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



Mémoire de Fin d'Études

Présenté à

L'Université d'Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie Département de Génie Electrique En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Présenté par

HERIBI Kamel Eddine (Machines électriques)

et MAHMOUDI Abdelhamid (Commande électrique)

Thème

Étude comparative entre deux machines asynchrones triphasées à cage en vue d'étudier le contenu spectral de différents signaux

Soutenu le 16/6/2021. Devant le jury composé de :

Dr. SERHOUD Hicham	Maitre de conférences A	Président
Dr. HALEM Noura	Maitre de conférences A	Rapporteur
Dr. BESSOUS Noureddine	Maitre de conférences A	Examinateur



Dédicace

À l'esprit pur de ma grande mère bien aimée Fatma et à mon petit frère Rayane et à toute ma famille.

Kamel Eddine

À mon petít frère Mohammed Youcef et à toute ma famílle.

Abdelhamid

Remerciements

Nos remerciements vont à toute personne ayant contribuée de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail et particulièrement à notre encadreur pour l'immense soutien qu'elle nous a apportée et pour ses précieux conseils tout au long de la réalisation de ce travail.

الملخص:

الماكنة اللامتزامنة هي السائدة في جميع القطاعات الصناعية. من المفترض أن تكون متينة وتتطلب صيانة أقل. على الرغم من هذه الصفات يمكن أن تكون عرضة لأعطاب الدوار أو اللامركزية. لتجنب هذه الإخفاقات ، ولدت العديد من تقنيات النمذجة التي تهدف إلى الكشف عن هذه العيوب في النماذج. يمكن لبعض النماذج محاكاة الحالة الصحية للآلة فقط، بينما يقدم البعض الآخر بعض المعلومات حول عطب الدوار ولكن يمكن الخلط بينه وبين أخطاء أخرى. يوفر النموذج متعدد اللفات من جانبه نتائج مرضية مهو يوفر تموجات في تيار الجزء الثابت ، في عزم الدوران وفي السرعة. يحتوي الطيف الحالي الجزء الثابت على التوافقيات لعطب الدوار، لكنه يفشل في اكتشاف عطب اللامركزية، وتوافقيات RSH وتوافقيات الوقت. من ناحية أخرى، تفرض العنوس الإخر العناصر المنتهية تفوقها و تأتى لملء كل نقاط الضعف هذه.

في هذا العمل تمت محاكاة ماكنتين مع المحافظة على تأثير التشبع المغناطيسي. كما تم محاكاة عطب اللامركزية الساكنة. الكميات الزمنية تعيد إنتاج واقع الألة غير المتزامنة بينما تحتوي الأطياف على جميع التوافقيات التي سبق ذكرها من بينها التوافقيات من RSHs وتوافقيات الوقت.

الكلمات المفتاحية : ماكنة لا متزامنة، العناصر المنتهية، تشخيص الأعطاب، لامركزية ساكنة، توافقيات، تحليل طيفي.

Résumé:

La machine asynchrone est prépondérante dans tous les secteurs industriels. Elle est supposée être robuste et nécessite moins d'entretien. Malgré ces qualités elle peut être sujette à des défauts rotoriques ou d'excentricité. Pour éviter ces défaillances, beaucoup de techniques de modélisations visant à faire apparaitre ces défauts dans les modèles, ont vu naissance. Quelques modèles peuvent simuler uniquement l'état sain de la machine, d'autres donnent certains renseignements sur le défaut rotorique mais peuvent être confondus avec d'autres défauts. Le modèle multi enroulements quant à lui fournit des résultats satisfaisants, il fournit les ondulations dans le courant statorique, dans le couple et la vitesse. Le spectre du courant statorique contient les harmoniques du défaut rotorique mais il échoue quant à la détection du défaut d'excentricité, des harmoniques RSHs et les harmoniques du temps. Par contre la méthode des éléments finis impose sa suprématie et vient combler toutes ces faiblesses.

Aussi deux machines ont été modélisées où l'effet de la saturation est conservé. Le défaut d'excentricité est réalisé. Les grandeurs temporelles reproduisent la réalité de la machine asynchrone tandis que les spectres contiennent tous les harmoniques déjà cités :, harmoniques des RSHs et les harmoniques de temps.

Mots clés : machine asynchrone, éléments finis, diagnostic des défauts, excentricité statique, harmoniques, analyse spectrale.

Abstract:

The asynchronous machine is dominating in all the industrial sectors. It is supposed to be robust and requires less maintenance. In spite of these qualities it can be prone to rotor defects or of eccentricity. To avoid these failures, much techniques of modeling aiming at revealing these defects in the models, saw birth. Some models can simulate only the healthy state of the machine; others give certain information on the rotor defect but can be confused with other defects. The model multi windings as for him provides satisfactory results, it provides the undulations in the stator current, the couple and speed. The spectrum of the stator current contains the harmonics of the rotor defect but it fails as for the detection of the defect of eccentricity, the RSHs harmonics and the harmonics of time. On the other hand the finite element method imposes its supremacy and comes to fill all these weaknesses.

Also two machines were modeled where the effect of saturation is preserved. The defect of eccentricity is carried out. The temporal sizes reproduce the reality of the asynchronous machine while the spectra contain all the already quoted harmonics, harmonics of RSHs and harmonics of time.

Key words: asynchronous machine, finite elements, default diagnosis, static eccentricity, harmonics, spectral analysis.

Sommaire

	Pa	ge
Introduction générale		1

Chapitre I : Etat de l'art

I.1. Introduction	2
I.2. Constitution de la machine asynchrone triphasée à cage	2
I.2.1. Stator	3
I.2.2. Rotor	3
I.2.3. Les paliers	3
I.3. Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage	4
I.4. Les principaux défauts dans la machine asynchrone	4
I.4.1. Défauts statoriques	4
I.4.2. Défauts rotoriques	4
I.4.2.1. Excentricité	5
I.4.2.2. Rupture de barres et d'anneau de court-circuit	6
I.5. Techniques de diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage	7
I.5.1. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite	7
I.5.2. Diagnostic par analyse du courant statorique	8
I.5.3. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques	8
I.5.4. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites	8
I.5.5. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique	9
I.5.6. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée	9
I.6. Signatures spectrales et défauts de la machine asynchrone	9
I.7. Contenu spectral du courant statorique d'une machine asynchrone saine 1	1
I.7.1. Harmoniques d'encoches rotoriques RSHs (rotor slot harmonics) 1	1
I.7.2. Harmoniques de la force magnétomotrice (fmm)) 1	1
I.7.3. Harmoniques dus à la saturation 1	2
I.8. Conclusion 1	2

CHAPITRE II : Équations de Maxwell et modèles

II.1. Introduction	13
II.2. Rappel sur les lois de l'électromagnétisme	14
II.2.1. La densité de flux magnétique (induction magnétique)	14
II.2.2. Flux électrique et théorème de Gauss	14
II.2.2.1. Charge totale d'une région	14
II.2.2.2. Flux électrique et vecteur densité de flux D	14
II.2.2.3. Théorème de Gauss	15
II.2.2.4. Relation entre le vecteur densité de flux D et le vecteur champ électrique .	15
II.2.3. Force électromotrice d'auto-induction	15
II.2.4. La loi de Faraday	16
II.2.5. Le théorème d'Ampère	16
II.2.5.1. Théorème d'Ampère pour les circuits magnétiques	16
II.3. Équations de Maxwell et modèles	16
II.3.1. Modèle électrostatique	17
II.3.2. Modèle magnétostatique scalaire	18
II.3.3. Modèle magnétostatique vectoriel	19
II.3.4. Modèle électrocinétique	21
II.3.5. Modèles magnétodynamiques	22
II.3.5.1. Modèle général	23
II.3.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur	23
II.3.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur	24
II.3.5.4. Modèle bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur	25
II.3.5.5. Modèle linéaire exprimé en termes de champ magnétique	25
II.4. Méthode des éléments finis	26
II.5. Logiciels de calcul	28
II.5.1. Préprocesseur	29
II.5.2. Processeur de calcul	30
II.5.3. Postprocesseur	30
II.6. Conclusion	31

CHAPITRE III : Simulation de la machine par élément finis, résultats et interprétations

III.1. Introduction	32
III.2. Le choix du type d'encoche rotoriques	32
III.3. Géométrie et description physique du modèle 2D des deux machines	33
III.3.1. La machine asynchrone, 4 pôles, 1.1 kW, 48 encoches statoriques, 28 encoc	hes
rotoriques	33
III.3.2. La machine asynchrone, 2 pôles, 7.5 kW, 24 encoches statoriques, 20 encoc	ches
rotoriques	41
III.4. Analyse Spectrale du Courant Statorique	46
III.4.1. La Transformée de Fourier Rapide	47
III.4.2. Spectres des courants statoriques des deux machines à l'état sain	48
III.4.3. Spectres du courants statoriques de deux machines avec défaut d'excentricité	50
III.4.3.1. Interprétations	52
III.5. Conclusion	54

Conclusion générale	56
Références	58
Annexe	60

Liste des figures

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART

I.1	Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	2
I.2 dyna	Types d'excentricité : (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité mique	. 6
	CHAPITRE II : Équations de Maxwell et modèles	
II.1	Fonction d'interpolation d'un élément 2	27
II.2 Flux	Organisation du logiciel 2d 2	29
CHA	APITRE III : Simulation de la machine par élément finis, résultats et interprétations	
III.1 macl	Formes d'encoches rotoriques pour deux machine asynchrones triphasées à cage ;(a) hine 1.1 kW, encoche fermée(b) machine 7.5 kW, encoche semi-ouverte	33
III.2 oblic	Rotor avec conducteurs ques	33
III.3	Formes d'encoches rotoriques pour diverses classes de moteurs	35
III.4	La géométrie de la machine quadripolaire 1.1 kW	36
III.5 magi	Maillage du circuit nétique	36
III.6	Caractéristiques B(H) pour les parties ferromagnétiques	37
III.7 mod	Circuit électrique du èle	37
III.8	Répartition du bobinage statorique	38
III.9	Formes d'onde des tensions de phases de la machine	38
III.1) charg	0 Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone saine 1.1 kW (en pleine ge)	39
III.1 charg	1 Formes d'onde des courants de phases de la machine saine 1.1 kW saine (en pleine ge)	39
III.12	2 Vitesse de rotation de la machine saine en pleine charge	39
III.1.	3 Couple électromagnétique de la machine saine 1.1 kW en pleine charge	40

