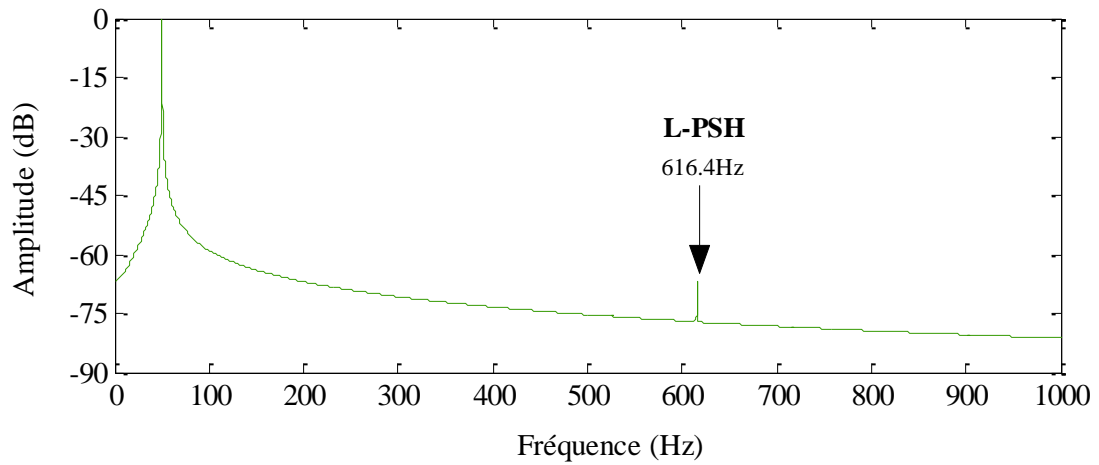


Figure II.17. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW;
en pleine charge $s= 4.8 \%$; modèle *linéaire*.

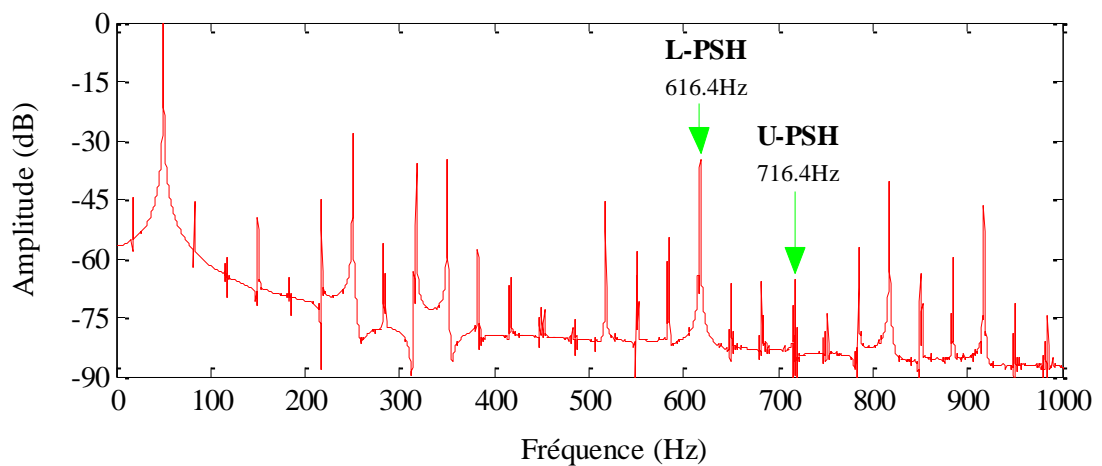


Figure II.18. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW;
en pleine charge $s= 4.8 \%$; modèle *non-linéaire*.

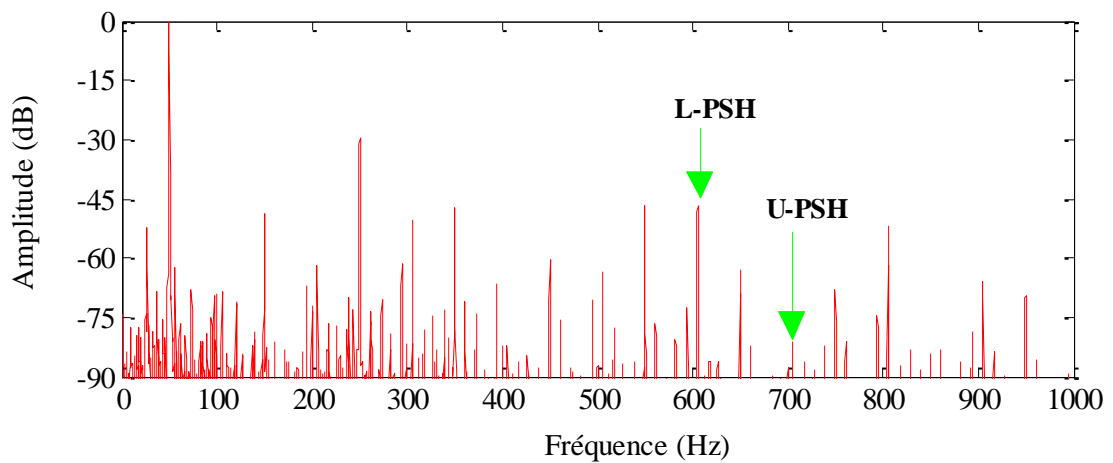


Figure II.19. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW;
en pleine charge $s= 4.8 \%$ (*expérimental*).

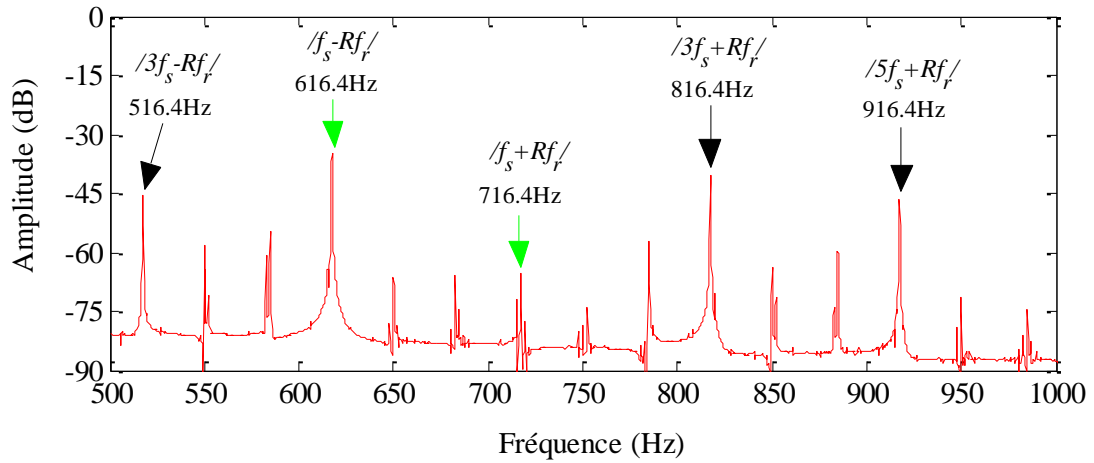


Figure II.20. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW: en pleine charge $s = 4.8 \%$; modèle *non-linéaire* (500 Hz - 1000 Hz).

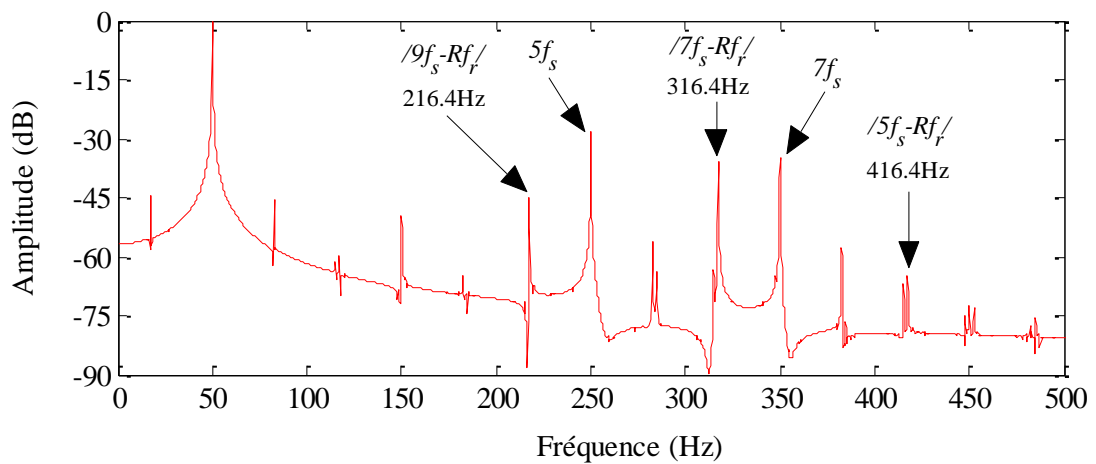


Figure II.21. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW: en pleine charge $s = 4.8 \%$; modèle *non-linéaire* (0 Hz - 500 Hz).

D'après les figures II.20 et II.21, tous les harmoniques prévus sont apparus dans le spectre du courant statorique pris du modèle non-linéaire, ces harmoniques sont classés comme suivant:

- ❖ **Une série d'harmoniques dus à la saturation (saturation harmonics, time harmonics):** qui sont localisées aux fréquences; 150 Hz, 450 Hz, et 750 Hz, ces fréquences sont tirées à partir de la formule [4]:

$$H_s = 3k f_s \quad (\text{II.2})$$

Avec k impair

- ❖ **Une série des harmoniques de la force magnétomotrice (fmm) (mmf harmonics):** ces harmoniques sont les plus éminents dans le spectre du courant statorique de la

machine asynchrone, leur présence est conforme à la définition de la fmm [4], ce sont un résultat du courant qui traverse le bobinage statorique et donc c'est une conséquence de la nature discrète des enroulements statoriques. les composantes fréquentielles de la fmm se situent aux fréquences: 50 Hz, 250 Hz, 350 Hz, et 550 Hz sont donnés par la formule [76]:

$$H_m = (6k \mp 1) f_s \quad (\text{II.3})$$

Avec ($k = \mp 1, \mp 2, \dots$)

❖ **Une série d'harmoniques d'encoches rotoriques RSHs (Rotor Slot Harmonics):**

leur existence ne dépend pas seulement de la fmm, la perméance du stator et du rotor et la denture de stator et de rotor, mais ils existent aussi dans le spectre du courant de statorique que pour un nombre combiné de pair de pôles et les barres rotoriques.

Généralement les fréquences des RSHs sont données par la formule suivante [87-89]:

$$f_H = \left| \left(\lambda \mp (kR + n_d) \frac{(1-s)}{p} \right) f_s \right| \quad (\text{II.4})$$

f_s : la fréquence du réseau d'alimentation.

λ : le rang des harmoniques du temps ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$).

R: le nombre des barres rotoriques.

s: le glissement.

p: le nombre de pair de pôles.

k et n_d : sont des coefficients liés à l'excentricité, $n_d = 0$ c'est le cas d'excentricité statique, $n_d = 1, 2, 3, \dots$, c'est le cas d'excentricité dynamique (n_d est le rang des harmoniques d'excentricité). Pour le cas d'une machine saine $k=0$ et $n_d=0$, alors on obtient les fréquences des harmoniques d'encoches rotoriques comme suit:

$$f_{RSHs} = \left| \left(\lambda \mp R \frac{(1-s)}{p} \right) f_s \right| \quad (\text{II.5})$$

$$f_r = \frac{(1-s)}{p} f_s \quad (\text{II.6})$$

$$f_{RSHs} = |\lambda f_s \mp R f_r| \quad (\text{II.7})$$

Le tableau II.1 resserre l'ensemble des 29 harmoniques apparus dans le spectre du courant statorique pris du modèle non-linéaire (figure II.18), entre 0 Hz et 1000 Hz où on observe 03

harmoniques de la saturation, 06 harmoniques de fmm et 20 harmoniques des encoches rotoriques. Il est à noter que les fréquences d'harmoniques apparus dans le spectre obtenu de la simulation sont en concordance avec celles obtenu expérimentalement (figure II.19).

Tableau II.1. Composantes fréquentielles du spectre du courant statorique représenté dans la figure II.18: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques d'encoches rotoriques RSHs		Harmoniques de la saturation	
$ \lambda f_s \mp R f_r $ ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$)	Fréquence (Hz)	$3k f_s$ (k impair)	Fréquence (Hz)
$ f_s - R f_r $ L-PSH	616.4	$3(1) f_s$	150
$ f_s + R f_r $ U-PSH	716.4		
$ 3f_s - R f_r $	516.4	$3(3) f_s$	450
$ 3f_s + R f_r $	816.4		
$ 5f_s - R f_r $	416.4	$3(5) f_s$	750
$ 5f_s + R f_r $	916.4		
$ 7f_s - R f_r $	316.4	Harmoniques de la fmm	
$ 9f_s - R f_r $	216.4	$(6k \mp 1) f_s$ ($k = \mp 1, \mp 2, \dots$)	Fréquence (Hz)
$ 11f_s - R f_r $	116.4	$(6(1) - 1) f_s$	250
$ 13f_s - R f_r $	16.4		
$ 15f_s - R f_r $	83.6	$(6(1) + 1) f_s$	350
$ 17f_s - R f_r $	183.6		
$ 19f_s - R f_r $	283.6	$(6(2) - 1) f_s$	550
$ 21f_s - R f_r $	383.6		
$ 23f_s - R f_r $	483.6	$(6(2) + 1) f_s$	650
$ 25f_s - R f_r $	583.6		
$ 27f_s - R f_r $	683.6	$(6(3) - 1) f_s$	850
$ 29f_s - R f_r $	783.6		
$ 31f_s - R f_r $	883.6	$(6(3) + 1) f_s$	950
$ 33f_s - R f_r $	983.6		

Pour $\lambda = 1$ on obtient les harmoniques de premier ordre, appelés: *les harmoniques principaux d'encoches rotoriques (Principal Slot Harmonics PSHs)* symbolisés dans cette étude comme suit:

- a. L-PSH: le premier harmonique principal ou l'harmonique inférieur (Lower Principal Slot Harmonic), qui est localisé à la fréquence 616.4 Hz.
- b. U-PSH: le deuxième harmonique principal ou l'harmonique supérieur (Upper Principal Slot Harmonic), qui est localisé à la fréquence 716.4 Hz.

Ces deux fréquences sont en bonne concordance avec la formule suivante:

$$f_{PSH_s} = \left| \left(\lambda \mp R(1-s)/p \right) f_s \right| = \left| \left(1 \mp 28(1-0.048)/2 \right) 50 \right| = 616.4 \text{ Hz et } 716.4 \text{ Hz.}$$

Le fait notoire à révéler est que la position des PSHs dans le spectre du courant statorique dépend de la charge de la machine, c'est à dire une relation directe avec la vitesse de rotation du rotor, ce qui explique l'utilisation fréquente de ces deux harmoniques pour estimer la vitesse de rotation des moteurs à induction à l'aide des différentes techniques [90-92].

D'un autre côté, l'apparition ou bien l'existence des PSHs dans le spectre du courant statorique dépend essentiellement du nombre de pair de pôles et celui des encoches rotoriques de la machine [76], [87], [93]. Cette apparition n'est donc pas automatique, elle dépend des combinaisons entre le nombre de pair de pôles et le nombre des encoches rotoriques de la machine, d'ailleurs si le rapport R/p n'est pas un nombre entier, l'apparition des PSHs n'est pas possible.

Selon Nandi et al. [93], [94] la relation qui relie le nombre de pair de pôles et le nombre des encoches rotoriques est assurée par la formule suivante:

$$R = 2p \left[3(m \pm q) \pm r \right] \pm k \quad (\text{II.8})$$

Avec: R est le nombre des encoches rotoriques, $m \pm q = 0, 1, 2, 3, \dots$, $r = 0$ ou 1 , $k = 1$ ou 2 .

On peut distinguer trois cas selon la valeur du k:

1. Pour $k = 1$, la formule II.4 sera bien satisfaisante pour observer les harmoniques du défaut d'excentricité; soit *statique pure* ou *dynamique pure* qui seront fortement présentés dans le spectre du courant statorique. Dans ce cas les PSHs ne sont pas générés dans le spectre du courant statorique [93], [94].

2. Pour $k = 2$, les harmoniques caractérisant le défaut d'excentricité *statique pure*, ou *dynamique pure*, seront faiblement présentés dans le spectre du courant statorique et cela seulement pour de très faibles charges c'est à dire pour une vitesse qui vient presque à atteindre la vitesse de synchronisme [93], [94].
3. Les PSHs ne se révèlent dans le spectre du courant statorique, que si la formule suivante est satisfaite [94]:

$$R = 2p \left[3(m \pm q) \pm r \right] \quad (\text{II.9})$$

Prenons maintenant le cas de notre machine qui possède **28 encoches rotoriques** et **2 pair de pôles** $p = 2$, pour $m \pm q = 2$ et $r = 1$, on obtient:

$$R = 2(2) \left[3(2) \pm 1 \right] = 28 \quad (\text{II.10})$$

La formule II.9 est satisfaisante, et ainsi on a: ($R/p = 28/2 = 14$), et d'ailleurs les deux PSHs sont clairement observés dans les spectres présentés sur les figures II.18 et II.19. D'après la littérature, dans ce cas la machine est appelée: *PSHs-Moteur (PSHs-Motor)*.

À ce niveau, et pour ce type de machines où les deux PSHs existent dans le spectre du courant statorique, l'intérêt sera porté sur les harmoniques caractérisant le défaut d'excentricité statique pure ou dynamique pure absents dans le spectre du courant statorique [94].

4. Exceptionnellement, pour le défaut *d'excentricité mixte* c'est à dire dans le cas où la machine présente les deux types d'excentricité statique et dynamique, les composantes fréquentielles qui caractérisent ce défaut seront produites dans le spectre du courant statorique pour tous les types de machines asynchrones, et quel que soit la combinaison entre le nombre de pair de pôles et le nombre des barres rotoriques [94].

En effet, l'existence des PSHs dans le spectre du courant statorique joue un rôle primordial dans le diagnostic des défauts de la machine asynchrone, particulièrement pour la détection des défauts d'excentricités statique et dynamique pure, et cela sera bien vérifié dans le quatrième chapitre.

Par conséquent, si la machine asynchrone possède les deux PSHs, cela provoque la génération des autres composantes fréquentielles d'ordres supérieures (3, 5, ...). Ces composantes fréquentielles possèdent généralement des amplitudes importantes et cela contribuent fortement dans la procédure de diagnostic en contrôlant leurs amplitudes. D'après

les spectres présentés dans les figures II.20 et II.21, on peut citer par exemple les harmoniques les plus importants d'ordre 3 et 5 caractérisés par les fréquences suivantes:

$$\left| (\lambda \mp R(1-s)/p) f_s \right| = \left| (3 \mp 28(1-0.048)/2) 50 \right| = 516.4 \text{ Hz et } 816.4 \text{ Hz.}$$

$$\left| (\lambda \mp R(1-s)/p) f_s \right| = \left| (5 \mp 28(1-0.048)/2) 50 \right| = 416.4 \text{ Hz et } 916.4 \text{ Hz.}$$

Il faut remarquer que dans la littérature ces harmoniques (516.4 Hz, 816.4 Hz, 416.4 Hz et 916.4 Hz) sont appelés: les harmoniques reliés à la saturation (saturation-related harmonic) [76].

Après ce panorama de tous les harmoniques qui sont apparus dans le spectre du courant statorique dans lequel les parties ferromagnétiques de la machine sont modélisées par une courbe B(H), l'élément essentiel qui sera privilégié sera le spectre du courant statorique tiré du modèle linéaire (figure II.17), où précisément le premier harmonique principal d'encoche (L-PSH) qui existe dans le spectre. En définitif on peut constater que l'absence d'harmoniques est due à l'absence du phénomène de la saturation magnétique.

Dans cette démarche globale de diagnostiquer les défauts de la machine asynchrone à base de la technique d'analyse spectrale du courant statorique ou d'un autre signal, la prise en considération du phénomène de la saturation magnétique est plus que nécessaire. Ceci devient encore prépondérant pour le diagnostic des défauts d'excentricité où la contribution et l'existence des harmoniques principaux d'encoche sont des facteurs obligatoires pour déterminer la tache de diagnostic.

II.3.2 Effet du type de la connexion du circuit d'alimentation sur le contenu spectrale du courant statorique de la machine saine

Une connaissance préalable de tous les facteurs affectant l'apparence de composantes fréquentielles ou sur ses amplitudes dans le spectre du courant statorique doit être disponible. En effet, la plupart des documents ont été axés sur l'impact de la saturation magnétique et le nombre des encoches rotoriques et statoriques [24], [76-78], [87-89], [95], [96], tandis que quelques articles traitent l'impact des types de la connexion de circuit électrique d'alimentation [97], [98]. Avant de recourir à l'analyse spectrale du courant statorique comme une méthode pour diagnostiquer la machine défailante, il est nécessaire de connaître au préalable la différence entre chaque type de la connexion et son influence sur les amplitudes des harmoniques du courant statorique de la machine saine. Le problème principal qui sera

largement discuté dans ce paragraphe est l'effet de chaque type de la connexion sur le contenu spectral du courant statorique. En règle générale, le circuit d'alimentation de la machine à induction triphasée est connecté en étoile-étoile ou en étoile-triangle. La connexion étoile-triangle permet le démarrage des gros moteurs asynchrone en commençant par un courant réduit. L'impact du type de la connexion passe par le contrôle de l'apparition et l'amplitude de tous les harmoniques dans les spectres du courant qui seront obtenus des trois types de la connexion suivants:

- Circuit connecté en étoile-étoile avec neutre non-relié (Y).
- Circuit connecté en étoile-étoile avec neutre relié (YN).
- Circuit connecté en étoile-triangle (Δ).

Les trois types de la connexion sont représentés sur la figure II.22. Le phénomène de la saturation magnétique est tenu en compte, le calcul a été fait pour trois modèles de la machine asynchrone en pleine charge, en changeant à chaque fois le circuit électrique d'alimentation.

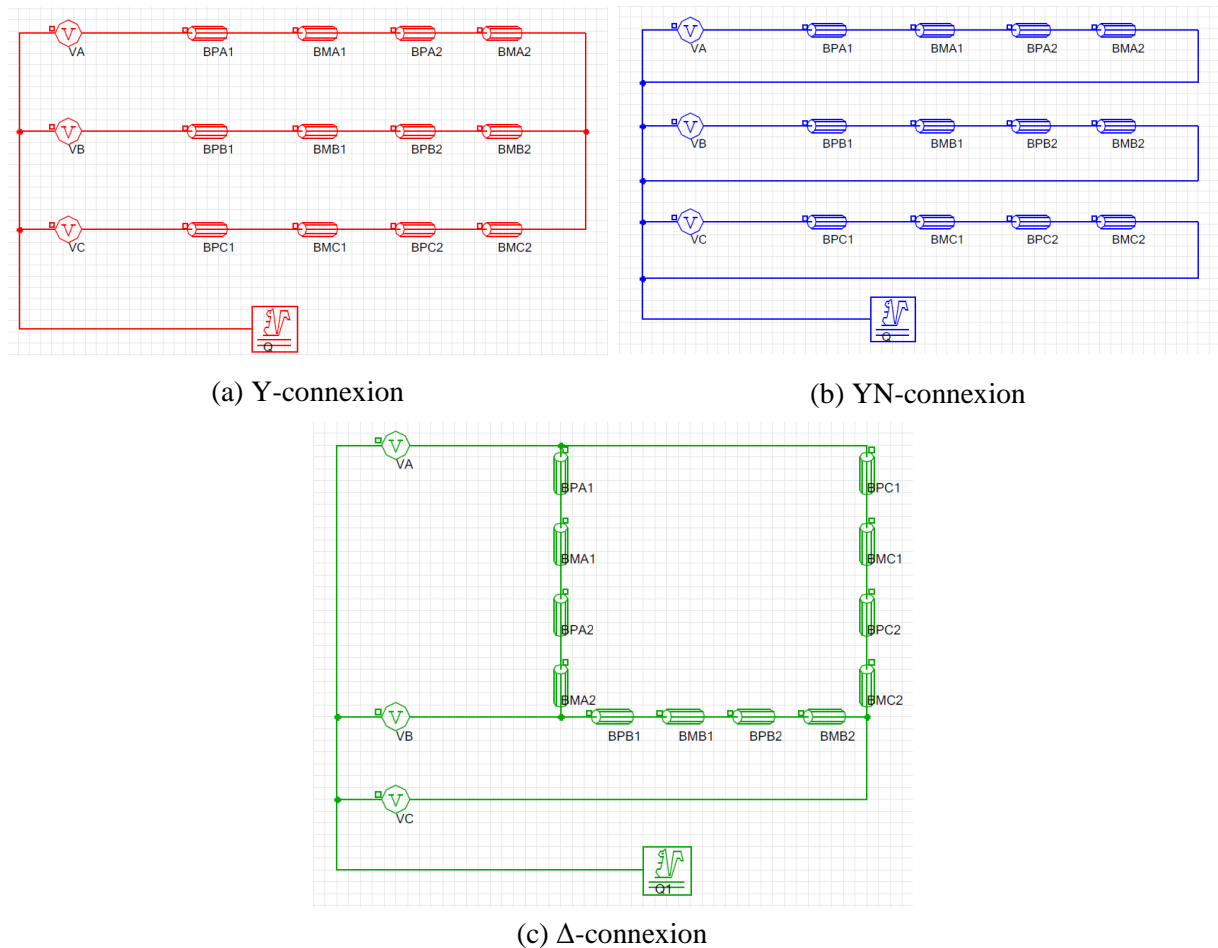


Figure II. 22. Types de connexion de circuit électrique d'alimentation:

(a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion.

Les figures II.23, II.24, II.25 et II.26 montrent les spectres du courant statorique retirés des trois modèles d'alimentation de la machine asynchrone.

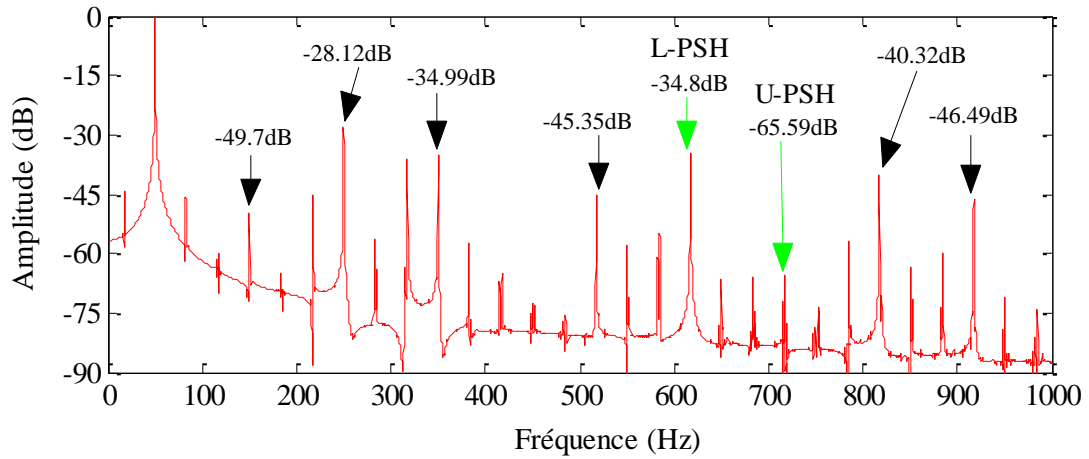


Figure II.23. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW ;
en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Y.

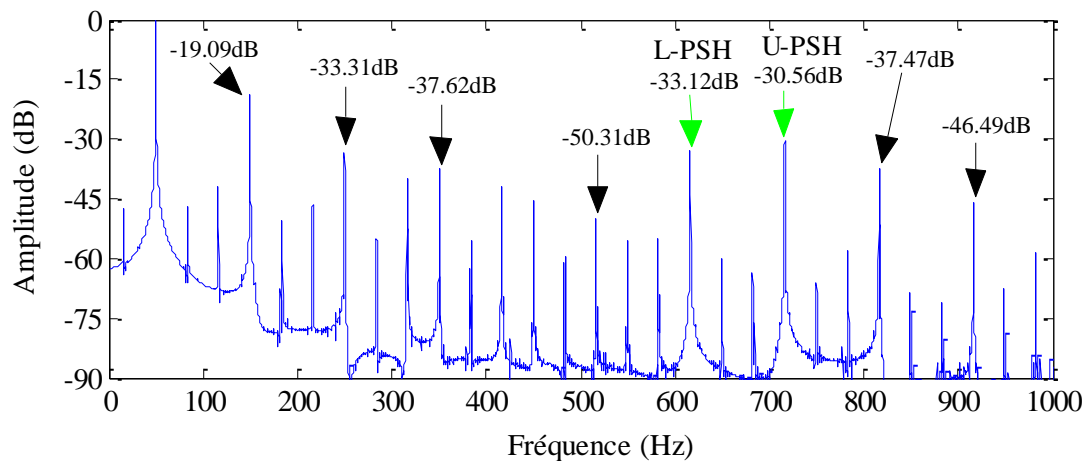


Figure II.24. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW ;
en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en YN.

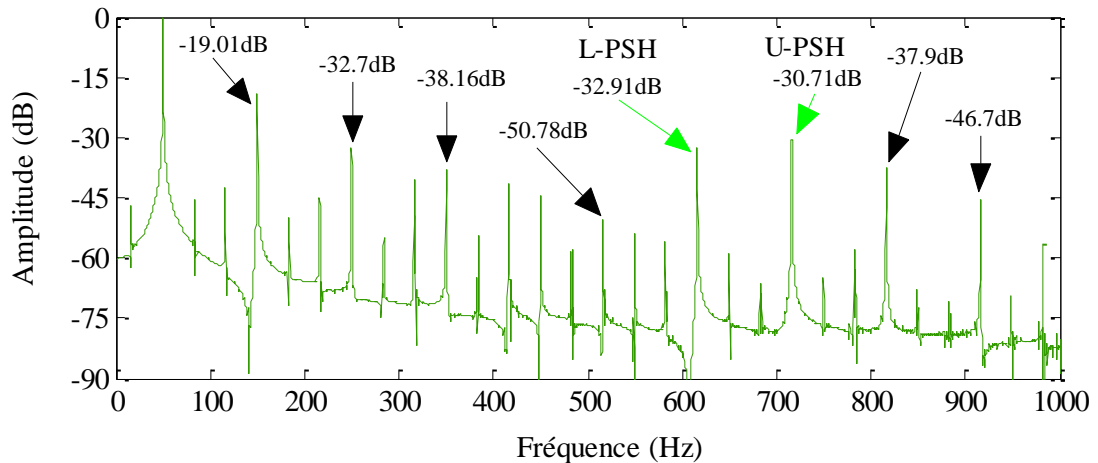


Figure II.25. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW ;
en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Δ (courant de phase).

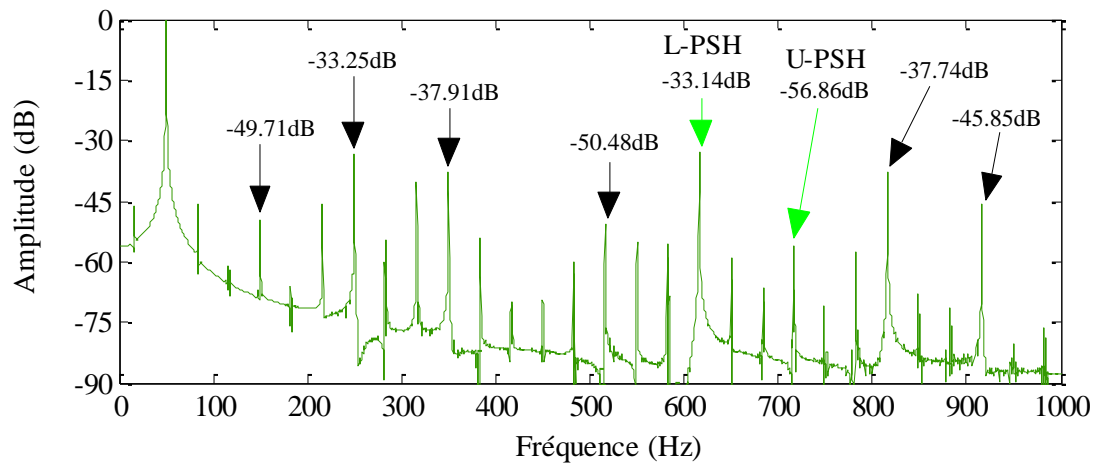


Figure II.26. Spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW; en pleine charge $s = 0.048$; circuit connecté en Δ (courant de ligne).

La connexion en triangle propose deux ondes différentes de courant: le courant de ligne et le courant de phase, les deux spectres de courant; de phase et de ligne sont étudiées (figures II.25 et II.26). Les tableaux II.2, II.3 et II.4 résument respectivement, les harmoniques de fmm, les amplitudes des harmoniques de la saturation et les harmoniques des encochages rotoriques pour les trois types de connexions; étoile-étoile sans neutre relié (Y), étoile-étoile avec neutre relié (YN), et étoile-triangle (Δ).

Tableau II.2. Amplitudes des harmoniques de la fmm du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques de la fmm		Amplitude (dB)			
$(6k \mp 1)f_s$ ($k = \mp 1, \mp 2, \dots$)	Fréquence (Hz)	Y-connexion	YN-connexion	Δ -connexion	
				phase	ligne
$(6(1)-1)f_s$	250	-28.12	-33.31	-32.7	-33.25
$(6(1)+1)f_s$	350	-34.99	-37.62	-38.16	-37.91
$(6(2)-1)f_s$	550	-58.06	-55.69	-54.35	-55.07
$(6(2)+1)f_s$	650	-68.39	-59.94	-59.74	-59.12
$(6(3)-1)f_s$	850	-63.69	-68.88	-68.58	-68.02
$(6(3)+1)f_s$	950	-71.20	-67.82	-68.76	-80.32

Tableau II.3. Amplitudes des harmoniques dus à la saturation du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques de la saturation		Amplitude (dB)			
$3k f_s$ (k impair)	Fréquence (Hz)	Y-connexion	YN-connexion	Δ-connexion	
				phase	ligne
$3(1) f_s$	150	-49.70	-19.09	-19.01	-49.71
$3(3) f_s$	450	-72.85	-45.27	-44.50	-69.55
$3(5) f_s$	750	-73.79	-66.27	-67.61	-70.99

D'après les résultats représentés sur les figures II.23, II.24, II.25 et II.26, et les valeurs classés aux tableaux II.2 et II.3, on peut retirer les remarques suivantes:

- Tous les harmoniques; de la saturation, de la fmm et des encoches rotoriques sont apparus dans les spectres obtenus des trois types de la connexion. Ceci suggère que le type de la connexion du circuit d'alimentation n'a aucune influence sur l'apparition des harmoniques dans le spectre du courant statorique.
- Une élévation très importante de l'amplitude du premier harmonique de la saturation (150 Hz) est remarquée, un écart de plus 30 dB entre l'amplitude obtenu du courant lorsque le circuit est connecté en Y et celui des connexions YN et Δ (courant de phase). Les amplitudes des deux autres harmoniques (450 Hz et 750 Hz) suivent la même tendance.
- Pour les amplitudes des harmoniques de la fmm, une diminution pour les harmoniques (250 Hz, 350 Hz, 850 Hz) est notée, tandis que les amplitudes des autres harmoniques (550 Hz, 650 Hz, 950 Hz) sont élevées, sans jamais atteindre celle observée pour les amplitudes des harmoniques de la saturation avec juste un écartement qui ne dépasse pas 10 dB.
- A partir du spectre du courant de la ligne, lorsque le circuit est en triangle, les amplitudes des harmoniques obtenus ne diffèrent que par quelque dB de celles obtenues sur le spectre du courant de la connexion Y.

