

UNIVERSITE LILLE 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES POUR L'INGENIEUR

Doctorat

Génie Electrique

Jalal CHEAYTANI

CALCUL PAR ELEMENTS FINIS DES PERTES SUPPLEMENTAIRES DANS LES MOTORISATIONS PERFORMANTES

Soutenu le 29 février 2016

Devant le jury composé de :

M. Jean-Claude VANNIER	Président
M. Anouar BELAHCEN	Rapporteur
M. Yacine AMARA	Rapporteur
M. Jean-Philippe LECOINTE	Examineur
M. Maxime DESSOUDE	Invité, EDF R&D
M. Abdelkader BENABOU	Examineur, Co-encadrant
M. Abdelmounaïm TOUNZI	Examineur, Directeur de Thèse

Remerciements

Je tiens au cours de ces paragraphes à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à cette thèse et grâce auxquels ce travail a été possible.

Je remercie d'abord mon directeur de thèse, le Professeur Abdelmounaïm Tounzi pour m'avoir encouragé et aidé durant toute la durée de la thèse, pour tous les aspects scientifiques et administratifs.

Je tiens à remercier mon encadrant Abdelkader Benabou pour son aide tout au long de cette thèse, surtout dans les domaines de matériaux et de pertes. Je remercie également Thomas, Loïc et Julien pour leur aide avec le code_Carmel et pour leurs nombreuses interventions qui m'ont permis de résoudre les différents problèmes numériques que j'ai fait face durant ma thèse. Je remercie aussi Olivier qui a rendu possible la partie expérimentale du dernier chapitre.

Merci également à Maxime Dessoude, mon correspondant EDF, de m'avoir beaucoup aidé du côté industriel, pour les connaissances qu'il m'a fait partager et pour sa disponibilité concernant toutes mes demandes. Je tiens à remercier aussi toutes les personnes d'EDF R&D qui m'ont aidé et surtout Romain Bailleul pour la partie expérimentale du deuxième chapitre.

Je remercie Messieurs le Professeur Anouar Belahcen et Yacine Amara d'avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse et l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail. Merci aussi aux autres membres du jury, Jean-Claude Vannier et Jean-Philippe Lecointe pour avoir accepté de juger ce travail, puis particulièrement à M. Vannier pour avoir présidé le jury.

Je remercie aussi Claire pour ses qualités humaines et pour l'aide reçue du côté administratif durant toutes les années de ma thèse. Merci également à tous les membres du laboratoire L2EP.

Un grand merci à mes amis thésards, grâce à eux j'ai passé trois années merveilleuses à Lille :

- Mircea et Radu, les twin towers qui m'ont appris des belles phrases en roumain, qui m'ont fait découvrir les petites cotes à l'ail et qui m'ont permis de s'intégrer rapidement au labo et me sentir chez moi à Lille.

- Laure, ma voisine de bureau et la râleuse du labo (heureusement beaucoup moins après le livre), merci pour toutes les discussions, les sorties et les soirées qu'on a eu ensemble, et pour avoir ajouté une touche féminine au groupe.
- Guillaume, le Wikipédia du groupe, merci de nous avoir appris le tarot (l'atout essentiel pour réussir une thèse), fait découvrir par chez toi et surtout merci pour le tiramisu qu'il était super bon mais qu'on a eu le plaisir d'en manger qu'une seule fois.
- Clément Siemens, la force tranquille du groupe, merci pour tout : les concerts, festivals, les bières et la corse. En plus, c'est bien de trouver une personne avec qui on partage les mêmes idéologies.
- Ludo, Clément musclé, Smail, Oriol, Kévin, Marc, Laurent, Roberta, Ehdi merci pour tous les moments qu'on a passé ensemble au boulot et à l'extérieur durant les trois années de ma thèse.

Je remercie aussi mes autres collègues : Ali, Antoine, Tony, Clément papa, Carlos, Ke, Zuqi, Zifu, et toutes les autres personnes que j'ai côtoyés.

Également je remercie mes amis hors du laboratoire pour tous les moments agréables qu'on a passé ensemble.

Je tiens à remercier tous les membres de ma famille qui m'ont toujours aidé et qui ont toujours été à mes côtés dans les moments difficiles, surtout mes tantes et mes cousins.

Merci à mon frère mon styliste professionnel qui m'a toujours soutenu et qui était toujours là au bon moment malgré la distance qui nous sépare.

Je remercie spécialement mes parents pour leur soutien, encouragement, effort, sacrifice et amour. Ils n'ont jamais douté de moi et de mes rêves et ils ont tout fait pour que je puisse les réaliser. Merci pour tout ce que vous avez fait pour moi, pour tout ce que vous m'avez appris, c'est grâce à vous que je suis arrivé là. Même si je ne le montre et je ne le dis pas toujours, sachez bien que je vous aime beaucoup.