III.14 Distribution des lignes de flux magnétique dans le circuit magnétique:(a) au démarrage s;(b) à régime permanent
III.15 La géométrie de la machine quadripolaire 7.5 kW
III.16 Le maillage en éléments triangulaires de la machine bipolaire 7.5 kW 42
III.17 Circuit électrique du modèle
III.18 Répartition du bobinage statorique
III.19Formes d'onde des tensions de phases de la machine
III.20 Distribution des lignes de flux magnétique dans le circuit magnétique:(a) au démarrage s;(b) à régime permanent
III.21 Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone saine 7.5 kW (en pleine charge)
III.22 Formes d'onde des courants de phases de la machine saine 7.5 kW saine (en pleine charge)
III.23 Zoom du courant statorique de la machine asynchrone saine 7.5 kW (en pleine charge)
III.24 Vitesse de rotation de la machine saine en pleine
III.25 Couple électromagnétique de la machine saine 7.5 kW 46
III.26 spectres du coutant statorique de deux machines à l'état sain et à vide(a) machinequadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques
III.27 Spectres du courant statorique de deux machines à l'état sain et à vide [0 100](a) machine quadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques
III.28 Spectres du courant statorique de deux machines à l'état sain et en pleine charge [0 500](a) machine quadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques
III.29 Spectres du courant statorique de la machine 1.1 kW en pleine charge [0 100] (a)machine saine, (b) machine avec 20% d'excentricité statique
III.31 Spectres du courant statorique de la machine 7.5 kW en pleine charge [0 100] (a) machine saine, (b) machine avec 20% d'excentricité statique

Liste des symboles et abréviations

- *p* : Nombre de pair de pole
- R: Le nombre des barres rotorique
- s : Le glissement
- f_s : Fréquence d'alimentation
- f_v : Fréquence de vibration
- f_r : Fréquence rotorique
- f_{roul} : Fréquence caractéristique de défaut de roulement
- $f_{b.int}$: Fréquence caractéristique de bague intérieure
- $f_{b.ext}$: Fréquence caractéristique de bague extérieure
- f_{exc} : Fréquence caractéristique de défaut d'excentricité
- f_b : Fréquence caractéristique de défaut de barre cassé
- n_d : Ordre de l'excentricité dynamique
- n_b : Nombre d'élément roulant
- BD : Le diamètre d'un élément roulant
- PD : La distance entre les centres billes diamétralement opposé
- β : L'angle de contact des billes avec les bagues du roulement
- λ : Range des harmoniques du temps
- MCSA : Motor Current Signature Analysis
- FEM : Finit Element Method
- FMM : force magnétomotrice
- FFT : Fast Fourier Transforme
- RSHs : rotor slot harmonics

Introduction générale

Introduction générale

La majorité des secteurs industriels utilisent la machine asynchrone triphasée à cage. Car celle-ci est simple de construction, simple d'utilisation, robuste, nécessite peu d'entretien et de faible cout. Malgré ces qualités, ces machines peuvent subir des perturbations ou des défaillances auxquelles elles sont sensibles. Notre travail consiste à observer, à détecter et à confirmer l'existence de certains harmoniques dans le contenu spectral du courant statorique dans les états sain et en défaut d'excentricité statique. Pour cet objectif nous avons répartis notre travail en trois chapitres.

Le premier contient l'état de l'art, il présente la constitution de la machine, donne un exposé de plusieurs définitions en ce qui concerne le diagnostic suivi d'une présentation des différents défauts pouvant toucher la machine asynchrone ainsi que leurs origines et à la fin on y expose différentes techniques utilisées en diagnostic.

Dans le deuxième chapitre nous avons exposé *les lois fondamentales de l'électromagnétisme et les équations de Maxwell*. Car la théorie de la modélisation par éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Ensuite nous avons présenté l'architecture de l'outil logiciel Flux2d qui sera utilisé pour simuler la machine asynchrone triphasée à cage. Deux

Le troisième chapitre a été consacré à la construction, par éléments finis, de deux modèles magnétodynamiques pour deux machines différentes et à leur simulation. La collecte des résultats étant faites, leurs études et leurs interprétations ont été passionnantes et ceci a permis à l'aboutissement de résultats très satisfaisants.

Le mémoire est clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE I État de l'art

CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART

I.1. Introduction

I.1.

Vues leur robustesse et leur adaptation aux applications de faibles et de moyennes jusqu'aux fortes puissances, les moteurs asynchrones, et notamment ceux à cage, ont eu une bonne réputation. Malgré ces qualités, il est bien possible que ces moteurs présentent des défaillances causées par un vieillissement prématuré dû à des contraintes de différentes sources, c'est pourquoi les industriels sont toujours en quête de solutions préventives pouvant leur épargner des pannes brusques et imprévues et par suite, éviter des pertes économiques considérables. La modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic s'insère dans ce contexte. Aussi dans ce chapitre, on va présenter les constituants de la machine, puis on va énumérer les défauts pouvant toucher la machine asynchrone à cage et leurs origines et enfin on va passer en revue plusieurs techniques de diagnostic utilisées.

I.2. Constitution de la machine asynchrone triphasée à cage

Les machines asynchrones peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [1] :

> Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'aimantation électrique.

- > Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- > Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés à la figure



Fig.I.1 Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [2]

I.2.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone triphasée à cage est constitué de tôles d'acier dans les quelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance, plus importantes, découpées en sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Les enroulements statoriques sont placés dans des encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques [3].

I.2.2. Rotor

Les rotors des machines asynchrones triphasée à cage peuvent être de deux types :

- Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique. Les phases rotoriques sont disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine, ce qui permet de profiter des caractéristiques de ce type de rotor à savoir le démarrage, le freinage et la variation de vitesse du moteur par insertion de résistance.
- Les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres en cuivre utilisées pour les gros moteurs ou en aluminium pour les moteurs de petite puissance.
 Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit". Il existe différentes structures de rotor à cage dépendant principalement de la taille du moteur et de la charge qui sera objet de l'entraînement [3].

I.2.3. Les paliers

Les paliers, supportent l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil [4].

I.3. 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 [5] :

- 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,

I.4. Les principaux défauts dans la machine asynchrone

Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, c'est-à-dire, résultant d'une mauvaise conception, d'une mauvaise fabrication ou d'un mauvais montage du moteur, les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes [6] :

I.4.1. Défauts statoriques :

- Court circuit entre phases statoriques ou entre spires d'une même phase.
- Ouverture d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).

I.4.2. Défauts rotoriques :

- Rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- Défaut de roulements.
- Excentricité statique et/ou dynamique...

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 [6]:

- 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.4.2.1. Excentricité

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 [7] :

- 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, [7] :

- 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 (figure I.2.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 (voir figure I.2.c).

L'excentricité mixte : en réalité, les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. 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, 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 [7].



Fig.I.2 Types d'excentricité : (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité dynamique [7]

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 [8].

I.4.2.2. 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). 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. 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 [9].

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. La cassure 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 [9].

I.5. Techniques de diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage

Il existe une variété de techniques de diagnostic et de détection des défauts. Certaines d'entre elles sont basées sur l'observation et la mesure, tel que la mesure du champ magnétique, de bruit, de vibration, du courant...etc. d'autres sur la surveillance et la comparaison des caractéristiques électromécaniques avec celles du moteur sain (courant statorique, couple électromagnétique, et vitesse mécanique).

I.5.1. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Pratiquement, de multiples solutions permettent de capter le flux de fuite axial dans une machine électrique, tel que les sondes à effet Hall. Mais l'exemple de base consiste à enrouler une bobine autour de l'arbre de la machine, celle-ci sera le siège d'une FEM induite liée au flux de fuite axial. La réalité fait que les circuits électriques et magnétiques de la machine ne sont jamais parfaits à causes des tolérances et des défauts de fabrication parmi d'autres, et présentent souvent quelques degrés d'asymétrie permettant la génération des flux de fuite dont le contenu

spectral est lié directement aux harmoniques contenus dans les courants statoriques et rotoriques [8].

I.5.2. Diagnostic par analyse du courant statorique

Car il est facilement accessible, et vue sa capacité de détecter aussi bien les défauts électromagnétiques que mécaniques, l'analyse du courant statorique occupe une place privilégiée dans le diagnostic par analyse des signaux. Cette technique est connue sous l'abréviation MCSA (Motor Current Signature Analysis). La MCSA était l'objet de plusieurs travaux de recherche, elle consiste à affecter à chaque défaut une signature spectrale le caractérisant. Dans le même contexte, il a été démontré que la sévérité du défaut est fonction de l'amplitude des composantes fréquentielles qu'il génère, et notamment, des raies déjà présentes dans le moteur sain (harmoniques d'espace) [8].

I.5.3. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

Le diagnostic par l'analyse vibratoire fait partie des techniques mécaniques qui sont employées pour déceler des défauts au niveau des machines électriques. Une vibration est souvent accompagnée d'un bruit sonore qui peut être élevé même pour des faibles amplitudes de vibration. Les problèmes vibratoires dans les moteurs asynchrones ont une complexité accrue à cause de la présence de champs magnétique tournant. Selon leurs origines, ces problèmes sont d'ordres mécaniques ou magnétiques. En réalité, les moteurs électriques industriels sont généralement fixés sur des structures à supports communs avec l'équipement entraîné. Par conséquent, le spectre vibratoire devient très riche en harmoniques d'origines diverses (engrènement, roulement, desserrage, ...) transmises par les structures supports, ce qui complique le problème et impose l'identification des images vibratoires spécifiques [8].

I.5.4. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

Cette technique, est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite, par le flux rotorique, dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion du moteur du réseau. La rupture d'une barre va affecter directement la tension induite dans les enroulements statoriques. En utilisant cette approche, les effets de non – idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que la non – linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évités [9].

I.5.5. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Cette technique, permet de détecter aussi bien les défauts rotoriques que les défauts de courtcircuit entre spires dans les bobines statoriques. Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tous défauts, soit au niveau du stator ou au rotor, affectent directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signale du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de la santé du moteur [9].

I.5.6. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

La puissance instantanée est la somme des produit des courants est des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau des informations, apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres [9].

I.6. Signatures spectrales et défauts de la machine asynchrone

L'analyse spectrale est 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.

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, et plus particulièrement le courant statorique, soit mécaniques (vibration couple électromagnétique) ou bien magnétique (induction magnétique).

Le tableau I.1 resserre les signatures spectrales qui caractérisent les défauts de la machine asynchrone à cage [7].

Défauts	Signatures spectrales
Roulement	$f_{roul} = \left f_s \mp k f_v \right , k = 1, 2, \dots$ $f_{bille} = \frac{PD}{BD} f_r \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos \beta\right)^2 \right]$ $f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos \beta \right]$ $f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos \beta \right]$
Court-circuit statorique	$f_b = (1 \mp 2 k s) f_s, k = 1, 2, 3, \dots$
Excentricités	$f_{H} = \left \left(\lambda \mp (kR + n_{d}) \frac{(1 - s)}{p} \right) f_{s} \right $ $f_{exc} = \left f_{s} \mp k.f_{r} \right , k = 1, 2, 3, \dots$
<i>Cassure de barres rotoriques</i>	$f_b = f_s \left[\frac{n}{p} (1-s) \mp k \right], n = 1, 2, 3,, k = 1, 3, 5,$

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

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,

 β l'angle de contact des billes avec les bagues du roulement et f_r est la fréquence de rotation du rotor.

I.7. Contenu spectral du courant statorique d'une machine asynchrone saine

En réalité, l'induction magnétique dans l'entrefer n'est pas sinusoïdale, elle est fonction de différents paramètres, tels que la disposition du bobinage statorique et de la structure de la cage rotorique dans le cas des moteurs à cage.