Tableau II.4. Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique pour les différents types de la connexion du circuit d'alimentation: machine saine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques d'encoches rotoriques RSHs		Amplitude (dB)			
$ \lambda f_s \mp R f_r $ ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$)	Fréquence (Hz)	Y-connexion	YN-connexion	Δ-connexion	
				phase	ligne
$ f_s - R f_r $ L-PSH	616.4	-34.80	-33.12	-32.91	-33.14
$ f_s + R f_r $ U-PSH	716.4	-65.59	-30.56	-30.71	-56.86
$ 3f_s - R f_r $	516.4	-45.35	-50.38	-50.78	-50.48
$ 3f_s + R f_r $	816.4	-40.32	-37.47	-37.90	-37.74
$ 5f_s - R f_r $	416.4	-67.97	-42.08	-41.76	-71.13
$ 5f_s + R f_r $	916.4	-46.49	-46.20	-46.07	-45.85
$ 7f_s - R f_r $	316.4	-38.10	-39.82	-40.53	-40.21
$ 9f_s - R f_r $	216.4	-45.17	-46.72	-45.82	-45.85
$ 11f_s - R f_r $	116.4	-59.91	-42.18	-42.72	-61.23
$ 13f_s - R f_r $	16.4	-44.26	-47.34	-49.09	-46.44
$ 15f_s - R f_r $	83.6	-45.61	-47.08	-47.62	-45.73
$ 17f_s - R f_r $	183.6	-64.79	-50.28	-50.35	-65.78
$ 19f_s - R f_r $	283.6	-56.39	-55.10	-54.82	-54.62
$ 21f_s - R f_r $	383.6	-57.47	-55.63	-55.67	-54.38
$ 23f_s - R f_r $	483.6	-75.49	-59.68	-58.35	-59.88
$ 25f_s - R f_r $	583.6	-55.98	-54.99	-55.38	-55.71
$ 27f_s - R f_r $	683.6	-66.72	-63.62	-67.83	-66.63
$ 29f_s - R f_r $	783.6	-57.09	-58.19	-57.62	-57.43
$ 31f_s - R f_r $	883.6	-59.7	-71.40	-68.76	-71.65
$ 33f_s - R f_r $	983.6	-74.32	-58.77	-56.79	-76.38

Concernant les amplitudes des harmoniques des encoches rotoriques, une élévation très importante est observée sur l'amplitude d'harmonique principal supérieur (716.4 Hz), l'amplitude avoisine -65.59 dB lorsque le circuit est connecté en Y, alors qu'elle était de double (-30.56 dB et -30.71 dB) lorsque le circuit est connecté respectivement en YN et Δ (courant de phase). Pour l'amplitude d'harmonique principal inférieur, une petite élévation d'environ 1 dB est notée lorsque le type de la connexion du circuit bascule de Y vers YN ou Δ (courant de phase). Pour les autres RSHs, on observe de légères perturbations qui touchent presque les amplitudes de tous les harmoniques; à titre d'illustration pour la composante 516.4 Hz il y a une diminution de 5 dB, et une élévation d'environ 3 dB pour la composante 816.4 Hz.

Ainsi on peut remarquer que les amplitudes des RSHs obtenus du spectre du courant de ligne lorsque le circuit est connecté en triangle, ne diffèrent que par quelque dB de celles obtenues du spectre du courant de la connexion Y.

Dans ce paragraphe, l'étude de l'impact des types de la connexion de circuit d'alimentation de la machine saine sur le contenu spectral du courant statorique, s'est révélée être intéressante en dégagant un certain nombre de piste à investir.

En effet, l'intérêt de cette étude pour la tâche de diagnostic sera bien expérimenté dans le prochain chapitre où la détection des défauts sera déterminé pour les types de la connexion Y, YN et Δ .

II.3.3 Effet de la charge sur le contenu spectral du courant statorique de la machine saine

L'étude de l'effet de la charge sur la procédure du diagnostic des différents défauts de la machine à induction a été abordée par de nombreux travaux abordant cette thématique [99-101]. Ces éléments constituent l'essentiel de ce paragraphe qui sera consacré en premier lieu à l'étude de l'effet de la charge pour la machine saine et en seconde étape à l'étude de la machine défaillante. Il est à rappeler que dans cette étude, la machine est saine, le type d'alimentation est en étoile sans neutre relié (figure II.22.a), avec une modélisation par une courbe d'aimantation B(H) des parties fer de la machine étudiée.

Les figures II.27, II.28 et II.29 exposent les spectres du courant statorique pour une machine chargée par des charges différentes (Pleine charge; 7 N.m, mi-charge; 3.5 N.m et à vide).

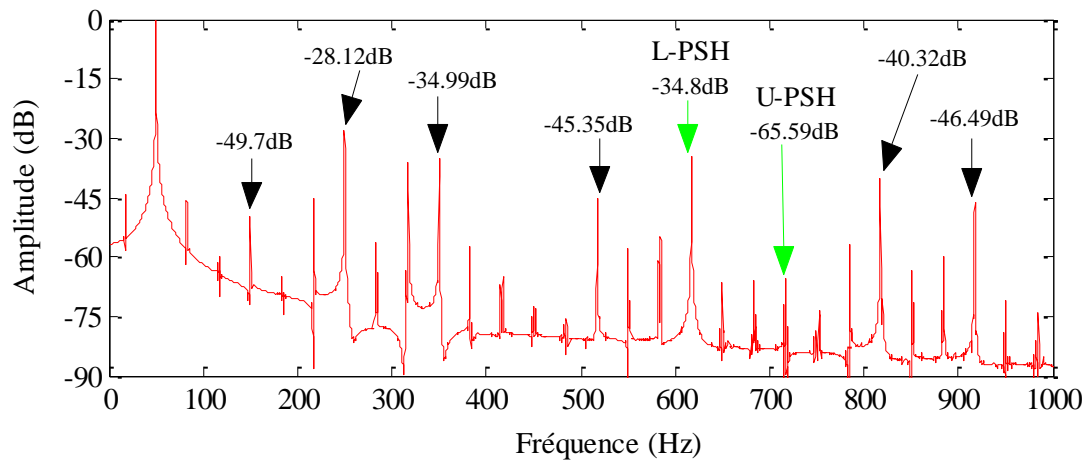


Figure II.27. Spectre du courant statorique de la machine saine en pleine charge $s=4.8\%$.

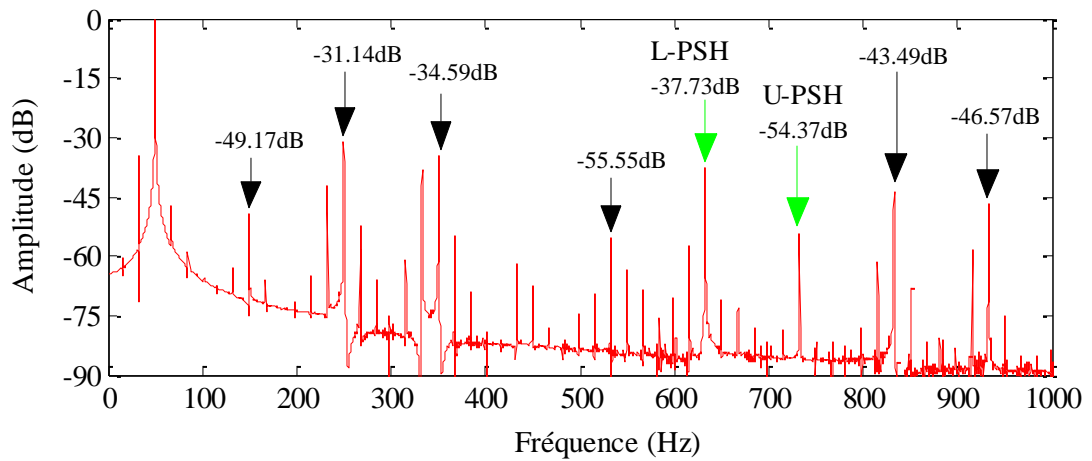


Figure II.28. Spectre du courant statorique de la machine saine en mi-charge $s=3.74\%$.

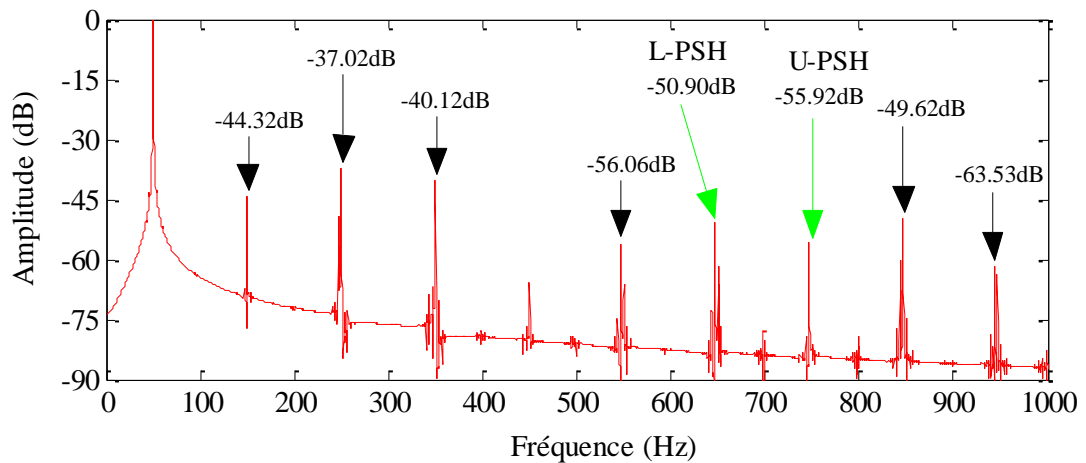


Figure II.29. Spectre du courant statorique de la machine saine à vide.

Pour le spectre du modèle où la machine fonctionne en pleine charge (figure II.27), c'est-à-dire à une vitesse de rotation de 1428 tr/mn, toutes les composantes fréquentielles; de la

saturation, de la fmm, et les RSHs sont apparus clairement, les harmoniques principaux des encoches rotoriques sont situés aux fréquences suivantes:

$$f_{PSH_S} = \left| \left(\lambda \mp R(1-s)/p \right) f_s \right| = \left| \left(1 \mp 28(1-0.048)/2 \right) 50 \right| = 616.4 \text{ Hz et } 716.4 \text{ Hz.}$$

Et comme la position des harmoniques principaux des encoches rotoriques dépend de la vitesse de rotation de la machine, ou bien du glissement, il apparaît que lorsque la machine fonctionne en mi-charge avec un glissement de 3.74 % (figure II.28), et une vitesse de 1465 tr/mn, les RSHs changent leurs positions sur le spectre du courant statoriques, et les PSHs se situent aux fréquences suivantes:

$$f_{PSH_S} = \left| \left(\lambda \mp R(1-s)/p \right) f_s \right| = \left| \left(1 \mp 28(1-0.0374)/2 \right) 50 \right| = 623.8 \text{ Hz et } 723.8 \text{ Hz.}$$

Si la machine tourne à vide (figure II.29), les PSHs se trouvent aux fréquences:

$$f_{PSH_S} = \left| \left(\lambda \mp R(1-s)/p \right) f_s \right| = \left| \left(1 \mp 28(1-0.005)/2 \right) 50 \right| = 646.5 \text{ Hz et } 746.5 \text{ Hz.}$$

Pour le fonctionnement en mi-charge ou bien à vide, il est évident que les autres types d'harmoniques (saturation et fmm) gardent leurs positions sur le spectre du courant statorique.

Les tableaux II.5, II.6 et II.7 resserrent les amplitudes des harmoniques de la saturation, les harmoniques de fmm et les harmoniques des encochages rotoriques pour différentes charges. D'après les valeurs des amplitudes classées dans les tableaux II.5, II.6 et II.7, on peut remarquer que pour le fonctionnement de la machine en mi-charge ou à vide, toute une série de fréquences des RSHs sont apparues dans le spectre du courant statorique, aussi bien pour des harmoniques de la saturation que pour ceux de la fmm.

Tableau II.5. Amplitudes des harmoniques dus à la saturation du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges.

Harmoniques de la saturation		Amplitude (dB)		
$3k f_s$ (k impair)	Fréquence (Hz)	Pleine charge	Mi-charge	A vide
$3(1) f_s$	150	-49.70	-49.17	-44.32
$3(3) f_s$	450	-72.85	-67.40	-65.45
$3(5) f_s$	750	-73.79	-81.58	-82.39

Tableau II.6. Amplitudes des harmoniques de la fmm du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges.

Harmoniques de la fmm		Amplitude (dB)		
$(6k \mp 1)f_s$ ($k = \mp 1, \mp 2, \dots$)	Fréquence (Hz)	Pleine charge	Mi-charge	A vide
$(6(1)-1)f_s$	250	-28.12	-31.14	-37.02
$(6(1)+1)f_s$	350	-34.99	-34.59	-40.12
$(6(2)-1)f_s$	550	-58.06	-63.49	-66.24
$(6(2)+1)f_s$	650	-68.39	-70.82	-61.72
$(6(3)-1)f_s$	850	-63.69	-68.24	-76.60
$(6(3)+1)f_s$	950	-71.20	-75.06	-83.14

D'un autre côté, on peut détecter une différence entre les valeurs des amplitudes de tous les harmoniques lorsque la charge est variée, cette différence est légère entre le fonctionnement en pleine charge et en mi-charge, à titre d'exemple pour les PSHs, l'amplitude de L-PSH est diminuée de -34.80 dB en fonctionnement pleine charge vers -37.73 dB en mi-charge, exceptionnellement, l'amplitude de L-PSH est élevée de -65.59 dB vers -54.37 dB, ainsi que l'amplitude d'harmonique situé à la fréquence $|13f_s - Rf_r|$.

Lorsque la machine tourne à vide, les amplitudes de tous les harmoniques diminuent, faisant passer l'amplitude de L-PSH à -34.80 dB en pleine charge au lieu de -50.90 dB à vide. Pour les autres harmoniques, des diminutions avoisinant les 10 dB sont notées entre le fonctionnement en pleine charge et celui à vide, et généralement la même remarque est établit pour les amplitudes des autres types d'harmoniques. Exceptionnellement, seule la composante fréquentielle 150 Hz, bien que recevant 5 dB lors le fonctionnement à vide préserve sa valeur d'amplitude même si la charge diminue de moitié de la charge nominale.

Tableau II.7. Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique de la machine saine 1.1 kW, $p = 2$, $R = 28$; pour des différentes charges.

RSHs	Amplitude (dB)					
	Pleine charge		Mi-charge		A vide	
$ \lambda f_s \mp R f_r $ ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$)						
$ f_s - R f_r $ L-PSH	616.4 Hz	-34.80	623.8 Hz	-37.73	646.5 Hz	-50.90
$ f_s + R f_r $ U-PSH	716.4 Hz	-65.59	723.8 Hz	-54.37	746.5 Hz	-55.92
$ 3f_s - R f_r $	516.4 Hz	-45.35	523.8 Hz	-55.55	546.5 Hz	-56.06
$ 3f_s + R f_r $	816.4 Hz	-40.32	823.8 Hz	-43.93	846.5 Hz	-49.62
$ 5f_s - R f_r $	416.4 Hz	-67.97	423.8 Hz	-61.82	446.5 Hz	-76.57
$ 5f_s + R f_r $	916.4 Hz	-46.49	923.8 Hz	-46.57	946.5 Hz	-63.53
$ 7f_s - R f_r $	316.4 Hz	-38.10	323.8 Hz	-38.04	346.5 Hz	-68.71
$ 9f_s - R f_r $	216.4 Hz	-45.17	223.8 Hz	-42.26	246.5 Hz	-49.39
$ 11f_s - R f_r $	116.4 Hz	-59.91	123.8 Hz	-62.77	146.5 Hz	-67.46
$ 13f_s - R f_r $	16.4 Hz	-44.26	23.8 Hz	-34.74	46.5 Hz	-43.23
$ 15f_s - R f_r $	83.6 Hz	-45.61	76.2 Hz	-48.31	53.5 Hz	-42.51
$ 17f_s - R f_r $	183.6 Hz	-64.79	176.2Hz	-65.86	153.5 Hz	-68.31
$ 19f_s - R f_r $	283.6 Hz	-56.39	276.2Hz	-52.39	253.5 Hz	-78.79
$ 21f_s - R f_r $	383.6 Hz	-57.47	376.2Hz	-54.90	353.5 Hz	-70.02
$ 23f_s - R f_r $	483.6 Hz	-75.49	476.2Hz	-78.07	453.5 Hz	-78.52
$ 25f_s - R f_r $	583.6 Hz	-55.98	576.2Hz	-69.76	553.5 Hz	-76.83
$ 27f_s - R f_r $	683.6 Hz	-66.72	676.2Hz	-73.02	653.5 Hz	-76.58
$ 29f_s - R f_r $	783.6 Hz	-57.09	776.2Hz	-81.43	753.5 Hz	-82.73
$ 31f_s - R f_r $	883.6 Hz	-59.7	876.2Hz	-81.70	853.5 Hz	-84.30
$ 33f_s - R f_r $	983.6 Hz	-74.32	976.2Hz	-85.23	953.5 Hz	-85.79

II.3.4 Analyse spectrale du courant statorique sous des tensions d'alimentation déséquilibrées

Le déséquilibre de tension existe dans presque tous les réseaux de systèmes d'alimentation triphasés, d'ailleurs il est démontré que près de 98 % de la tension générée par tous les services d'électricité ont un déséquilibre qui peut atteindre jusqu'à 3 % [102]. Une tension asymétrique aux bornes d'une machine asynchrone provoque un grand déséquilibre de courant qui circule dans les enroulements statoriques, ce qui à son tour génère des pulsations dans le couple électromagnétique, et entraîne par voie de conséquence une augmentation des vibrations et des contraintes mécaniques. Il en résulte une augmentation des pertes qui se traduit par une efficacité moindre, la surchauffe de la machine ce qui réduit considérablement la durée de vie de l'isolation des enroulements [103]. Ainsi d'après l'Association des Fabricants Electriques Nationaux "National Electrical Manufacturers Association" (NEMA) [105], quand le déséquilibre de tension atteint 5%, la température dans les enroulements du stator commence à augmenter, entraînant éventuellement la fonte d'isolation du bobinage. Plusieurs facteurs sont à l'origine de cette anomalie, un consensus semble indiquer les plus en vue tels que le défaut des tensions aux bornes des générateurs, les courants de la charge, défaillance des équipements de correction du facteur de puissance et surtout les régulateurs de tension dans les lignes de distribution d'électricité [105]. Plusieurs définitions et formulation sont raccordées au déséquilibre de tensions [106], [107], parmi eux on cite le suivant adoptée par l'association des fabricants électriques nationaux (NEMA) le pourcentage de tensions déséquilibrées est donné par:

$$V_{dés} = (Tension\ Maximale - Tension\ Nominale) / Tension\ Nominale \quad (II.11)$$

Le déséquilibre de tensions d'alimentation a bénéficié depuis une décennie d'un intérêt grandissant, en témoigne la pléthore des travaux dans ce domaine [102-112]. Unanimement les travaux s'accordent pour donner à cet aspect un intérêt incontournable pour assurer un degré élevé de sécurité des moteurs à induction. La détection de cette anomalie dans la machine asynchrone est nécessaire dans un premier stade pour éviter la diminution de l'efficacité, de chauffage et, par conséquent, la détérioration du moteur à induction.

Il s'agit donc d'étudier les effets de cette anomalie par une simulation d'une machine asynchrone avec des tensions d'alimentation déséquilibrées en vue d'analyser le contenu spectral du courant statorique. Cette expérimentation constitue l'essentiel de ce chapitre dans lequel on a choisi de simuler la machine fonctionnant sous un système de tension sinusoïdale

non symétrique, avec un circuit d'alimentation connecté en étoile sans neutre relié. Plusieurs types de déséquilibre de tension sont répertoriés [112], dans cette étude, l'intérêt sera porté préférentiellement à deux cas: surtension et sous-tension. Ce choix peut être justifié par la forte prévalence de ces deux déséquilibres. La démarche suivante sera enclenchée pour finaliser cette simulation:

- Dans le premier cas (surtension): les deux premières phases possèdent des valeurs de tension élevées par rapport à la troisième phase, alors la première phase est alimentée par $240\sqrt{2} \angle 0^\circ$ V, la deuxième à $235\sqrt{2} \angle 120^\circ$ V, et la troisième avec $230\sqrt{2} \angle 240^\circ$ V.
- Dans le deuxième cas (sous-tension): les deux dernières phases ont des valeurs de tension moindres que la première phase, donc la première phase est alimentée par $230\sqrt{2} \angle 0^\circ$ V, la deuxième avec $225\sqrt{2} \angle 120^\circ$ V, et la troisième à $220\sqrt{2} \angle 240^\circ$ V.
- Et pour le fonctionnement normal: la machine est soumise sous un système de tensions triphasées équilibrées: première phase est alimentée par $230\sqrt{2} \angle 0^\circ$ V, le deuxième par $230\sqrt{2} \angle 120^\circ$ V et la troisième par $230\sqrt{2} \angle 240^\circ$ V.

Les figures II.30, II.31, II.32 et II.33 montrent respectivement pour les deux limites (surtension et sous-tension), des formes d'ondes des tensions déséquilibrées ainsi que les trois courants de phases. A partir de ces figures on peut constater qu'un déséquilibre de 5% dans les tensions triphasées génère un grand déséquilibre dans les trois courants statoriques. Il sera donc intéressant dans l'objectif assigné à notre étude de cerner l'impact du déséquilibre sur le contenu spectral du courant statorique. A cet effet, les figures II.34, II.35 et II.36 exposent les spectres du courant statorique obtenus respectivement; d'une machine fonctionne sous un système de tensions équilibrée, puis un système déséquilibré en surtension, et enfin un système déséquilibré sous-tension.

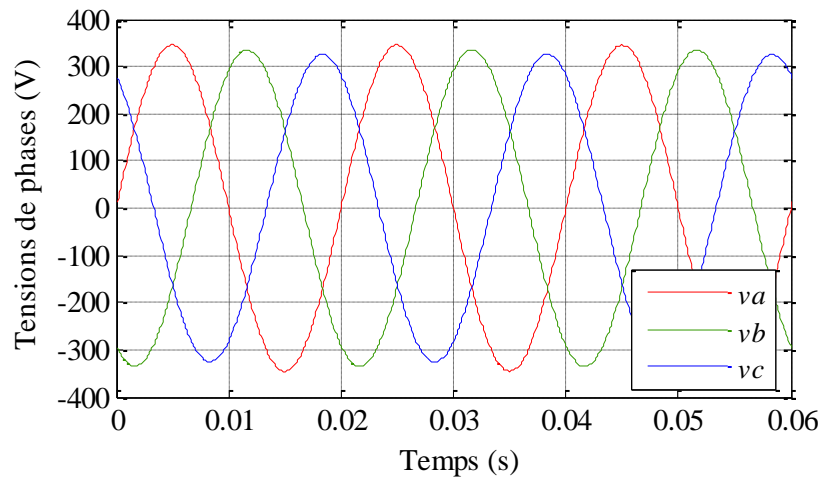


Figure II.30. Formes d'ondes des tensions triphasées déséquilibrées (surtension).

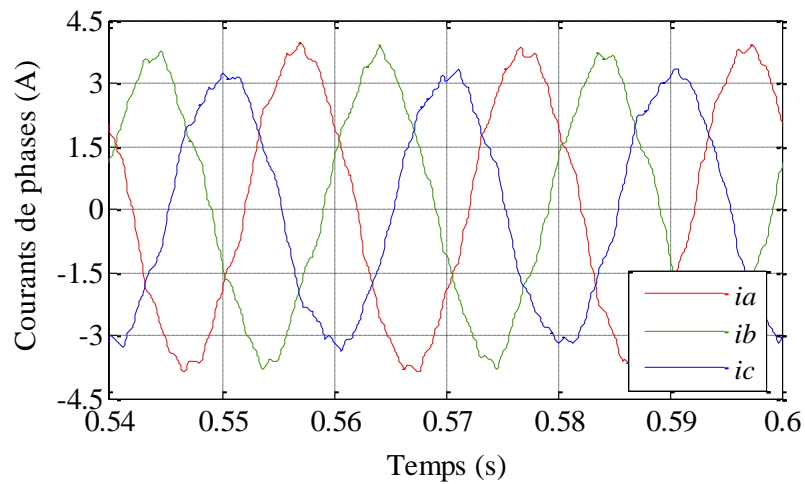


Figure II.31. Formes d'ondes des courants triphasés déséquilibrés (surtension).

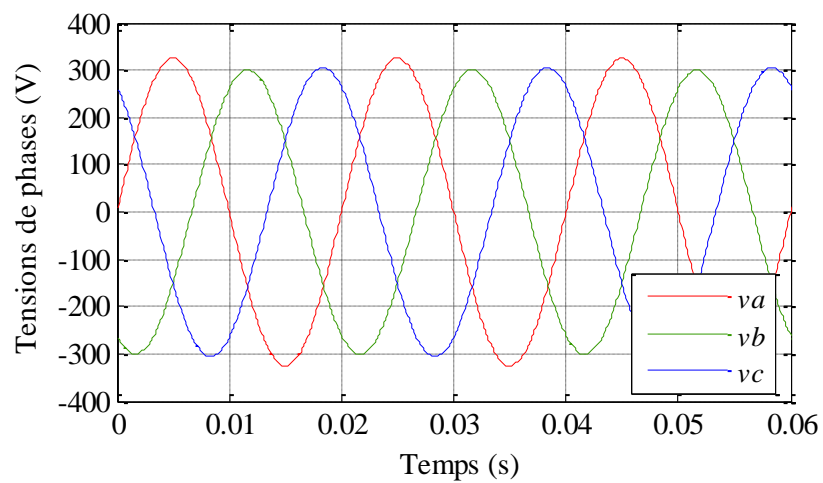


Figure II.32. Formes d'ondes des tensions triphasées équilibrées (sous-tension).

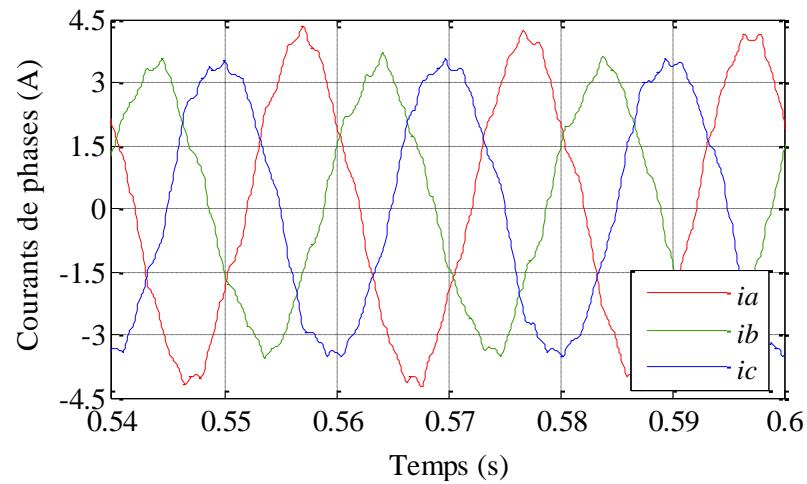


Figure II.33. Formes d'ondes des courants triphasés déséquilibrés (sous-tension).

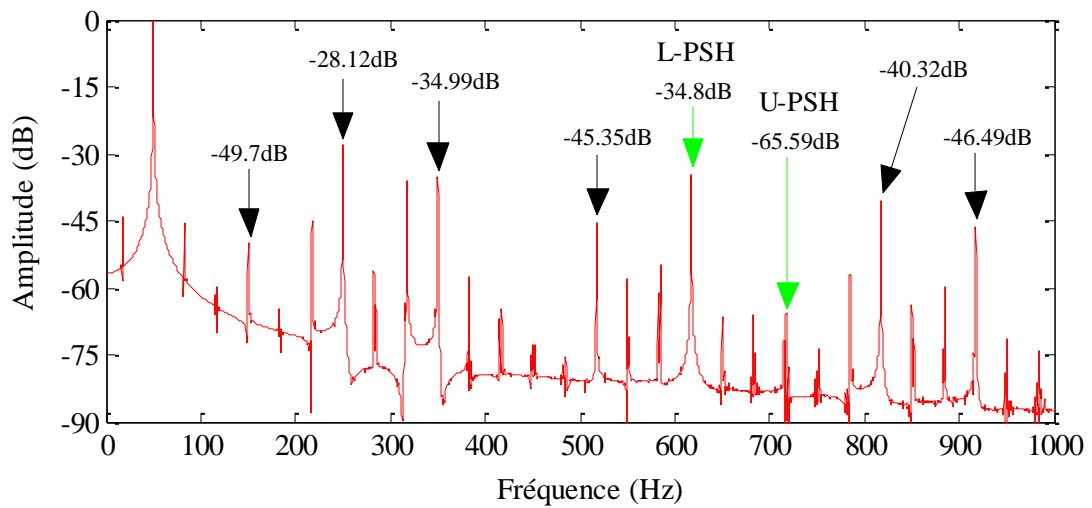


Figure II.34. Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée équilibrée.

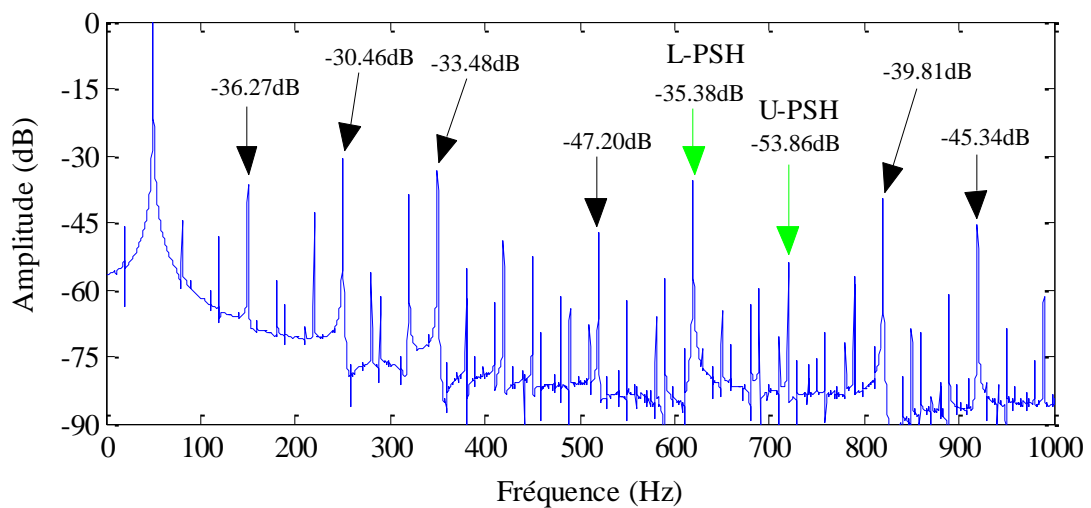


Figure II.35. Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée déséquilibrée (surtension).

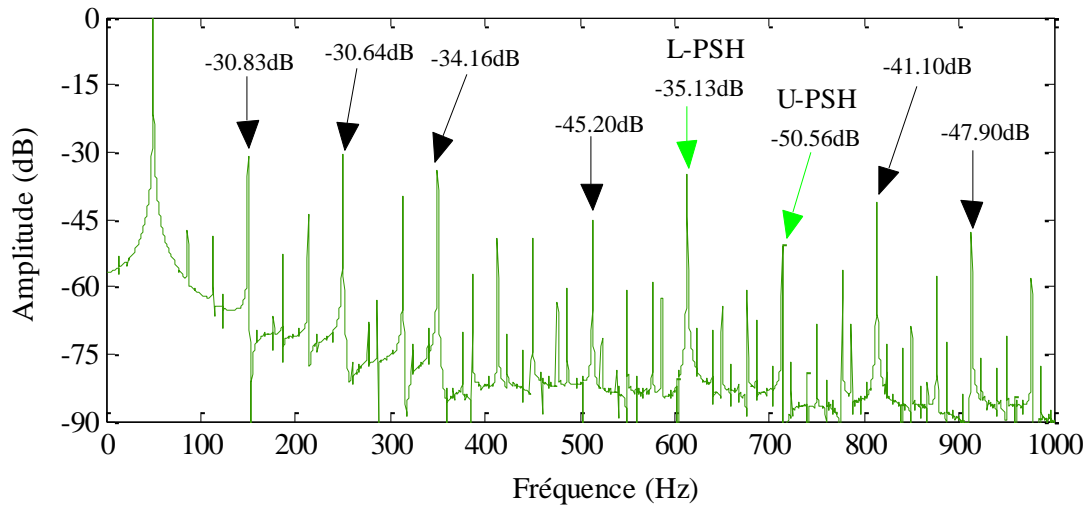


Figure II.36. Spectre du courant statorique pour une alimentation triphasée déséquilibrée (sous-tension).

Il est aisé de constater que les valeurs des amplitudes des harmoniques de la saturation (voir tableau II.8) des spectres illustrés par les figures II.34, II.35 et II.36, révèlent comme prévu une augmentation conséquente de l'amplitude du premier harmonique de la saturation à la fréquence 150 Hz. L'amplitude d'harmonique 150 Hz est de -49,70dB lorsque la machine est alimentée par un système de tension équilibré alors qu'elle dépasse le seuil de -36 dB quand la machine est soumise sous un système de tension déséquilibré en surtension. Cette élévation est plus importante (élévation de 18.87 dB) lorsque les valeurs des tensions d'alimentation sont inférieures aux valeurs nominales.

Cette asymétrie altère aussi fortement l'amplitude du deuxième harmonique de la saturation localisé à la fréquence 450 Hz pour les deux cas en surtension et en sous-tension, son amplitude atteint -72.85 dB contre -52.76 dB pour le cas de surtension, et -72.85 dB contre -49.29 dB pour le cas de sous-tension, ceci implique que le déséquilibre sous-tension a un impact plus dominant que le déséquilibre en surtension.

Par contre, les valeurs classées dans le tableau II.9 ne montrent pas une variation importante, sur le niveau des amplitudes des harmoniques de la fmm, où on peut remarquer une variation avoisinant les 2 à 3 dB.

Tableau II.8. Amplitudes des harmoniques de la saturation du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques de la saturation		Amplitude (dB)		
$3k f_s$ (k impair)	Fréquence (Hz)	Tensions équilibrées	Tensions déséquilibrées surtension	Tensions déséquilibrées Sous-tension
$3(1)f_s$	150	-49.70	-36.27	-30.83
$3(3)f_s$	450	-72.85	-52.76	-49.29
$3(5)f_s$	750	-73.79	-75.52	-68.38

Tableau II.9. Amplitudes des harmoniques de la fmm remontés du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

Harmoniques de la fmm		Amplitude (dB)		
$(6k \mp 1)f_s$ ($k = \mp 1, \mp 2, \dots$)	Fréquence (Hz)	Tensions équilibrées	Tensions déséquilibrées surtension	Tensions déséquilibrées Sous-tension
$(6(1)-1)f_s$	250	-28.12	-30.46	-30.64
$(6(1)+1)f_s$	350	-34.99	-33.48	-34.16
$(6(2)-1)f_s$	550	-58.06	-62.39	-60.99
$(6(2)+1)f_s$	650	-68.39	-64.56	-64.57
$(6(3)-1)f_s$	850	-63.69	-68.93	-68.72
$(6(3)+1)f_s$	950	-71.20	-68.61	-72.47

La figure II.34 représente les allures zoomées de la vitesse pour chaque état de fonctionnement de la machine, ainsi à partir de la figure II.34 on peut bien observer les fortes oscillations causées par le déséquilibre des tensions, ce phénomène est observé pour les allures des couples électromagnétiques aussi bien sous tensions déséquilibrées que sous des tensions équilibrées (voir figure II.35). Ces éléments nous semblent constituer l'essentiel des analyses à perfectionner dans le domaine du diagnostic.

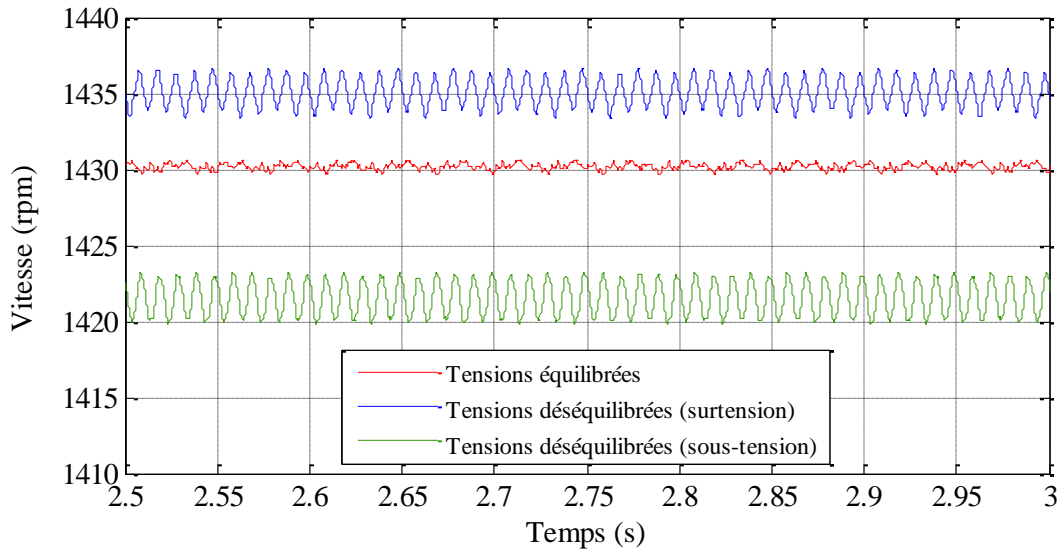


Figure II.37. Zoom de la vitesse de rotation de la machine pour des tensions d'alimentation équilibrées et déséquilibrées.