Finalement je remercie toutes les personnes qui m'ont soutenu de près ou de loin, merci pour votre confiance et votre amour.

“We wind a simple ring of iron with coils; we establish the connections to the generator, and with wonder and delight we note the effects of strange forces which we bring into play, which allow us to transform, to transmit and direct energy at will. We arrange the circuits properly, and we see the mass of iron and wires behave as though it were endowed with life,”

(Nikola Tesla)



Résumé

Les pertes supplémentaires en charge dans les machines électriques représentent une contribution non-négligeable aux pertes totales. Elles constituent un point clé pour une évaluation exacte de l'efficacité énergétique des moteurs. L'objectif de ce travail a donc été d'investiguer les pertes supplémentaires, de déterminer et de quantifier leurs origines tout en effectuant une modélisation précise des machines électriques étudiées. Le modèle de calcul des pertes supplémentaires, développé dans la thèse, est basé sur l'essai normalisé de bilan de puissances. L'utilisation de ce dernier nécessite des modèles de calcul des pertes fer et des pertes par courants induits harmoniques. Le choix s'est porté sur des modèles de calcul des pertes en post-traitement d'un code par éléments finis. Ces modèles ont été testés dans un premier temps sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) où l'influence des harmoniques de découpage a été étudiée. Ensuite, les pertes supplémentaires ont été calculées pour un moteur de 500 kW et deux moteurs de 6 kW à barres droites et inclinées. Plusieurs études ont été effectuées sur les origines des pertes supplémentaires, comme les flux de fuite d'extrémités, les flux de fuite zig-zag ainsi que les flux de fuite d'inclinaison, et leurs contributions ont été quantifiées. La comparaison des résultats simulés avec les mesures issues des essais effectués sur la MSAP et sur les deux maquettes montre une bonne concordance. Ces résultats démontrent la capacité des modèles proposés à estimer les pertes fer, les pertes par courants induits et les pertes supplémentaires avec une bonne précision pour différents types de machines électriques et différents points de fonctionnements.

Mots-cles : Pertes supplémentaires en charge, machines électriques, méthode des éléments finis, pertes fer, courants induits, analyse harmonique, validation expérimentale

Abstract

The stray load losses (SLL) in electrical machines represent a non-negligible contribution to the total losses and are a key point for an accurate evaluation of the energy efficiency of the considered device. The aim of this work is to investigate the SLL, to determine and quantify their origins using precise models of the studied motors. The SLL model calculation, developed in this thesis, is based on the normalized Input-Output test. This later requires models for the core and harmonic eddy current losses. The choice has been made for calculating the losses in the post- processing step of a finite element code. These models were tested, first, on a permanent magnet synchronous machine (PMSM), where the influence of the carrier harmonics is studied. Then, the SLL were calculated for a 500 kW induction motor and for two 6 kW motors with skewed and non-skewed rotor bars. Several studies have been performed to study the origins of the SLL such as the end-region leakage fluxes, the zig-zag leakage fluxes and the skew leakage fluxes, and quantify their contributions. The comparison, between the simulation results and those measured on the PMSM and both 6 kW motors, shows a good agreement. This demonstrates the ability of an accurate estimation of the core, eddy currents and SLL losses using the proposed post-processing calculation method, for different types of electrical machines under different operating conditions.

Key words: Stray load losses, electrical machine, finite element method, iron losses, eddy currents, harmonic analysis, experimental validation

Table de Matières

RESUME.....	VII
ABSTRACT.....	IX
TABLE DE MATIERES.....	XI
LISTE DE FIGURES.....	XIII
INTRODUCTION GENERALE	1
1. PROBLEMATIQUES DES PERTES SUPPLEMENTAIRES ET ETAT DE L'ART.....	5
1.1 CLASSIFICATION DES PERTES DANS UNE MACHINE ELECTRIQUE.....	5
1.1.1 Les machines électriques	5
1.1.2 Les pertes Joule	7
1.1.3 Les pertes fer	8
1.1.4 Les pertes mécaniques	14
1.1.5 Les pertes supplémentaires	15
1.2 LES PERTES SUPPLEMENTAIRES EN CHARGE	15
1.2.1 Définition et problématiques	15
1.2.2 Origines des pertes supplémentaires.....	16
1.2.3 Essais et mesures expérimentales	23
1.3 MODELES POUR LE CALCUL DES PERTES	29
1.3.1 Modèles pour le calcul des pertes fer	29
1.3.2 Modèles pour le calcul des pertes supplémentaires	33
1.4 SYNTHESE	37
2. CHOIX DE MODELES ET VALIDATION	39
2.1 LA METHODE DES ELEMENTS FINIS	39
2.1.1 Equations de Maxwell	40
2.1.2 Lois de comportement	40
2.1.3 Conditions aux limites	41
2.1.4 Les formulations en magnétostatique et en magnétodynamique	42
2.1.5 Domaine discret	43
2.1.6 Prise en compte de la non-linéarité	45
2.1.7 Prise en compte du mouvement.....	46
2.1.8 Couplage circuit.....	46
2.2 CHOIX DU MODELE	47
2.2.1 Modèles de calcul des pertes fer	47
2.2.2 Modèles de calcul des pertes par courants induits	52
2.2.3 Modèles de calcul des pertes supplémentaires.....	55
2.3 VALIDATION DANS LE CAS D'UNE MSAP	56
2.3.1 Caractéristiques de la machine et modèle numérique.....	56
2.3.2 Validation du modèle numérique en fonctionnement générateur	62
2.3.3 Fonctionnement moteur avec variateur de vitesse.....	71
2.4 SYNTHESE	81