I.7.1. Harmoniques d'encoches rotoriques RSHs (rotor slot harmonics)

Il a été démontré qu'en plus de l'harmonique fondamental des fréquences d'*RSHs*, apparaissent dans le spectre, elles sont généralement données par la formule suivante [8]:

$$f_{H} = \left| \left(\lambda \mp \left(kR + n_{d} \right) \frac{(1-s)}{p} \right) f_{s} \right|$$
(I.1)

 f_s : la fréquence du réseau d'alimentation.

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

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, $n_d = 1, 2, 3, ...,$ 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 nd=0, alors on obtient les fréquences des harmoniques d'encoches rotoriques comme suit:

$$f_{RSHs} = \left| \left(\lambda \mp R \frac{(1-s)}{p} \right) f_s \right|$$
(I.2)

$$f_r = \frac{(1-s)}{p} f_s \tag{I.3}$$

$$f_{RSHs} = \left| \lambda f_s \mp R f_r \right| \tag{I.4}$$

I.7.2. Harmoniques de la force magnétomotrice (fmm))

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, ceux sont des résultats du courant qui traverse le bobinage statorique et donc est une conséquence de la nature discrète des enroulements statoriques. Les composantes fréquentielles de la fmm sont données par la formule [7, 8]:

$$H_m = (6k \mp 1) f_s \tag{I.5}$$

avec $(k = \mp 1, \mp 2, ...)$

I.7.3. Harmoniques dus à la saturation

L'effet de saturation magnétique des pièces ferromagnétiques de la machine asynchrone génèrent des harmoniques qui sont localisés aux fréquences données par la relation suivante [8, 7] :

$$H_s = 3k f_s \tag{I.6}$$

avec k impair

I.8. Conclusion

Ce chapitre a servi à l'exposition des défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone triphasée à cage, leurs causes et leurs signatures, ainsi que les méthodes de diagnostic. De plus nous avons cités les harmoniques pouvant être présents même à l'état sain. Notre travail consiste à l'étude du contenu spectral du courant statorique de la machine asynchrone à cage dans les états sain et en défaut pour deux machines de différente géométrie et de puissance. Dans le prochain chapitre nous allons nous orienter vers un modèle plus réaliste, qui se rapproche le plus possible du comportement électromagnétique et du fonctionnement de la machine afin de nous rapprocher du but envisagé.

CHAPITRE II Équations de Maxwell et modèles

CHAPITRE II : Équations de Maxwell et modèles

II.1. Introduction

La mise au point d'une procédure de diagnostic ou d'étude du contenu spectral à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone rencontre un certain nombre de problèmes qui doivent être résolus. L'un de ces problèmes, et de loin le plus délicat, est le problème de la synthèse de modèles décrivant le comportement de la machine, ceci non pas d'une façon moyenne comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine.

En un premier temps, les méthodes classiques d'étude de ce type de machines ont utilisé des modèles simples. 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 fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent 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.

La considération du comportement électromagnétique local de la machine permet d'avoir une modélisation plus précise. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques représentant le circuit d'alimentation de la machine, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle. Pour avoir une idée précise de l'effet des défauts sur le comportement d'un moteur sans pour autant détruire des machines, nous pouvons les étudier avec un modèle qui représente la machine réelle. Dans ce but nous nous orientons vers la modélisation par la méthode des éléments finis, cette dernière qui a pour objet de permettre la représentation de l'état sain et l'état défectueux pour une machine asynchrone à cage.

II.2. Rappel sur les lois de l'électromagnétisme

II.2.1. La densité de flux magnétique (induction magnétique)

Le champ magnétique \vec{H} ne dépend que des charges (en mouvement) est indépendante du milieu. Le champ de force associé à \vec{H} est la densité de flux magnétique \vec{B} , qui est donnée par :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{II.1}$$

Où : $\mu = \mu_0 \mu_r$ est la perméabilité magnétique du milieu. L'unité de *B* est le Tesla.

La perméabilité du vide μ_0 a pour valeur numérique $4\pi \times 10^{-7}$ et pour unité le Henry par mètre, *H* / *m*. La perméabilité relative du milieu, est un nombre sans dimension très proche de l'unité.

On appelle flux magnétique, Φ , à travers une surface S, la quantité [11]:

$$\Phi = \int_{S} B \cdot dS \tag{II.2}$$

Le flux Φ peut être positif ou négatif selon le sens d'orientation choisi pour la perpendiculaire à la surface. L'unité de flux magnétique est le Weber, *Wb*.

II.2.2. Flux électrique et théorème de Gauss

II.2.2.1. Charge totale d'une région

La charge totale contenue dans un volume donné est définie par [11]:

$$dQ = \rho dv \quad (C) \tag{II.3}$$

On déduit :

$$Q = \int_{V} \rho dv \quad (C) \tag{II.4}$$

Il n'est pas nécessaire, bien sûr, que ρ soit constante à l'intérieur du volume v.

II.2.2.2. Flux électrique et vecteur densité de flux D

Par définition, *le flux électrique* Ψ , part des charges positives, et se termine sur les charges négative, en l'absence de charge négative, le flux Ψ se termine à l'infini. Egalement par définition, une charge électrique de 1C donne naissance à un flux électrique de 1C. Par conséquent [11]:

$$\Psi = Q \quad (C) \tag{II.5}$$

Tandis que le flux électrique Ψ est une quantité scalaire, la densité du flux électriques ou induction électrique est un champ de vecteurs noté D et dont la direction et le sens sont déterminés par les lignes de flux. Si dans le voisinage d'un point P, les lignes de flux ont la direction et le sens d'un vecteur unitaire **a**, et si une quantité $d\Psi$ de flux traverse la surface différentielle dS, perpendiculaire à **a**, le vecteur densité de flux électrique au point P est alors :

$$D = \frac{d\Psi}{dS}a \qquad (C/m^2) \tag{II.6}$$

Dans le cas général, D ne sera pas perpendiculaire à S. si D fait un angle θ avec la normale à l'élément de surface dS, le flux différentiel à travers dS est donnée par [11]:

$$d\Psi = D\,dS\cos\,\theta\tag{II.7}$$

II.2.2.3. Théorème de Gauss

En intégrant l'expression précédente de $d\Psi$ sur toute la surface fermée S, et en tenant compte du fait que $\Psi = Q$, on obtient [11]:

$$\oint D \cdot dS = Q_{\rm int} \tag{II.8}$$

C'est le théorème de Gauss, qui débit que *le flux total sortant d'une surface fermée est égal* à la charge totale contenue à l'intérieur de cette surface.

II.2.2.4. Relation entre le vecteur densité de flux D et le vecteur champ électrique E

Pour tout champ électrique dans un milieu isotrope de permittivité ε : [11]

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \tag{II.9}$$

Ainsi, les champs D et E ont exactement la même forme puisqu'ils ne diffèrent que par un facteur de proportionnalité qui est constante caractéristique du milieu. Mais, tandis que champ électrique E créé par une distribution de charges est fonction de la permittivité ε du milieu, la densité de flux électrique D ne l'est pas [11].

II.2.3. Force électromotrice d'auto-induction

Une tension v apparait aux bornes d'une bobine de N spires quand le flux ϕ commun à chaque spire varie dans le temps. Cette f.é.m induite est donnée par la loi de Faraday [11]:

$$\upsilon = -N\frac{d\phi}{dt} \tag{II.10}$$

Si la bobine est parcourue par un courant *i*, elle crée un flux propre ϕ dans chaque spire. On définit alors l'inductance propre (ou auto-inductance) de la bobine par [11]:

$$L = -N\frac{d\phi}{di} \tag{II.11}$$

II.2.4. La loi de Faraday

Quand un conducteur se déplace dans un champ magnétique, en coupant des lignes de flux, une force électromotrice est induite dans le conducteur. De la même manière une force f.é.m. est aussi induite si le flux varie à travers un circuit fixe. Dans les deux cas, cette tension ou f.é.m. induite et le taux de variation du flux sont liés par la loi de Faraday [11]:

$$\upsilon = -\frac{d\Phi}{dt} \tag{II.12}$$

II.2.5. Le théorème d'Ampère

L'intégrale curviligne de la composante tangentielle du champ magnétique H le long d'un contour fermé est égale au courant encerclé par le contour I_{enc} [11].

$$\oint H \cdot d\ell = I_{enc} \tag{II.13}$$

C'est le théorème d'Ampère.

II.2.5.1. Théorème d'Ampère pour les circuits magnétiques

Une bobine de N spires, parcourues par un courant I et enroulé autour d'une substance ferromagnétique, produit une force magnétomotrice (*f.m.m*) définie par NI, cette force s'exprime en Ampères-tours, donc on écrit [11]:

$$F = NI = \oint H \cdot d\ell \tag{II.14}$$

II.3. Équations de Maxwell et modèles

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques sont régis par : *les quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell et par les trois relations du milieu considéré* [12].

Nous disposons alors du système des sept équations suivantes [11, 12]:

$$rot \,\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{II.15}$$

$$rot \vec{H} = \vec{J}$$
 (en supposant que le courant de déplacement est négligeable) (II.16)

$$div B = 0 \tag{II.17}$$

$$div \vec{D} = \rho \tag{II.18}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \tag{II.19}$$

$$D = \varepsilon \vec{E} \tag{II.20}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{II.21}$$

Remarque : selon les matériaux utilisés, μ , ε et σ peuvent être soit des scalaires, modélisant alors le comportement de matériaux isotropes, soit des tenseurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie souvent rencontrés dans les machines électriques. Ces équations décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques mais, à l'heure actuelle, on ne peut pas les résoudre directement, dans la plupart des cas. De plus, suivant les dispositifs que l'on étudie, certains phénomènes deviennent négligeables ; les équations se découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples [12].

II.3.1. Modèle électrostatique

Il décrit tous les dispositifs dans lesquels le champ électrique est produit par des charges dont la répartition et la valeur ne varient pas en fonction du temps.

La conception d'isolateurs et l'étude de la tenue des diélectriques sont les problèmes les plus caractéristiques.

Les équations correspondantes s'écrivent [12]:

$$rot \vec{E} = \vec{0} \qquad \text{car} \qquad \left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \vec{0}\right) \tag{II.22}$$

$$div\,\vec{D} = \rho \tag{II.23}$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \tag{II.24}$$

La relation (II.22) permet de définir une fonction *potentiel scalaire électrique V*, ou tension électrique, telle que $\vec{E} = -gra\vec{d}V$.

Le modèle se ramène alors à l'équation :

$$div\left(\varepsilon \cdot gra\vec{d}V\right) + \rho = 0 \tag{II.25}$$

On peut dire que les techniques numériques actuelles apportent une solution à ce problème dans la plupart des cas. En effet, l'inconnue est le scalaire V, ce qui impose donc une seule valeur à calculer en chaque point.