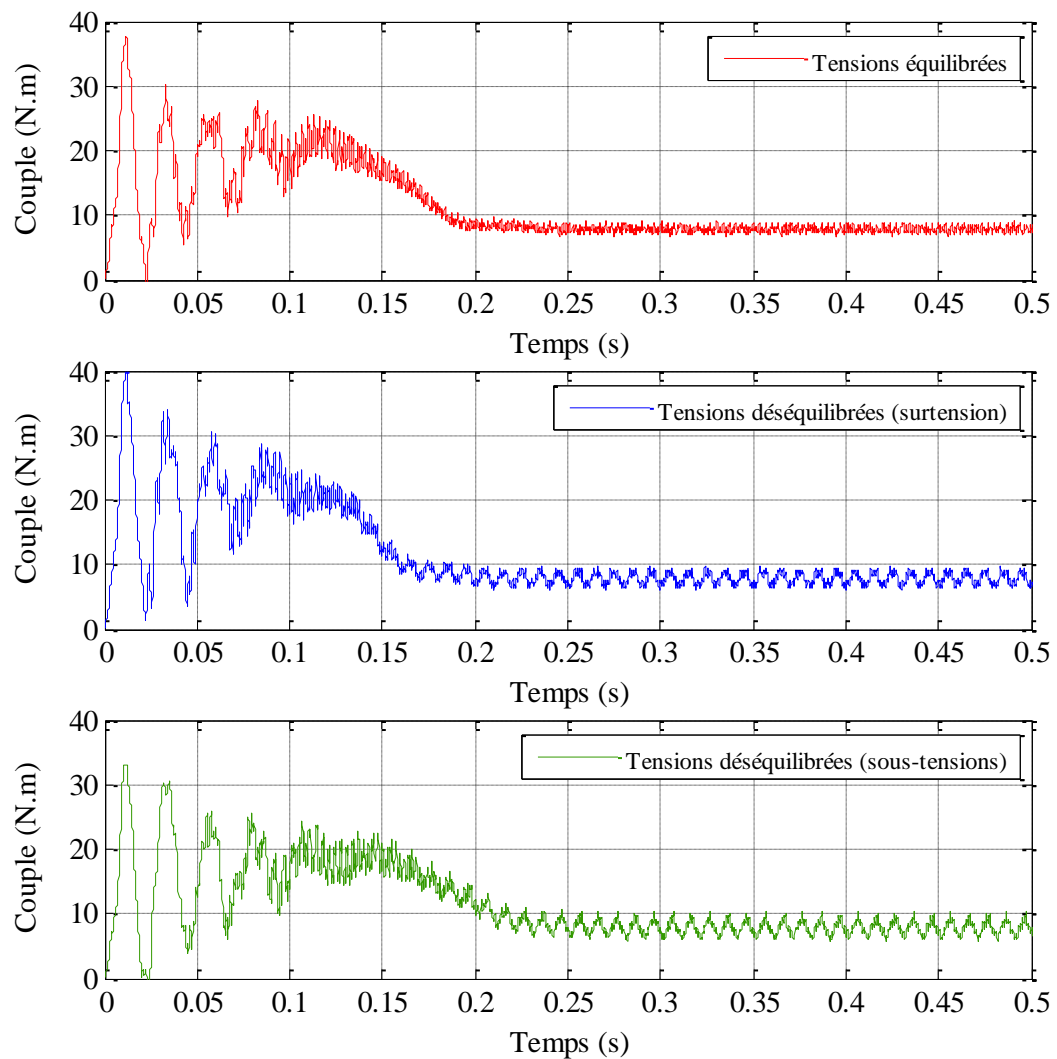


Figure II.38. Couple électromagnétique de la machine pour des tensions d'alimentation; équilibrées et déséquilibrées.

Tableau II.10. Amplitudes des RSHs du spectre du courant statorique pour des tensions d'alimentation déséquilibrées: machine 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.048$, $p = 2$, $R = 28$.

RSHs $ \lambda f_s \mp R f_r $ ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$)	Amplitude (dB)		
	Tensions équilibrées	Tensions déséquilibrées surtension	Tensions déséquilibrées Sous-tension
$ f_s - R f_r $ L-PSH	-34.80	-35.38	-35.13
$ f_s + R f_r $ U-PSH	-65.59	-53.86	-50.56
$ 3f_s - R f_r $	-45.35	-47.20	-45.20
$ 3f_s + R f_r $	-40.32	-39.81	-41.10
$ 5f_s - R f_r $	-67.97	-48.82	-50.05
$ 5f_s + R f_r $	-46.49	-45.34	-47.90
$ 7f_s - R f_r $	-38.10	-38.89	-39.80
$ 9f_s - R f_r $	-45.17	-42.66	-43.79
$ 11f_s - R f_r $	-59.91	-48.10	-49.01
$ 13f_s - R f_r $	-44.26	-45.48	-53.88
$ 15f_s - R f_r $	-45.61	-44.70	-47.80
$ 17f_s - R f_r $	-64.79	-58.84	-52.99
$ 19f_s - R f_r $	-56.39	-56.39	-63.09
$ 21f_s - R f_r $	-57.47	-55.52	-57.47
$ 23f_s - R f_r $	-75.49	-61.52	-60.37
$ 25f_s - R f_r $	-55.98	-66.22	-62.62
$ 27f_s - R f_r $	-66.72	-64.17	-67.57
$ 29f_s - R f_r $	-57.09	-71.68	-68.32
$ 31f_s - R f_r $	-59.7	-61.18	-72.37
$ 33f_s - R f_r $	-74.32	-75.78	-77.54

D'après les valeurs des amplitudes résumées dans le tableau II.10, qui sont obtenues à partir des RSHs, aucune importante variation n'est constatée. Exceptionnellement, l'amplitude du U-PSH est élevée de -65.59 dB à l'état d'équilibre de tensions vers -53.86 dB pour le fonctionnement en surtension, et -50.56 dB pour le sous-tension à l'état de

déséquilibre, et se établissent dans ces limites pour certains autres harmoniques tel que la composante fréquentielle $|11f_s - R f_r|$.

En plus, pour les RSHs, il est nécessaire d'indiquer un changement de positions clairement apparent sur le spectre lorsque la machine est soumise sous des tensions. Ce changement est réalisé avec quelques nuances qu'il est utile de mettre en valeur, ainsi à l'état où les tensions sont équilibrées le glissement est de 0.048 et une vitesse de rotation de 1428 tr/mn, tandis que la valeur de glissement devient 0.043 pour le déséquilibre en surtension et dans ce cas la machine tourne à une vitesse de 1435.5 tr/mn. Le glissement atteint une valeur de 0.052 pour le déséquilibre sous-tension et la machine fonctionne à une vitesse de 1423 tr/mn. Donc dans les conditions normales les PSHs se trouvent aux fréquences 616.4 Hz et 716.4 Hz, dans le cas où la machine est soumise sous des tensions déséquilibrées (surtension) les PSHs se décalent aux fréquences: 619.9 Hz et 719.9 Hz, et pour le cas de la sous-tension les PSHs se transposent aux fréquences: 613.6 Hz et 713.6 Hz. D'après cette remarque, on peut constater que les composantes fréquentielles caractérisant les différents défauts dans une machine défectueuse peuvent être fortement décalées si la machine souffre d'un grand déséquilibre de tensions d'alimentation, et cela peut engendrer une perturbation dans la procédure de diagnostic.

II.4 Conclusion

Ce chapitre a été réservé à l'élaboration de modèle élément finis dédié à la simulation de la machine asynchrone saine et défectueuse. Malgré que cette modélisation soit très couteuse en temps de calcul, elle reste très fidèle au comportement de la machine. Cette caractéristique est bien argumentée par les différents résultats obtenus. Un regard particulier a été porté au cours de l'expérimentation sur le spectre du courant statorique où les résultats de la simulation ont été validés par des résultats expérimentaux, ainsi la plus grande partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude du contenu spectral du courant statorique à l'état sain et sous différents effets: effet de la saturation, de type de la connexion du circuit d'alimentation et effet de la charge. Et, comme le réseau électrique n'est jamais à l'abri des perturbations, il est plus que nécessaire de cerner l'impact de déséquilibre des tensions d'alimentation sur le contenu spectral du courant statorique. Enfin, les effets: la saturation, la connexion de circuit, la charge, déséquilibre de tensions, constitueront l'essentiel des prochains chapitres lors de l'analyse de la machine défectueuse pour accomplir un diagnostic plus concis et surtout plus fiable.

Chapitre III

Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut de cassure de barres

Chapitre III: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut de cassure de barres

III.1 Introduction

Comme il a été déjà mentionné précédemment, selon les enquêtes menées sur les différents modes de défaillance dans les machines à cage d'écureuil, que les défauts liés au rotor contribuent à 20% du total des défaillances, notamment le défaut de la rupture de barres rotoriques. Ce défaut sera donc abordé en détail dans ce chapitre. Cependant, ce pourcentage minimise la part de ce défaut dans l'ensemble des atteintes de la machine car, les défauts de cassure de barres ou ceux des portions d'anneau de court-circuit, sont difficiles à diagnostiquer en raison de l'inaccessibilité au rotor [113-116]. En outre, ce type de défaut peut ne pas présenter de symptômes pendant son stade primaire jusqu'à propager aux barres voisines conduisant à une panne soudaine. Il apparaît donc qu'en détectant le nombre de barres cassées, il est possible d'évaluer l'état de fonctionnement de la machine à induction et d'éviter la situation d'arrêt de se produire. En plus, une détection précise des barres cassées est nécessaire pour prédire avec exactitude les futures performances de la machine asynchrone.

Dans ce cadre, un très grand nombre de travaux étudiant ce type de défauts apparaît dans la littérature, cependant on peut citer sans être exhaustif: Bellini et al [43], Kliman et al [117], Milimonfared et al [118], Williamson et Smith [119], Elkasabgy et al [120], Benbouzid et Kliman [121]. Ainsi ce type de défaut a pris une place importante parmi les travaux récents [62], [116], [122-128]. Nous remarquons que certains travaux sont plus fréquemment cités que d'autres et deviennent de ce fait une référence incontournable selon certains travaux à l'image de ceux de Fillipetti et al [28] et de Kliman et al [117]. Ainsi, le modèle multi-enroulements de la machine asynchrone est considéré comme la base de plusieurs travaux effectués par une grande variété de chercheurs, où les résultats de simulation ont été proposés après la modification des matrices résistances et inductances afin de leurs assimiler le défaut de cassure de barres [2], [37]. Pourtant cette approche analytique impose beaucoup d'hypothèses simplificatrices en conduisant ainsi à des différences criardes entre les résultats de simulation et ceux de l'expérimentation. Par contre, plusieurs auteurs tel que: Bangura et al [57], Povinelli et al [58], Fiser et al [59], Faiz et al [60], [101], Xie [128], [129], ont utilisé dans leurs travaux des modèles numériques basés sur la méthode des éléments finis, ce qui permet de simuler la rupture du barre d'une manière très fidele à celle de la machine réelle,

grâce à la considération de la géométrie de la machine et des dysfonctionnements réels en son sein avec une manifestation tout à fait localisée du défaut.

Suite à ce qui précède, ce chapitre sera consacré à l'étude du défaut de la rupture de barres rotoriques, le défaut sera simulé en utilisant la méthode des éléments finis pas à pas dans le temps, l'effet d'encoche et de la saturation magnétique des parties ferromagnétiques de la machine seront tenus en compte. Cette étude a pour but de vérifier l'impact de localisation des barres cassées dans le rotor, et l'influence du type de connexion du circuit d'alimentation sur le diagnostic de ce type de défaut. En outre, le défaut de la rupture de barres rotoriques sera combiné avec un déséquilibre de tensions.

III.2 Que se passe-t-il dans la machine asynchrone quand une barre rotorique est cassée ?

Couramment, le défaut de cassure de barres rotoriques est très connu par ces composantes fréquentielles $(1 \mp 2s)f_s$ autour de la composante fondamentale dans le spectre du courant statorique. Des travaux publiés [28], [43], [130], ont montré qu'en présence d'une barre rompue dans la cage rotorique, un courant de fréquence $(1-2s)f_s$ sera induit dans les circuits statoriques, accompagné par une composante oscillatoire de fréquence $2sf_s$ dans le couple électromagnétique et la vitesse de rotation ce qui donne naissance à de nouvelles composantes de courant aux fréquences $(1 \mp 2s)f_s$ circulant dans les enroulements statoriques. Et, par un processus similaire, on obtient une série d'harmoniques de fréquences données par:

$$f_b = (1 \mp 2ks)f_s \quad (\text{III.1})$$

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

L'origine des raies dues au défaut rotorique de barre cassée dans le spectre du courant statorique de la machine peut être justifiée comme suit: en conditions normales de fonctionnement, le système triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer qui peut être direct. Ce champ tournant, direct, dans l'entrefer induit un courant dans les barres rotoriques d'une fréquence proportionnelle au glissement du rotor (s). Les barres rotoriques génèrent alors un champ tournant résultant direct. Pour une machine saine, il n'y aura pas de champ tournant résultant inverse [22], [131]. La figure III.1 illustre le phénomène de cassure de barres rotoriques.

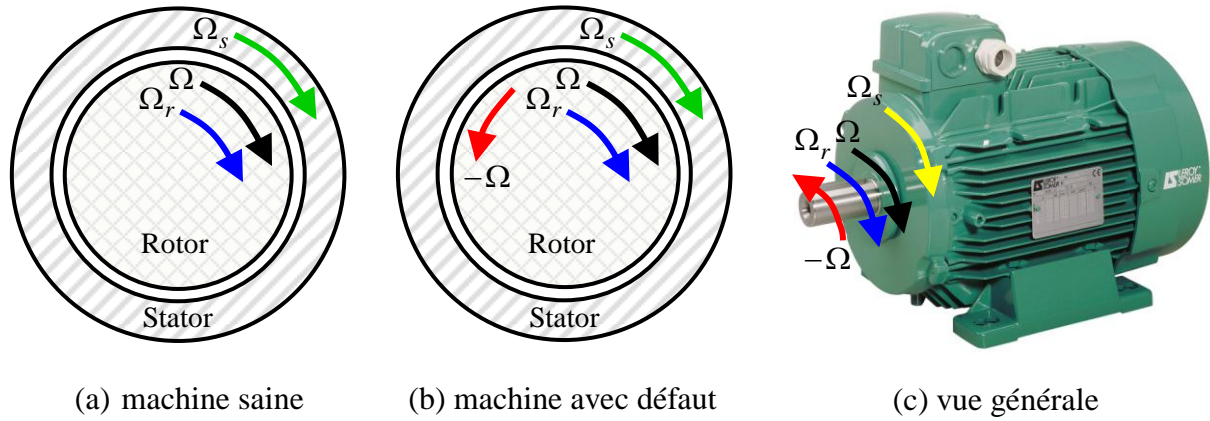


Figure III.1. Schéma de fonctionnement pour une machine saine et avec défaut.

Le fonctionnement de la machine saine est donc décrit par les relations suivantes (voir figure III.1.a):

- Vitesse synchrone: $\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p}$.
- Vitesse rotorique: $\Omega_r = \Omega_s (1-s)$.
- Vitesse de glissement: $\Omega = \Omega_s - \Omega_r = s \cdot \Omega_s$, $s = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$.

Si la machine présente un défaut de cassure de barres rotoriques (voir figure III.1.b), une dissymétrie au rotor apparaît. Dans ce cas, il se crée en plus du champ rotorique direct, un champ inverse qui tourne à la vitesse $-s \Omega_s$, créé par le déséquilibre des courants dans les barres. Cela est dû au fait que les courants rotoriques peuvent être associés à un système direct de courant de valeur efficace I_d' et à un système inverse de valeur efficace I_i' . 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_s et $(1-2s)f_s$ l'apparition de courants statoriques comportant ces composantes [22], [26], [28], [37].

Le schéma de la figure III.1.b décrit le phénomène dû à l'apparition du défaut rotorique. Sachant que:

$$\Omega_{\text{défaut}} = \Omega_r - s \Omega_s = \Omega_s (1-s) - s \Omega_s \Rightarrow \Omega_{\text{défaut}} = \Omega_s (1-2s) \quad (\text{III.2})$$

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 par la relation [22]:

$$C_{tot} = C_d^{sr} + C_i^{sr} = \pi \frac{r_e l_e e_m}{\mu_0} k^s I^s \left[k_d^r I_d^r \sin \varphi_{B_d^r} + k_i^r I_i^r \sin(2s\omega t - \varphi_{B_i^r}) \right] \quad (\text{III.3})$$

Avec: C_d^{sr} est le couple moyen dû à l'interaction du champ du stator et celui du rotor dans le sens direct, C_i^{sr} représente le couple de pulsation $2s\omega$ dû à l'interaction de champs stator et du rotor dans le sens inverse, k^s est le coefficient propre à chaque phase statorique, k_d^r est le coefficient global rotorique direct, k_i^r est le coefficient global rotorique inverse. $\varphi_{B_d^r}$ représente 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 avec défaut peut aussi s'écrire sous la forme suivante:

$$C_{tot} = C_{const} + \Delta C \quad (\text{III.4})$$

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 est un couple pulsant dû au champ inverse de pulsation $2s\omega_s$. La fréquence d'oscillation sera donc de $2sf_s$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence dont l'amplitude dépendra de l'inertie de l'ensemble moteur-charge [28], [43]. 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:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{tot} - C_r = C_i^{sr} \quad (\text{III.5})$$

Où, J représente le moment d'inertie totale, C_r est le couple résistant (couple de charge).

$$\Omega_r = \frac{1}{J} \int C_i^{sr} dt + \Omega_0 \quad (\text{III.6})$$

En calculant l'intégrale (III.6), on obtient:

$$\Omega_r = \Omega_0 + \Delta\Omega_r \cdot \cos(2s\omega_s t + \varphi) \quad (\text{III.7})$$

Où: $\Delta\Omega_r = -\pi k^s I^s k_i^r I_i^r \frac{1}{2sJ} \cdot \frac{r_e l_e e_m}{\mu_0}$ représente l'amplitude d'oscillation de vitesse.

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 centrées sur Ω_0 supporte une pulsation égale à $2s\omega_s$, identique à celle du couple.

Cette variation de vitesse génère un flux additionnel dans l'entrefer à $(1+2s)f_s$ [22], [37].

III.3 Simulation du défaut de cassure de barre rotorique par la méthode des éléments finis

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle élément finis de la machine asynchrone, nous supprimons le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique. La surface représentant la barre cassée dans le circuit magnétique est remplie par un matériau amagnétique. Ainsi la barre cassée ne véhicule pas de courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champs.

La figure III.2 montre la répartition des lignes d'équiflux (30 lignes) (à l'intérieur et à l'extérieur de la machine) pour une machine saine et une machine avec une seule barre cassée puis avec trois barres cassées, ces répartitions sont prises au fonctionnement en pleine charge, au démarrage de la machine à l'instant 0.02 s (régime transitoire) et à l'instant 3.2 s (régime permanent).

Pour une machine saine, les courants dans les barres rotoriques entraînent une répartition symétrique des lignes de flux, l'absence de courants dans les barres cassées annule leur participation à la création du flux, ce qui explique le resserrement des lignes de flux autour de ces barres surtout au démarrage de la machine. Par contre lors du passage au régime permanent, les lignes d'équiflux à l'intérieur de la machine représentent moins d'asymétrie pour la machine avec défaut, ce qui n'est pas le cas pour les lignes de flux à l'extérieur de la machine, où elles sont très influées par les barres rompues aux deux régimes transitoire et permanent. Ainsi, on peut remarquer que plus le nombre de barres rompues augmente; plus le déséquilibre de répartition des lignes de flux s'accroît, ce qui entraîne le décalage des axes magnétiques de la machine asynchrone.

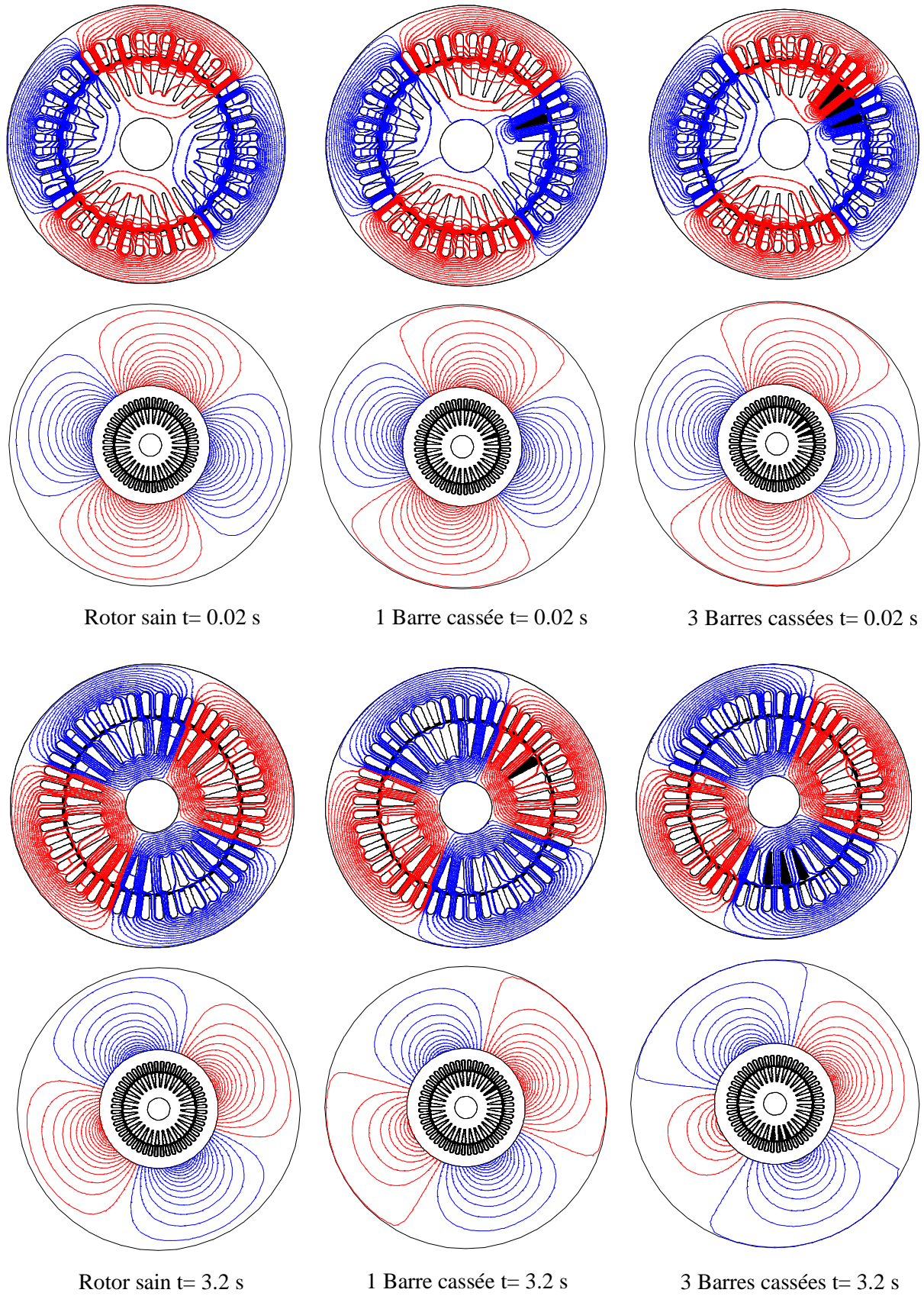


Figure III.2. Lignes d'équiflux à l'intérieur et à l'extérieur de la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge).

Une répartition de l'induction magnétique le long de l'entrefer pour le rotor sain et rotor défectueux est représentée sur la figure III.3. Dans le premier cas, où le rotor est sain, la répartition de l'induction tend à répartir d'une façon symétrique le long de l'entrefer (figure III.3.a). Lorsqu'une barre est cassée (figure III.3.b), on constate qu'une dissymétrie apparaît, cette dissymétrie augmente lorsque la machine souffre de trois barres cassées (figure III.3.c).

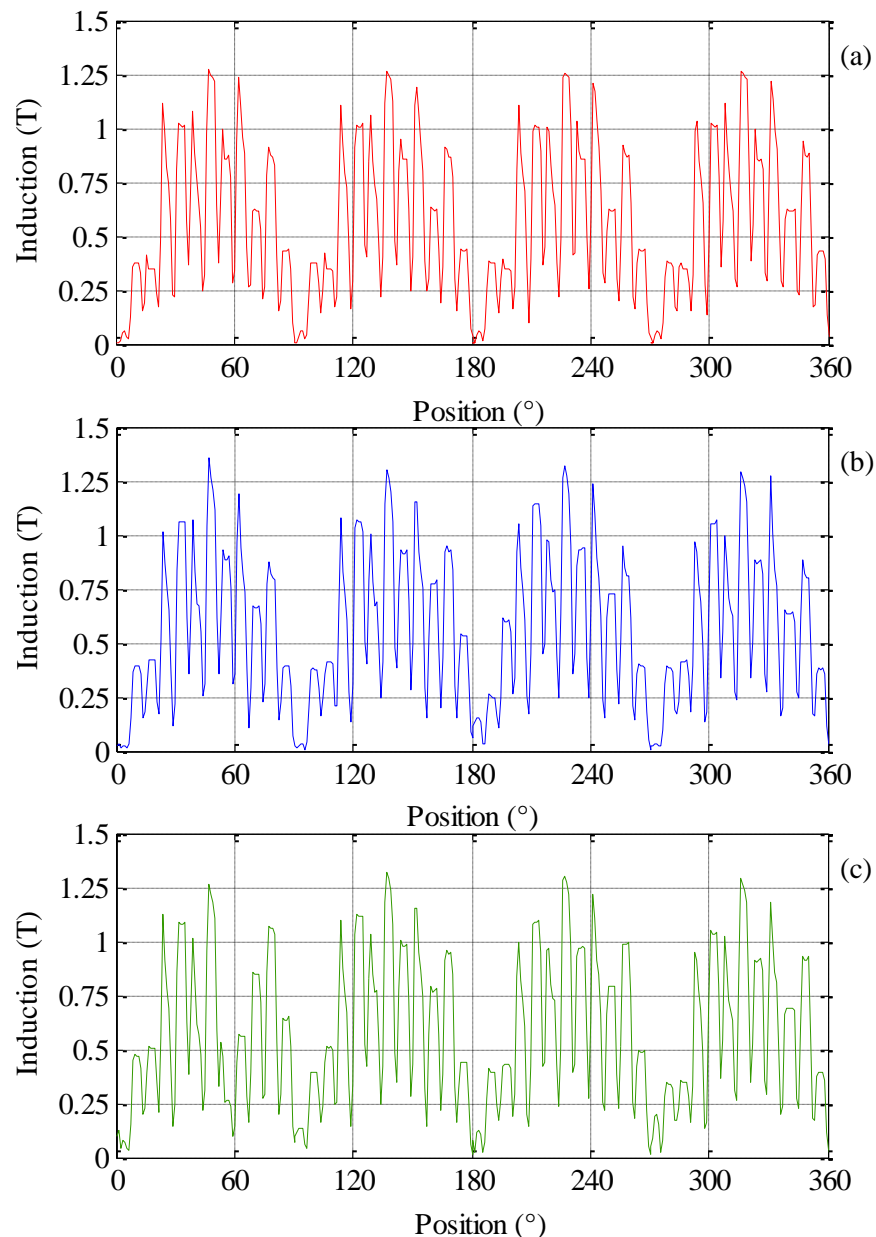


Figure III.3. Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 3 barres cassées.

La figure III.4 montre la vitesse de rotation de la machine asynchrone pour les deux cas de fonctionnement: avec un rotor sain en pleine charge, et un rotor défectueux en pleine charge, on peut observer que le défaut génère des oscillations de vitesse, et on retrouve bien une

période correspondant à la fréquence $2sf_s$. Ainsi, on peut bien remarquer des oscillations dans le couple de la machine avec défaut comme l'illustre la figure III.5. En outre, on peut constater que les oscillations de la vitesse et du couple sont beaucoup plus influencées par le nombre de barres cassées.

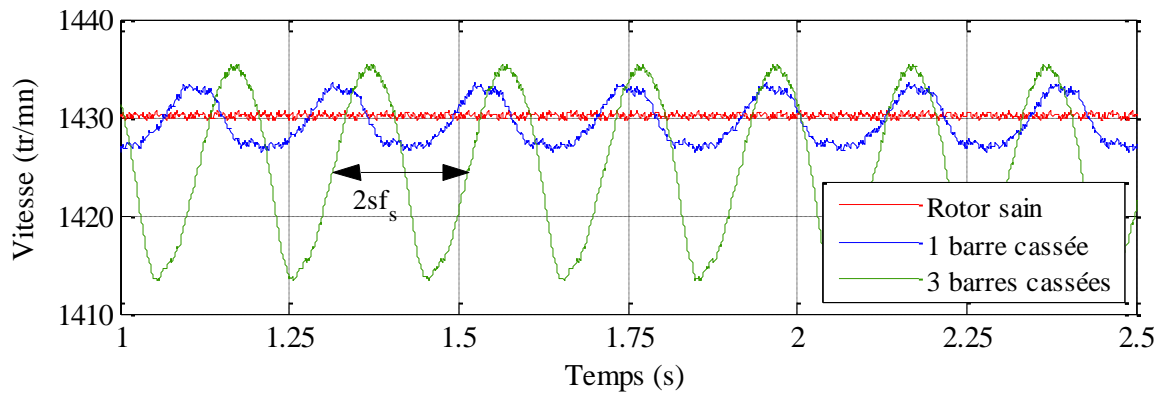


Figure III.4. Vitesse de rotation pour une machine asynchrone saine et une machine asynchrone avec défaut (en pleine charge).

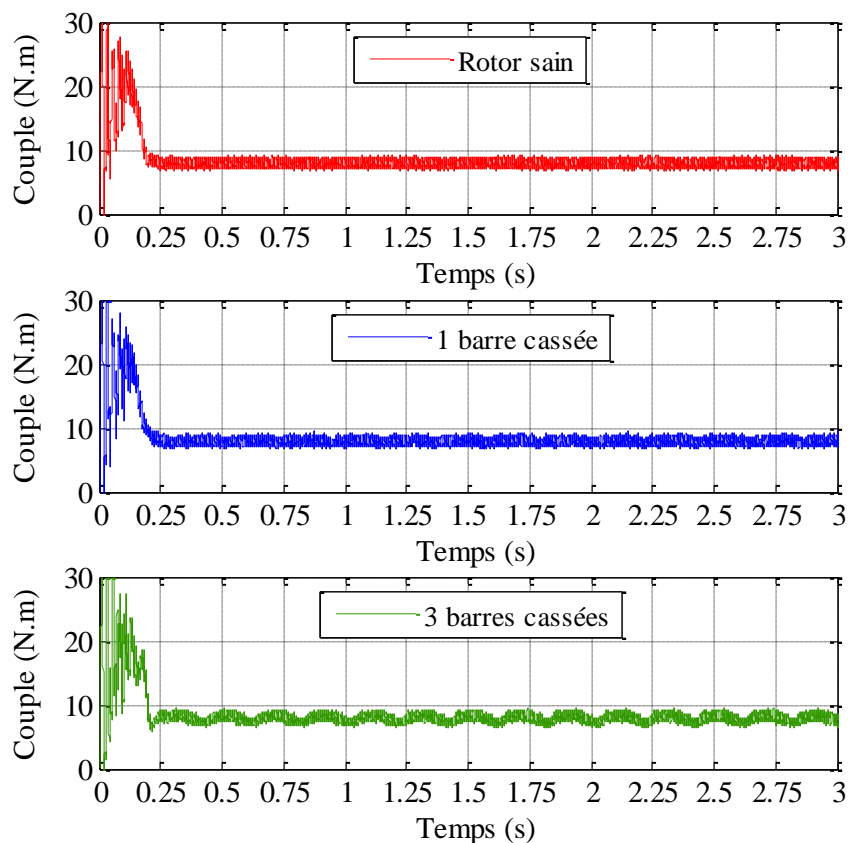


Figure III.5. Couple électromagnétique pour une machine asynchrone saine et une machine asynchrone avec défaut (en pleine charge).

La figure III.6 montre le spectre du couple électromagnétique pour une machine asynchrone à l'état sain et une machine asynchrone avec défaut au fonctionnement en pleine charge pour les deux cas. Cette figure révèle l'apparition des composantes fréquentielles $2ksf_s$ dans le spectre du couple électromagnétique développé par la machine asynchrone avec défaut d'une seule barre cassée et avec défaut de trois barres cassées. On remarque bien que les amplitudes de ces composantes augmentent avec le nombre de barres cassées.

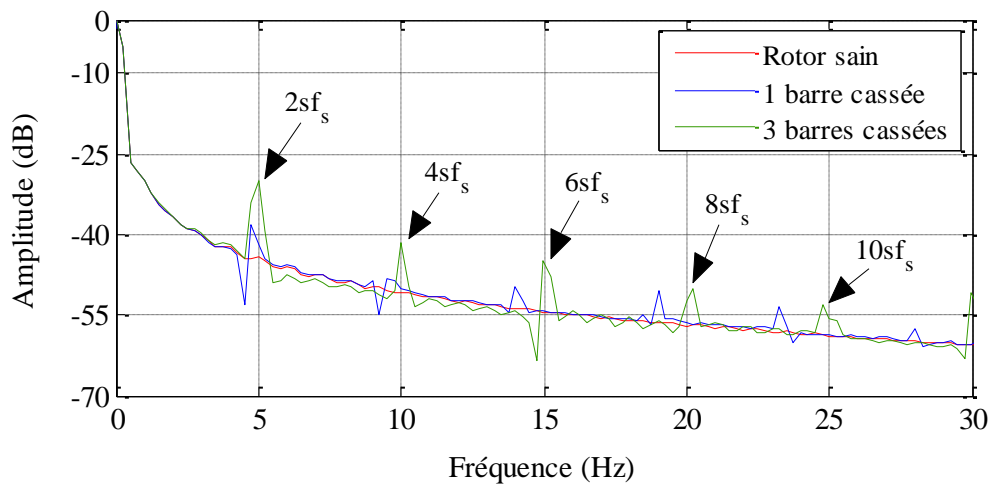


Figure III.6. Spectre du couple électromagnétique pour une machine saine et une machine avec défaut (en pleine charge).

La figure III.7 représente les spectres du courant statorique obtenus de la simulation pour un fonctionnement en pleine charge de la machine saine et la machine avec défaut. D'après la figure III.7.a on constate que pour la machine saine aucune composante fréquentielle n'est présente dans le spectre du courant statorique, sauf pour les composantes permanentes: les RSH, les harmoniques de la saturation et les harmoniques de la fmm.

Comme on a déjà mentionné auparavant, lorsque une barre cassée (figure III.7.b), on note que le défaut crée également des composantes fréquentielles autour de la fondamentale, sont: 45.25 Hz et 54.75 Hz.

Pour une seule barre cassée, les fréquences 45.25 Hz et 55.75 Hz ont respectivement les amplitudes -37.53 dB et -37.27 dB, ces amplitudes deviennent plus importantes avec la sévérité du défaut. En effet, pour le cas d'une machine avec un défaut de trois barres cassées les fréquences 45 Hz et 55 Hz ont respectivement les amplitudes -27.01 dB et -26.41 dB (figure III.7.c).

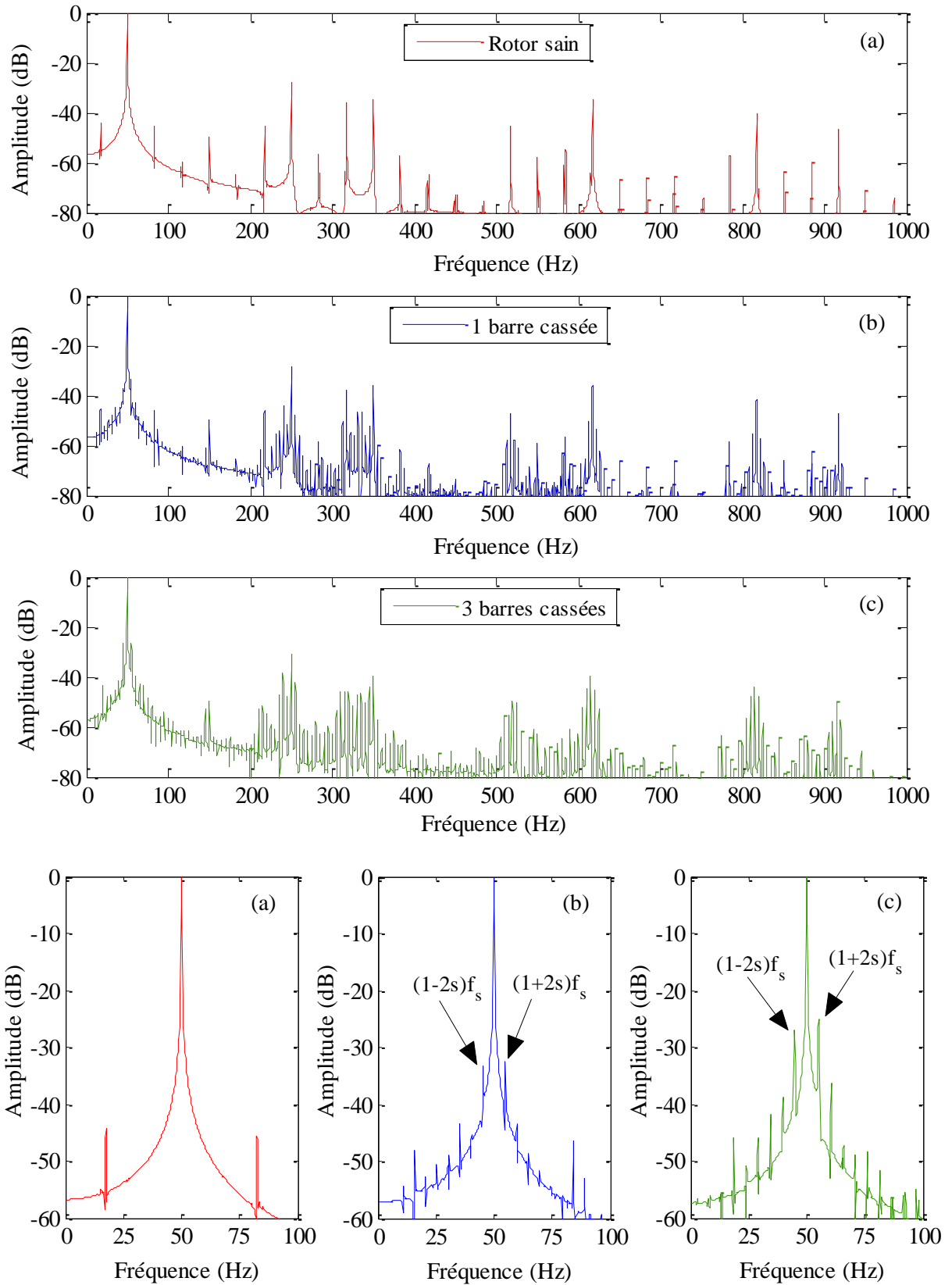


Figure III.7. Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone en pleine charge:
 (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 3 barres cassées
 (simulation).

Dans le but de valider nos résultats obtenus précédemment par la simulation (voir figure III.7), le défaut de barre cassée dans la machine asynchrone triphasée a été étudié expérimentalement. La figure III.8 représente le rotor de la machine asynchrone utilisée expérimentalement avec un défaut de deux barres rompues.



Figure III.8. Rotor de la machine 1.1 kW avec deux barres cassées.

La figure III.9 montre les spectres du courant statorique obtenus expérimentalement pour un fonctionnement en pleine charge; de la machine à l'état sain, la machine avec une barre cassée et la machine avec deux barres cassées. Les signatures de défaut de cassure de barres sont présentées dans les spectres de la machine asynchrone avec défaut (voir figures III.9.b et III.9.c).

D'après les figure III.7.b et III.9.b, on trouve une bonne concordance avec le spectre du courant obtenu par simulation de la machine asynchrone avec une seule barre cassée (figure III.7.b), et celle obtenu expérimentalement (figure III.7.b), Comparativement, dans les deux spectres les fréquences autour du fondamentale sont localisées aux: 45.25 Hz et 54.75 Hz, ces harmoniques ont respectivement les amplitudes -37.53 dB et -37.27 dB pour le spectre obtenu par simulation et -37.47 dB et -36.45 dB pour le spectre obtenu expérimentalement.

En outre, selon les figures III.7.b, III.7.c, III.9.b et III.9.c, on remarque aisément la présence des harmoniques qui caractérisent le défaut de cassure de barre aux rangs élevés autour des harmoniques de temps et les RSHs, en effet, l'apparition des harmoniques traditionnels $(1 \mp 2s)f_s$ avec des amplitudes élevées peut être considéré comme un critère suffisant qui indique sans équivoque la présence des barres rompues.

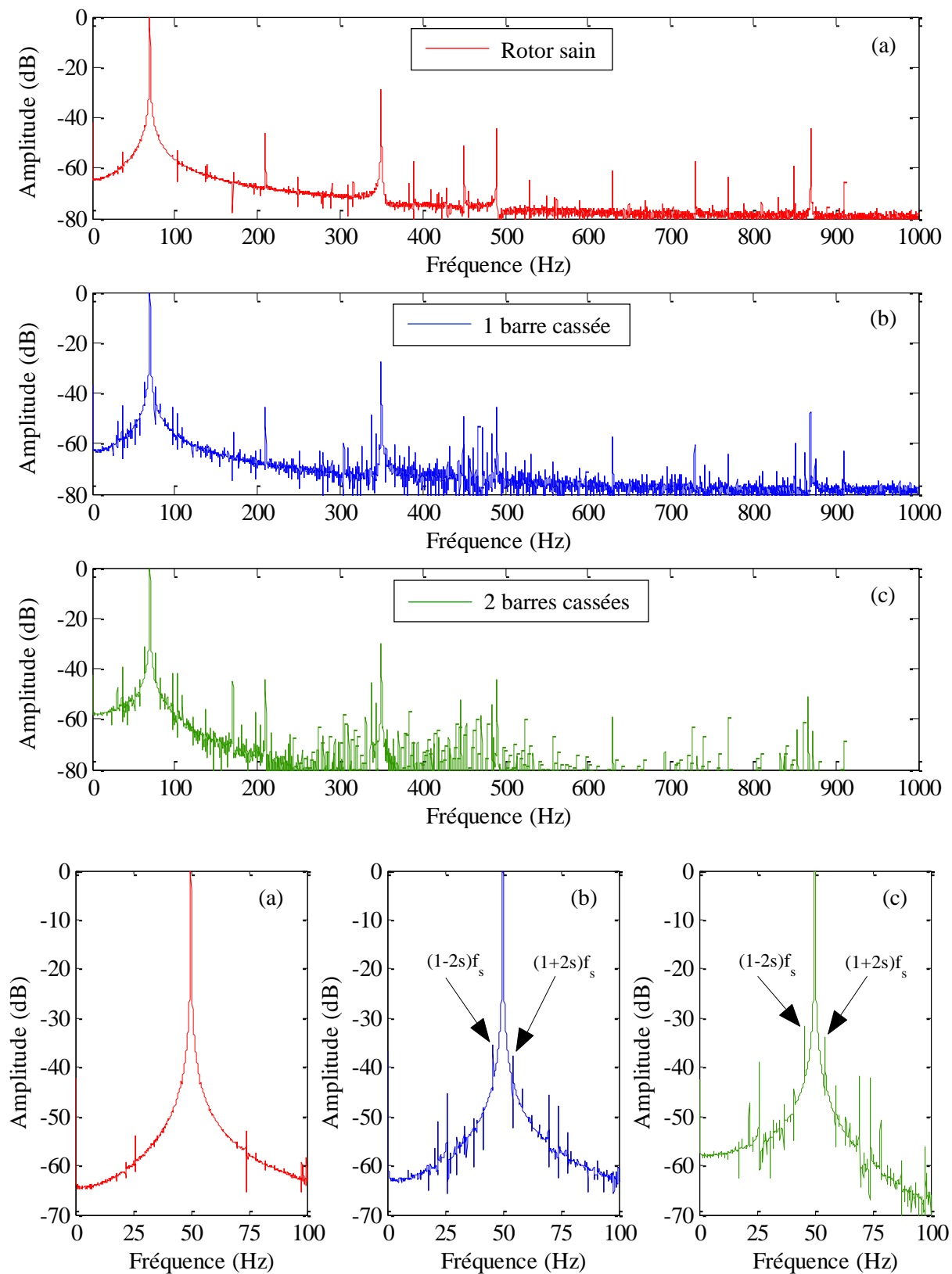


Figure III.9. Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone en pleine charge:
 (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 2 barres cassées
 (expérimental).

III.3.1 Effet de la charge sur la détection de défaut de barre cassée

La figure III.10, montre les spectres de courant statorique obtenus par simulation à partir d'une machine avec une seule barre rompue pour différents glissements. Au fonctionnement en mi-charge (figure III.10.b), les harmoniques $(1 \mp 2s)f_s$ se situent aux fréquences: 33.25 Hz et 66.5 Hz, et possèdent respectivement les amplitudes suivantes -33.25 dB et -44 dB. Ainsi, on peut mettre en évidence la faible apparition des harmoniques qui caractérisent le défaut de cassure de barre aux rangs élevés. Lorsque la machine avec défaut tourne à vide, la détection de défaut d'une seule barre cassée est indétectable, car le spectre du courant statorique n'offre aucun index de ce défaut (figure III.10.c).

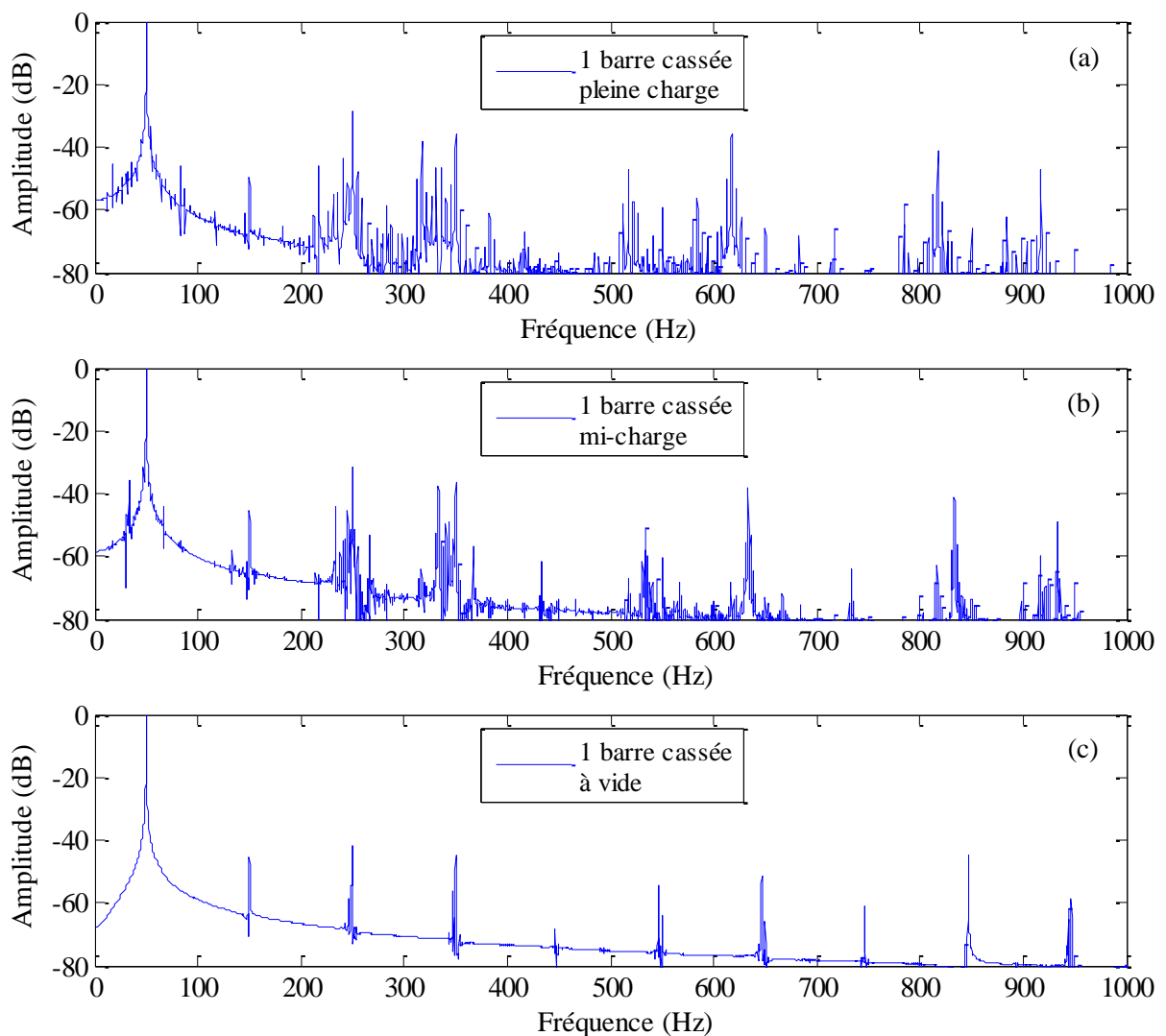


Figure III.10. Spectre du courant statorique pour la machine asynchrone avec une seule barre cassée: (a) en pleine charge; (b) en mi-charge; (c) à vide (simulation).

III.3.2 Simulation de défaut de cassure de barre rotorique en présence d'un déséquilibre de tensions d'alimentation

Aucun réseau électrique n'est à l'abri de déséquilibre de tensions, alors la détection de défaut de la machine avec tension d'alimentation déséquilibrées est nécessaire pour enrichir l'opération de la surveillance afin d'éviter la diminution de l'efficacité, de chauffage et, par conséquent, la détérioration de la machine. Alors dans ce paragraphe la machine avec une seule barre rompue est soumise simultanément sous des tensions d'alimentation déséquilibrées en sous-tensions.

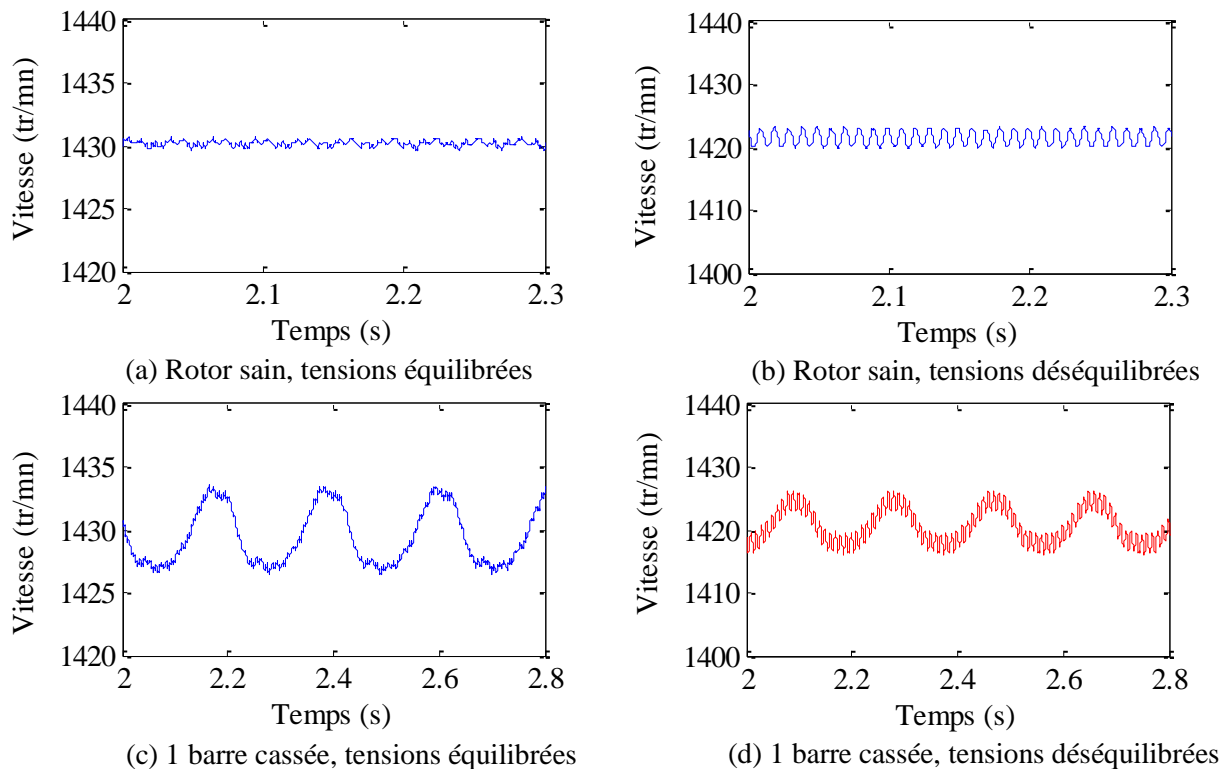


Figure III.11. Vitesse de rotation de la machine saine et la machine avec défaut pour une alimentation équilibrée et déséquilibré (en pleine charge).

On commence par la visualisation des ondulations de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine pour les cas suivants: une machine saine, machine saine sous tensions d'alimentation déséquilibrées, machine avec une seule barre cassée sous des tensions d'alimentation équilibrées, et machine avec une seule barre cassée sous des tensions d'alimentation déséquilibrées. Les résultats obtenus sont collectés d'une machine fonctionnant en pleine charge pour tous les cas (voir figures III.11 et III.12).

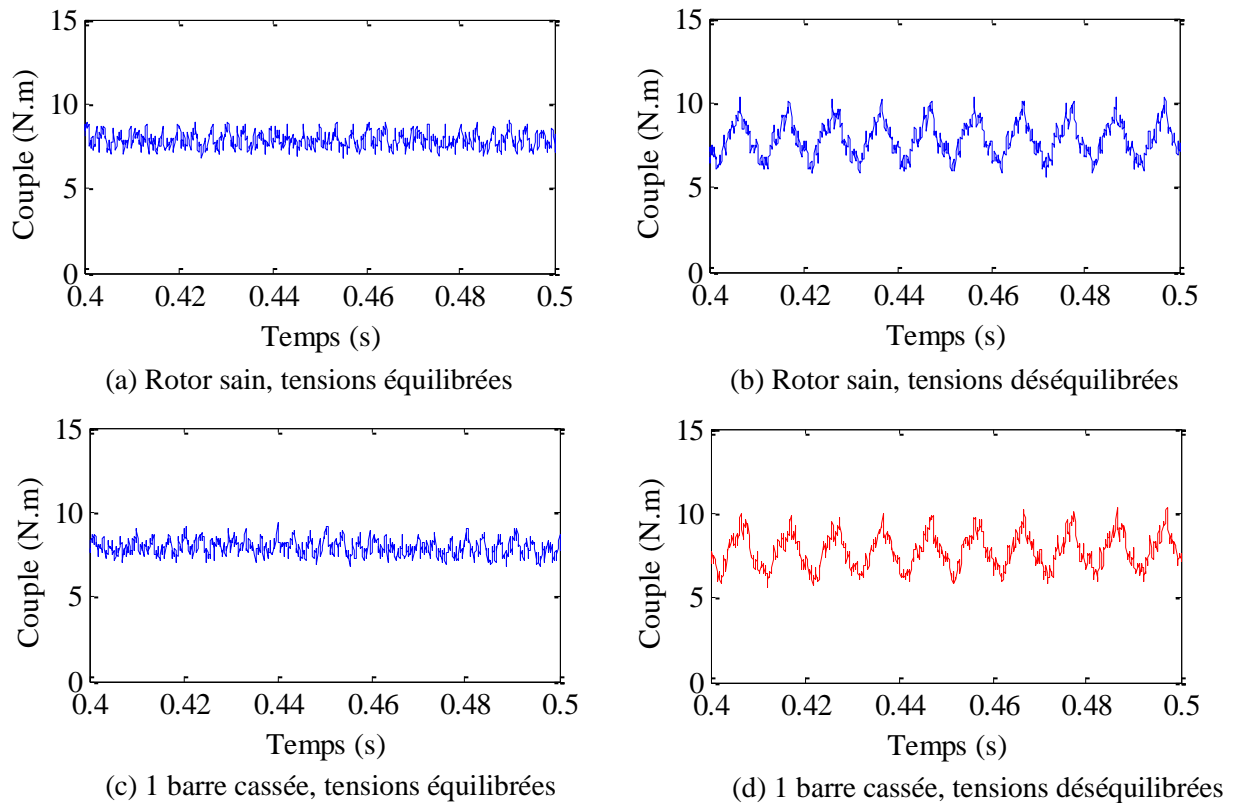


Figure III.12. Couple électromagnétique de la machine saine et la machine avec défaut pour une alimentation équilibrée et déséquilibrée (en pleine charge).

D'après la figure III.11, on peut remarquer que pour les ondulations la vitesse de rotation présente des oscillations de la machine saine sous tensions déséquilibrées, et ainsi pour la machine avec défaut, ces ondulations deviennent très sévères lors de la rupture de la barre rotorique. Pour le couple électromagnétique, d'après la figure III.12 on trouve que la rupture d'une barre rotorique injecte des ondulations dans le couple, qui finissent par aggraver le déséquilibre lorsque la machine est alimentée par une source triphasée déséquilibrée.

Pour les deux cas de fonctionnement sous des tensions équilibrées et déséquilibrées, l'analyse des spectres de courant, on peut remarquer une augmentation de 2 dB au niveau des amplitudes des harmoniques de la barre cassée autour du fondamental. Mais, c'est surtout la détection de nouvelles signatures de défaut autour de la composante 150 Hz, localisées aux fréquences: 140.3 Hz, 145 Hz et 155 Hz (figure III.13), qui conduit à un diagnostic plus fiable de ce défaut lié à l'existence de déséquilibre de tension.

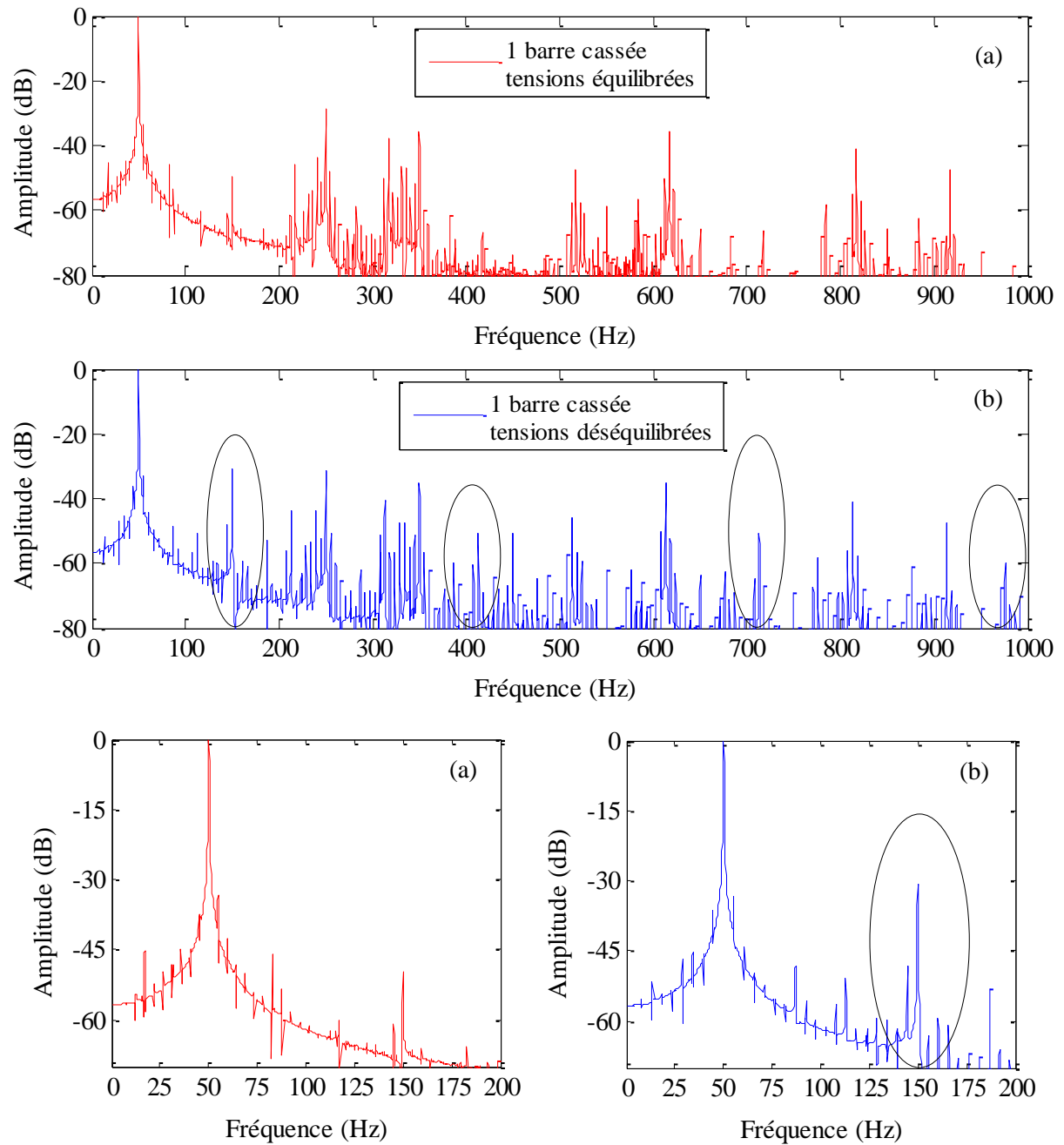


Figure III. 13. Spectres du courant statorique pour la machine en pleine charge et avec défaut: (a) sous tensions équilibrées; (b) sous tensions déséquilibrées (simulation).

III.3.3 Effet de la position des barres cassées

L'impact de nombre de barres cassées et l'influence de la charge ont été traités dans plusieurs travaux pour l'analyse du défaut de cassure de barres rotoriques dans la machine à induction. Dans ce qui suit, nous tenterons de montrer qu'il existe un troisième facteur qui influe sur le diagnostic de défaut des barres rompues, ce facteur est la position des barres cassées dans les différents pôles de la machine. Les figures III.14.A et III.14.B, représentent

les différentes positions proposées des barres rompues, ces figures montrent à la fois le spectre du courant statorique et la distribution des lignes d'équiflux pour chaque cas, les résultats sont pris en fonctionnement à pleine charge.

D'après les figures III.14.A.b, III.14.A.c et III.14.A.d, on trouve que les amplitudes des composantes fréquentielles $(1 \mp 2s)f_s$ augmentent avec le nombre des barres cassées, cette augmentation est significativement plus élevée quand les barres cassées sont adjacentes. D'ailleurs c'est le cas le plus rencontré dans la vie réelle de la machine, car, il a été démontré que la barre rompue entraîne une augmentation des courants dans les barres voisines ce qui provoque automatiquement leurs rupture. L'augmentation du courant dans des barres non contiguës n'est rapportée que dans le cas de ruptures rencontrés dans les soufflures ou fissures inhérentes au procédé de fabrication.

Particulièrement, les effets concernant deux barres rompues et espacées de $\pi/2p$ ont été étudiés, les figures III.14.B.e et III.14.B.g, illustrent cette position, pour certains auteurs les composantes $(1 \mp 2s)f_s$ n'existent pas si les barres rompues sont espacées de $\pi/2p$ [137], ou bien elles se manifestent avec de très faibles amplitudes [2], ce qui n'est pas le cas pour notre simulation, les composantes fréquentielles $(1 \mp 2s)f_s$ sont apparues clairement pour cette position et avec d'importantes amplitudes: -31.23 dB et -29.47 dB pour le cas de deux barres cassées espacées de $\pi/2p$, où chaque barre cassée se trouve dans un pôle (figure III.14.B.e), les valeurs de ces amplitudes ne diffèrent que par quelques dB de celles où les deux barres cassées sont dans le même pôle (III.14.A.c). Pour le cas de trois barres cassées, deux barres dans un pôle et l'autre dans le pôle voisin les fréquences $(1 \mp 2s)f_s$ se manifestent avec les amplitudes: -25.72 dB et -26.49 dB, et en dépit d'un espacement de $\pi/2p$ des 3 barres cassées, on peut constater que les amplitudes de ces fréquences gardent des valeurs assez proches de celles où les trois barres cassées sont contiguës et dans le même pôle, (figure III.14.B.h). Les amplitudes des fréquences autour du fondamentale dans ce cas ont les valeurs: -27.01 dB et -26.41 dB. Et même pour le cas illustré par la figure (figure III.14.B.f), où les deux barres cassées sont situées dans deux pôles opposés les fréquences $(1 \mp 2s)f_s$ s'expriment avec de grandes amplitudes qui ne sont pas différentes de celles où les deux barres sont espacées de $\pi/2p$. D'après ces résultats, on peut constater, que pour une machine asynchrone à quatre pôles, le positionnement des barres cassées n'a pas une grande influence, ni sur l'apparition des fréquences $(1 \mp 2s)f_s$ ni sur les valeurs de leurs amplitudes.

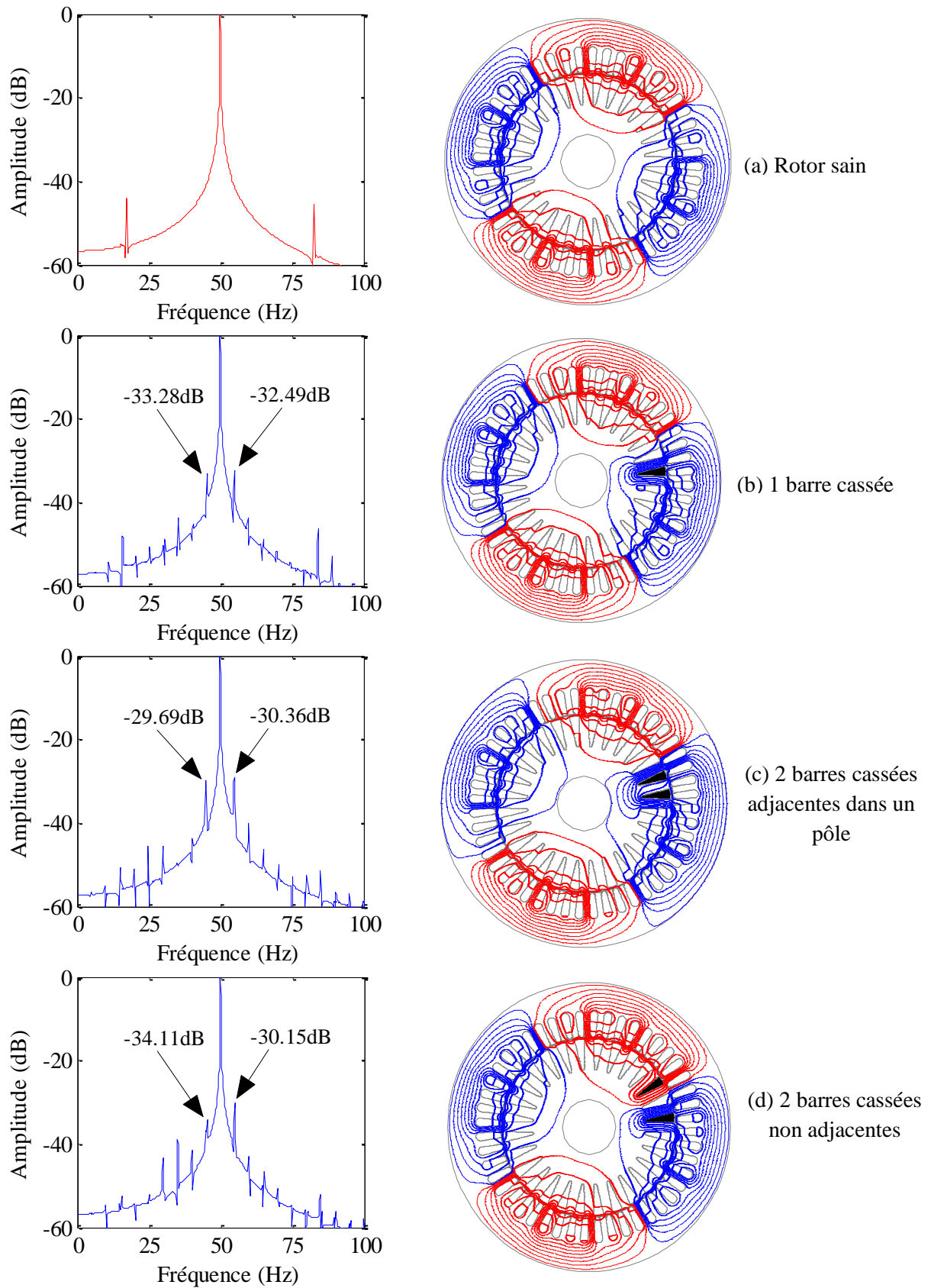


Figure III.14.A. Spectre du courant statorique et lignes d'équiflux de la machine saine et la machine avec défaut pour des différentes positions des barres cassées (en pleine charge).

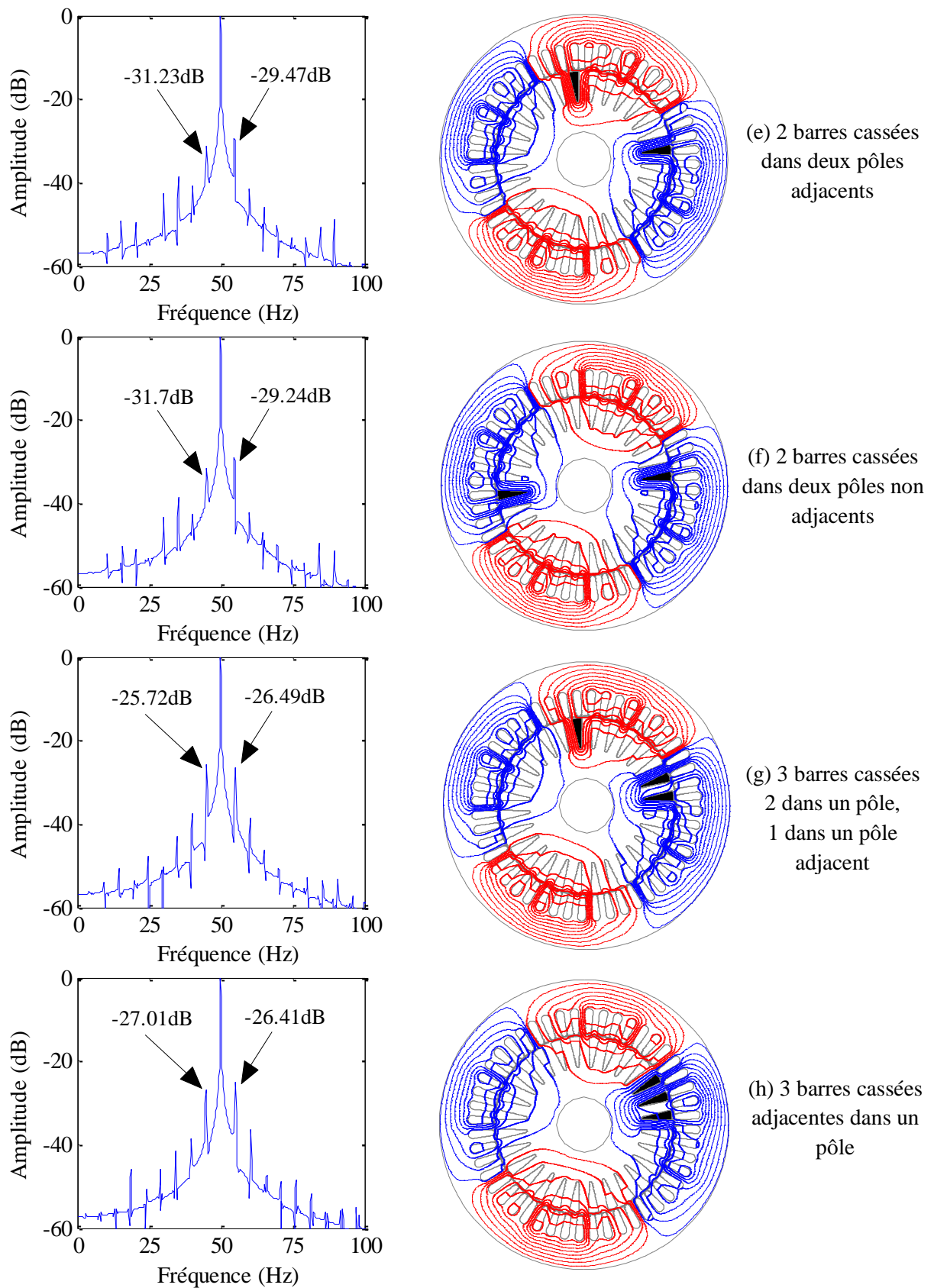


Figure III.14.B. Spectre du courant statorique et lignes d'équiflux de la machine avec défaut pour des différentes positions des barres cassées (en pleine charge).

III.3.4 Influence du type de connexion du circuit d'alimentation sur la détection de défaut de cassure de barre rotorique

Couramment, le diagnostic des différents défauts de la machine à induction est déterminé par l'analyse des signatures spectrales du courant statorique. Ceci nécessite au préalable une connaissance parfaite de la différence entre chaque type de connexion du circuit électrique d'alimentation et son influence sur les amplitudes des harmoniques. Cette étude a été bien détaillée dans le chapitre II. Il s'agit donc d'étudier l'impact de chaque type de connexion sur le spectre du courant statorique lorsque la machine présente un défaut. A cet effet, le problème qui sera abordé dans cette partie est l'étude de l'impact de chaque type de connexion sur le spectre de courant statorique pour une machine en présence d'une barre rotorique cassée. Les trois types de connexions sont comme suit: circuit connecté en étoile-étoile avec neutre non-relié (Y), circuit connecté en étoile-étoile avec neutre relié (YN) et circuit connecté en étoile-triangle (Δ) (voir figure III.15).