II.3.2. Modèle magnétostatique scalaire

Dans ce modèle, on suppose que les *courants électriques sont nuls dans la pièce à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps*. On obtient alors les relations [12]:

$$rot \vec{H} = \vec{0} \tag{II.26}$$

$$div B = 0 \tag{II.27}$$

C'est le cas des dispositifs pour lesquels les champs sont créés par des forces magnétomotrices extérieures et indépendantes du dispositif étudié ou bien par des aimants permanents. Dans ce dernier cas, on dispose de la loi :

$$\dot{B} = \mu \dot{H} + \dot{B}_r \tag{II.28}$$

La relation (II.26) implique qu'il existe une fonction potentiel scalaire magnétique telle que :

$$\vec{H} = -gra\vec{d}\,\psi\tag{II.29}$$

On obtient donc l'équation :

$$div(\mu grad \psi) = div \vec{B}_r \tag{II.30}$$

C'est l'établissement *des conditions aux limites* qui peut poser quelques problèmes à l'ingénieur qui voudrait utiliser ce modèle. En effet, il faut fournir les valeurs des champs sur les limites du domaine étudié. Ces valeurs doivent être calculées par ailleurs. Cela implique, souvent, l'hypothèse que le champ extérieur à la pièce étudiée ne soit pas modifié par la présence ou l'absence de cette pièce dans le dispositif total. Il faut alors prendre garde de vérifier la validité de cette hypothèse lors de l'utilisation de ce modèle. Dans un tel cas, on doit fournir, sur les limites de l'étude, soit les valeurs de Φ qui sont facilement calculables (si la composante tangentielle du champ magnétique peut être supposée nulle sur le bord), soit les valeurs de la dérivée normale $\partial \Phi/\partial n$ lorsque la composante normale de l'induction magnétique est connue sur

la limite. En outre, la présence d'aimants ne complique pas le traitement qui peut tenir compte de lois de comportements non linéaires [12].

II.3.3. Modèle magnétostatique vectoriel

Comme dans le modèle précédent, on suppose que *le champ magnétique est produit par des* sources indépendantes du temps. Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ est alors *nul* et les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} sont découplés. Par contre, on désire modéliser un objet parcouru par des courants *non nuls*. On obtient alors les équations suivantes [12]:

$$rot \vec{H} = \vec{J} \tag{II.31}$$

$$div\,\vec{B} = 0\tag{II.32}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \tag{II.33}$$

La condition (II.32) permet de définir une fonction *potentiel vecteur magnétique* \vec{A} telle que :

$$\vec{B} = rot \,\vec{A} \tag{II.34}$$

Pour que soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition :

$$div \dot{A} = 0 \tag{II.35}$$

Qui est la plus simple à mettre en œuvre. Mais cette condition, appelée *jauge de Coulomb*, n'est pas toujours la meilleure et peut être adaptée afin d'éviter quelques difficultés numériques auxquelles elle peut conduire [12].

On obtient donc le système d'équations :

$$rot\left(\frac{1}{\mu}rot\,\vec{A}\right) = \vec{J} + rot\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}_r\right) \tag{II.36}$$

$$div \dot{A} = 0 \tag{II.37}$$

Auquel il faut ajouter la loi de comportement des matériaux :

$$\frac{1}{\mu} = f(\vec{B}) \tag{II.38}$$

qui exprime la relation non linéaire existant entre les champs \vec{B} et \vec{H} , due à la saturation du matériau magnétique (notamment dans les carcasses de fermeture de flux magnétique).

Dans ce modèle, les conditions aux limites doivent porter sur le potentiel vecteur.

On annule généralement les composantes tangentielles de \vec{A} sur les limites atteignant l'infini (en fait suffisamment éloignées pour que l'énergie magnétique puisse être supposée nulle sur ces limites). Sur les axes de symétrie de révolution, la condition $\vec{A} = 0$ s'impose.

Sur les plans de symétries géométrique et magnétique, la condition $\vec{A}_n = 0$ (portant sur la composante normale de \vec{A}) et la condition $\frac{\partial \vec{A}_t}{\partial n} = \vec{0}$ (portant sur les composantes tangentielles de

 \vec{A}) expriment que les lignes d'induction leur sont orthogonales. Muni des conditions aux limites précédemment définies, le problème aux dérivées partielles obtenu a une solution unique. Mais, contrairement au cas précédent, on doit déterminer *trois inconnues* en chaque point, les composantes \vec{A}_x , \vec{A}_y , \vec{A}_z de \vec{A} . Dans les problèmes tridimensionnels, cela conduit à traiter des systèmes linéaires très volumineux, donc coûteux à résoudre.

C'est pourquoi, lorsque la pièce étudiée est suffisamment longue, l'analyse peut être menée sur une coupe qui ramène l'étude à un problème bidimensionnel. Alors, si les courants qui créent le champ magnétique sont orthogonaux au plan d'étude (cas de presque toutes les machines tournantes *longues*), le potentiel vecteur n'a plus qu'une composante. En outre, la condition (II.37) est alors vérifiée automatiquement. Si la coupe a été réalisée perpendiculairement à l'axe Oz, le potentiel vecteur *A* a une seule composante non nulle, *A*_z. L'équation aux dérivées partielles est alors [12]:

$$rot\left(\frac{1}{\mu}rot\,\vec{A}_z\right) = \vec{J}_z + rot\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}_r\right) \tag{II.39}$$

La résolution de ce problème relève alors des mêmes techniques que celles qui traitent les modèles électrostatiques et magnétiques scalaires déjà rencontrés. La technique actuelle permet donc d'utiliser ce modèle même dans le cas où μ est une fonction non linéaire de \vec{B} et où μ est un tenseur. De même, la présence d'aimants ne crée pas de difficulté particulière insurmontable [12].

Lorsque les *pièces étudiées possèdent une symétrie de révolution* (cas des inducteurs de chauffage par induction, des noyaux de transformateurs, etc.), le potentiel vecteur n'a alors plus qu'une seule composante \vec{A}_{θ} dans un repère cylindrique. L'équation devient [12]:

$$rot\left(\frac{1}{\mu}rot\,\vec{A}_{\theta}\right) = \vec{J}_{\theta} + rot\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}_{r}\right) \tag{II.40}$$

pour laquelle la condition de jauge (II.37) est automatiquement vérifiée.

Enfin, dans tous ces modèles, les termes *sources* s'expriment en fonction des courants qui parcourent les conducteurs. Ces termes doivent donc être connus, soit sous la forme des densités de courant \vec{J} (le générateur de courant qui les produit étant alors supposé parfait), soit sous la forme $\sigma \cdot grad V$ (le générateur de tension qui les produit étant également supposé parfait).

II.3.4. Modèle électrocinétique

Il est utilisable lorsque l'on veut étudier la répartition du courant électrique dans des *conducteurs isolés soumis à des différences de potentiel continues*. Dans ce cas, le modèle est défini par les équations suivantes [12]:

$$rot \vec{E} = \vec{0} \tag{II.40}$$

$$div\,\vec{J} = 0\tag{II.41}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{II.42}$$

La condition (II.40) implique qu'il existe encore un *potentiel électrique scalaire V*, la tension électrique, tel que $\vec{E} = -gra\vec{d}V$. On doit donc résoudre l'équation de Laplace :

$$div(\sigma \cdot grad V) = 0 \tag{II.43}$$

avec deux types de conditions aux limites [12] :

- la différence de potentiel est connue entre deux parois ; V est donc fixé sur ces limites (condition de Dirichlet);
- > la dérivée normale $\partial V/\partial n$ est nulle sur les limites des conducteurs entourés d'isolants (conditions de Neumann homogène).

Ce modèle pose peu de problèmes particuliers et la technique actuelle permet de le traiter, même dans les cas tridimensionnels complexes. Le cas où la conductivité σ est une grandeur tensorielle (conductivité anisotrope) peut également être pris en compte.

II.3.5. Modèles magnétodynamiques

Ces modèles s'appliquent aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps. Le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'est plus nul; les champs électrique et magnétique sont alors couplés par la présence des courants induits (ou courants de Foucault). Pour représenter l'état électromagnétique en un point, on doit alors recourir simultanément au potentiel vecteur magnétique \vec{A} précédemment défini (car div $\vec{B} = 0$) et au potentiel scalaire électrique V. En effet, le système s'écrit [12]:

$$\vec{B} = rot \,\vec{A} \tag{II.43}$$

$$rot\left(\vec{E} + \frac{\partial\vec{A}}{\partial t}\right) = \vec{0}$$
(II.44)

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -gra\vec{d} V \tag{II.45}$$

On obtient alors les équations :

$$rot\left(\frac{1}{\mu}rot\,\vec{A}\right) + \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} + \sigma \cdot grad\,\vec{V} = \vec{J}_{ex}$$
(II.46)

$$div\left(\varepsilon \cdot gra\vec{d}V\right) + div\left(\varepsilon\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}\right) + \rho = 0$$
(II.47)

Remarque :

- Ces dernières équations supposent implicitement que \vec{B}_r soit nul, car elles ont trait aux matériaux ferromagnétiques conducteurs.
- Dans l'équation (II.46), \vec{J}_{ex} représente la densité des courants d'excitation qui alimentent le dispositif électrotechnique étudié (et qui sont alors supposés produits par un générateur de courant parfait) ; la valeur de ces courants doit être connue afin de pouvoir traiter ce modèle.
• Le potentiel vecteur \vec{A} ne peut pas être défini par la seule condition $\vec{B} = rot \vec{A}$; on doit également fixer sa divergence et ce choix donne naissance aux divers types de modèles étudiés ci-après

II.3.5.1. Modèle général

Dans le cas le plus complexe où la *densité volumique de charge n'est pas nulle*, la fonction V doit être évaluée. Il faut alors découpler les équations (II.46) et (II.47). La condition de jauge [12]:

$$div\,\vec{A} = \boldsymbol{\sigma} \cdot \boldsymbol{\mu} \cdot \boldsymbol{V} \tag{II.48}$$

Conduit au système :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + rot \left(\frac{1}{\mu} rot \vec{A}\right) + gra\vec{d} \left(\frac{1}{\mu} div \vec{A}\right) = \vec{J}_{ex}$$
(II.49)

$$\varepsilon \cdot \sigma \cdot \mu \frac{\partial V}{\partial t} + div \left(\varepsilon \cdot gra\vec{d} V \right) = -\rho \tag{II.50}$$

Ce modèle permet donc de tenir compte des phénomènes électromagnétiques très généraux, mais les équations (II.49) et (II.50) sont très coûteuses à résoudre car, en tout point, les quatre grandeurs \vec{A}_x , \vec{A}_y , \vec{A}_z et V doivent être calculées. De plus, la loi de répartition des inconnues varie très rapidement sur le bord des pièces conductrices à cause de l'*effet de peau* et la perméabilité μ dépend fortement du module du champ magnétique \vec{H} dans les pièces métalliques (effet de saturation). Ces équations sont donc non linéaires et peuvent poser de délicats problèmes de convergence.

En conclusion, dans le cas général, notamment sur des pièces de géométrie complexe tridimensionnelles, ce modèle ne peut pas être résolu avec les techniques actuelles. C'est pourquoi des modèles simplifiés doivent être utilisés [12].

II.3.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Lorsque la *densité volumique de charge est nulle* (ce qui est le cas dans presque tous les dispositifs à induction classiques), *V* peut être considéré comme nul à l'infini et la jauge [12]:

$$div A = 0 \tag{II.51}$$

Conduit à l'équation

$$div\left(\varepsilon \cdot gra\vec{d}\,V\right) = 0\tag{II.52}$$

qui, munie de la condition aux limites V = 0, conduit à démontrer que V est identiquement nul partout. Le modèle se réduit alors à :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + rot \left(\frac{1}{\mu} rot \vec{A}\right) = \vec{J}_{ex}$$
(II.53)

$$div\,\vec{A} = 0 \tag{II.54}$$

La mise en œuvre de ce modèle demeure malgré tout en limite de la capacité des ordinateurs classiquement utilisés dans les outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) actuels. C'est pourquoi des modèles plus simples doivent être mis en œuvre, lorsque les approximations auxquelles ils conduisent ne sont pas trop importantes en regard de la précision recherchée.