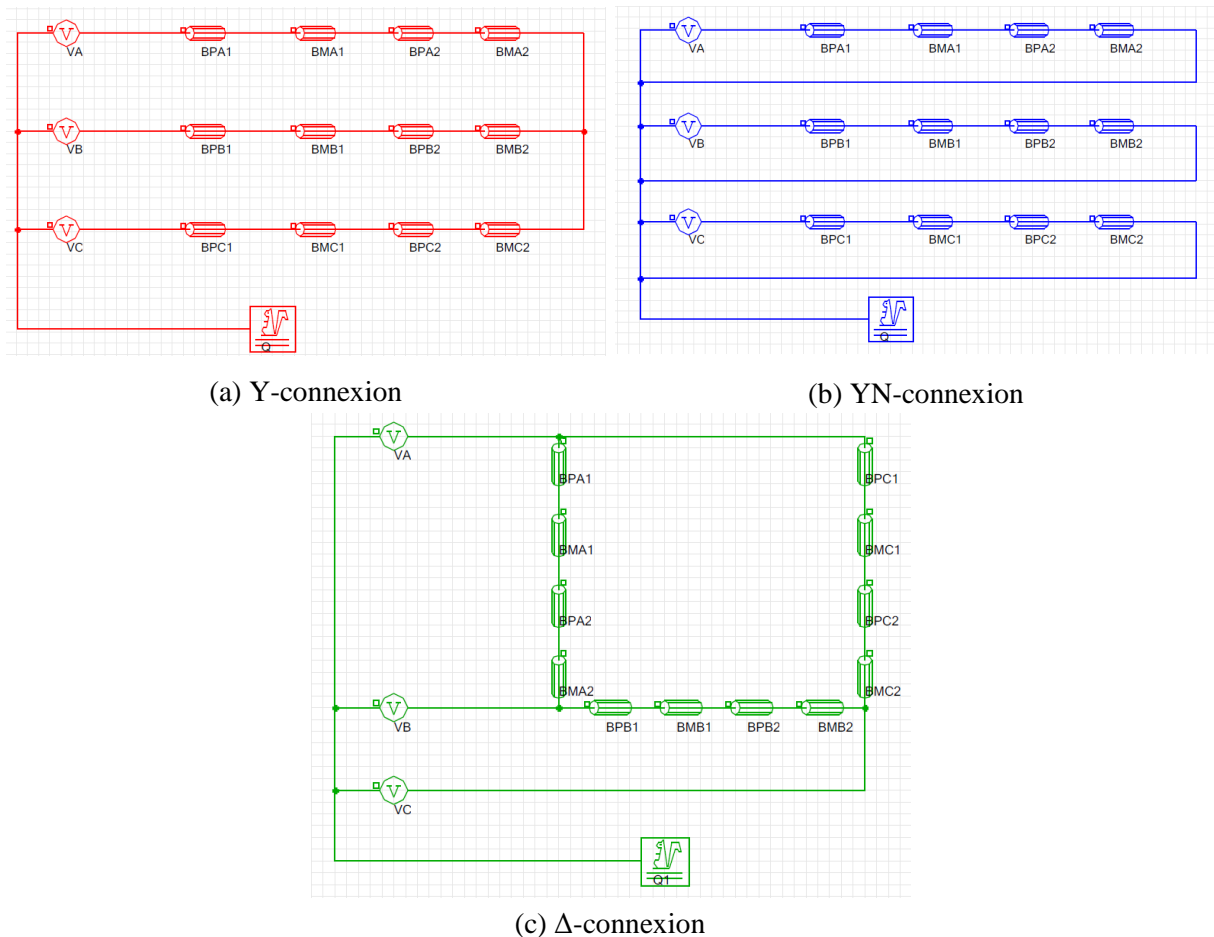


Figure III. 15. Types de connexion de circuit électrique d'alimentation:

(a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion.

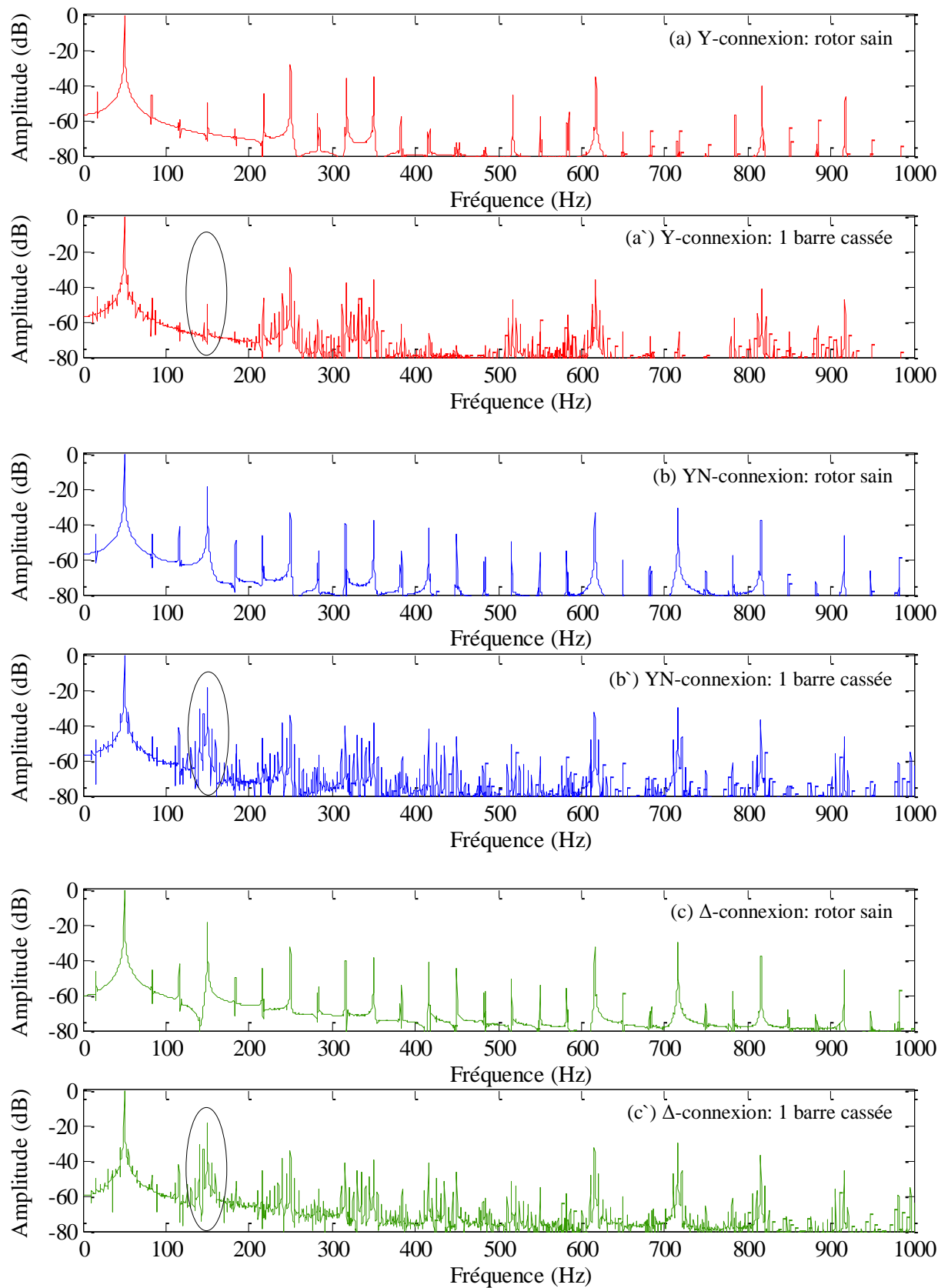


Figure III. 16. Spectres de courant statorique pour une machine saine et une machine avec défaut (en pleine charge): (a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion.

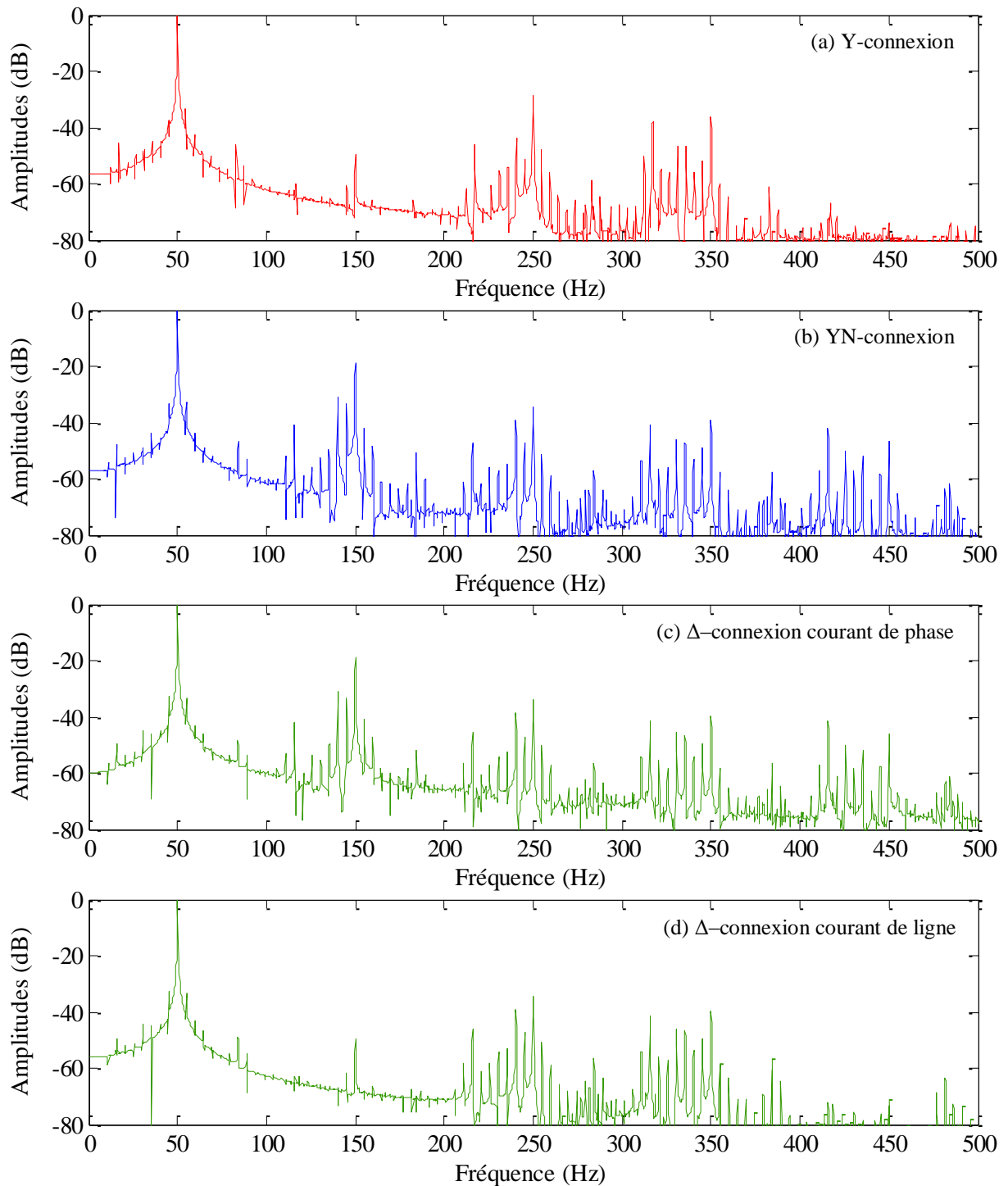


Figure III. 17. Spectres de courant statorique pour une machine avec défaut (en pleine charge): (a) Y-connexion; (b) YN-connexion; (c) Δ -connexion (0 Hz - 500 Hz).

La figure III.16 expose les spectres de courant statorique de la machine saine et ceux de la machine avec un défaut pour un fonctionnement en pleine charge. Et pour une visualisation claire, la figure III.17 représente les spectres de courant de la machine asynchrone avec une seule barre rompue entre 0 Hz et 500 Hz, tandis que les tableaux III.1, III.2, III.3, et III.4

resserrent les amplitudes des signatures de défaut de la barre de chaque spectre représenté sur la figure III.17. D'abord, il faut noter que la connexion en triangle offre deux ondes différentes de courant: le courant de ligne et le courant de phase. Habituellement, dans les installations existantes le courant de ligne est le plus pratique à mesurer. Néanmoins, les deux courants ont été utilisés dans le passé. Dans cette étude, pour le diagnostic de défaut d'une barre cassée, les deux spectres de courant; de phase et de ligne seront étudiées (figures III.17.c et III.17.d).

Tableau III.1. Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Y.

Fréquence (Hz)	Amplitude (dB)	
	Rotor sain	1 barre cassée
45.25	-91.93	-37.53
54.75	-83.12	-37.27
145.3	-106.3	-65.96
240.3	-87.63	-42.43
245.3	-85.37	-50.74
254.8	-84.69	-48.26
259.8	-100.6	-56.75
330.5	-94.1	-46.9
335.5	-100.6	-47.28
340.3	-105.6	-55.1
345.3	-86.69	-54.15
355	-102.7	-59.93
359.8	-103	-65.15

D'après le tableau III.1, il est clair que, pour cette charge nominale appliquée, les meilleures signatures de défaut sont les harmoniques traditionnels autour de la composante fondamentale à 50 Hz (45.25 Hz et 54.75 Hz), car ils présentent les plus grandes amplitudes. La signature près de la troisième harmonique du courant à 145.3 Hz indique clairement l'existence du défaut, mais son amplitude n'est pas très forte (-65.96 dB). D'autre part, les signatures à proximité des cinquième et septième harmoniques du courant sont caractérisées par des amplitudes importantes, révélant également le défaut de la barre cassée. Pour toutes les signatures, il est clair qu'elles ont environ entre 35 et 50 dB de plus que celle de la machine saine.

Tableau III.2. Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type YN.

Fréquence (Hz)	Amplitude (dB)	
	Rotor sain	1 barre cassée
45	-91.71	-37.17
55	-84.39	-36.55
140.3	-76.13	-31.18
145	-85	-33.83
155	-79.22	-42.78
240.3	-83.06	-39.07
245	-83.24	-47.12
255	-93.76	-51.51
330.5	-93.92	-46.17
335.3	-99.65	-46.75
340.3	-94.8	-53.69
345.3	-95.14	-50.09
355	-90.87	-58.27

Tableau III.3. Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Δ (courant de phase).

Fréquence (Hz)	Amplitude (dB)	
	Rotor sain	1 barre cassée
45	-92.16	-37.64
55	-84.69	-36.42
140.3	-76.25	-31.13
145.3	-85.38	-34.25
155	-78.97	-42.46
240.3	-82.85	-38.87
245	-83.16	-46.96
255	-93.55	-51.28
330.5	-94.26	-46.14
335.3	-100.6	-47.12
345	-93.73	-49.3
45	-92.16	-37.64
55	-84.69	-36.42

Tableau III.4. Signatures du défaut de la cassure de barre pour une connexion de type Δ (courant de ligne).

Fréquence (Hz)	Amplitude (dB)	
	Rotor sain	1 barre cassée
45	-93.58	-37.24
55	-83.71	-36.6
145	-111.6	-66.69
240.3	-83.18	-38.97
245	-83.33	-47.21
255	-92.65	-51.35
330.5	-94.18	-46.12
335.3	-100.5	-47.26
340.3	-95.12	-53.73
345	-93.44	-49.18
355	-90.36	-58.19
45	-93.58	-37.24
55	-83.71	-36.6

III.3.4.1 Discussion et analyse des résultats

La méthode traditionnelle MCSA nécessite une détection de la barre cassée autour de la composante fondamentale (50 Hz) aux fréquences $(1 \mp 2s)f_s$. De plus, d'autres travaux préconisent la détection de la barre cassée à proximité du troisième harmonique de courant, qui est également lié à la saturation, aux fréquences $(3 \pm 2ks)f_s$ [138], [139]. En outre, il a également été proposé de surveiller les signatures à proximité du cinquième harmonique et du septième harmonique de courant [138], [140].

En général, au fonctionnement en charge élevée et nominale, les nouvelles signatures traditionnelles à proximité de l'harmonique fondamental sont fiables. Ces harmoniques perdent leur fiabilité au fonctionnement en faible charge [141] et deviennent faibles lorsque le niveau de saturation de la machine à induction est élevé [142]. Ainsi, il a été montré selon [143], que les signatures de défaut autour des harmoniques de courant de rang élevé est plus fiable quand il s'agit de la détection de défaut de la barre cassée au fonctionnement en faible charge. Au regard de tout ceci, et d'après les résultats de la simulation (voir figure III.16) et

de l'étude comparative sur les différents types de connexion du circuit électrique d'alimentation, plusieurs pistes peuvent être dégagées:

- ❖ Tout d'abord, à l'analyse des tableaux III.1, III.2, III.3 et III.4, il apparaît que les signatures des barres rompues autour de 50 Hz ont des amplitudes similaires et élevées par rapport aux cas sains pour tous les types de connexion. Ce résultat était prévisible et attendu étant donné que la machine fonctionne sous une charge nominale et le glissement n'est pas très faible.
- ❖ Deuxièmement, il est à noter que le défaut de la barre cassée peut être identifié d'une manière fiable autour de l'harmonique de la saturation liée à la fréquence 150 Hz dans deux des quatre spectres étudiés: dans le courant de la connexion YN (tableau III.2) et celui de la connexion Δ (tableau III.3), il est important de mentionner que, les signatures aux 140 Hz et 145 Hz pour les cas ci-dessus présentent des amplitudes plus élevées (2 à 6 dB) que les signatures traditionnelles autour d'harmonique fondamental. En outre, l'harmonique de 140 Hz est moins sensible au niveau du fonctionnement du moteur de glissement. Donc, c'est là que réside l'avantage de la méthode traditionnelle MCSA. Dans les deux autres cas (tableaux III.1 et III.4), les signatures de défaut de la barre cassée autour de l'harmonique 150 Hz ne présentent pas d'importantes amplitudes par rapport aux autres signatures du spectre. Mais, il faut dire aussi que la troisième harmonique du courant est sensible au déséquilibre de tension (voir paragraphe III.3.2) [144]. Ainsi, dans des conditions réelles de fonctionnement si une asymétrie de tension existe, les signatures au voisinage d'harmonique 150 Hz présenteraient des amplitudes plus importantes, mais sous tensions symétriques, elles ne sont pas fiables. En outre, la signature de défaut de barre cassée à 240.3 Hz près de la cinquième harmonique dans le spectre du courant, présente des amplitudes élevées comparée aux signatures traditionnelles, et particulièrement, pour la connexion Δ . Cet harmonique spécifique est caractérisé par une amplitude similaire à celles traditionnelles à proximité de l'harmonique fondamental (environ 1 dB différence d'amplitude). En pratique, il s'agit d'un avantage puisque l'harmonique 240.3 Hz se trouve à proximité d'harmonique de la fmm 250 Hz qui a une amplitude inférieure par rapport à l'harmonique fondamental, ce qui rend le diagnostic plus simple et plus fiable.
- ❖ Par ailleurs, les signatures proches du cinquième harmonique offre des harmoniques qui peuvent donner un diagnostic similaire à ceux traditionnels pour tous les cas. En

même temps ils semblent être moins sensibles au glissement. Ainsi, ils pourraient être plus fiables tandis que la charge mécanique appliquée diminue. En outre, dans le cas d'une connexion Y les signatures traditionnelles semblent être le meilleur choix et le plus important si le moteur fonctionne sous charge nominale.

- ❖ Enfin, les harmoniques aux fréquences 330.5 Hz et 335.5 Hz sont caractérisés dans tous les cas par des amplitudes similaires (environ -47 dB). Bien que dans les cas étudiés, cette amplitude est inférieure à celle des signatures traditionnelles. Ceci est à attribuer aux conditions de faible charge qui rendent ces harmoniques beaucoup moins sensibles au faible glissement mais demeurent plus fiables à stigmatiser le défaut de la barre cassée comme suggéré par [143].

III.4 Conclusion

L'étude par éléments finis a permis de mettre en évidence les variations de vitesse dues aux fluctuations du couple, et de déterminer les répartitions des lignes d'équiflux dans le circuit magnétique de la machine asynchrone.

L'analyse spectrale a été focalisée sur la gamme des très basses fréquences, les composantes traditionnelles $(1 \mp 2s)f_s$ autour du fondamental ont été détectées pour des nombres différents de barres cassées, et pour différentes charges. En outre, les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone avec une barre rotorique cassée ont été validés par des résultats expérimentaux.

Et pour être proche de la vie réelle de la machine asynchrone, la simulation de la machine asynchrone avec une barre rompue a été effectuée sous une alimentation par des tensions triphasées déséquilibrées.

Comme on ignore a priori la localisation du défaut, il est nécessaire d'effectuer le test pour différentes positions des barres rompues dans le rotor pour pouvoir évaluer l'impact de positionnement sur la sévérité de défaut. Cette vérification, a été traitée dans ce chapitre, plus le nombre de pôles est élevé, plus il faut augmenter le nombre de mesures.

Dans ce chapitre, on a effectué la simulation de la machine asynchrone avec défaut sous trois types de connexion du circuit d'alimentation en vue de vérifier le taux de la capacité de diagnostic de défaut de la barre cassée. Les résultats obtenus montrent que les signatures de défaut de barre cassée à proximité de la troisième harmonique de courant sont plus fortes que celles traditionnelles pour le cas de la connexion YN et le courant de phase de la connexion Δ .

Chapitre IV

Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut d'excentricité

Chapitre IV: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage avec défaut d'excentricité

IV.1 Introduction

L'attraction magnétique déséquilibrée "The Unbalanced Magnetic Pull" (UMP) est un phénomène très important dans la machine asynchrone triphasée, il est connu pour être à l'origine d'un stress mécanique sur l'arbre et le palier. Ces contraintes peuvent causer, dans le temps, des ruptures des parties mécaniques, ou même des frottements entre le stator et le rotor, provoquant des pannes majeures dans la machine. L'attraction magnétique déséquilibrée est généralement causée par l'inégalité d'entrefer qui s'appelle le défaut de l'excentricité [132-136]. Généralement, il existe deux types de défauts de l'excentricité; l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. Le mélange des deux défauts précédents est appelé excentricité mixte, sachant qu'en réalité la présence simultanée des deux types coexistent dans la machine asynchrone [94]. Dans le cas idéal, le stator et le rotor ont le même axe géométrique. Dans le cas d'excentricité statique le rotor tourne autour de son propre axe géométrique, ce qui n'est pas l'axe géométrique du stator, or dans le cas d'une excentricité dynamique, le rotor n'est pas concentrique et tourne autour de l'axe géométrique du stator [135]. Cependant, même dans les nouvelles machines asynchrones l'excentricité se produit généralement en raison de l'accumulation de tolérances lors des étapes de la fabrication [25].

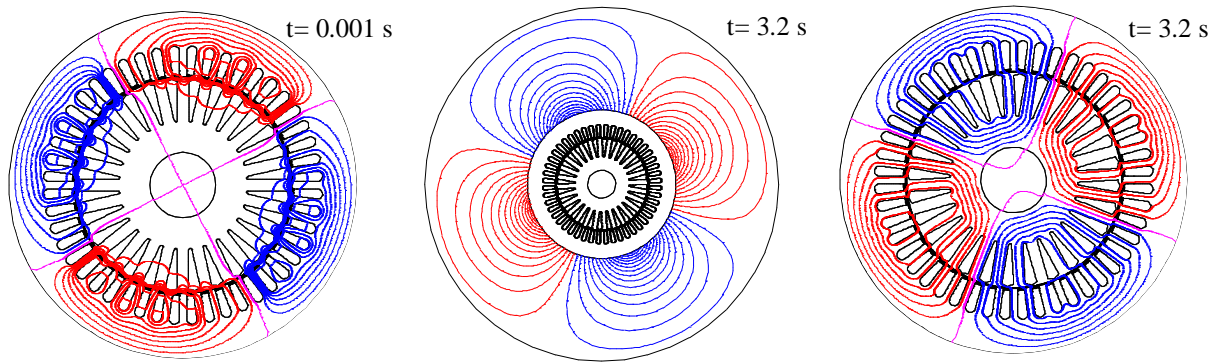
Traditionnellement, la technique d'analyse des signatures de courant statorique a été fréquemment utilisée pour diagnostiquer le défaut d'excentricité dans les machines asynchrones triphasées [17], [25], [47], [49], [51], [64], [121]. Mais contrairement aux autres types de défauts, la technique (MCSA) présente des limitations. Elle est efficace seulement pour certains types de machines asynchrones triphasées, comme il a été déjà illustré dans le chapitre II, lorsque la machine à diagnostiquer possède les deux PSHs, la séparation des deux types d'excentricité sera impossible [94], alors le MCSA sera utilisable absolument pour les machines asynchrones non PSH où les deux PSHs n'apparaissent pas dans leurs spectre de courant statorique. En plus, la technique de MCSA ne permet que de détecter des grands degrés d'excentricité mixte, et il a été signalé par plusieurs travaux que l'utilisation de la technique classique (MCSA) ne sera jamais efficace pour détecter les signatures de faibles degrés d'excentricité, et ainsi pour distinguer les deux types d'excentricité statique et dynamique, et conséquemment plusieurs auteurs se sont orienté vers d'autres grandeurs tel

que la vibration et la densité de flux magnétique pour analyser leurs signatures dans le but de détecter les indices de défaut d'excentricité dans la machine à induction, particulièrement dans les cas où les machines asynchrones ont les deux PSHs [45], [135].

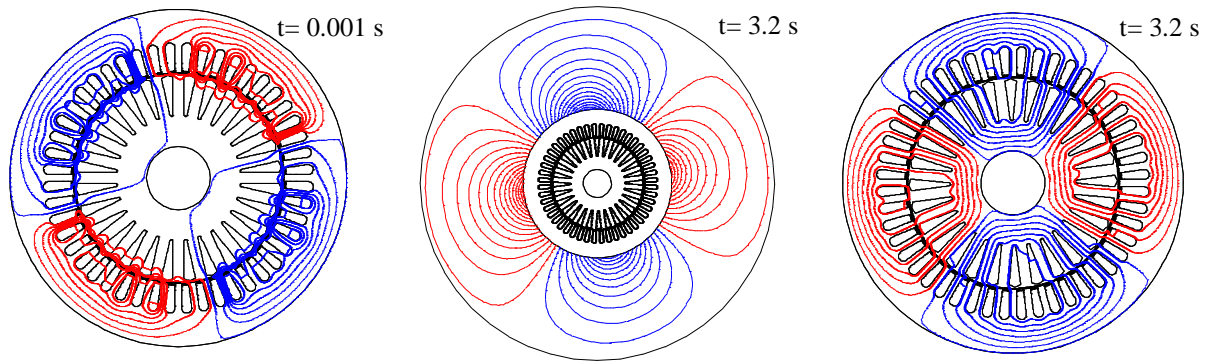
L'induction magnétique d'entrefer est l'une des grandeurs de la machine asynchrone qui peut contenir des informations amener une solution pour détecter le défaut d'excentricité dans la machine asynchrone. En effet, l'analyse de l'induction magnétique a été utilisé dans plusieurs travaux certains d'eux l'ont utilisé pour diagnostiquer les défauts dans les moteurs à induction; le défaut de cassure de barres rotoriques [22], [45], [52], [145], [146], pour les défauts statoriques [53], [54], et pour le défaut d'excentricité [61], [147]. Et comme il a été déjà montré dans le chapitre II, la machine asynchrone utilisée le long de ce travail a les PSHs, donc précocement on peut constater que la découverte des signatures de défaut d'excentricité dans le spectre de courant statorique sera impraticable, alors ce chapitre porte une importante investigation sur l'efficacité de la technique MCSA et ensuite l'analyse spectrale de l'induction magnétique d'entrefer sera utilisée pour arriver à détecter les signatures d'excentricités séparées statique et dynamique.

IV.2 Simulation de défaut d'excentricité par la méthode des éléments finis

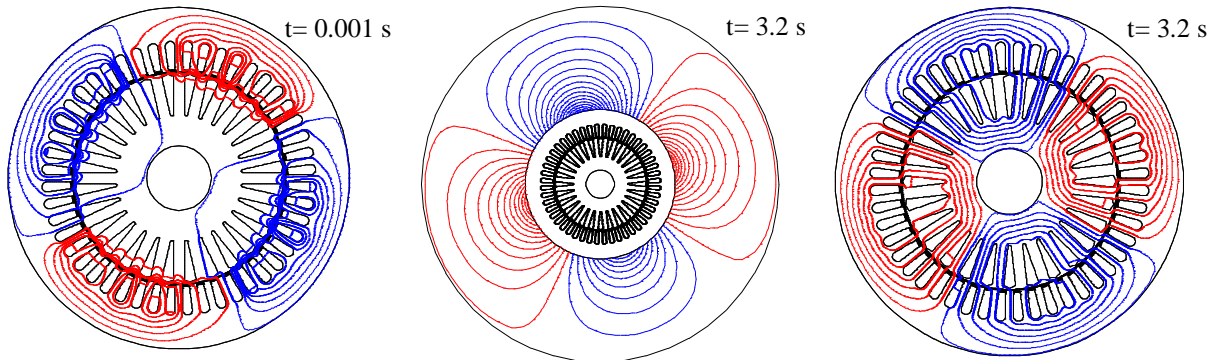
Dans ce chapitre, la simulation de la machine asynchrone triphasée est réalisée avec la présence de défaut d'excentricité statique seule, excentricité dynamique seule, et les deux types d'excentricité ensemble. Ceci constitue un avantage indéniable de la simulation car expérimentalement il sera très difficile voire impossible de séparer les deux types d'excentricité. La procédure utilisée de la simulation des deux types d'excentricité en utilisant le logiciel Flux2D est rapportée dans [148]. Les lignes du champ magnétique (18 lignes) au fonctionnement en pleine charge à l'extérieur et à l'intérieur de la machine aux différents pas de temps 0.001 s, et 3.2 s sont visibles sur la figure IV.1 pour les cas suivants : machine saine, machine avec 20% d'excentricité statique, machine avec une excentricité dynamique de 30% et machine avec une excentricité mixte (20% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique). Les lignes de champ magnétique correspondant à la machine saine à différents pas de temps sont toujours symétriques (voir figure IV.1.a). Lorsque la machine a une excentricité, ces lignes (figures IV.1.b, IV.1.c et IV.1.d) sont très influencées par le défaut et elles sont distribuées d'une façon non uniforme.



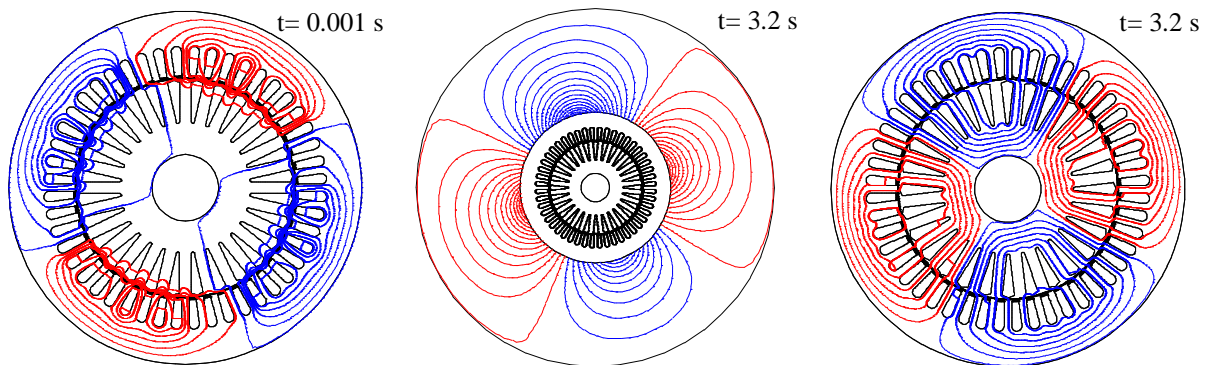
(a) Machine saine



(b) Machine avec défaut ; 20% excentricité statique



(c) Machine avec défaut ; 30% excentricité dynamique



(d) Machine avec défaut ; 20% excentricité statique, 30% excentricité dynamique

Figure IV.1. Lignes d'équiflux à l'intérieur et à l'extérieur de la machine saine et la machine avec défaut d'excentricité (en pleine charge).

La figure IV.2 expose la répartition spatiale de l'induction magnétique dans l'entrefer pour les trois cas simulés de défaut d'excentricité ainsi que le cas d'une machine saine. D'après cette figure on peut constater que l'influence du défaut d'excentricité engendre une asymétrie sur la répartition de l'induction magnétique, cette répartition est beaucoup plus influencée par le défaut d'excentricité mixte (voir figures IV.2.d et IV.2.h).

IV.2.1 Détection des signatures de défaut d'excentricité par l'analyse spectrale du courant statorique et l'induction magnétique d'entrefer

Le but principal de ce paragraphe est la détection des signatures de défaut d'excentricité qui sont données par la formule suivante [87-89]:

$$f_H = \left| \left(\lambda \mp (kR + n_d) \frac{(1-s)}{p} \right) f_s \right| \quad (\text{IV.1})$$

Avec:

f_s : la fréquence du réseau d'alimentation.

λ : le rang des harmoniques du temps ($\lambda = \mp 1, \mp 3, \mp 5, \dots$).

R : le nombre des barres rotoriques.

s : le glissement.

p : le nombre de pair de pôles.

k et n_d : sont des coefficients liés à l'excentricité, $n_d = 0$ c'est le cas d'excentricité statique, $n_d = 1, 2, 3, \dots$, c'est le cas d'excentricité dynamique.

Les indices traditionnels de défaut d'excentricité qui se trouvent aux basses fréquences autour de la composante fondamentale (50 Hz), sont donnés par la formule suivante:

$$f_{exc} = (f_s \mp k f_r) \quad (\text{IV.2})$$

Avec:

$$f_r = \frac{(1-s)}{p} f_s \quad (\text{IV.3})$$

Alors, deux grandeurs de la machine asynchrone seront analysées; le courant statorique et l'induction magnétique d'entrefer. L'analyse du courant statorique à base de la technique de

MCSA est considérée dans l'objectif de confirmer l'absence des indices de défaut d'excentricité seule ou d'excentricité dynamique seule pour cette machine.

La figure IV.3 représente les spectres du courant statorique et de l'induction magnétique d'entrefer pour une machine asynchrone saine et une machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique, 30% d'excentricité dynamique, et enfin une excentricité mixte de deux types précédents (20% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique), la simulation a été effectuée pour une machine fonctionnant en pleine charge. D'après cette figure on peut retirer les remarques suivantes:

- ❖ Pour le défaut de l'excentricité statique seule et aussi pour que l'excentricité dynamique seule (figures IV.3.b et IV.3.c) aucune signature de défaut **n'est apparue** dans les spectres de courant statorique, tandis que les signatures de ces deux types de défaut sont **fortement présentées** dans les spectres de l'induction magnétique d'entrefer, elles sont situées aux fréquences:

$$f_s \mp f_r = (1 \mp (1-s)/p)f_s = (1 \mp (1-0.05)/2)50 = 26.25 \text{ Hz et } 73.75 \text{ Hz.}$$

- ❖ Pour le cas d'excentricité mixte (figure IV.4.d), les signatures de défauts sont apparues dans les deux spectres du courant statorique et de l'induction magnétique, mais on peut constater que comparativement ces indices sont plus forts dans le spectre de l'induction comparé à celui du courant statorique.

La figure IV.4 montre les spectres de courant statorique de 0 Hz à 1000 Hz pour une machine saine et les trois cas de défauts précédents (excentricité statique seule, excentricité dynamique seule et excentricité mixte), on peut bien remarquer l'absence des signatures de défauts pour les deux cas même en haute fréquence (figures IV.4.b et IV.4.c), seulement on peut noter de légères perturbations concernant les amplitude de PSHs, pour le cas de l'excentricité statique. Ainsi, l'amplitude de la composante fréquentielle 716.4 Hz est diminuée de -65.59 dB à -75.14 dB, et pour le cas d'excentricité dynamique l'amplitude de l'harmonique précédent est diminuée de -65.59 dB à -68.49 dB, et pour les autres harmoniques (fmm, saturation RSHs), on ne remarque que de très faibles perturbations d'amplitudes avoisinant les 0.5 dB. Pour le cas d'excentricité mixte (figure IV.4.d), les signatures traditionnelles de défaut ($f_s \mp f_r$), ainsi que les autres signatures de rang élevé, sont présentées autour de la composante fondamentale mais avec de faibles amplitudes.