II.3.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Dans ce modèle, on suppose que la *perméabilité ne dépend pas de l'induction*. De plus, on considère que la fonction V est uniformément nulle (comme dans le cas précédent). Si les courants d'excitation \vec{J}_{ex} sont alternatifs, on peut utiliser une représentation de Fresnel pour modéliser leur variation temporelle. L'utilisation des nombres complexes permet alors de remplacer le terme [12]:

$$\sigma \cdot \frac{\partial \dot{A}}{\partial t}$$
 par $j \omega \sigma \vec{A}$ (II.55)

avec j unité imaginaire $(j_2 = -1)$,

 ω pulsation des sources.

$$j\omega\sigma\vec{A} + rot\left(\frac{1}{\mu}rot\,\vec{A}\right) = \vec{J}_{ex}$$
(II.56)

$$div\,\vec{A} = 0 \tag{II.57}$$

Ce modèle peut être utilisé pour des études tridimensionnelles. Il conduit cependant à déterminer *trois inconnues* \vec{A}_x , \vec{A}_y , \vec{A}_z en chaque point, ce qui entraîne des analyses coûteuses. Lorsque la géométrie le permet, les modèles bidimensionnels peuvent donner d'excellents résultats [12].

II.3.5.4. Modèle bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur

Dans le cas d'objets suffisamment longs, ou pourvus d'une symétrie de révolution, les courants sont généralement perpendiculaires au plan dans lequel on conduit l'étude. Le potentiel vecteur n'a plus alors qu'une seule composante \vec{A}_z (orthogonale également au plan de l'étude) et la condition $div \vec{A}_z = 0$ est naturellement vérifiée. Le modèle se réduit alors à [12]:

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}_z}{\partial t} + rot \left(\frac{1}{\mu} rot \, \vec{A}_z\right) = \vec{J}_{ex} \tag{II.58}$$

qui ne comporte qu'une seule inconnue. Ce modèle est particulièrement simple et efficace. Son utilisation est donc très répandue : étude des *moteurs à induction*, des *dispositifs de chauffage par induction, des transformateurs*, etc.

II.3.5.5. Modèle linéaire exprimé en termes de champ magnétique

Dans ce modèle, on limite l'étude aux *pièces conductrices plongées dans un champ* magnétique variant dans le temps. Aucun courant d'excitation n'est présent $(\vec{J}_{ex} = \vec{0})$. Cependant, des courants induits se développent dans ces pièces [12].

Le modèle peut alors s'écrire :

$$rot \vec{H} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{0}$$
(II.59)

En prenant le rotationnel de cette expression et en supposant que σ est constant, on obtient :

$$rot\left(rot\,\vec{H}\right) + \sigma\mu\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = \vec{0} \tag{II.60}$$

Ce modèle devient particulièrement intéressant dans des *analyses bidimensionnelles*, lorsque l'on peut supposer que les courants induits se développent dans le plan de l'étude. En effet, dans ce cas, le champ magnétique \vec{H} n'a plus qu'une seule composante \vec{H}_z perpendiculaire à la coupe analysée. On est donc en présence du modèle :

$$rot\left(rot\,\vec{H}_z\right) + \sigma\,\mu\frac{\partial\vec{H}_z}{\partial t} = \vec{0} \tag{II.61}$$

Dans le cas de sources sinusoïdales, la notation complexe conduit alors à :

$$rot(rot \vec{H}_z) + j \,\omega \sigma \,\mu \vec{H}_z = \vec{0} \tag{II.62}$$

Mais on ne peut trouver la solution d'un tel problème que si l'on peut fournir la valeur du champ magnétique \vec{H} sur les limites de la pièce étudiée. Cette contrainte impose donc de coupler ce modèle avec un autre moyen de calcul qui détermine le champ extérieur.

Cela peut souvent être réalisé lorsqu'il est possible de supposer que le champ extérieur n'est pas déformé par la présence de la pièce étudiée, ce qui revient à négliger ce que les électrotechniciens appellent *la réaction d'induit dans les machines*.

Ce modèle très efficace doit donc être utilisé avec prudence en vérifiant la validité des hypothèses qui le sous-tendent.

II.4. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est très puissante pour la résolution des équations aux dérivées partielles. Cette méthode ne s'applique pas directement aux équations aux dérivées partielles, mais à une formulation intégrale qui est équivalente au problème à résoudre, en utilisant l'une des deux approches suivantes :

- La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue.
- La méthode variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié.

Autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. Elle conduit à des tailles importantes en mémoire des calculateurs et à des temps de calcul long qui nécessite souvent des stations de travail pour la résolution des problèmes industriels.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par élément finis nous apporte plusieurs avantages [10, 13]:

- ✓ Prise en compte de la géométrie de la machine.
- ✓ Prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques.
- ✓ Prise en compte de l'effet de peau dans les barres rotoriques.

✓ 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.

La méthode consiste à mailler l'espace en régions élémentaires dans lesquelles on représente la grandeur recherchée par une approximation polynomiale. Le maillage peut être constitué de triangles ou de rectangles aux sommets desquels on recherche les valeurs de l'inconnue en supposant que, dans ce domaine, l'inconnue varie linéairement en fonction des coordonnées. Une telle méthode nécessite donc de mailler tout l'espace étudié (y compris l'espace environnant) [13].

Sur chaque élément du découpage, la fonction d'interpolation est de la forme :

$$A = \sum_{m=1}^{n_{s}} A_{m} \phi_{m}(x, y)$$
(II.63)

Où ns est le nombre de sommets de cet élément.

Le polynôme d'approximation (du second degré pour un élément quadrilatéral est déterminé par ces coefficients (ici six).

$$\varphi_m(x, y) = a_m + b_m x + c_m y + d_m x^2 + e_m xy + f_m y^2$$
(II.64)

Les coefficients peuvent être déterminés par les valeurs de la fonction en des points particuliers appelés nœuds de l'élément (ici les sommets du triangulaire dans la figure II.1). Ainsi, le potentiel est défini à l'intérieur de chaque élément [13].



Fig.II.1 Fonction d'interpolation d'un élément

Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit, alors, à un système algébrique de la forme :

$$[K][A] + [F] = 0 (II.65)$$

Où [A] est un vecteur dont les composantes sont les inconnues du problème et représentent les valeurs nodales du potentiel magnétique ; [K] est une matrice symétrique dont les composantes sont fonction des propriétés magnétiques des matériaux composant le système et indépendantes des sources du champ ; [F] est une vecteur fonction des sources du champ (courants, tensions, aimants). Ainsi la détermination des valeurs, $A_1, A_2, ..., A_n$, que la fonction inconnue A(x, y) prend en chaque nœud de chaque élément de découpage, représente le déroulement des calculs pour arriver à la solution du problème [13].

II.5. Logiciels de calcul

La mise en œuvre d'une méthode numérique de calcul de champ ouvre inévitablement sur un logiciel qui lui est associé. Si, lors des premières tentatives de calcul par des méthodes numériques, on écrivait, pour chaque nouveau problème, un programme différent tenant compte de sa géométrie particulière, de ses particularités physiques et de ses conditions aux limites, on s'oriente aujourd'hui vers les logiciels généraux dont la structure informatique est adaptée au traitement d'un grand nombre de problèmes d'un même type [12].

Ces logiciels ont pratiquement tous la structure représentée sur la figure II.2 qui consiste en un programme, appelé préprocesseur, qui permet, à l'aide de techniques issues de la Conception Assistée par Ordinateur (CAO), de décrire la géométrie du domaine, ses propriétés physiques et ses conditions aux limites et de réaliser un découpage de manière automatique ou manuelle avec assistance du programme. Le processeur de calcul résout les équations linéaires, ou non linéaires, issues de l'assemblage des éléments et fournit un ensemble de résultats bruts qui sont les valeurs de la grandeur inconnue en tous les nœuds du découpage. Ces résultats, stockés dans un fichier de sortie, sont alors repris par le postprocesseur qui les met en forme pour fournir au concepteur un ensemble de résultats cohérents sous la forme de grandeurs physiques significatives (flux, forces, couples, énergies, inductances) ou de courbes associées aux grandeurs physiques intéressantes (induction le long de l'entrefer, champ électrique le long d'un isolant, etc.) [12].



Fig.II.2 Organisation du logiciel Flux2d

II.5.1. Préprocesseur

La première des fonctions du préprocesseur est la *description de la géométrie de la machine* que l'on veut étudier. Dans la plupart des logiciels, cette opération est programmée suivant le principe d'un jeu de construction. À partir des points dont les coordonnées sont entrées au clavier, on définit des lignes (qui peuvent être des segments de droite ou des arcs de courbe) et l'on décrit des régions comme des parties de domaine délimitées par ces lignes. À chaque région est attribué un matériau extrait d'une base de données.

La fonction suivante du préprocesseur est la *discrétisation en éléments finis*. Cette fonction de maillage, qui représente une opération complexe, est intégrée au logiciel. Cependant, on met aussi à la disposition de l'utilisateur une procédure semi-automatique qui permet de construire une discrétisation adaptée au type de problème que l'on traite, en fonction de la solution attendue (effet de peau dans les conducteurs plongés dans un champ magnétique variable par exemple) [12].

II.5.2. Processeur de calcul

À partir des éléments de la géométrie et de la physique de l'appareil et du découpage en éléments finis du domaine, le processeur fait le calcul des éléments et réalise l'assemblage des éléments pour construire la matrice globale et le second membre du problème. La résolution des équations est ensuite enchaînée de manière automatique en laissant à l'utilisateur le soin de définir la précision recherchée et le nombre maximal d'itérations qu'il autorise dans le cadre de la méthode de Newton-Raphson [12].

II.5.3. Postprocesseur

À l'intérieur de ce module, on présente les résultats 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 utilise, surtout si le logiciel autorise la visualisation de courbes équipotentielles associées à des valeurs choisies du potentiel (permettant de définir aussi des surfaces qui pourraient être matérialisées par des conducteurs pour obtenir une répartition de champ électrique déterminée). En magnétostatique, les lignes équiflux, ou un ensemble de vecteurs d'induction, informent sur la répartition du champ. Enfin, dans l'étude des courants induits, on peut, en fixant l'instant de la représentation, se ramener au cas précédent, mais aussi tracer les lignes d'égale densité de puissance dissipée, afin de caractériser la localisation des pertes par effet Joule associées aux courants induits. Enfin, le postprocesseur doit comporter le calcul de grandeurs globales, telles que les forces et les couples, les forces électromotrices, l'énergie ou les inductances et les capacités qui sont généralement les paramètres que le concepteur cherche à évaluer afin de les introduire dans le modèle global des performances de la machine qu'il est en train de définir [12].

II.6. Conclusion

Une bonne connaissance de l'électromagnétisme, partie de la physique qui traite les relations entre les phénomènes électriques et magnétiques, est une des bases nécessaires à l'électrotechnicien ; nous nous sommes donc efforcés de présenter dans ce chapitre un exposé logique, précis, utile sur les lois fondamentales de l'électromagnétisme et les équations de Maxwell.

La théorie de la modélisation par éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Cette dernière est présentée dont le but d'une utilisation numérique à travers des outils logiciels, les différents modèles sont bien exposés dans ce chapitre. Ensuite on a exposé l'architecture de l'outil logiciel Flux2d qui sera utilisé pour simuler la machine asynchrone triphasée à cage.

Finalement et à partir des modèles présentés dans ce chapitre, on peut conclure que le modèle magnétodynamique par le couplage entre les deux circuits : électrique et magnétique en utilisant l'outil logiciel Flux2d, est le plus proche de la réalité, aussi il nous assure une grande souplesse d'utilisation, cette technique de modélisation sera appliquée sur la machine asynchrone dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

Simulation de la machine par éléments finis, résultats et interprétations

CHAPITRE III : Simulation de la machine par élément finis, résultats et interprétations

III.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de vérifier par la méthode éléments finis le contenu spectral du courant statorique des machines asynchrones triphasées à cage bipolaire et quadripolaire, à l'état sain et avec défaut d'excentricité. L'analyse par éléments finis permet de lever certaines hypothèses simplificatrices. On introduira la non linéarité des matériaux ferromagnétiques et l'effet d'encochage.

L'utilisation des équations de Maxwell, à partir des formes locales, permet de résoudre le problème. La résolution analytique correspondante est complexe et ne permet pas de traiter le phénomène de saturation que de façon approchée. Il existe de nombreux logiciels comme : Maxwell2D/3D, COMSOL, Opéra, Flux 2D/3D qui permettent d'aborder cette approche difficile. Le but principal de ces logiciels est de déterminer la cartographie du champ magnétique présent dans les machines électriques dans l'objectif d'optimiser le dimensionnement de ces dernières. Pour ce travail, on utilise le logiciel Flux2D.

L'étude exposée concerne la machine asynchrone triphasée quadripolaire de 1.1 kW, et la machine asynchrone triphasée bipolaire de 7.5 kW. L'analyse sera axée sur le spectre du courant statorique à l'état sain et à l'état défectueux.

III.2. Le choix du type d'encoche rotoriques

Lors de la schématisation des encoches rotoriques, nous nous sommes posé la question pourquoi y a-t-il plusieurs formes d'encoches rotoriques (figure III.1) dont le nombre diffère d'une machine à l'autre. La réponse vient dans le récit de la référence [14]

Pour le choix du nombre d'encoches rotoriques, il n'existe aucune théorie. Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou de résultats pratiques pour déterminer ce nombre. Ce nombre est fonction du nombre de paires de pôles p et du nombre d'encoches statoriques. Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine. Ils sont établis à partir de certaines règles pratiques basées sur des observations expérimentales [14].



Fig.III.1 Formes d'encoches rotoriques pour deux machine asynchrones triphasées à cage ; (a) machine 1.1 kW, encoche fermée (b) machine 7.5 kW, encoche semi-ouverte

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches sont habituellement du type semiouvert, mais on utilise des fois des encoches fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les barres de gros moteur sont généralement en cuivre ou, à l'occasion, en laiton. Par contre, les barres des petits moteurs sont en aluminium ; on utilise de plus en plus le couplage d'aluminium pour des moteurs de plusieurs dizaines et même de quelques centaines de kilowatts.

Pour former le rotor, on empile généralement les laminations de façon que les conducteurs soit obliques par rapport à l'axe du moteur (figure III.2). Cette disposition a pour effet de réduire considérablement le bruit et les sous-harmoniques durant l'accélération et de donner un démarrage et une accélération plus uniforme, en plus d'éviter l'accrochage et les oscillations à faible charge.



Fig.III.2 Rotor avec conducteurs obliques [14]

La NEMA (National Electrical Manufacturers Association) classifie les moteurs à cage d'écureuil comme suit [14]:

- Classe A : moteurs à couple normal et à courant de démarrage normal
- Classe B : moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage
- Classe C : moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage
- Classe D : moteurs à fort glissement
- Classe F : moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu' à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encoche du rotor d'un moteur A n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur ; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessité, dans la plupart des cas, l'ajout d'un compensateur ou d'un démarreur spécifique comme un autotransformateur, des résistances ou un démarreur électronique. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus [14].

Le moteur de classe B est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites (figure III.3.b). Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteurs ; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrer ce moteur à pleine tension ; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A. le couple au démarrage demeure toutefois normal [14].

Un moteur de classe C possède un rotor à double cage décureuil (figure III.3.c). On peut construire cet enroulement de différentes facons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort. Lorsque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible ; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur [14].



Fig.III.3 Formes d'encoches rotoriques pour diverses classes de moteurs : (*a*) *classe A*, (*b*) *classe B*, (*c*) *classe C*, (*d*) *classe D*, (*e*) *classe F* [14]

Un moteur de classe D a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section (figure III.3.d), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15% et même 20% [14].

Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe F sont placés loin de l'entrefer (figure III.3.e). Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible [14].

III.3. Géométrie et description physique du modèle 2D des deux machines

III.3.1. La machine asynchrone, 4 pôles, 1.1 kW, 48 encoches statoriques, 28 encoches rotoriques

La géométrie, le maillage en éléments triangulaires de la machine asynchrone étudiée, sont présentés dans les figures III.4 et III.5. Le modèle éléments finis correspond à une machine à cage d'écureuil de 1.1 kW, 230 V, 50 Hz et 4 pôles.

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) (figure III.6), 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 (ρ_{cu}=1.724 10⁻⁸ Ω.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, dont la résistivité de ce dernier sera utilisée.



Fig.III.4 La géometrie de la machine quadripolaire 1.1 kW



Fig.III.5 Maillage du circuit magnétique



Fig.III.6 Caractéristiques B(H) pour les parties ferromagnétiques

Le circuit électrique présenté dans la figure III.7 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'écureuil) contient 28 barres rotoriques et les paramètres électriques de la cage d'écureuil.

La figure III.8, illustre la répartition du bobinage dans les encoches statoriques.

La figure III.9 représente les formes d'onde des tensions de phases de la machine asynchrone triphasée à l'état sain.



Fig.III.7 Circuit électrique du modèle



Fig.III.8 Répartition du bobinage statorique



Fig.III.9 Formes d'onde des tensions de phases de la machine

Les figures III.10 à III.13 montrent les résultats obtenus par simulation de la machine à l'état sain et en pleine charge. La première représente le courant d'une phase, la seconde son zoom sur quelques périodes. La figure qui suit représente la grandeur vitesse et la dernière celle du couple. D'après le modèle magnétodynamique de la machine asynchrone saine, on peut obtenir des représentations de la répartition des lignes de flux magnétiques, en fixant l'instant de la représentation, comme illustré dans la figure III.14. La distribution des lignes de flux au début du calcul avant d'atteindre le régime permanent montre que les lignes du champ magnétique traversent les barres orthogonalement aux parois verticales (figure III.14.a). Quand la machine passe au régime permanent (figure III.14.b), les lignes de flux sont présentées jusqu'à l'intérieur du rotor. Nous remarquons bien la présence de quatre pôles, la distribution des lignes est presque symétrique par rapport aux axes des pôles.



Fig.III.10 Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone saine 1.1 kW (en pleine charge)



Fig.III.11 Formes d'onde des courants de phases de la machine saine 1.1 kW saine (en pleine charge)



Fig.III.12 Vitesse de rotation de la machine saine en pleine charge



Fig.III.13 Couple électromagnétique de la machine saine 1.1 kW en pleine charge



Fig.III.14 Distribution des lignes de flux magnétique dans le circuit magnétique: (a) au démarrage s; (b) à régime permanent

III.3.2. La machine asynchrone, 2 pôles, 7.5 kW, 24 encoches statoriques, 20 encoches rotoriques

La géométrie, le maillage en éléments triangulaires de la machine asynchrone étudiée, sont exposés dans les figures III.15 et III.16. Le modèle éléments finis correspond à une machine à cage d'écureuil de 7.5 kW, 380 V, 50 Hz et 2 pôles.

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) (figure III.6), et 48 encoches statoriques qui sont définies par un matériau non magnétique d'une perméabilité magnétique égale à 1.
- Entrefer: d'épaisseur égale à 0.5 mm, sa perméabilité magnétique est égale à 1.
- Rotor: contient un noyau ferromagnétique caractérisé par une courbe d'aimantation B(H), et 20 barres d'aluminium, dont la résistivité de ce dernier sera utilisée.



Fig.III.15 La géometrie de la machine quadripolaire 7.5 kW

Le maillage comporte 15543 éléments triangulaires et 29455 nœuds. L'exploitation principale du modèle éléments finis a pour objectif de visualiser le spectre du courant statorique, 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. Ces paramètres sont nécessaires pour assurer un compromis raisonnable entre la précision et la rapidité de calcul numérique.



Fig.III.16 Le maillage en éléments triangulaires de la machine bipolaire 7.5 kW



Fig.III.17 Circuit électrique du modèle



Fig.III.18 Répartition du bobinage statorique

Le circuit électrique présenté à la figure III.17 est couplé avec le circuit magnétique du modèle. Pour bien représenter le circuit électrique de la machine il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court-circuit).

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé qui contient des barres rotorique, des résistances et des inductances de fuite correspondant aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes), où V1, V2 et V3 sont les sources de tension d'alimentation. B1, B2, B3 représentant le bobinage statorique. R1, R2, et R3 sont les résistances de chute de tension dans le réseau. L1, L2 et L3 sont les inductances de fuite des têtes de bobines, elles sont calculées analytiquement [15].

La figure III.18, illustre la répartition du bobinage dans les encoches statoriques.

La figure III.19 représente les formes d'onde des tensions de phases de la machine asynchrone triphasée à l'état sain.



Fig.III.19 Formes d'onde des tensions de phases de la machine

D'après le modèle élément finis de la machine asynchrone saine, on peut tirer la répartition des lignes de flux magnétiques, en fixant l'instant de la représentation, comme illustré dans la figure III.20. La répartition des lignes de flux au début du calcul avant d'atteindre le régime permanent montre que les lignes du champ magnétique traversent les barres orthogonalement aux parois verticales (figure III.20.a). Quand la machine passe au régime permanent (figure III.20.b), les lignes de flux sont présentées jusqu'à l'intérieur du rotor. Nous remarquons bien la présence d'une paire de poles, la distribution des lignes est symétrique par rapport aux axes des pôles.



Fig.III.20 Distribution des lignes de flux magnétique dans le circuit magnétique: (a) au démarrage s; (b) à régime permanent

Les figures III.21 à III.25 exposent les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone saine et en pleine charge. La première représente le courant d'une phase, la seconde figure rassemble ensemble avec agrandissement les trois courants des phases, la troisième son zoom sur quelques périodes. La figure qui suit représente la grandeur vitesse et la dernière celle du couple. Ces résultats sont conformes à ceux de la littérature.