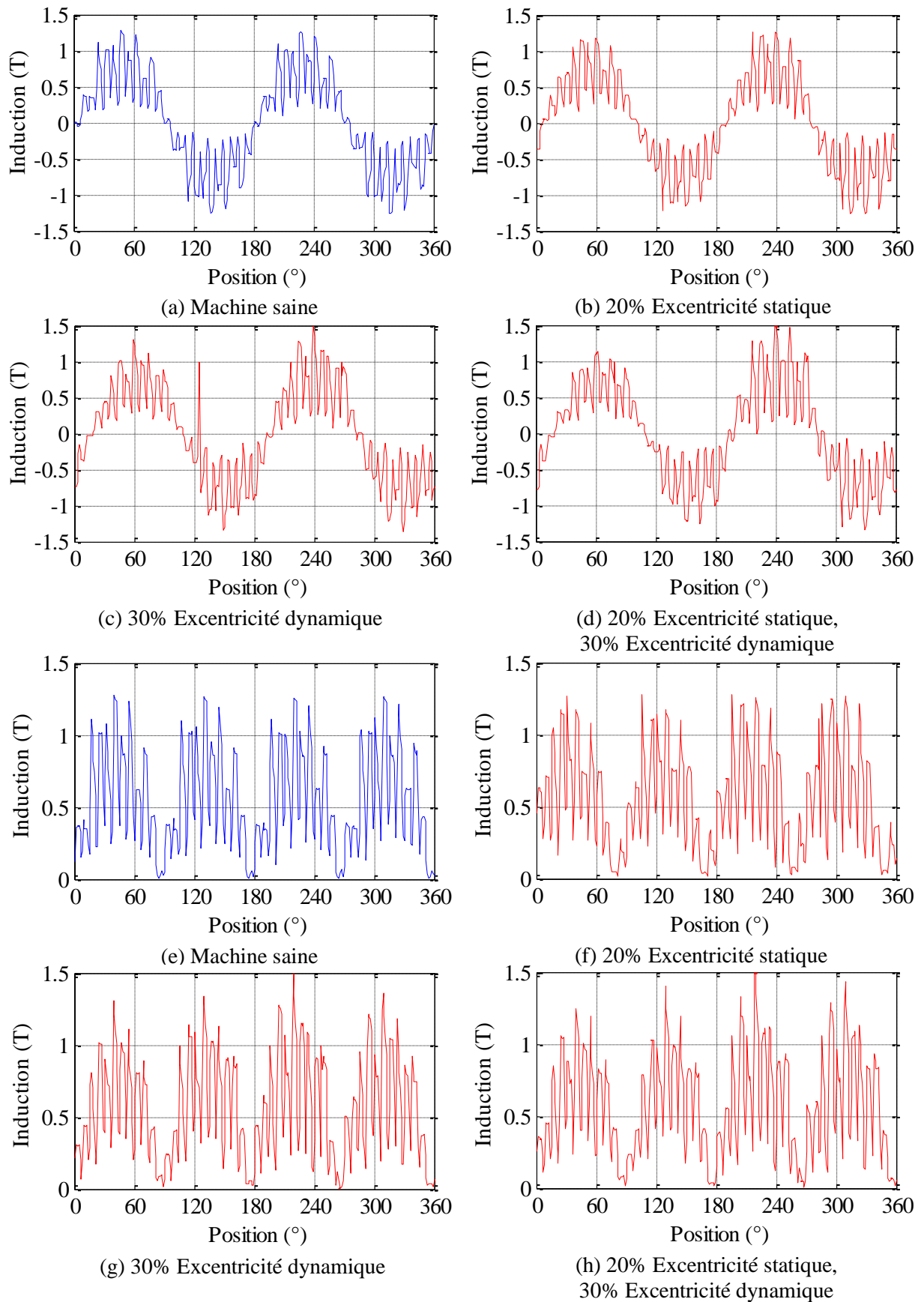


Figure IV.2. Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge).

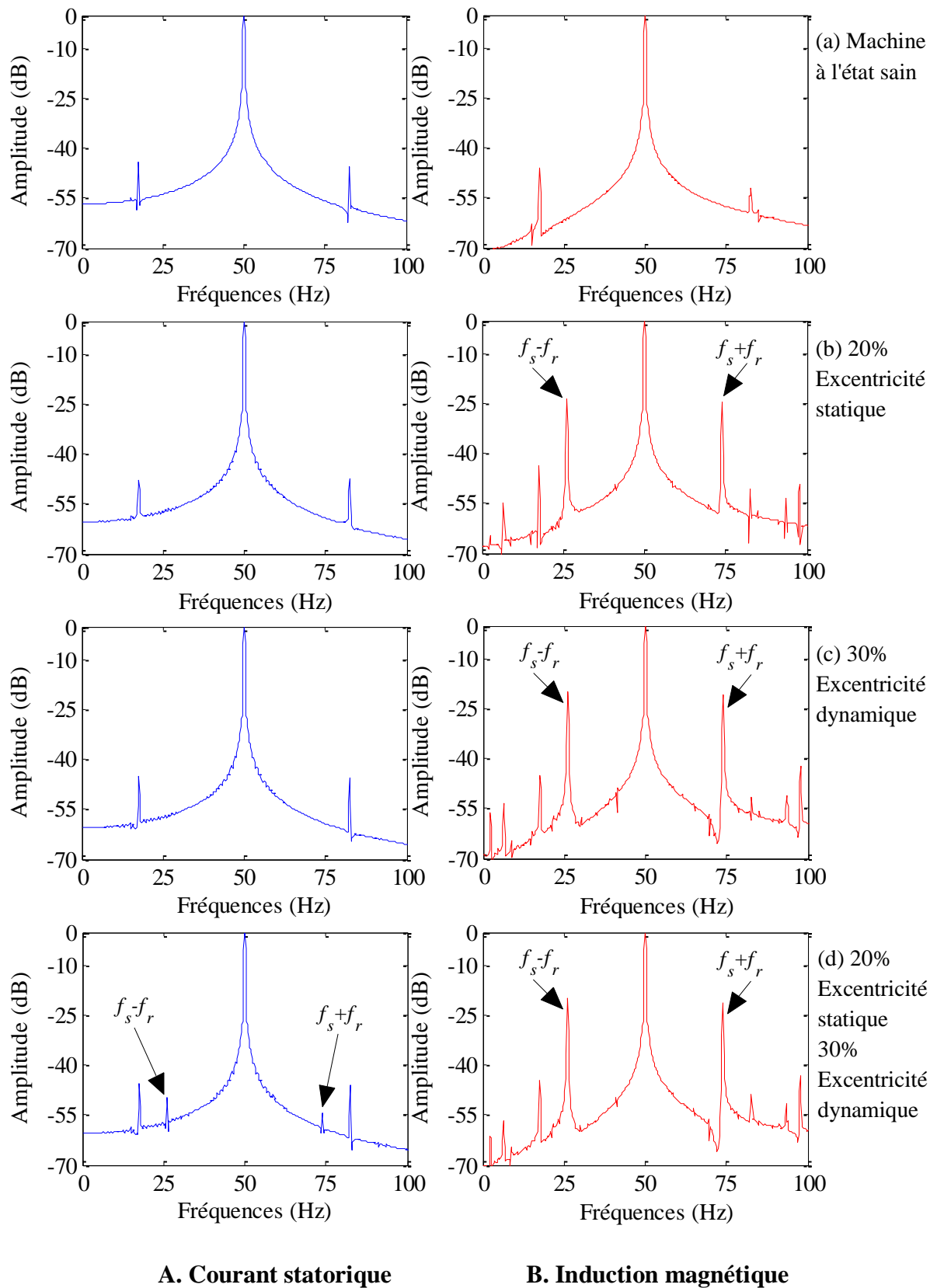


Figure IV.3. Spectres du courant statorique et de l'induction magnétique d'entrefer de la machine à l'état sain et la machine avec défaut (en pleine charge).

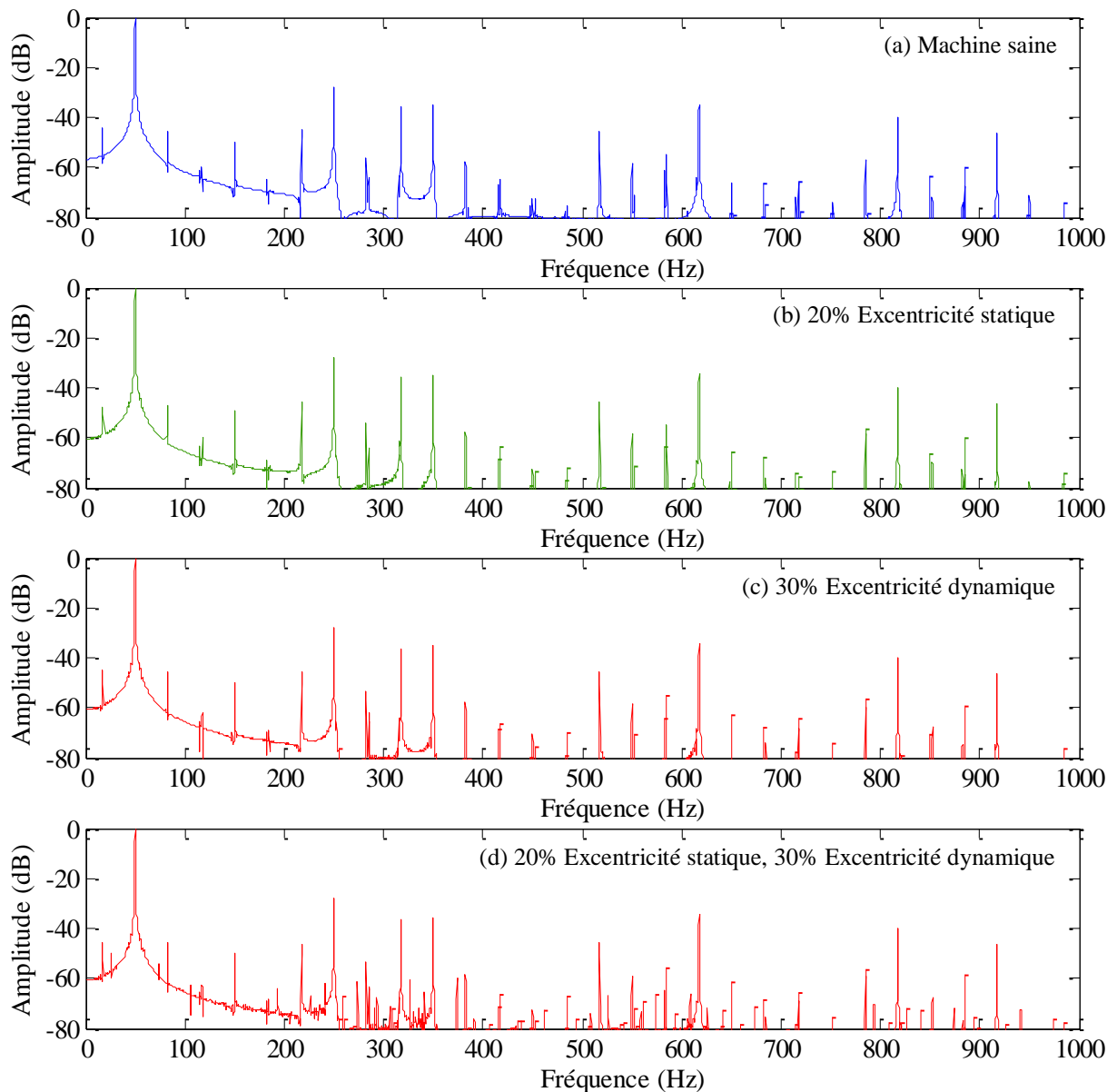


Figure IV.4. Spectres du courant statorique de la machine saine et de la machine avec défaut (en pleine charge).

Les figures IV.5.b, IV.5.c et IV.5.d montrent les spectres de l'induction magnétique d'entrefer de 0 Hz à 1000 Hz des trois cas de la machine avec défaut (20% d'excentricité statique pure, 30% d'excentricité dynamique pure et excentricité mixte), on peut constater que comparativement avec le spectre retiré d'état sain de la machine (figure IV.5.a), les trois spectres des trois cas défectueux sont plus riches en harmoniques qui caractérisent le défaut d'excentricité autour des harmoniques d'encoches rotoriques surtout autour des PSHs, ainsi que les harmoniques de la fmm et de la saturation, ce qui donne un grand avantage à l'utilisation de l'analyse spectrale de l'induction magnétique d'entrefer.

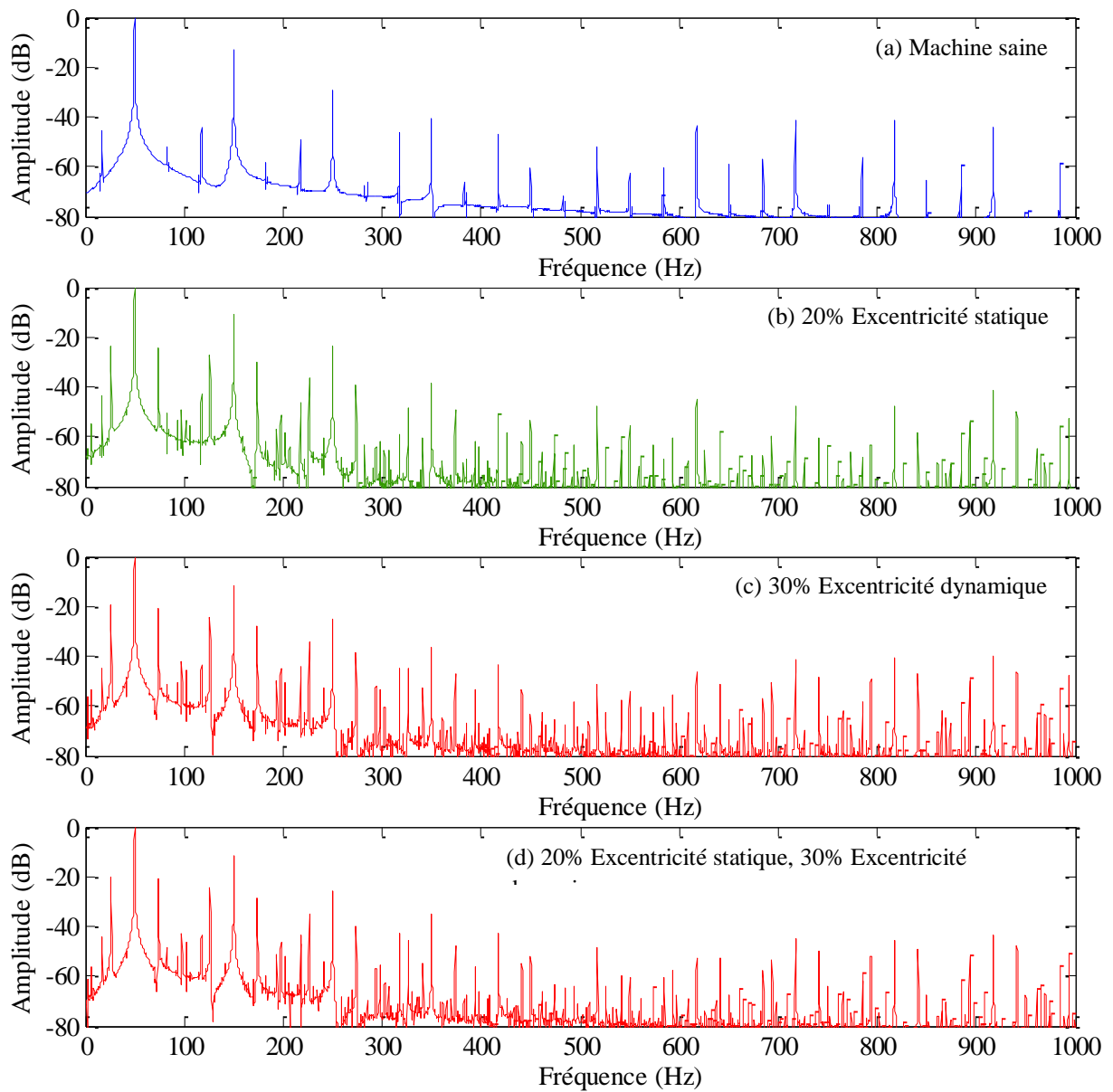


Figure IV.5. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut (en pleine charge).

La figure IV.6 montre les spectres de l'induction magnétique de la machine saine et de la machine avec 20% d'excentricité statique. En plus les signatures traditionnelles ($f_s \mp f_r$) autour de la composante fondamentale, une analyse minutieuse de la figure IV.6 nous permet de retirer des signatures spectrales liées au défaut d'excentricité statique seule:

- Les signatures de défaut autour de la composante fondamentale de rang élevé, comme les fréquences:

$$(f_s \mp 2f_r) = (f_s \mp 2((1-s)/p)f_s) = (50 \mp 2((1-0.05)/2)50) = 2.5 \text{ Hz et } 97.5 \text{ Hz.}$$

- Les signatures de défaut d'excentricité autour de la troisième composante du courant (150 Hz) sont:

$$(3f_s \mp f_r) = (3 \cdot 50 \mp ((1-0.05)/2)50) = 126.25 \text{ Hz et } 173.75 \text{ Hz.}$$

Ces fréquences ont des amplitudes très importantes qui sont respectivement -27.45 dB et -30.37 dB, très proches des amplitudes des fréquences $(f_s \mp f_r)$ qui ont respectivement les valeurs suivantes: -23.45 dB et -24.16 dB.

- Les signatures de défaut d'excentricité statique autour de la cinquième composante et la septième composante du courant, sont données par:

$$(5f_s \mp f_r) = (5 \cdot 50 \mp ((1-0.05)/2)50) = 226.25 \text{ Hz et } 273.75 \text{ Hz.}$$

$$(7f_s \mp f_r) = (7 \cdot 50 \mp ((1-0.05)/2)50) = 326.25 \text{ Hz et } 373.75 \text{ Hz.}$$

On peut aisément remarquer que ces harmoniques autour de la composante 250 Hz portent des amplitudes élevées qui sont respectivement: -36.41 dB et -39.12 dB.

- Les signatures de défaut d'excentricité autour du premier harmonique de PSHs (616.4 Hz) sont:

$$f_s - (R \mp 1)((1-s)/p)f_s = f_s - (R \mp 1)f_r = 50 - (28 \mp 1)((1-0.05)/2)50 = 591.25 \text{ Hz}$$

et 638.75 Hz.

Et au voisinage de la deuxième harmonique de PSHs (717.4 Hz), on trouve les signatures suivantes:

$$f_s + (R \mp 1)((1-s)/p)f_s = f_s + (R \mp 1)f_r = 50 + (28 \mp 1)((1-0.05)/2)50 = 691.25 \text{ Hz}$$

et 738.75 Hz.

- L'analyse poussée de la figure citée ci-dessus nous permet de détecter les signatures de ce défaut d'excentricité dynamique seule même en hautes fréquences autour des harmoniques de RSHs. A titre d'illustration on note autour de la composante 816.4 Hz, on trouve les fréquences; 791.25 Hz et 838.75 Hz, et autour de la composante 916.4 Hz, on peut détecter les signatures suivantes; 891.25 Hz et 938.75 Hz.

Le tableau IV.1 résume les amplitudes d'harmoniques causés par le défaut de 20% d'excentricité statique.

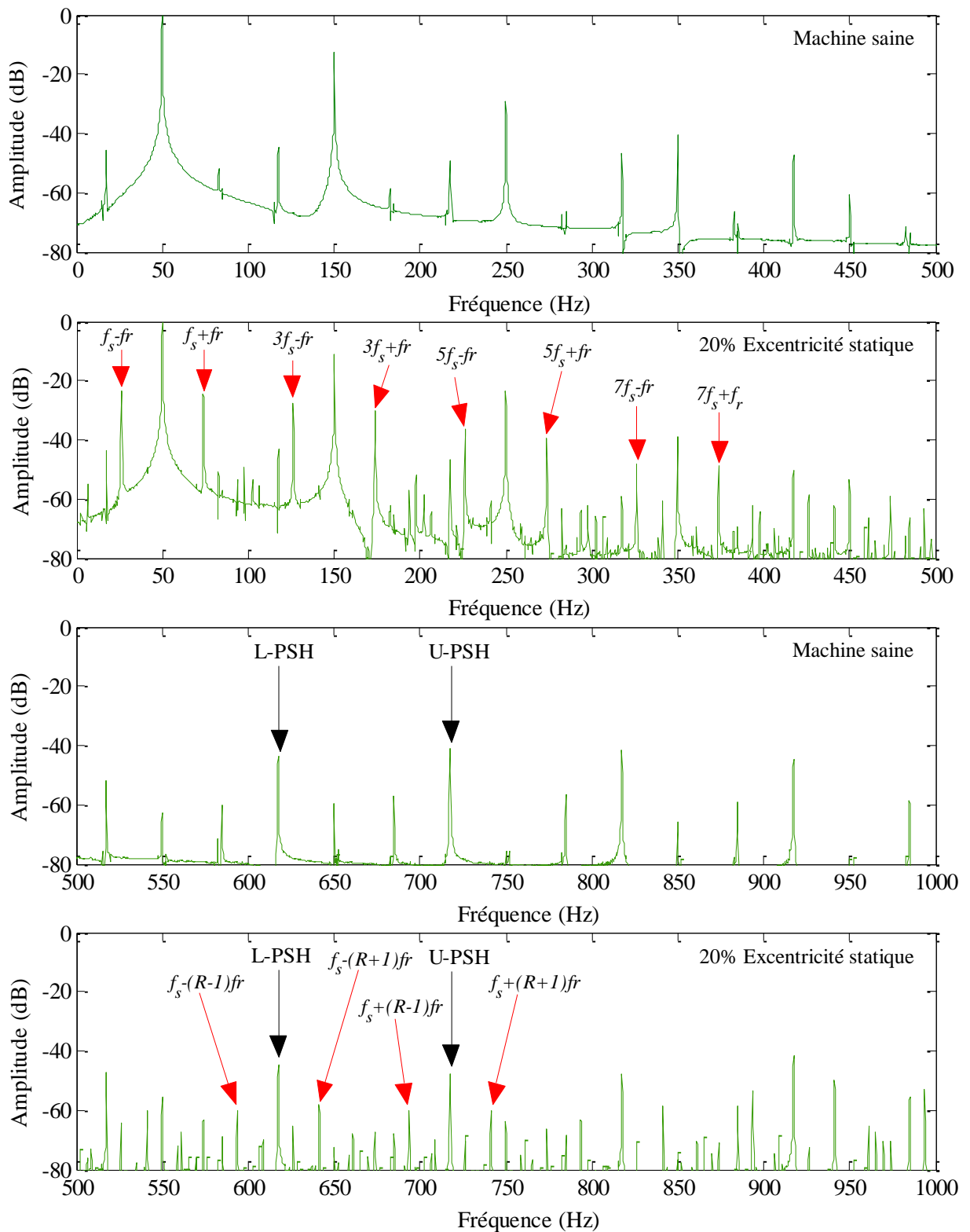


Figure IV.6. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec 20% d'excentricité statique (en pleine charge).

Tableau IV.1. Fréquences et amplitudes des indices du 20% d'excentricité statique, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$.

Autour 50 Hz		Autour 150 Hz	
$(f_s - f_r)$ 26.25 Hz	$(f_s + f_r)$ 73.75 Hz	$(3f_s - f_r)$ 126.25 Hz	$(3f_s + f_r)$ 173.75 Hz
-23.56 dB	-24.32 dB	-27.45 dB	-30.37 dB
Autour 250 Hz		Autour 350 Hz	
$(5f_s - f_r)$ 226.25 Hz	$(5f_s + f_r)$ 273.75 Hz	$(7f_s - f_r)$ 326.25 Hz	$(7f_s + f_r)$ 373.75 Hz
-36.41 dB	-39.12 dB	-48.57 dB	-48.63 dB
Autour L-PSH 616.4 Hz		Autour U-PSH 716.4 Hz	
$f_s - (R-1)f_r$ 591.25 Hz	$f_s - (R+1)f_r$ 638.75 Hz	$f_s + (R-1)f_r$ 691.25 Hz	$f_s + (R+1)f_r$ 738.75 Hz
-60.16 dB	-57.63 dB	-59.32 dB	-60.31 dB
Autour 816.4 Hz		Autour 916.4 Hz	
$3f_s + (R-1)f_r$ 791.25 Hz	$3f_s + (R+1)f_r$ 838.75 Hz	$5f_s + (R-1)f_r$ 891.25 Hz	$5f_s + (R+1)f_r$ 938.75 Hz
-63.53 dB	-58.56 dB	-53.24 dB	-49.86 dB

La figure IV.7 montre les spectres comparés de l'induction magnétique d'une machine avec 30% d'excentricité dynamique, et celui de la machine saine. Tous les spectres sont pris pour un fonctionnement en pleine charge.

D'après cette figure on peut facilement détecter les signatures de défaut autour de la composante fondamentale de rang 1 qui sont: $(f_s \mp f_r) = 26.25$ Hz et 73.75 Hz, ces fréquences ont respectivement les amplitudes suivantes: -19.82 dB et -22.08 dB, ainsi on peut trouver des autres signatures comme $(f_s \mp 2f_r) = 2.5$ Hz et 97.5 Hz.

En plus, le défaut d'excentricité dynamique génère des composantes fréquentielles autour de la composante 150 Hz, qui sont exprimées par: $(3f_s \mp f_r) = (3 \cdot 50 \mp ((1 - 0.05)/2)50) = 126.25$ Hz et 173.75 Hz, ces signatures possèdent des amplitudes très importantes, elles sont respectivement: -23.9 dB et -27.16 dB.

Et comme l'illustre la figure IV.7, le défaut d'excentricité dynamique seule engendre des harmoniques autour des fréquences 250 Hz et 350 Hz, ces harmoniques sont obtenus respectivement par les formules suivantes:

$$(5f_s \mp f_r) = (5 \cdot 50 \mp ((1 - 0.05)/2)50) = 226.25 \text{ Hz et } 273.75 \text{ Hz.}$$

$$(7f_s \mp f_r) = (7 \cdot 50 \mp ((1-0.05)/2)50) = 326.25 \text{ Hz et } 373.75 \text{ Hz.}$$

Ainsi, autour de PSHs et les autres fréquences de RSHs en haute fréquence, on peut détecter des fréquences qui caractérisent ce type de défaut, ces fréquences autour du premier harmonique principal (616.4 Hz) sont données par:

$$f_s - (R \mp 1)((1-s)/p)f_s = f_s - (R \mp 1)f_r = 50 - (28 \mp 1)((1-0.05)/2)50 = 591.25 \text{ Hz et } 638.75 \text{ Hz.}$$

Et autour du deuxième harmonique principal les fréquences de défaut sont données par:

$$f_s + (R \mp 1)((1-s)/p)f_s = f_s + (R \mp 1)f_r = 50 + (28 \mp 1)((1-0.05)/2)50 = 691.25 \text{ Hz et } 738.75 \text{ Hz.}$$

Le tableau IV.2 resserre les amplitudes des composantes fréquentielles injectées par le défaut de 30% d'excentricité dynamique, d'après ces valeurs on peut bien constater que même les indices de défaut autour des RSHs (PSHs, 816.4 Hz et 916.4 Hz) possèdent des valeurs importantes ce qui montre l'efficacité d'analyse d'induction magnétique d'entrefer. Donc on peut noter que le choix d'analyse d'induction magnétique reste judicieux et ouvre un chemin précis et fiable pour diagnostiquer le défaut d'excentricité dynamique seule.

Tableau IV.2. Fréquences et amplitudes des indices du 30% d'excentricité dynamique, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$.

Autour 50 Hz		Autour 150 Hz	
$(f_s - f_r)$ 26.25 Hz	$(f_s + f_r)$ 73.75 Hz	$(3f_s - f_r)$ 126.25 Hz	$(3f_s + f_r)$ 173.75 Hz
-19.82 dB	-22.08 dB	-23.9 dB	-27.16 dB
Autour 250 Hz		Autour 350 Hz	
$(5f_s - f_r)$ 226.25 Hz	$(5f_s + f_r)$ 273.75 Hz	$(7f_s - f_r)$ 326.25 Hz	$(7f_s + f_r)$ 373.75 Hz
-34 dB	-38.04 dB	-44.5 dB	-46.54 dB
Autour L-PSH 616.4 Hz		Autour U-PSH 716.4 Hz	
$f_s - (R-1)f_r$ 591.25 Hz	$f_s - (R+1)f_r$ 638.75 Hz	$f_s + (R-1)f_r$ 691.25 Hz	$f_s + (R+1)f_r$ 738.75 Hz
-55.86 dB	-51.28 dB	-50.58 dB	-48.31 dB
Autour 816.4 Hz		Autour 916.4 Hz	
$3f_s + (R-1)f_r$ 791.25 Hz	$3f_s + (R+1)f_r$ 838.75 Hz	$5f_s + (R-1)f_r$ 891.25 Hz	$5f_s + (R+1)f_r$ 938.75 Hz
-48.87 dB	-47.54 dB	-48.14 dB	-46.69 dB

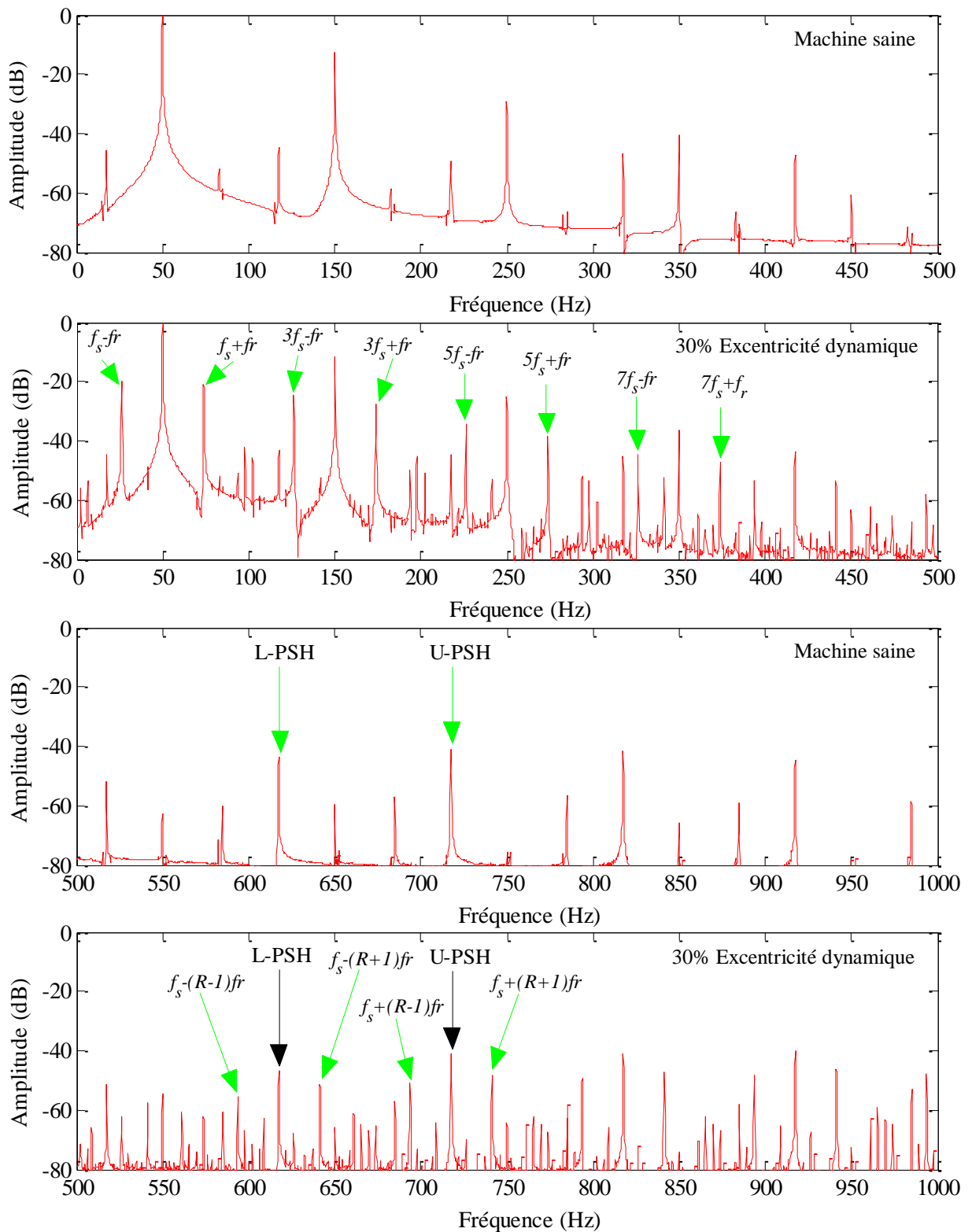


Figure IV.7. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec 30% d'excentricité dynamique (en pleine charge).

La figure IV.8 présente le spectre de l'induction magnétique d'entrefer pour une machine fonctionnant en pleine charge avec un défaut d'excentricité mixte (20% d'excentricité statique

et 30% d'excentricité dynamique). Comme il a été déjà mentionné au niveau des paragraphes précédents concernant les cas d'un défaut d'excentricité statique seul et d'excentricité dynamique seule (figures IV.6 et IV.7), on observe les mêmes signatures de défaut, autour de la composante fondamentale, autour du troisième, du cinquième et du septième harmoniques, ainsi qu' autour des harmoniques de l'effet d'encoche rotorique. Les fréquences de ces signatures et leurs amplitudes sont représentées dans le tableau IV.3.

Seulement, il faut noter que pour le cas d'un défaut d'excentricité mixte, ces signatures apparaissent aussi dans le spectre de courant statorique mais avec des faibles amplitudes, par exemple dans le courant statorique les fréquences $(f_s \mp f_r) = 26.25$ Hz et 73.75 Hz ont les amplitudes -49.67 dB et -54.19 dB, tandis que les mêmes fréquences dans le spectre de l'induction magnétique possèdent les amplitudes -19.97 dB et -21.22 dB. Pratiquement ceci se manifeste alors par une différence de plus de 30dB, qui peut engendrer un obstacle lors de la détection de défaut d'excentricité mixte de faible degré par la technique de MCSA. Il apparaît donc clairement que c'est à ce niveau précisément que l'on peut formuler une critique autour de la faiblesse de l'application de la technique d'analyse du courant statorique pour diagnostiquer de faibles degrés d'excentricité dans les machines asynchrones avec défaut.

Tableau IV.3. Fréquences et amplitudes des indices du défaut d'excentricité mixte, machine avec défaut 1.1 kW en pleine charge, $s = 0.05$, $p = 2$, $R = 28$.

Autour 50 Hz		Autour 150 Hz	
$(f_s - f_r)$ 26.25 Hz	$(f_s + f_r)$ 73.75 Hz	$(3f_s - f_r)$ 126.25 Hz	$(3f_s + f_r)$ 173.75 Hz
-19.97 dB	-21.22 dB	-24.22 dB	-27.9 dB
Autour 250 Hz		Autour 350 Hz	
$(5f_s - f_r)$ 226.25 Hz	$(5f_s + f_r)$ 273.75 Hz	$(7f_s - f_r)$ 326.25 Hz	$(7f_s + f_r)$ 373.75 Hz
-34.57 dB	-39.42 dB	-45.01 dB	-46.63 dB
Autour L-PSH 616.4 Hz		Autour U-PSH 716.4 Hz	
$f_s - (R-1)f_r$ 591.25 Hz	$f_s - (R+1)f_r$ 638.75 Hz	$f_s + (R-1)f_r$ 691.25 Hz	$f_s + (R+1)f_r$ 738.75 Hz
-58.2 dB	-53.11 dB	-52.64 dB	-50.41 dB
Autour 816.4 Hz		Autour 916.4 Hz	
$3f_s + (R-1)f_r$ 791.25 Hz	$3f_s + (R+1)f_r$ 838.75 Hz	$5f_s + (R-1)f_r$ 891.25 Hz	$5f_s + (R+1)f_r$ 938.75 Hz
-51.09 dB	-50.04 dB	-50.28 dB	-48.64 dB

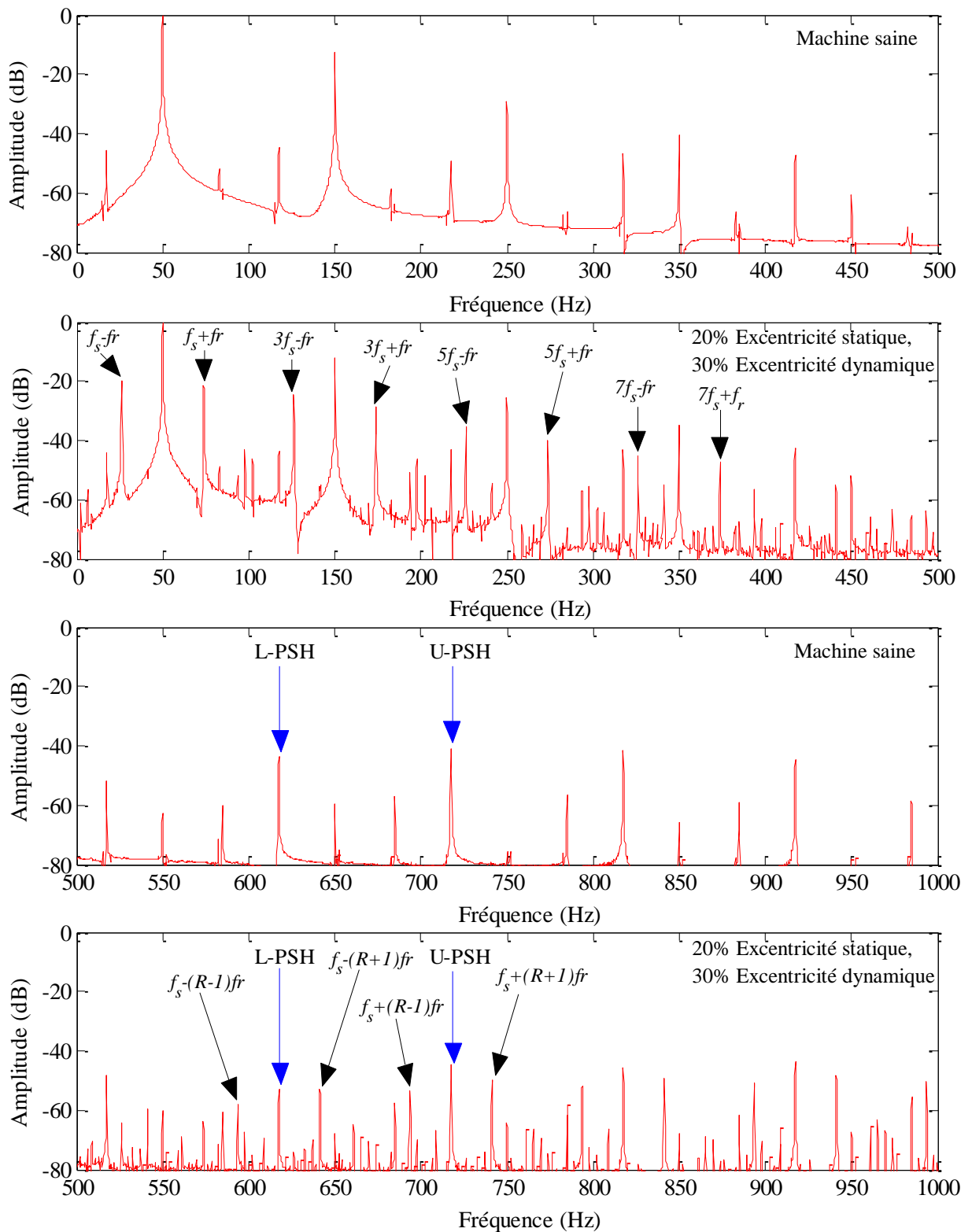


Figure IV.8. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec une excentricité mixte; 20% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique (en pleine charge).