Fig.III.21 Courant d'une phase statorique de la machine asynchrone saine 7.5 kW (en pleine charge)



Fig.III.22 Formes d'onde des courants de phases de la machine saine 7.5 kW saine (en pleine charge)



Fig.III.23 Zoom du courant statorique de la machine asynchrone saine 7.5 kW (en pleine charge)



Fig.III.24 Vitesse de rotation de la machine saine en pleine



Fig.III.25 Couple électromagnétique de la machine saine 7.5 kW

III.4. Analyse Spectrale du Courant Statorique

Plusieurs phénomènes entrent en jeu pendant le fonctionnement du moteur asynchrone à cage et affectent essentiellement les courants d'alimentation en modifiant leurs formes.

Les allures temporelles ne donnent pas beaucoup d'informations, donc on est obligé d'aller vers les méthodes de traitement de signal. Plusieurs techniques du traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : le couple, la vitesse, les courants, le flux, les vibrations,...

Dans ce mémoire, on va utilier la méthode basée sur la Transformée de Fourier Rapide (FFT), c'est un outil mathématique très utilisé. Elle permet de décrire n'importe quel signal par son spectre de fréquence.

III.4.1. La Transformée de Fourier Rapide

On rappelle que la transformée de Fourier Rapide X(f) d'un signal x(t) continu dans le temps est donnée par [16]:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$
(III.1)

Dans notre travail, les signaux à analyser sont les courants statoriques acquis par la simulation. L'acquisition a été faite selon les paramètres suivants :

Pour la machine quadripolaire 1.1 kW:

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000 Hz$;
- Le temps d'acquisition : $T_a = 6 \sec \alpha$
- Le nombre des échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e \cdot T_a = 10000 \times 6 = 60000$ échantillons ;
- La résolution fréquentielle : $\Delta f = \frac{1}{T_a} = \frac{1}{60000} = 0.166 \, Hz$.

Pour la machine bipolaire 7.5 kW:

La machine de 1.1 kW a été simulée avec une unité informatique rapide dont l'espace de stockage quoique important a été épuisé car un seul exemple occupe un espace mémoire de 90 G octets, aussi le temps de calcul pour chaque exemple dure au moins trois jours, ce qui nous poussé à réduire le pas de simultion à 10^{-3} s pour la deuxième machine de deux pôles ce qui a réduit la finesse de la résolution.

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 1000Hz$;
- Le temps d'acquisition : $T_a = 4 \sec t$
- Le nombre des échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e \cdot T_a = 10000 \times 4 = 40000$ échantillons ;
- La résolution fréquentielle : $\Delta f = \frac{1}{4} = 0.25 \, Hz$.

On parle d'échantillons donc il est impossible de calculer la FFT X(f) pour une valeur quelconque de la fréquence f. Par suite on ne calcule la FFT que pour des multiples de Δf . C'est la notion de la Transformée de Fourier Discrète (DFT). En conséquence, la DFT X(n) d'un signal échantillonné x(k) est donnée par [16]:

$$X(n) = \sum_{k=1}^{N_e} x(k) e^{-j2\pi k \frac{n}{N_e}} \text{ avec } n = 1, 2, \dots, N_e$$
(III.2)

Il est important de noter que la résolution fréquentielle joue un rôle primordial quant à la clarté du spectre. Elle doit être de faible valeur pour qu'on puisse séparer les harmoniques proches [16]. Pour le moment, les spectres dans cette partie sont visualisés dans une échelle logarithmique normalisée par rapport au maximum.

III.4.2. Spectres des courants statoriques des deux machines à l'état sain

Les figures III.26 et III.27 montrent à l'échelle décibels les spectres du courant statorique des deux machines à l'état sain et à vide. La première figure illustre les spectres sur une plage de 1000 Hz. Celles qui suivent sur des plages moindres.



Fig.III.26 Spectres du coutant statorique de deux machines à l'état sain et à vide (*a*) *machine quadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques*



Fig.III.27 Spectres du courant statorique de deux machines à létat sain et à vide [0 100] (*a*) *machine quadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques*



Fig.III.28 Spectres du courant statorique de deux machines à létat sain et en pleine charge [0 500] (a) machine quadripolaire 28 encoches rotoriques, (b) machine bipolaire 20 encoches rotoriques

D'après les figures III.26 à III.28, certains 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: qui sont localisés aux fréquences; 150 Hz, 450 Hz, et 750 Hz, ces fréquences sont vérifiées à partir de la formule:

$$H_s = 3k f_s \tag{III.3}$$

avec k impair

Une série d'harmoniques de la force magnétomotrice (fmm): ces harmoniques sont les plus distingués dans le spectre du courant statorique de la machine asynchrone, leur présence est conforme à la définition de la fmm [8], ceux sont des résultats du courant qui traverse le bobinage statorique et donc est une conséquence de la nature discrète des enroulements statoriques. Les composantes fréquencielles de la fmm se situent aux fréquences: 50 Hz, 250 Hz, 350 Hz, et 550 Hz et sont données par la formule:

$$H_m = (6k \mp 1) f_s \tag{III.4}$$

avec $(k = \mp 1, \mp 2, ...)$

Une série d'harmoniques d'encoches rotoriques RSHs: l'existence de ces harmoniques ne dépend pas uniquement de la fmm, de la perméance du stator, du rotor et des dentures du stator et du rotor mais aussi d'une relation qui combine le nombre de paire de pôles et les barres rotoriques.

Généralement les fréquences des RSHs sont données par la formule suivante :

$$f_{H} = \left| \left(\lambda \mp \left(kR + n_{d} \right) \frac{(1-s)}{p} \right) f_{s} \right|$$
(III.5)

Les spectres du courant obtenus à partir de la machine de 1.1 kW sont satisfaisants et sont conformes à ceux de la littérature car les harmoniques : de saturation, de la *mmf* et des *RSHs* occupent leur emplacements prévues par les relations qui leur correspondent. Ceci est du au fait que l'acquisistion des courants a été faite avec une bonne résolution. Malheureusement ce n'est pas le cas pour le deuxième moteur car il y a un manque d'espace mémoire et la nouvelle machine informatique n'est pas assez rapide, ce qui nous a poussé à réduire le temps de simulation et la fréquence d'échantillonage. Ceci a pour conséquence une mauvaise résolution et par suite les harmoniques peuvent ne pas être à leur place.

III.4.3. Spectres du courants statoriques de deux machines avec défaut d'excentricité

La figure III.29 montre les spectres de courant statorique de 0 à 100 Hz pour la machine 1.1 kW saine et avec 20% de défaut d'excentricité statique, on peut bien remarquer l'absence des signatures de défaut, on peut noter seulement des légères perturbations concernant les amplitude de *RSHs*.

La figure III.29 montre les spectres du courant statorique de 0 à 100 Hz pour la machine de 1.1 kW saine et avec 20% de défaut d'excentricité statique, à l'opposé de ce qui est prévu, aucune signature spectrale n'est apparue dans le spectre, on peut noter seulement de légères perturbations concernant les amplitudes des *RSHs*.

La figure III.30 montre les spectres de l'induction magnétique dans l'entrefer de 0 à 100 Hz pour la machine de 1.1 kW saine et avec 20% de défaut d'excentricité statique, les signatures specrales de défaut sont *bien présentées* dans le spectre de l'induction magnétique d'entrefer, elles sont situées aux fréquences :

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



Fig.III.29 Spectres du courant statorique de la machine 1.1 kW en pleine charge [0 100] (a) machine saine, (b) machine avec 20% d'eccentricité statique



Fig.III.30 Spectres de l'induction magnétique de la machine 1.1 kW en pleine charge [0 100] (b) machine saine, (b) machine avec 20% d'eccentricité statique

La figure III.31 représente les spectres du courant statorique dans la gamme 0--200 Hz pour la machine de 7.5 kW, saine et avec 20% de défaut d'excentricité statique, de même que pour la machine précédente nous nous attendions à découvrir des harmoniques qui correspondent à ceux du défaut d'excentricité statique mais hélas, aucune signature spectrale n'est apparue dans le spectre, nous avons observés seulement de légères perturbations concernant les amplitudes des *RSHs*.



Fig.III.31 Spectres du courant statorique de la machine 7.5 kW en pleine charge [0 100] (a) machine saine, (b) machine avec 20% d'eccentricité statique

III.4.3.1. Interprétations

En observant les spectres du courant sain et celui en défaut, pour le défaut d'excentricité statique, nous avons constatés qu'il n y a aucun harmonique spécifique survenu après la simulation des défauts.

L'apparition ou l'existence des *PSHs* dans le spectre du courant statorique n'est pas automatique. Elle dépend essentiellement du rapport R/p du nombre de paires de pôles et celui

des encoches rotoriques de la machine [17]. Si le rapport R/p n'est pas un nombre entier, l'apparition des *PSHs* n'est pas possible.

$$f_{PSH_S} = \left| \left(\lambda \mp R(1-s)/p \right) f_s \right|$$
(III.6)

La relation qui lie le nombre de paires de pôles et le nombre des encoches rotoriques est assurée par la formule suivante:

$$R = 2 p \left[3 \left(m \pm q \right) \pm r \right] \pm k \tag{III.7}$$

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 de k:

- Pour k = 1, la formule II.4 sera bien satisfaite pour observer les harmoniques du défaut d'excentricité; soit statique pure ou dynamique pure, qui seront fortement présents dans le spectre du courant statorique. Dans ce cas les *PSHs* ne sont pas générés dans le spectre du courant statorique.
- 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.
- Les PSHs se révèlent dans le spectre du courant statorique si et seulement si la formule suivante est satisfaite:

$$R = 2 p \left[3(m \pm q) \pm r \right]$$
(III.8)

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

$$R = 2(2)[3(2)+1] = 28$$
 (III.9)

La deuxième machine possède 20 encoches rotoriques et 1 paire de pôles p=1, pour $m \pm q = 2$ et r = 1, on obtient:

$$R = 2(1) [3(2) - 1] = 20$$
(III.10)

La formule III.7 est satisfaite, et on a ainsi: (R/p = 28/2 = 14, R/p = 20/1 = 20), d'après la littérature, dans ce cas, la machine est appelée: *PSHs-Moteur (PSHs-Motor)*, pour ce type de machines 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 qui seront absents dans le spectre du courant statorique. 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 quel que soit le type de machines asynchrones, et quelle que soit la combinaison entre le nombre de paires de pôles et le nombre des barres rotoriques.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisés les modèles magnétodynamiques de deux machines, par éléments finis à deux dimensions, l'une de 1.1 kW, l'autre de 7.5 kW. Ces deux machines sont asynchrones triphasées et à cage. La première possède quatre pôles magnétiques et 28 barres rotoriques tandis que la deuxième a deux pôles magnétiques et 20 barres rotoriques.

Nous signalons que lors de la phase de construction des circuits magnétiques des machines, nous avons observés que les formes des encoches rotoriques des deux machines sont totalement différentes. Alors que les formes des encoches statorique sont sensiblement trapézoïdales. Dans la première machine la couronne est circulaire tandis que dans la deuxième la couronne est linéique. Après une étude approfondie sur la conception de la machine asynchrone triphasée à cage, nous avons trouvés que les formes des encoches rotoriques ont une forte relation avec les paramètres de la machine tels que le couple, le courant de démarrage etc. Aussi nous avons su que l'augmentation du nombre des encoches rotoriques ainsi que le nombre des encoches statoriques n'est une relation linéaire avec l'augmentation de la puissance. Cependant la puissance est fortement liée à d'autres paramètres électriques et géométriques telle que la longueur du paquet de tôles magnétiques (la première machine de 1.1 kW possède une longueur de 55 mm alors la deuxième machine de 7.5 kW en possède une de 125 mm) etc.

Nous rappelons que la méthode des éléments finis exige un outil informatique puissant et rapide. Aussi rapide qu'il soit, cette méthode consomme un temps de simulation très important. Malheureusement l'outil informatique en notre possession est loin de répondre à ces normes, par conséquent nous étions dans l'obligation de réduire le pas d'échantillonnage et le temps de simulation même si cela a pour conséquence la perte de résolution. Car un seul exemple nécessite au moins trois jours de calcul, temps que nous ne possédons pas.

Aussi après la simulation des deux modèles et leurs solutions, nous avons collectés les résultats à partir du logiciel Flux2D pour l'état sain. Nous avons noté qu'auparavant dans les modèles des machines asynchrones à cage avec leurs hypothèses simplificatrices, les résultats

obtenus des courants statoriques pour les cas de l'état sain sont purement sinusoïdaux, alors qu'avec la méthode des éléments finis, on note la présence de fort bruit même dans l'état sain car dans ces modèles on tient compte des effets de saturation et d'encochage, constat synonyme que le modèle reflète la réalité du comportement électromagnétique de la machine et est très proche de la machine réelle. Dans ces résultats les spectres du courant statorique des deux machines contiennent tous les harmoniques prévus et connus dans la littérature, avec des emplacements qui diffèrent à cause du nombre de barres et de la résolution.

Ensuite nous avons simulé l'état de défaut d'excentricité pour les deux machines avec un degré de 20%. Les résultats acquis sur le spectre du courant statorique ne contiennent aucun harmonique lié au défaut d'excentricité statique. Par contre, le test sur l'induction magnétique dans l'entrefer a montré la présence et l'existence de raies spectrales signatures de défaut d'excentricité statique. Par suite une recherche bibliographique a confirmé l'apparition de ces harmoniques dans le spectre du courant statorique qui est due à une relation entre le nombre de paires de pôles p et le nombre d'encoches rotoriques R. Dans notre cas, nous aurions aimé observer les deux cas mais malheureusement les deux machines ont un rapport $\frac{R}{p}$ entier ce qui

impose l'observation d'un seul cas d'harmoniques spectraux de défaut d'excentricité statique ou dynamique observable uniquement dans l'induction magnétique dans l'entrefer mais totalement absents dans le courant statorique.

Nous faisons la remarque que la méthode MCSA (Motor Current Signatures analysis) reste la méthode la plus utilisée et la plus simple à mettre en œuvre par rapport aux autres techniques de détection et de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.

Aussi nous sommes arrivés à la conclusion que la conception et la construction de la machine asynchrone à cage autrement dit la géométrie, le nombre d'encoches statoriques, le nombre de barres rotoriques ainsi que le type de bobinage, etc. a une influence sur le contenu spectral du courant statorique dans l'état sain ou de défaut, sans oublier que la saturation des matériaux ferromagnétiques a ses propres harmoniques dans le contenu spectral.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire est d'observer, de détecter et de confirmer l'existence de certains harmoniques dans le contenu spectral du courant statorique dans les états sain et en défaut d'excentricité statique. Pour ce faire nous avons modélisés deux machines par la méthode des éléments finis, certes cette méthode demande énormément d'espace mémoire et surtout de temps de calcul pouvant durer pour un seul exemple, plus de trois jours mais en ce qui concerne la fidélité ou la finesse dans le comportement ou le fonctionnement de la machine, cette méthode rapproche finement et de manière remarquable la réalité de la machine qu'aucune autre méthode n'est en mesure de fournir. Par suite pour faire connaitre cette méthode nous lui avons consacrés le deuxième chapitre. Nous avons commencés par exposer les lois fondamentales de l'électromagnétisme et les équations de Maxwell. Car la théorie de la modélisation par éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Cette dernière est présentée dont le but d'une utilisation numérique à travers des outils logiciels, les différents modèles ont été bien exposés dans ce chapitre. Ensuite nous avons présenté l'architecture de l'outil logiciel Flux2d qui sera utilisé pour simuler la machine asynchrone triphasée à cage. Ceci étant en cours de la réalisation des deux machines, nous avons appris que l'augmentation du nombre d'encoches rotorique ne signifie pas une augmentation de la puissance comme le prouve les machines que nous avons utilisés (la première machine de 1.1 kW possède une longueur de 55 mm alors la deuxième machine de 7.5 kW en possède une de 125 mm) mais qu'elle est fortement liée à d'autres paramètres électriques et géométriques telle que la longueur du paquet de tôles magnétiques. Aussi les formes des encoches rotoriques ont une forte relation avec les paramètres de la machine tels que le couple, le courant de démarrage etc.

Aussi après la simulation des deux modèles et leurs solutions, nous avons collectés les résultats à partir du logiciel Flux2D pour l'état sain. Nous avons noté qu'auparavant dans les modèles des machines asynchrones à cage avec leurs hypothèses simplificatrices, les résultats obtenus des courants statoriques pour les cas de l'état sain sont purement sinusoïdaux, alors qu'avec la méthode des éléments finis, on note la présence de fort bruit même dans l'état sain car dans ces modèles on tient compte des effets de saturation et d'encochage, constat synonyme que le modèle reflète la réalité du comportement électromagnétique de la machine et est très proche de la machine réelle.
Dans ces résultats les spectres du courant statorique des deux machines contiennent touts les harmoniques prévus et connus dans la littérature, avec des emplacements qui diffèrent à cause du nombre de barres et de la résolution.

Ensuite l'état de défaut d'excentricité avec un degré de 20% a été simulé pour les deux machines. Le spectre du courant statorique ne contient aucun harmonique lié au défaut d'excentricité statique. Par contre, le spectre de l'induction magnétique dans l'entrefer a montré la présence et l'existence de raies spectrales signatures de défaut d'excentricité statique. Par suite une recherche bibliographique a confirmé l'apparition de ces harmoniques dans le spectre du courant statorique qui est due à une relation entre le nombre de paires de pôles p et le nombre d'encoches rotoriques R. Dans notre cas, nous aurions aimé observer les deux cas mais malheureusement les deux machines ont un rapport $\frac{R}{p}$ entier ce qui impose l'observation d'un seul cas d'harmoniques spectraux de défaut d'excentricité statique ou dynamique observable uniquement dans l'induction magnétique dans l'entrefer mais totalement absents dans le courant statorique.

Nous faisons la remarque que la méthode MCSA (Motor Current Signatures analysis) reste la méthode la plus utilisée et la plus simple à mettre en œuvre par rapport aux autres techniques de détection et de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.

Aussi nous sommes arrivés à la conclusion que la conception et la construction de la machine asynchrone à cage autrement dit la géométrie, le nombre d'encoches statoriques, le nombre de barres rotoriques ainsi que le type de bobinage, etc. a une influence sur le contenu spectral du courant statorique dans l'état sain ou de défaut, sans oublier que la saturation des matériaux ferromagnétiques a ses propres harmoniques dans le contenu spectral.

Comme perspectives, nous suggérons la modélisation et la simulation de machines où le rapport

 $\frac{R}{p}$ est différent.

Références

- [1] SADOK BAZINE, "Conception et implémentation d'un méta-modèle de machines asynchrones en défaut", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, France, 2009.
- [2] *GAËTAN DIDIER*, "*Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2004.
- [3] KERFALI SAMIR, "Contribution à la surveillance et au diagnostic des défauts de la machine asynchrone", Thèse Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [4] AZOUZI KHALED, "Modélisation d'un moteur asynchrone pour le suivi de la sévérité des défauts rotorique par l'approche de la fonction d'enroulement", Mémoire de Magister (Ecole doctorale), Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2011.
- [5] HALEM NOURA, "Étude et simulation du modèle multi-enroulements de la machine asynchrone", Mémoire d'Ingéniorat, Université de Biskra, Algérie, Juin 2007.
- [6] VASEGHI BABAK, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires modélisation-réduction du courant de défaut", Thèse de Doctorat, Université de Nancy, France, 2009.
- [7] HALEM NOURA, "Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage en vue du diagnostic par la méthode des éléments finis", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2015.
- [8] *A. GHOGGAL ADEL*, "*Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts*", mémoire de magister, Université de Batna ,2005.
- [9] SAHRAOUI MOHAMMED "Contribution à l'étude du diagnostic de la machine asynchrone", mémoire de Magistère, Université Mohamed Khider Biskra 2003.
- [10] HALEM NOURA, "Modélisation des machines asynchrones en vue du diagnostic avec prise en compte adéquate de circuit magnétique par éléments finis", mémoire de Magistère, université d'El-Oued, Algérie, 2010.

- [11] A. EDMINISTER JOSEPH, "Electromagnétisme", cours et problèmes, traduction en français CLAUDE LEPOITTEVIN-CASTELIN, quatrième tirage, série Schaum, 1985.
- [12] J.C SABONNADIERE et J.L COULOMB "Calcul des champs électromagnétiques". Techniques de l'Ingénieur D3020.
- [13] M. BOUHARKAT, "Etude de l'évolution des courant rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique", Thèse de doctorat, université de Batna. Février 2006.
- [14] *REAL-PAUL BOUCHARD* et *GUY OLIVIER* "Conception de moteurs asynchrones triphasés", édition de l'école Polytechnique de Montréal, 1997.
- [15] SAKER WALID "Diagnostic des défauts de machine asynchrones par analyse de la puissance instantanée", mémoire de Master, université de Biskra, 2018.
- [16] SAHRAOUI MOHAMMED, "Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2010.
- 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.

Annexe

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

Caractéristiques de la machine asynchrone triphasée à cage 1.1 kW

Chamituia at habingga			
Geometrie et bobinage			
Générale			
Epaisseur d'entrefer	g = 0.3 mm		
Longueur du paquet de tôles	l= 55 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 barres		
Résistivité du matériau (aluminium)	$\rho_{Al} = 2.826^{e} - 8 \Omega m$		
Diamètre extérieur	$D_r = 89.8 \text{ mm}$		
Diamètre de l'arbre	$D_{arbre} = 27.94 \text{ mm}$		

Paramètres		Valeurs
MACHINE	Puissance	7.5kW
	Courant	8.89 A
	Tension	380V
	Fréquence	50Hz
	Vitesse nominale	2925tr/min
	Nombre de paires de pôles	1
	Longueur du paquet de tôles	125mm
STATOR	Nombre d'encoches	24
	Nombre de spires par phase	208
	Connexion	Y
	Diamètre extérieur	120mm
	Diamètre intérieur	90.4mm
	Résistance par phase	1.54Ω
ROTOR	Nombre d'encoches	20
	Diamètre extérieur	119mm
	Diamètre intérieur	40mm
ENTREFER	Epaisseur	0.5mm

Caractéristiques de la machine asynchrone triphasée à cage 7.5 kW