IV.3 Détection de défaut d'excentricité statique seule par l'analyse de l'induction magnétique d'entrefer

Pour apprécier la capacité de l'induction magnétique à détecter de faibles degrés d'excentricité statique seule, on a également effectué des simulations d'une machine asynchrone en pleine charge avec 5% d'excentricité statique seule, et puis avec 10% d'excentricité dynamique seule. Les spectres prélevés des résultats des simulations sont exposés dans la figure IV.9.

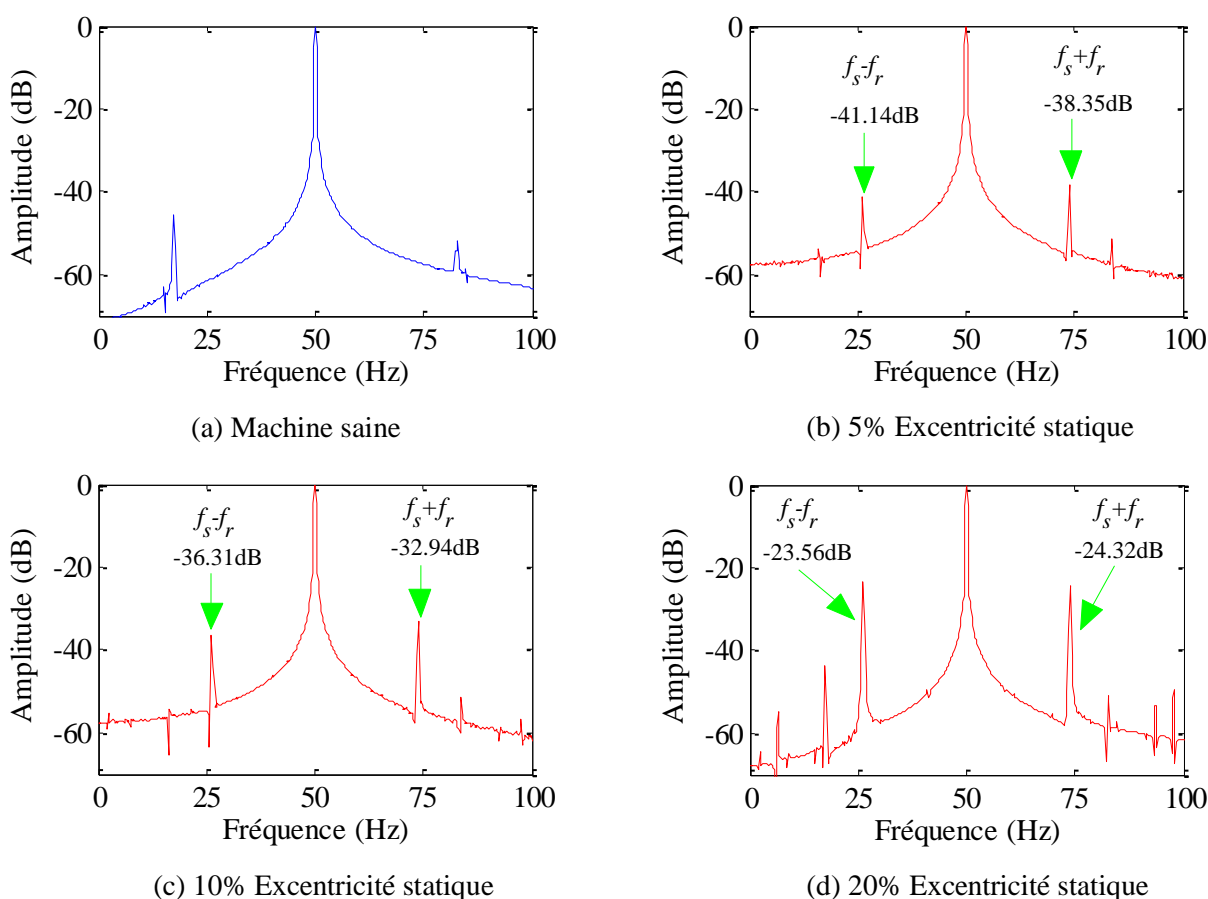


Figure IV.9. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut pour différents degrés d'excentricité statique (en pleine charge).

D'après ces résultats, on peut constater que même avec un très faible degré 5% d'excentricité statique (figure IV.9.b), l'analyse spectrale de l'induction magnétique a réussi à afficher les indices de ce défaut ($f_s \mp f_r$) en basse fréquence autour de la composante fondamentale, ce qui donne une grande fiabilité de cette technique en vue de diagnostic de défaut de la machine asynchrone. En plus d'après la figure IV.9, comme il a été entendu les

amplitudes des signatures ($f_s \mp f_r$) sont augmentées avec la sévérité de défaut, elles ont les valeurs -41.14 dB et -38.35 dB pour 5% d'excentricité statique, puis -36.31 dB et -32.94 dB pour une excentricité de 10% (figure IV.9.c), et ensuite les valeurs des amplitudes de fréquences ($f_s \mp f_r$) sont aggravées lors de la présence de 20% d'excentricité statique, pour atteindre -23.56 dB et -24.32 dB.

La figure IV.10 montre les spectres de l'induction magnétique d'entrefer d'une machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique pour différentes charges dans le but de vérifier l'influence de la charge sur les amplitudes de défaut. D'après cette figure on peut également constater que les amplitudes des signatures de défaut autour de la fondamentale augmentent avec la diminution de la charge. L'influence du moment d'inertie de la machine et sa relation avec la charge peut justifier cette relation inverse entre l'augmentation des amplitudes d'indices de défaut et la diminution de la charge.

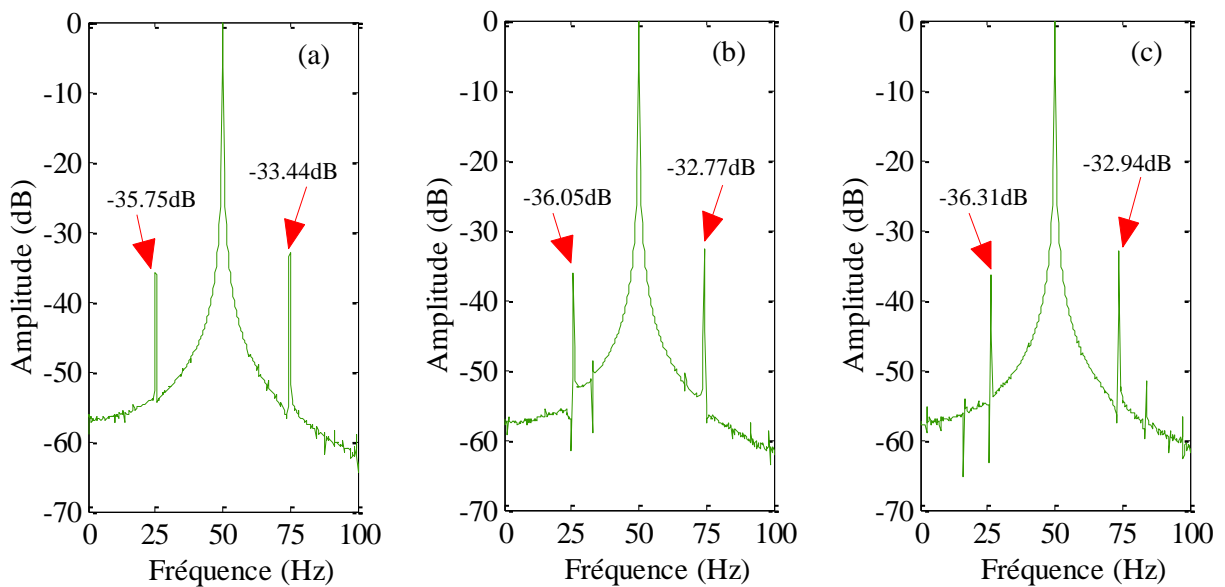


Figure IV.10. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 10% d'excentricité statique pour des différentes charges: (a); à vide (b) en mi-charge; (c) en pleine charge.

IV.3.1 Effet de la saturation magnétique sur le diagnostic de défaut d'excentricité statique

Pour voir l'influence de la saturation magnétique sur le diagnostic de défaut d'excentricité statique, on a effectué la simulation des deux modèles défectueux d'une d'excentricité statique à 5% et l'autre à 10%. Le calcul a été exécuté premièrement pour un modèle non-linéaire où

les parties ferromagnétiques de la machine sont modélisées par une courbe (BH), par la suite le calcul a été fait par un modèle linéaire avec une perméabilité constante des parties fer de la machine, en plus le calcul est fait pour des charges différentes.

La figure IV.11 représente les spectres de l'induction magnétique d'entrefer pour la machine avec un défaut d'excentricité statique pour les deux cas; linéaire et non linéaire, tandis que le tableau IV.1 resserre les valeurs d'amplitudes des fréquences ($f_s \mp f_r$) pour la machine avec défaut pour les deux cas: linéaire et non-linéaire.

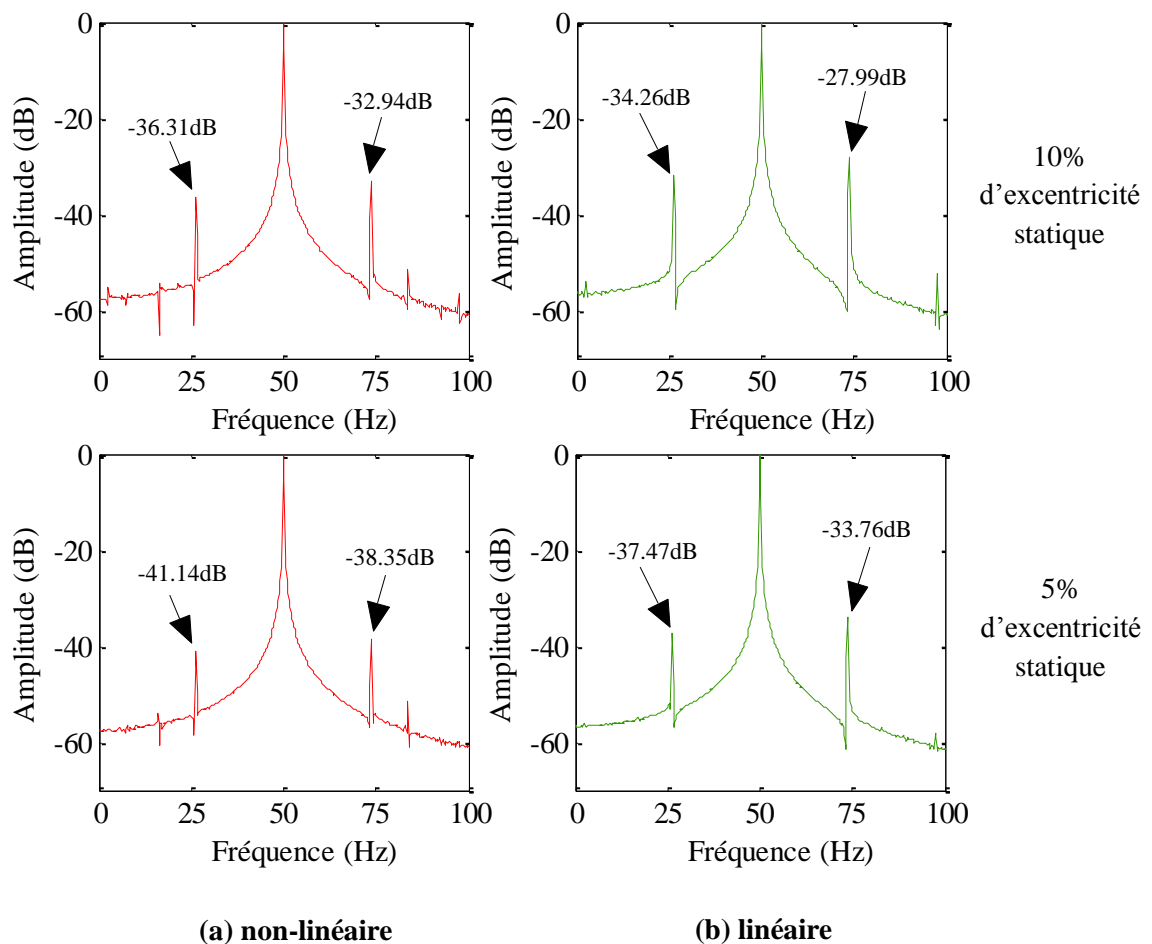


Figure IV.11. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 5% et 10% d'excentricité statique pour les deux cas: (a) non-linéaire; (b) linéaire.

A la lumière des résultats précédents (figure IV.11 et tableau IV.1), on peut conclure:

- L'apparition des signatures de défaut d'excentricité statique est assurée par l'analyse spectrale de l'induction magnétique d'entrefer même dans le cas linéaire (voir figure IV.11).

- D'après les valeurs des amplitudes (voir tableau IV.4), on peut remarquer une différence entre les valeurs d'amplitudes obtenues du modèle linéaire et celle du modèle non linéaire, à titre d'exemple l'amplitude de la composante fréquentielle $(f_s + f_r)$ est -27.99 dB pour le cas linéaire et -32.94 dB pour le cas non-linéaire, ce qui signifie que la négligence du phénomène de la saturation magnétique entraîne une opacité sur les valeurs des signatures de défaut d'excentricité. A cet effet, on peut estimer que la considération de la saturation magnétique, nous rapproche plus fidèlement du comportement de la machine en état de défaillance. On ne peut terminer ces remarques sans noter à juste titre que le modèle non-linéaire offre des résultats plus proche de la réalité.

Tableau IV.4. Amplitudes en dB des fréquences $(f_s \mp f_r)$ pour les cas linéaire et non-linéaire.

Degrés d'excentricité statique	Modèle linéaire		Modèle non-linéaire	
	$(f_s - f_r)$	$(f_s + f_r)$	$(f_s - f_r)$	$(f_s + f_r)$
5 % Excentricité statique en pleine charge	-37.47	-33.76	-41.14	-38.35
5 % Excentricité statique en mi-charge	-37.71	-34.16	-43.05	-38.86
5 % Excentricité statique à vide	-36.44	-33.95	-42.34	-39.39
10 % Excentricité statique en pleine charge	-34.26	-27.99	-36.31	-32.94
10 % Excentricité statique en mi-charge	-31.86	-28.26	-36.55	-32.56
10 % Excentricité statique à vide	-30.30	-27.82	-36.40	-33.37

IV.4 Détection de défaut d'excentricité dynamique seule par l'analyse de l'induction magnétique d'entrefer

Dans ce paragraphe la simulation du défaut d'excentricité dynamique est effectuée pour différents degrés 30% et 50%, les résultats de simulation sont représentés par les spectres de l'induction magnétique dans la figure IV.12, d'après les figures IV.12.b et IV.12.c il est très claire que les amplitudes des fréquences $(f_s \mp f_r)$ augmentent fortement avec l'augmentation de degré de défaut, les valeurs des amplitudes sont variées de -19.82 dB et -22.08 dB pour le cas de 30% d'excentricité dynamique vers -15.41 dB et -16.93 dB pour le cas de 50% d'excentricité dynamique.

La figure IV.12.d montre le spectre de l'induction magnétique d'excentricité mixte (30% d'excentricité dynamique et 20% d'excentricité statique), si on compare les amplitudes des signatures de défaut dans la figure IV.12.c et celles de la figure IV.12.d, on trouve que l'excentricité dynamique a un grand impact, car 50% d'excentricité dynamique engendre des raies puissantes que 50% de deux types d'excentricité.

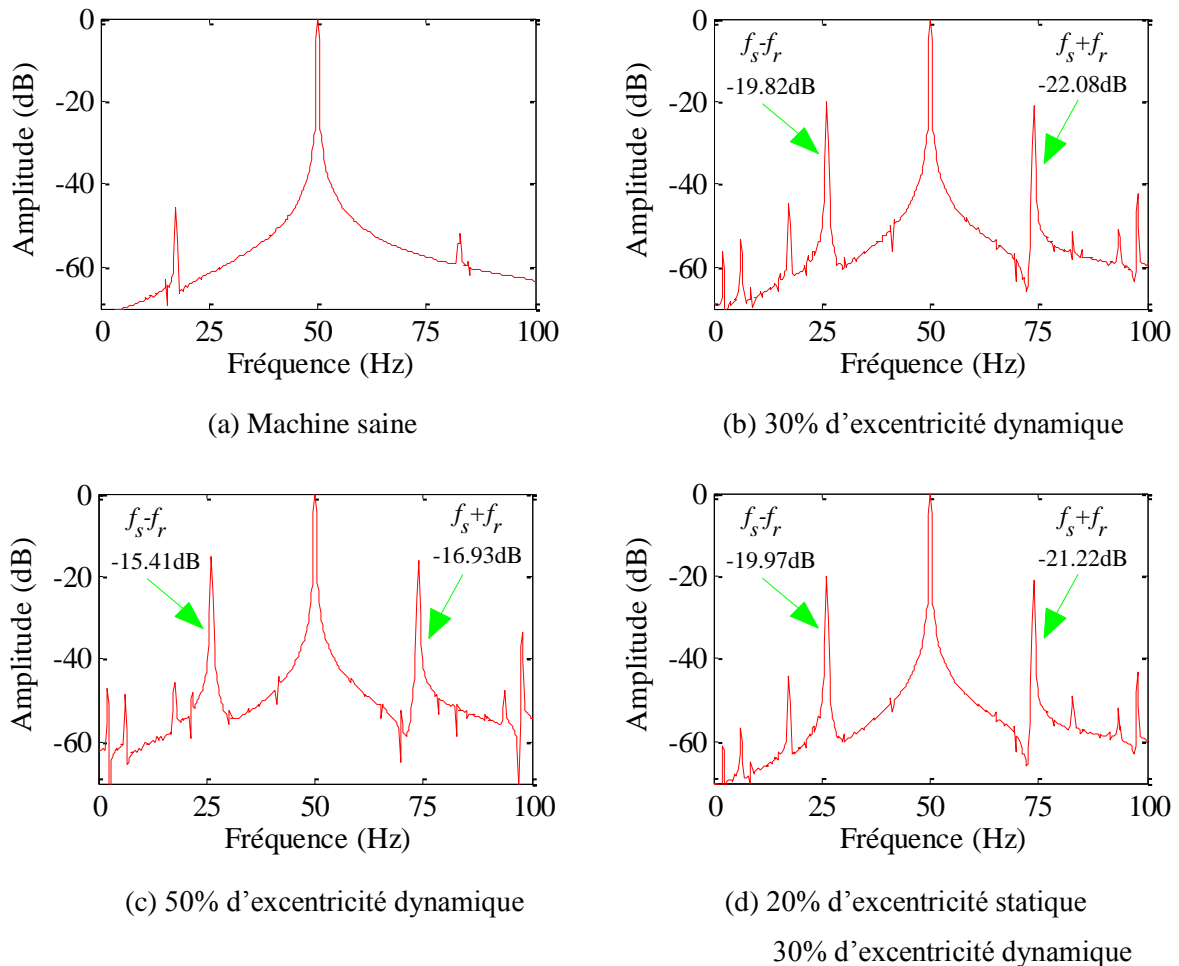


Figure IV.12. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine saine et de la machine avec défaut pour des différents degrés d'excentricité dynamique (en pleine charge).

Pour vérifier l'influence de la charge sur le défaut d'excentricité dynamique seule, le modèle de la machine asynchrone avec défaut a été choisi avec 50% d'excentricité dynamique et réservé au calcul pour une charge nominale, demi-charge nominale et à vide. Les résultats de simulations sont représentés par les spectres de l'induction magnétique d'entrefer dans la figure IV.13, qui indique que les amplitudes des fréquences ($f_s \mp f_r$) sont augmentés fortement avec la diminution de la charge, à titre d'exemple les amplitudes des signatures de

défaut autour de la fondamentale ont les valeurs -15.41 dB et -16.93 dB au fonctionnement en pleine charge (figure IV.13.a), et elles ont respectivement les valeurs; -10.82 dB et -10.92 dB pour le fonctionnement à vide (figure IV.13.c). Ainsi, cette augmentation est observée pour toutes les autres signatures de défaut de rang élevé, ces résultats sont très attendus car au fonctionnement en faible charge ou bien à vide, l'effet d'excentricité s'amplifie à cause de l'effet du moment d'inertie de la machine.

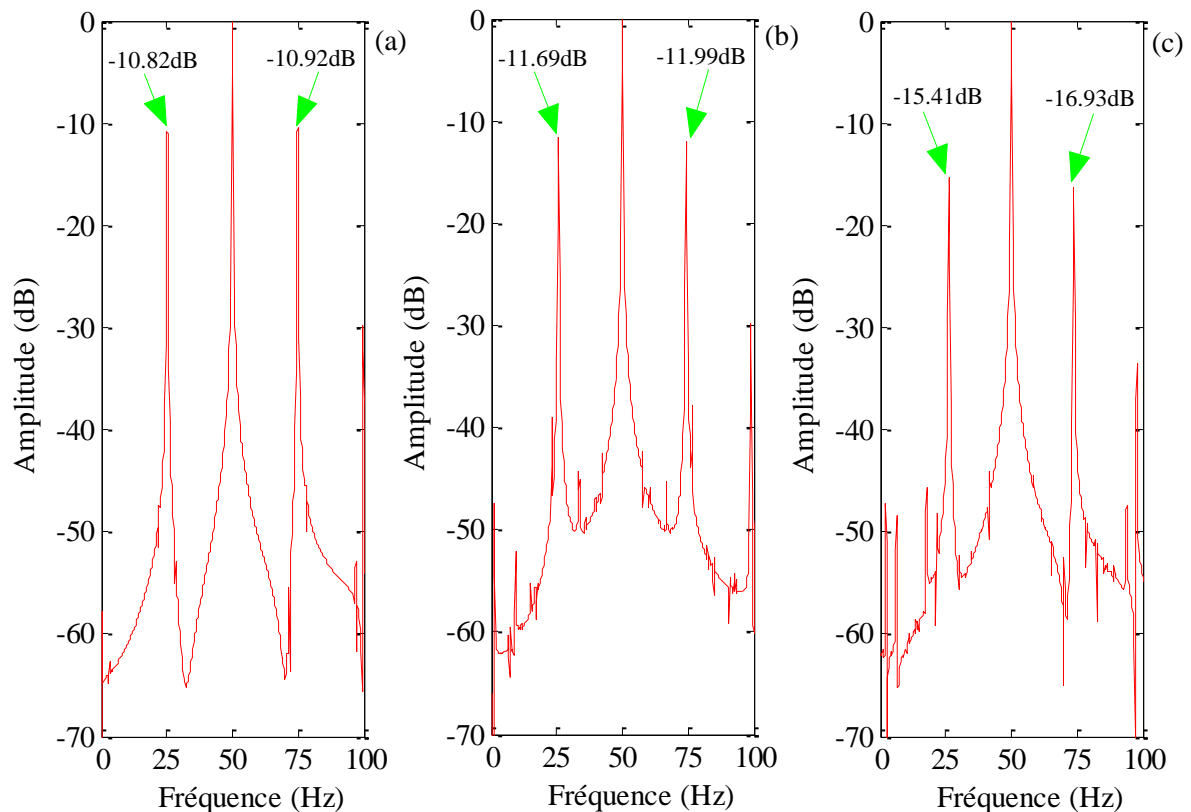


Figure IV.13. Spectres de l'induction magnétique d'entrefer de la machine avec 50% d'excentricité dynamique pour des différentes charges:

(a) à vide; (b) en mi-charge; (c) en pleine charge.

IV.5 Simulation de défaut de barre cassée en présence d'excentricité statique

Généralement, même dans les nouvelles machines asynchrones, l'excentricité statique se produit en raison de l'accumulation de tolérances lors des étapes de la fabrication, pour être plus proche du comportement réelle de la machine, la simulation de la cassure de barre est effectuée avec la présence de 10% d'excentricité statique.

La figure IV.14 montre la répartition de l'induction magnétique dans l'entrefer pour les trois cas; machine saine, machine avec défaut d'une seule barre cassée et machine avec défaut

d'une seule barre cassée et 10% d'excentricité statique, la déformation est aggravée lorsque l'excentricité statique est combinée à la défaillance de la machine.

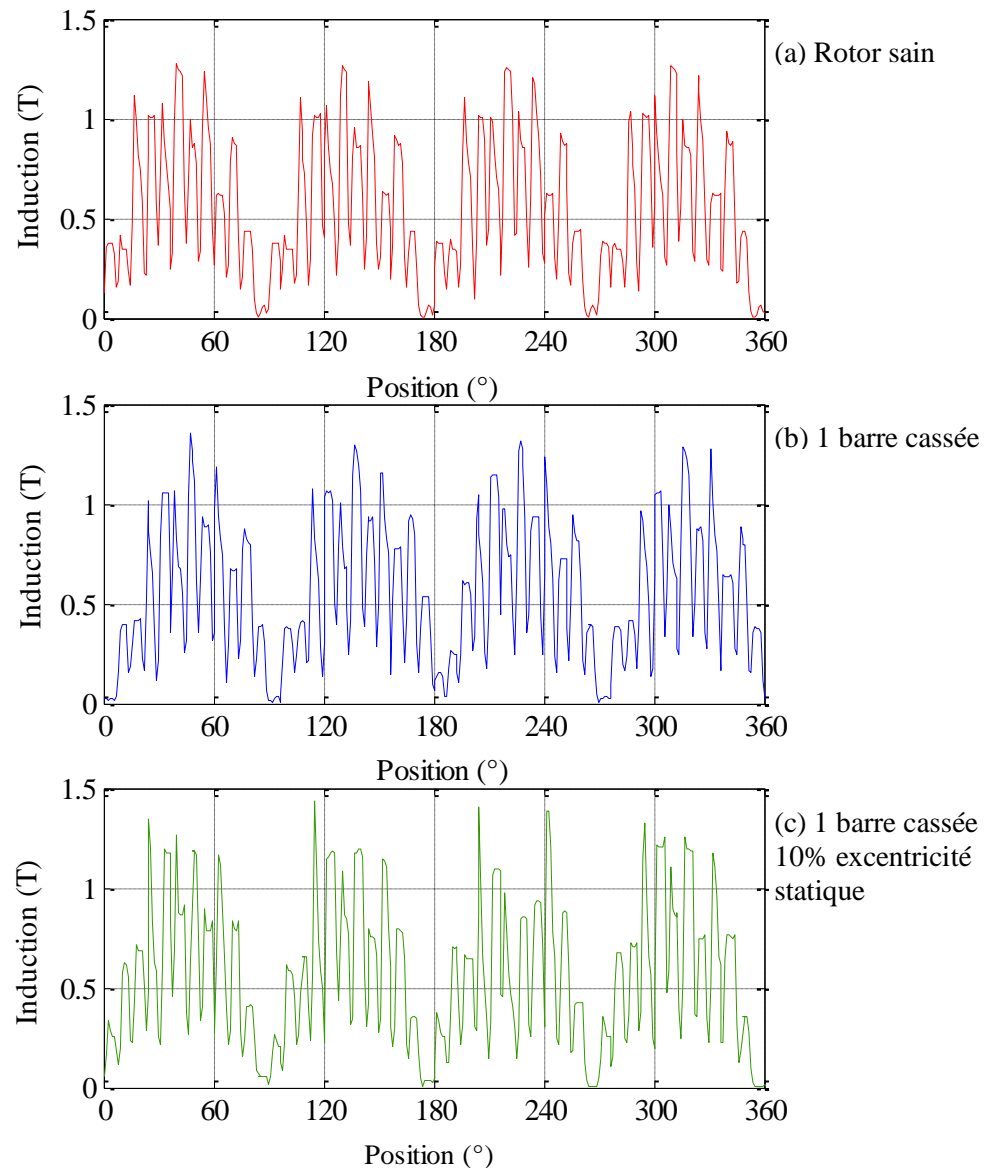


Figure IV.14. Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec rotor sain; (b) avec 1 barre cassée; (c) avec 1 barre cassée et 10% d'excentricité statique.

La figure IV.15 représente les spectres de courant statorique machine avec défaut d'une seule barre cassée et machine avec défaut d'une seule barre cassée et 10% d'excentricité statique, et puisque la machine possède les PSHs, les signatures de défaut d'excentricité statique n'apparaissent pas dans le spectre du courant statorique, mais on peut remarquer une augmentation des amplitudes pour les harmoniques permanents (RSHs, fmm et saturation), et

de même les traditionnelles signatures de défaut de cassure de barre sont agrandies par quelques dB.

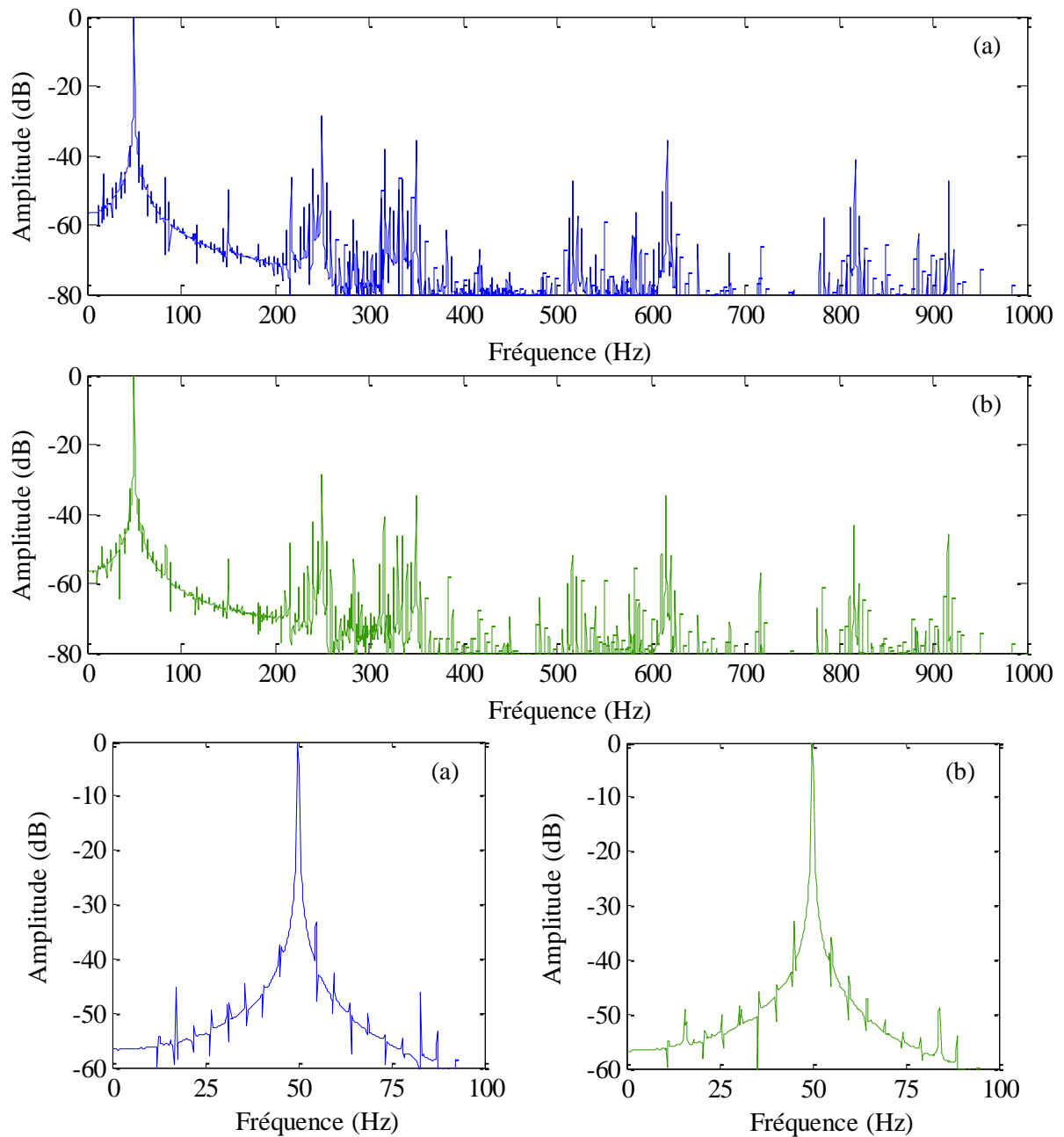


Figure IV.15. Induction magnétique dans l'entrefer pour la machine asynchrone en pleine charge: (a) avec 1 barre cassée; (b) avec 1 barre cassée et 10% d'excentricité statique.

IV.6 Conclusion

Tenant compte que la machine simulée dans cette étude possède les deux PSHs, et au regard des résultats obtenus par la simulation de la machine avec un défaut d'excentricité statique seule, défaut d'excentricité dynamique seule et défaut d'excentricité mixte, on peut conclure:

- D'après l'application de la technique classique d'analyse de courant statorique, aucune composante en basse ou en haute fréquence induite pour la machine avec un défaut d'excentricité statique seule n'a été remarquée. On trouve la même chose en cas et d'une machine avec un défaut d'excentricité dynamique seule, ce qui montre l'impuissance de la technique de MSCA lors de la détection de défaut d'excentricité.
- L'analyse spectrale de *l'induction magnétique d'entrefer* présente une grande fiabilité pour la détection des fréquences $(f_s \mp f_r)$ autour de la composante fondamentale de deux types de défaut, l'excentricité statique et l'excentricité dynamique, ainsi que la conjonction des deux types. En outre, des signatures de rang élevé sont apparues autour des harmoniques de la saturation, les harmoniques de la fmm et les PSHs. Aussi, l'analyse spectrale de l'induction magnétique d'entrefer est très efficace à détecter le défaut d'excentricité même pour de très faibles degrés, ce qui met en valeur la sensibilité et la puissance de l'induction magnétique en vue de diagnostiquer le défaut d'excentricité.
- Dans ce chapitre et en vue d'étudier l'influence du phénomène de la saturation magnétique sur le diagnostic de défaut d'excentricité, la simulation a été effectuée pour les deux modèles linéaire et non-linéaire. Il a été tenu compte tout au long de cette simulation du fait que le modèle linéaire laisse transparaître les signatures de défaut, mais avec des valeurs surestimées et qui peuvent conduire à des informations incorrectes qui finiront par masquer sinon éluder la gravité de défaut.
- Enfin, dans ce chapitre le défaut de cassure de barre rotorique a été combiné avec un faible pourcentage d'excentricité statique, pour représenter le plus fidèlement possible la vie réelle de la machine asynchrone à cage présentant un défaut.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les techniques de détection de défauts de la machine asynchrones triphasée à cage d'écureuil sont très bien documentées ainsi que les modélisations de la machine à induction. Le choix d'un tel modèle reste dépendant de deux facteurs à la fois; la technique qui sera utilisée pour détecter les défauts traversant ce modèle, et les objectifs à atteindre en tenant compte de leurs rentabilités et leurs fiabilités. L'approche analytique, tolérée encore dans certaines applications, s'articule parfois sur des hypothèses simplificatrices ce qui constitue un obstacle ou donne des informations erronées rendant par la même les décisions de diagnostic aléatoires. A l'opposé, la technique d'analyse des signaux intègre la manifestation de tous les harmoniques qui caractérisent la nature du moteur tel que les harmoniques de saturation et les harmoniques de l'effet d'encoche. Avec l'amélioration constante liée à l'avancement de la technologie, et au regard de sa fidélité au comportement électromagnétique de la machine, la méthode des éléments finis bien qu'exigeante en matière de temps et de moyen, semble être unanimement adoptée notamment pour utiliser la technique d'analyse spectrale en vue de détection des différents défauts dans la machine asynchrone triphasée. C'est l'une des raisons qui a motivé l'étude que nous avons menée avec cette méthode.

La modélisation de la machine asynchrone saine par la méthode des éléments finis réalisée dans ce travail est dédiée à la simulation de la machine asynchrone saine et avec défaut. Malgré que cette modélisation soit très onéreuse en temps de calcul, elle montre une grande fidélité au comportement de la machine. Cette caractéristique est bien argumentée par les différents résultats obtenus au sein du chapitre II, où un regard particulier a été porté au cours de l'étude sur le contenu spectrale du courant statorique à l'état sain et sous différents effets: effet de la saturation, de type de la connexion du circuit d'alimentation et effet de la charge et le déséquilibre de tensions d'alimentation.

L'étude par éléments finis a permis de mettre en évidence les variations de vitesse dues aux fluctuations de couple d'une machine défectueuse avec des ruptures de barres rotoriques, et de déterminer les répartitions des lignes d'équiflux dans le circuit magnétique de la machine asynchrone. L'analyse spectrale du courant statorique a été focalisée sur la gamme des très basses fréquences, les composantes traditionnelles $(1 \mp 2s) f_s$ autour du fondamental

ont été détecté pour un nombre différents de barres cassées, et pour différentes charges. Ainsi la simulation a été effectuée sous une alimentation par des tensions triphasées déséquilibrées.

Aussi, ce travail présente une étude qui a été effectuée pour différentes positions de barres rompues dans le rotor pour pouvoir évaluer l'impact de positionnement sur la sévérité de défaut. En outre, dans le troisième chapitre, on a effectué la simulation de la machine asynchrone avec défaut sous trois types de connexion du circuit d'alimentation en vue de vérifier le taux de la capacité de diagnostic de défaut de la barre cassée. Les résultats obtenus montrent que les signatures de défaut de barre cassée à proximité de la troisième harmonique de courant sont plus fortes que celles traditionnelles pour le cas de la connexion en étoile avec neutre relié et le courant de phase de la connexion en triangle.

Ce travail porte une importante investigation sur l'efficacité de la technique traditionnelle d'analyse spectrale du courant statorique en vue de détecter les signatures de défaut d'excentricité (statique seule, dynamique seule ou mixte) pour une machine asynchrone. D'après l'application de la technique classique d'analyse de courant statorique, aucune composante en basse ou en haute fréquence induite pour la machine défectueuse avec une excentricité statique seule n'a été remarquée. On trouve la même chose en cas et d'une machine défectueuse avec une excentricité dynamique seule, ce qui montre l'impuissance de la technique de MSCA lors de la détection de défaut d'excentricité.

Par contre, l'analyse spectrale de *l'induction magnétique d'entrefer* présente une grande fiabilité pour la détection des fréquences ($f_s \mp f_r$) autour de la composante fondamentale de deux types de défauts, l'excentricité statique et l'excentricité dynamique, ainsi que celui des deux simultanément. En outre, des signatures de rangs élevés sont apparues autour des harmoniques de la saturation, les harmoniques de la fmm et les PSHs. Aussi, l'analyse spectrale de l'induction magnétique d'entrefer est très efficace à détecter le défaut d'excentricité même pour de très faibles degrés, ce qui met en valeur la sensibilité et la puissance de l'induction magnétique en vue de diagnostiquer le défaut d'excentricité.

En plus en vue d'étudier l'influence du phénomène de la saturation magnétique sur le diagnostic de défaut d'excentricité, la simulation a été effectuée pour les deux modèles linéaire et non-linéaire. Il a été tenu compte tout au long de cette simulation du fait que le modèle linéaire laisse transparaître les signatures de défaut, mais avec des valeurs surestimées et qui peuvent conduire à des informations incorrectes qui finiront par masquer sinon éluder la gravité de défaut.

La thématique expérimentée dans ce travail de thèse a été réalisée au sein du laboratoire LGEB de l'université de Biskra où elle constitue un axe de recherche majeur sur le diagnostic des défauts dans les machines électriques. Les résultats obtenus ouvrent au laboratoire la possibilité de les expérimenter pour passer de la simulation à la pratique condition *sine qua none* pour la validation des hypothèses avancée tout au long de cette thèse.

Ce travail de thèse reste perfectible et nous offre des voies à explorer constituant les principales perspectives de recherche dans ce domaine. Un intérêt particulier sera accordé à l'étude détaillée des défauts mixtes. Il sera nécessaire d'envisager l'effet du type de connexion du circuit statorique sur le contenu spectrale du courant statorique. Ainsi, lors de la détection de défaut, il sera utile d'évaluer l'effet du déséquilibre de tension et son impact sur le fonctionnement de la machine. Enfin, des tests supplémentaires seront menés pour vérifier expérimentalement l'efficacité de la technique d'analyse de l'induction magnétique pour diagnostiquer les différents défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] J. C. Laprie, J. Arlat, J. P. Blanquart, A. Costes, Y. Crouzet, Y. Deswarte, J. C. Fabre, H. Guillermain, M. Kaâniche, K. Kanoun, C. Mazet, D. Powell, C. Rabéjac, P. Thévenod, "*Guide de la Sûreté de Fonctionnement*", 2^{ème} Edition, Cépaduès-Editions, Toulouse, N°ISBN 2-85428-341-4, 1996.
- [2] A. Abed, "*Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, France, Mars 2002.
- [3] M. Khoy, "*Surveillance et Diagnostic des Machines Synchrones à Aimants Permanents: Détection des Courts-Circuits par Suivi Paramétrique*", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2009.
- [4] M. Sahraoui, "*Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones*", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2010.
- [5] A. M. Mohamed, "*Observation et Diagnostic de Processus Industriels à Modèle non Linéaire Applications aux Machines Electriques*", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2010.
- [6] S. Bachir, "*Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique*", Thèse de Doctorat, Université de Poitier, France, 2003.
- [7] P. O'Donnell, "*Report of Large Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations*", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-21, Part 1, N°4, PP. 853-864, 1985.
- [8] EPRI "*Improved Motors for Utility Applications*", Final report Publication EL-2678, Vol. 1, EPRI, 1763-1, 1982.
- [9] O. V. Thorsen, M. Dalva. "*Failure Identification and Analysis for High Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°4, PP. 810-818, August 1999.
- [10] Allianz, "*Présentation des Avaries. Machines Electriques Tournantes*", Cahier des préventions, CP2, 1988.

-
- [11] A. Ibrahim, "*Contribution au Diagnostic de Machines Electromécaniques: Exploitation des Signaux Electriques et de la Vitesse Instantanée*", Thèse de Doctorat, Université de Saint Etienne, France, 2009.
- [12] A. H. Bonnett, "*Cause and Analysis of Anti-Friction Bearing Failures in AC Induction Motors*", IEEE Conference Publications, Pulp and Paper Industry Technical Conference, PP. 36-46, 1993.
- [13] O. V. Thorsen, M. Dalva, "*A Survey of Fault on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals, and Oil Refineries*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, N°5, PP. 1186-1196, September 1995.
- [14] B. Vaseghi, "*Contribution à l'Etude des Machines Electriques en Présence de Défaut Entre-Spires Modélisation-Réduction du Courant de Défaut*", Thèse de Doctorat, Université de Nancy, France, 2009.
- [15] M. Blödt, P. Granjon, B. Raison, G. Rostaing, "*Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring*", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 55, N°4, PP. 1813-1822, 2008.
- [16] R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, R. G. Bartheld, "*Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring*" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, N°6, PP. 1274-1279, 1995.
- [17] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "*Induction Motors' Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, N°1, PP. 14-22, 1999.
- [18] E. T. Esfahani, S. Wang, V. Sundararajan, "*Multisensor Wireless System for Eccentricity and Bearing Fault Detection in Induction Motors*", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 19, N°3, PP. 818-826, 2014.
- [19] A. H. Bonnett, 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, N°4, PP. 921-937, 1992.
- [20] M. Bouzid, G. Champenois, "*An Efficient, Simplified Multiple-Coupled Circuit Model of the Induction Motor Aimed to Simulate Different Types of Stator Faults*",
-

-
- Elsevier, Journal of Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 90, PP 98-115, 2013.
- [21] T. M. Wolbank, P. Macheiner, "*Comparison of Different Methods to Detect Static Air Gap Asymmetry in Inverter Fed Induction Machines*", IEEE Conference Publications, 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS'07, 27-30 Nov. 2007 Bangkok, Thailand, PP. 675-680, 2007.
- [22] A. Ceban, "*Méthode Globale de Diagnostic des Machines Electriques*", Thèse de Doctorat, Université d'Artois, Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, France, 2012.
- [23] U. Werner, "*FE-Analysis of a Soft-Mounted Two-Pole Induction Motor Regarding Relative Shaft Vibration Caused by Static Rotor Eccentricity*", IEEE Conference Publications, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 20-22 June 2012, Sorrento, Italy, PP. 1448-1445, 2012.
- [24] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliyat, "*Effect of Magnetic Saturation on Static and Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motor*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, N°8, PP. 3137-3144, 2009.
- [25] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, 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, N°1, PP. 24-34, 1997.
- [26] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, "*Transient Analysis of Cage Induction Machines under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, N°2, PP. 241-247, 1995.
- [27] M. Y. Kaikaa, M. Hadjmi, "*Effects of the Simultaneous Presence of Static Eccentricity and Broken Rotor Bars on the Stator Current of Induction Machine*" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, N°5, PP. 2452-2463, 2014.
- [28] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, "*AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°1, PP. 98-108, 1998.
-

-
- [29] M. S. Ballal, Z. J. Khan, H. M. Suryawanshi, R. L. Sonolikar, "*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, N°1, PP. 250-258, 2007.
- [30] V. N. Ghate, S. V. Dudul, "*Cascade Neural-Network-Based Fault Classifier for Three-Phase Induction Motor*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N°5, PP. 1555-1563, 2011.
- [31] H. Razik, M. B. R. Correa, E. R. C. Silva, "*A Novel Monitoring of Load Level and Broken Bar Fault Severity Applied to Squirrel-Cage Induction Motors Using A Genetic Algorithm*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N°11, PP. 4615-4626, 2009.
- [32] S. R. Kolla, S. D. Altman, "*Artificial Neural Network Based Fault Identification Scheme Implementation for a Three-Phase Induction Motor*", ISA Transactions, Vol. 46, PP. 261-266, 2007.
- [33] S. Guedidi, S. E. Zouzou, W. Laala, K. Yahia, M. Sahraoui, "*Induction Motors Broken Rotor Bars Detection Using MCSA and Neural Network: Experimental Research*", International Journal of System Assurance Engineering and Management, Vol. 4, N°2, PP. 173-181, 2013.
- [34] V. J. R. G. Pedro, A. Arkkio, "*Detection of Stator Winding Fault in Induction Motor Using Fuzzy Logic*", Applied Soft Computing, Vol. 8, PP. 1112-1120, 2008.
- [35] S. E. Zouzou, W. Laala, S. Guedidi, M. Sahraoui, "*A Fuzzy Logic Approach for the Diagnosis of Rotor Faults in Squirrel Cage Induction Motors*", Second International Conference on Computer and Electrical Engineering ICCEE '09, Dubai, UAE, Vol. 2, PP. 173-177, 2009.
- [36] R. Casimir, "*Diagnostic des Defauts des Machines Asynchrones par Reconnaissance Des Formes*", Thèse de Doctorat, L'école Centrale De Lyon, France, 2003.
- [37] G. Didier, "*Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances*", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
-

-
- [38] A. Ghoggal, "*Contribution à la Modélisation de la Machine Asynchrone Triphasée Dédiée au Diagnostic*", Thèse de Doctorat, Université Mohammed Khider, Biskra, Algérie, 2010.
- [39] S. Bazine, "*Conception et Implémentation d'un Méta-Modèle de Machines Asynchrones en Défaut*", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, France, 2009.
- [40] E. Schaeffer, "*Diagnostic des Machines Asynchrones: Modèles et Outils Paramétriques Dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts*", Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 1999.
- [41] G. Houdouin, "*Contribution à la Modélisation de la Machine Asynchrone en Présence de Défauts Rotoriques*", Thèse de doctorat, Université du Havre, 2004.
- [42] T. Boumegoura, "*Recherche de Signature Electromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et Synthèse d'Observateurs en vue du Diagnostic*", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 2001.
- [43] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, G. B. Kliman, "*Quantitative Evaluation of Induction Motor Broken Bars By Means of Electrical Signature Analysis*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N°5, PP. 1248-1255, 2001.
- [44] M. E. H. Benbouzid, "*A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, N°5, PP. 984-993, 2000.
- [45] C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni, "*Differential Diagnosis Based on Multivariable Monitoring to Assess Induction Machine Rotor Conditions*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N°12, PP. 4156-4166, 2008.
- [46] M. Drif, A. J. M. Cardoso, "*Stator Fault Diagnostics in Squirrel Cage Three-Phase Induction Motor Drives Using the Instantaneous Active and Reactive Power Signature Analyses*", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 10, N°2, PP. 1348-1360, 2014.
- [47] W. T. Thomson, M. Fenger, "*Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults*", IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 7, N°4, PP. 26-34, 2001.
- [48] F. Gu, T. Wang, A. Alwodai, X. Tian, Y. Shao, A. D. Ball, "*A New Method of Accurate Broken Rotor Bar Diagnosis Based on Modulation Signal Bispectrum*"
-

-
- Analysis of Motor Current Signals*", Elsevier, Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 50-51, PP. 400-413, 2015.
- [49] N. Feki, G. Clerc, P. H. Vex, "*Gear and Motor Fault Modeling and Detection Based on Motor Current Analysis*", Electr Power Syst Res, Vol. 95, PP. 28-37, 2013.
- [50] K. N. Gyftakis, D. V. Spyropoulos, J. C. Kappatou, E. D. Mitronikas, "*A Novel Approach for Broken Bar Fault Diagnosis in Induction Motors Through Torque Monitoring*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, N°2, PP. 267-277, 2013.
- [51] V. Hegde, G. S. Maruthi, "*Experimental Investigation on Detection of Air Gap Eccentricity in Induction Motors by Current and Vibration Signature Analysis Using Non-Invasive Sensors*", Energy Procedia, Vol. 14, PP. 1047-1052, 2012.
- [52] A. Ceban, R. Pusca, R. Romary, "*Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, N°5, PP. 2082-2093, 2012.
- [53] H. Henao, C. Demian, 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, N°5, PP. 1272-1279, 2003.
- [54] A. Yazidi, H. Henao, G. A. Capolino, M. Artioli, F. Filippetti, D. Casadei, "*Flux Signature Analysis: an Alternative Method for the Fault Diagnosis of Induction Machines*", Power Tech, 2005 IEEE Russia, PP. 1-6, 2005.
- [55] J. C. Cameron, W. T. Thomson, A. B. Dow, "*Vibration and Current Monitoring for Detecting Air-Gap Eccentricity in Large Induction Motors*", IEE, Vol. 133, N°3, PP. 155-163, 1986.
- [56] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, H. A. Toliyat, "*Performance Analyse of Three-Phase Induction Motor under Mixed Eccentricity Condition*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, N°3, PP. 392-399, 2002.
- [57] J. F. Bangura, N. A. Demerdash, "*Diagnosis and Characterization of Effects of Broken Bars and Connectors in Squirrel-Cage Induction Motors by a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Modeling Approach*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, N°4, PP. 1167-1176, 1999.
-

-
- [58] R. J. Povinelli, J. F. Bangura, N. A. O. Demerdash, R. H. Brown, "*Diagnosis and Characterization of Effects of Broken Bars and Connectors in Squirrel-Cage Induction Motors by a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Modeling Approach*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, N°1, PP. 39-46, 2002.
- [59] R. Fiser, S. Ferkolj, "*Application of a Finite Element Method to Predict Damaged Induction Motor Performance*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, N°5, PP. 3635-3639, 2001.
- [60] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, "*Locating Rotor Broken Bars in Induction Motors Using Finite Element Method*", Energy Conversion and Management, Vol. 50, PP. 125-131, 2009.
- [61] S. E. Zouzou, S. Khelif, N. Halem, M. Sahraoui, "*Analysis of Induction Motor with Broken Rotor Bars using finite Element Method*", IEEE Conference Publication Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011 2nd International Conference , PP. 1-5, 2011.
- [62] K. N. Gyftakis, J. C. Kappatou, "*The Zero-Sequence Current as a Generalized Diagnostic Mean in Δ -Connected Three-Phase Induction Motors*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 29, N°1, PP. 138-148, 2014.
- [63] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, H. A. Toliyat, "*Mixed Eccentricity in Three Phase Induction Machines: Analysis, Simulation and Experiments*", Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting, Vol. 3, PP. 1525-1532, 2002.
- [64] W. T. Thomson, A. Barbour, "*On-Line Current Monitoring and Application of a Finite Element Method to Predict the Level of Static Airgap Eccentricity In Three-Phase Induction Motors*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, N°4, PP. 347-357, 1998.
- [65] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat, "*Finite-Element Transient Analysis of Induction Motors Under Mixed Eccentricity Fault*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, N°1, PP. 66-74, 2008.
-

-
- [66] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat, "*Comprehensive Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motors Using Finite Element Method*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, N°3, PP. 1764-1767, 2009.
- [67] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliyat, B. Akin, "*Diagnosis of a Mixed Eccentricity Fault in a Squirrel-cage Three-phase Induction Motor using Time Stepping Finite Element Technique*", IEEE International Conference on Electric Machines & Drives IEMDC '07, Vol. 2, PP. 1446-1450, 2007.
- [68] M. J. DeBortoli, S. J. Salon, D. W. Burow, C. J. Slavik, "*Effects of Rotor Eccentricity and Parallel Windings on Induction Machine Behavior: a Study Using Finite Element Analysis*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, N°2, PP. 1676-1682, 1993.
- [69] A. Sinervo, A. Arkkio, "*Rotor Radial Position Control and its Effect on the Total Efficiency of a Bearingless Induction Motor With a Cage Rotor*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, N°4, Part 2, PP. 1-9, 2014.
- [70] K. N. Gyftakis, J. C. Kappatou, "*A Novel and Effective Method of Static Eccentricity Diagnosis in Three-Phase PSH Induction Motors*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, N°2, PP. 405-412, 2013.
- [71] N. Halem, S. E. Zouzou, K. Srairi, S. Guedidi, F. A. Abbood, "*Static Eccentricity Fault Diagnosis using the Signatures Analysis of Stator Current and Air Gap Magnetic Flux by Finite Element Method in Saturated Induction Motors*", International Journal of System Assurance Engineering and Management, Vol. 4, N°2, PP. 118-128, 2013.
- [72] B. Vaseghi, N. Takorabet, F. Meibody-tabar, "*Transient Finite Element Analysis of Induction Machines with Stator Winding Turn Fault*", Progress in Electromagnetics Research, PIER 95, PP. 1-18, 2009.
- [73] C. Rojas, M. G. Melero, M. F. Cabanas, J. M. Cano, G. A. Orcajo, F. Pedrayes, "*Finite Element Model for the Study of Inter-Turn Short Circuits in Induction Motors*", Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2007. SDEMPED 2007, IEEE International Symposium, PP. 415-419, 2007.
-

-
- [74] D. Diaz, M. C. Amaya, A. Paz, "*Inter-Turn Short-Circuit Analysis in an Induction Machine by Finite Elements Method and Field Tests*", Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference, PP. 1757-1763, 2012.
- [75] V. Fireteanu, A. I. Constantin, R. Romary, R. Pusca, S. Ait-Amar, "*Finite Element Investigation of the Short-Circuit Fault in the Stator Winding of Induction Motors and Harmonics of the Neighboring Magnetic Field*", Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium, PP. 257-262, 2013.
- [76] Gojko M. Joksimovic, J. Riger, T. M. Wolbank, Nedjeljko Peric, Mario Vasak "*Stator-Current Spectrum Signature of Healthy Cage Rotor Induction Machines*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, N°9, PP. 4025-4033, 2013.
- [77] Gojko M. Joksimovic, J. Riger, T. M. Wolbank, N. Peric, M. Vasak, "*Stator Line Current Spectrum Content of a Healthy Cage Rotor Induction Machine*", Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2011 IEEE International Symposium, PP. 113-118, 2011.
- [78] Gojko M. Joksimovic, "*Line Current Spectrum Analysis in Saturated Three-Phase Cage Induction Machine*", Electrical Engineering, Springer Verlag, Vol. 91, N°8, PP. 425-437, 2010.
- [79] J. C. Sabonnadière, J. L. Coulomb "*Calcul des Champs Electromagnétiques*", Techniques de l'Ingénieur, D3020.
- [80] A. Arkkio, "*Analysis of Induction Motors Based on the Numerical Solution of the Magnetic Field and Circuit Equations*", PhD Dissertation, Helsinki University of Technology, Sweden, 1987.
- [81] T. W. Preston, A. B. J. Reece, P. S. Sangha, "*Induction Motor Analysis by Time-Stepping Techniques*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, N°1, PP. 471-474, 1988.
- [82] A. Arkkio, "*Finite Element Analysis of Cage Induction Motors Fed by Static Frequency Converters*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, N°2, PP. 551-554, 1990.
- [83] E. Vassent, G. Meunier, A. Foggia, G. Reyne, "*Simulation of Induction Machine Operation Using a Step by Step Finite Element Method Coupled with Circuits and*
-

-
- Mechanical Equations*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, N°6, PP. 5232-5234, 1991.
- [84] A. B. J. Reece, T. W. Preston, "*Finite Element Methods in Electrical Power Engineering*", 1^{ière} Edition, OXFORD Science Publications, OXFORD University Press, N°ISBN 0 19 856504 6, 2000.
- [85] P. Lombard and G. Meunier, "*A General Method for Electric and Magnetic Coupled Problem in 2D and Magnetodynamic Domain*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, N°2, PP. 1291-1294, 1992.
- [86] N. Sadowski, R. Carlson, S. R. Arruda, C. A. Silva, M. L. Mazenc, "*Simulation of Single-Phase Induction Motor by General Method Coupling Field And Circuit Equations*", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, N°3, PP. 1908-1911, 1995.
- [87] A. Ferrah, P. J. Hogben-Laing, K. J. Bradley, G. M. Asher, M. S. Woolfson, "*The Effect of Rotor Design of Sensorless Speed Estimation Using Rotor Slot Harmonics Identified by Adaptive Digital Filtering Using the Maximum Likelihood Approach*", Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, Conference Record of the 1997 IEEE, Vol. 1, PP. 128-135, 1997.
- [88] S. Nandi, S. Ahmed, and H. Toliyat, "*Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, N°3, PP 253-260, 2001.
- [89] S. Nandi, "*Modeling of Induction Machines Including Stator and Rotor Slot Effects*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N°4, PP. 1058-1065, 2002.
- [90] Z. Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, R. S. Colby, "*A Sensorless Rotor Temperature Estimator for Induction Machines Based on a Current Harmonic Spectral Estimation Scheme*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, N°1, PP. 407-416, 2008.
- [91] S. H. Kia, H. Henao, G. A. Capolino, "*Some Digital Signal Processing Techniques for Induction Machines Diagnosis*", Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2011 IEEE International Symposium, PP. 322-329, 2011.

-
- [92] G. Petrovic, T. Kilic B. Terzic, "*Sensorless Speed Detection of Squirrel-Cage Induction Machines Using Stator Neutral Point Voltage Harmonics*", Elsevier, Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 23, PP. 931-939, 2009.
- [93] S. Nandi, H. A. Toliyat, X. Li, "*Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors-A Review*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, N°4, PP. 719-729, 2005.
- [94] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, S. B. Lee, D. Hyun, "*Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N°1, PP. 1673-1683, 2011.
- [95] K. N. Gyftakis, J. Kappatou, "*The Impact of the Rotor Slot Number on the Behavior of the Induction Motor*", Advances in Power Electronics, PP. 1-9, 2013.
- [96] S. Nandi, "*A Detailed Model of Induction Machines with Saturation Extendable for Fault Analysis*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N°5, PP. 1302-1309, 2004.
- [97] P. Pillay, R. G. Harley, E. J. Odendal, "*A Comparison Between Star and Delta Connected Induction Motors when Supplied by Current Sources Inverters*", Electric Power Systems Research, PP. 41-518 1984/1985.
- [98] K. Yamazaki, S. Shinfuku, "*Combined 3D-2D Finite Element Analysis of Induction Motors Considering Variation of Neutral Point Potential in Star Connection*", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, N°5, PP. 3706-3710, 2001.
- [99] R. R. Schoen, T. G. Habetler, "*Effects of Time-Varying Loads on Rotor Fault Detection in Induction Machines*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, N°4, PP. 900-906, 1995.
- [100] R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, C. Hansen, J. Grieger, "*Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motor Using Starting-Current Analysis and Effects of Loading*", IEE Transactions on Proceedings Applications, Vol. 153, N°6, PP. 848-855, 2006.
- [101] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliyat, W.S. Abu-Elhaija, "*Mixed-Fault Diagnosis in Induction Motors Considering Varying Load and Broken Bars Location*", Energy Conversion and Management, Vol. 51, PP. 1432-1441, 2010.
-

-
- [102] S. S. Refaat, H. Abu-Rub, A. Iqbal, "ANN-Based System for a Discrimination Between Unbalanced Supply Voltage and Phase Loss in Induction Motors", IEEE Conference Publications, 2014 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), PP. 1-6, 2014.
- [103] A. B. Fernandes Neves, A. De Leles Ferreira Filho, M. V. Borges de Mendonca, "Effects of Voltage Unbalance on Torque and Efficiency of a Three-Phase Induction Motor", IEEE Conference Publications, 2014 IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), PP. 679-683, 2014.
- [104] M. Seera, C. P. Lim, D. Ishak, H. Singh, "Offline and Online Fault Detection and Diagnosis of Induction Motors Using a Hybrid Soft Computing Model", Elsevier, Applied Soft Computing Journal, Vol. 13, PP. 4493-4507, 2013.
- [105] S. Sridhar, K. U. Rao, "Detection of Simultaneous Unbalanced Under Voltage and Broken Rotor fault in Induction Motor", IEEE Conference Publications, 2013 IEEE 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems, PP. 48-53, 2013.
- [106] J. Faiz, H. Ebrahimpour, "Precise Derating of Three-Phase Induction Motors With Unbalanced Voltages", IEEE Conference Publications, Industry Applications, Vol. 1, PP. 485-491, 2005.
- [107] A. K. Singh, G. K. Singh, R. Mitra, "Some Observations on Definitions of Voltage Unbalance", IEEE Conference Publications, Power Symposium, NAPS '07 39'th North American, Vol. 1, PP. 473-479, 2007.
- [108] C. Y. Lee, "Effects of Unbalanced Voltage on the Operation Performance of a Three-phase Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, N°2, PP. 202-208, 1999.
- [109] J. Faiz, H. Ebrahimpour, P. Pillay, "Influence of Unbalanced Voltage on the Steady-State Performance of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, N°4, PP. 657-662, 2004.
- [110] Y. J. Wang, "Analysis of Effects of Three-Phase Voltage Unbalance on Induction Motors with Emphasis on the Angle of the Complex Voltage Unbalance Factor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, N°3, PP. 270-275, 2001.
-

-
- [111] D. Mirabbasi, G. Seifossadat, M. Heidari, "*Effect of Unbalanced Voltage on Operation of Induction Motors and its Detection*", IEEE Conference Publications, International Conference on Electrical and Electronics Engineering ELECO 2009, PP. I-189-I-192, 2009.
- [112] A. Siddique, G. S. Yadava and B. Singh, "*Effects of Voltage Unbalance on Induction Motors*", Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, USA, PP. 26-29, 2004.
- [113] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, S. Lotfi-fard, P. Pillay, "*Novel Indices for Broken Rotor Bars Fault Diagnosis in Induction Motors using Wavelet Transform*", Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 30, PP. 131-145, 2012.
- [114] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik, "*A New Approach to Detect Broken Rotor Bars in Induction Machines by Current Spectrum Analysis*", Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 21, PP. 1127-1142, 2007.
- [115] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, G. A. Capolino, "*Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines*", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 55, N°12, PP. 4109-4126, 2008.
- [116] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, Z. Zouaoui, "*A New Diagnosis of Broken Rotor Bar Fault Extent in Three Phase Squirrel Cage Induction Motor*", Elsevier, Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 42, PP. 388-403, 2014.
- [117] G. B. Kliman,; R. A. Koegl; J. Stein, R. D. Endicott, M. W. Madden, "*Noninvasive Detection of Broken Rotor Bars in Operating Induction Motors*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, N°4, PP. 873-879, 1988.
- [118] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. D. Minassians, H. A. Toliyat, "*A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors*", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, N°5, PP. 1000-1006, 1999.
- [119] S. Williamson, A. C. Smith, "*Steady-State Analysis of 3-Phase Cage Motors with Rotor-Bar and End-Ring Faults*", IEE Proceedings B Electric Power Applications, Vol. 129, N°3, 1982.
- [120] N. M. Elkasabgy, R. Anthony Eastham, E. Graham Dawson, "*Detection of Broken Bars in the Cage Rotor on an Induction Machine*", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 28, N°6, Part 1, PP. 165-171, 1992.
-

-
- [121] M. E. H. Benbouzid, G. B. Kliman, "What Stator Current Processing-Based Technique to use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, N°2, PP. 238-244, 2003.
- [122] J. de Jesus Rangel-Magdaleno, H. Peregrina-Barreto, J. M. Ramirez-Cortes, P. Gomez-Gil, R. Morales-Caporal, "FPGA-Based Broken Bars Detection on Induction Motors Under Different Load Using Motor Current Signature Analysis and Mathematical Morphology", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 63, N°5, 2014.
- [123] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash, "Rotor Bar Fault Monitoring Method Based on Analysis of Air-Gap Torques of Induction Motors", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 9, N°4, PP. 2274-2283, 2013.
- [124] C. G. Dias, I. E. Chabu, "Spectral Analysis Using a Hall Effect Sensor for Diagnosing Broken Bars in Large Induction Motors", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. PP, N°99, PP. 1, 2014.
- [125] S. A. Taher, M. Malekpour, M. Farshadnia, "Diagnosis of Broken Rotor Bars in Induction Motors Based on Harmonic Analysis of Fault Components Using Modified Adaptive Notch Filter and Discrete Wavelet Transform", Elsevier, Journal of Simulation Modelling Practice and Theory, Vol. 44, PP. 26-41, 2014.
- [126] H. H. Hanafy, T. M. Abdo, A. A. Adly, "2D Finite Element Analysis and Force Calculations for Induction Motors with Broken Bars", Elsevier, Ain Shams Engineering Journal, Vol. 5, PP. 421-431, 2014.
- [127] Y. Maouche, M. E. K. Oumaamar, M. Boucherma, A. Khezzar, "Instantaneous Power Spectrum Analysis for Broken Bar Fault Detection in Inverter-Fed Six-Phase Squirrel Cage Induction Motor", Elsevier, Electrical Power and Energy Systems, Vol. 62, PP. 110-117, 2014.
- [128] Y. Xie, Y. Wang, "3D Temperature Field Analysis of the Induction Motors with Broken Bar Fault", Elsevier, Applied Thermal Engineering, Vol. 66, PP. 25-34, 2014.
- [129] Y. Xie, "Characteristic Performance Analysis of Squirrel Cage Induction Motor with Broken Bars", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, N°2, Part 1, PP. 759-766, 2009.
-

-
- [130] G. B. Kliman, J. Stein, "*Method of Current Signature Analysis*", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, N°5, PP. 463-474, 1992.
- [131] W. T. Thomson, R. J. Gilmore, "*Motor Current Signature Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives - Fundamentals, Data Interpretation and Industrial Case Histories*" *Proceedings of the 32nd Turbo-Machinery Symposium*, Texas A&M University, Houston, TX, USA, PP. 145-156, 2003.
- [132] A. Arkkio "*Unbalanced Magnetic Pull in a High Speed Induction Motor with an Eccentric Rotor*", IET Conference Publications, International Conference on Electrical Machines and Drives, PP. 36-40, 1997.
- [133] A. Sinervo, A. Arkkio, "*Eccentricity Related Forces in Two-Pole Induction Motor With Four-Pole Stator Damper Winding Analyzed Using Measured Rotor Orbits*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, N°6, PP. 3029-3037, 2013.
- [134] A. Tenhunen, "*Finite-Element Calculation of Unbalanced Magnetic Pull and Circulating Current between Parallel Windings in Induction Motor with non-uniform Eccentric Rotor*". *Proceedings of Electromotion'01*, PP. 19-24, 2001.
- [135] L. Xiaodong, W. Qing, S. Nandi, "*Performance Analysis of Three-Phase Induction Machine with Inclined Static Eccentricity*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, N°2, PP. 531-541, 2007.
- [136] D. G. Dorrell, "*Sources and Characteristics of Unbalanced Magnetic Pull in Three-Phase Cage Induction Motor with Axial-Varying Rotor Eccentricity*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, N°1, PP. 12-24, 2011.
- [137] R. Hirvonen, "*On-line Condition Monitoring of Defects in Squirrel Cage Motors*", 11th International Conference on Electrical Machines–ICEM'94, Vol. 2, PP. 267-272, 1994.
- [138] H. Henao, H. Razik, G. A. Capolino, "*Analytical Approach of the Stator Current Frequency Harmonics Computation for Detection of Induction Machine Rotor Faults*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, N°3, PP. 801-807, 2005.
- [139] A. Khezzar, M. Y. Kaikaa, M. E. K. Oumaamar, M. Boucherma, H. Razik, "*On the use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the*
-

-
- Induction Machine*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N°11, PP. 4592-4605, 2009.
- [140] J. Cusido, J. Rosero, E. Aldabas, "*New Fault Detection Techniques for Induction Motors*", Electrical Power Quality and Utilisation Magazine, Vol. 11, N°1, PP. 39-46, 2006.
- [141] J. Sprooten, J. C. Maun, "*Influence of Saturation Level on the Effect of broken bars in Induction Motors Using Fundamental Electromagnetic Laws and finite element simulatisons*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, N°3, PP. 557-564, 2009.
- [142] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez and J. Perez-Cruz, "*Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, N°1, PP. 52-59, 2009.
- [143] K. N. Gyftakis, D. K. Athanasopoulos, J. Kappatou, "*Evaluation of Different Broken Bar Fault Diagnostic Means in Double-Cage Induction Motors with FEM*", IEEE Conference Publications, 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 27-30 August 2013, Valencia, Spain, PP. 36-42, 2013.
- [144] K. N. Gyftakis, D. K. Athanasopoulos, J. Kappatou, "*Broken Bar Fault Diagnosis in Single and Double Cage Induction Motors Fed by Asymmetrical Voltage Supply*", IEEE Conference Publications, 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 27-30 August 2013, Valencia, Spain, PP. 402-406, 2013.
- [145] D. Belkhat, R. Romary, M. El Adnani, R. Corton, J.F. Brudny, "*Fault Diagnosis in Induction Motors using Radial Field Measurement with an Antenna*", IOPSCIENCE, Journal of Measurment Science and Technology, Vol. 14, N°9, PP. 1695-1700, 2003.
- [146] S. H. Kia, H. Henao, G. H. Capolino, C. Martis, "*Induction Machine Broken Bars Fault Detection using Stray Flux After Supply Disconnection*", IEEE Conference Publication, 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, PP. 1498-1503, 2006.
-

- [147] O. Vitek, M. Janda, V. Hajek, "*Effects of Eccentricity on External Magnetic Field of Induction Machine*", IEEE Conference Publication, 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON, 26-28 April 2010, Valletta, Malta, , PP. 939-943, 2010.
- [148] A. G. Vicente, "*Modeling Faults with a Numerical Software*", Tutorial 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 27-30 August 2013, Valencia, Spain, 2013.

Annexe

Caractéristiques de la machine asynchrone triphasée à cage

Valeurs nominales	
Puissance	1.1 kW
Tension	230 V
Fréquence	50 Hz
Vitesse	1428 tr/mn

Géométrie et bobinage	
Générale	
Epaisseur d'entrefer	$g = 0.3 \text{ mm}$
Longueur du paquet de tôles	$l = 55 \text{ mm}$
Stator	
Nombre d'encoches	$N_s = 48$
Nombre de spires en série/encoche	44
Type de connexion	Etoile-Etoile
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Diamètre de la culasse	$D_c = 145 \text{ mm}$
Diamètre interne	$D_s = 90.4 \text{ mm}$
Nombre d'encoches/pole/phase	4 encoches
Rotor (cage d'écureuil)	
Nombre d'encoche	$R = 28 \text{ barres}$
Résistivité du matériau (aluminium)	$\rho_{Al} = 2.826 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$
Diamètre extérieur	$D_r = 89.8 \text{ mm}$
Diamètre de l'arbre	$D_{arbre} = 27.94 \text{ mm}$