3.	APPLICATION A UN MOTEUR INDUSTRIEL DE 500 KW	83
3.1	CARACTERISTIQUES ET CARACTERISATION DU MOTEUR	83
3.1.1	Caractéristiques de la machine	83
3.1.2	Caractérisation et identification des paramètres	84
3.2	CALCUL DES PERTES SUPPLEMENTAIRES ET ETUDE DU FLUX DE FUITE 3D.....	86
3.2.1	Modèle éléments finis du moteur.....	86
3.2.2	Flux de fuite d'extrémités	88
3.2.3	Calcul des pertes supplémentaires du moteur	91
3.3	ETUDE DU FLUX DE FUITE ZIG-ZAG	99
3.3.1	Flux de fuite zig-zag.....	99
3.3.2	Pertes par flux de zig-zag	103
3.3.3	Influence de l'ouverture d'encoches rotoriques.....	106
3.4	SYNTHESE	114
4.	APPLICATION A DES MAQUETTES EXPERIMENTALES	117
4.1	PRESENTATION DES MOTEURS	117
4.1.1	But de conception	117
4.1.2	Caractéristiques des moteurs	118
4.1.3	Caractérisation et identification des paramètres	121
4.1.4	Modèles éléments finis	123
4.1.5	Banc d'essai expérimental.....	126
4.2	ETUDE DE LA MACHINE A BARRES DROITES	127
4.2.1	Calcul des pertes à vide.....	127
4.2.2	Calcul des pertes en charge.....	133
4.2.3	Calcul des pertes supplémentaires en charge	137
4.2.4	Synthèse	139
4.3	ETUDE DE LA MACHINE A BARRES INCLINEES.....	140
4.3.1	Calcul des pertes à vide.....	140
4.3.2	Calcul des pertes en charge.....	145
4.3.3	Calcul des pertes supplémentaires en charge	149
4.3.4	Synthèse	151
4.4	ETUDE DE L'INFLUENCE DE L'INCLINAISON DES BARRES	151
4.5	SYNTHESE	155
	CONCLUSION GENERALE	157
	ANNEXES	161
	ANNEXE 1 SCHEMA DE BOBINAGE DE LA MSAP.....	161
	ANNEXE 2 SCHEMA DE L'INSTRUMENTATION DU STATOR DE LA MSAP	162
	ANNEXE 3 CARACTERISTIQUES DES AIMANTS N38SH	163
	ANNEXE 4 SCHEMA DE BOBINAGE DES MAQUETTES ET SONDES DE FLUX DU STATOR.....	164
	ANNEXE 5 SONDES DE FLUX AU ROTOR DES MAQUETTES	166
	ANNEXE 6 CALCUL DE L'INDUCTANCE CYCLIQUE DES TETES DE BOBINES.....	167
	ANNEXE 7 CALCUL DE L'INDUCTANCE DES TETES DE BARRES ET ANNEAUX	170
	REFERENCES	171

Liste de Figures

Figure 1.1 Inducteur à double pair de pôles avec deux encoches par pôle	6
Figure 1.2 Courants induits microscopiques lors du déplacement d'une paroi	10
Figure 1.3 Cycle majeur d'hystérésis centré pour une fréquence d'excitation de 1 Hz.....	11
Figure 1.4 Cycle d'hystérésis et courbe anhystérétique	11
Figure 1.5 Développement de courants induits dans l'épaisseur d'une tôle	12
Figure 1.6 Gonflement du cycle de magnétisation $\mathbf{B(H)}$ en régime dynamique.....	13
Figure 1.7 Variation de la densité de courant avec le flux de fuite dans l'encoche	17
Figure 1.8 Flux de fuite d'extrémité dans une machine	18
Figure 1.9 Centres périphériques des courants statoriques et rotoriques	19
Figure 1.10 Flux de fuite zig-zag dans un moteur électrique	20
Figure 1.11 Origine des flux de fuite d'inclinaison	21
Figure 1.12 Relation entre inclinaison et courants inter-barres.....	22
Figure 1.13 Valeur assignée pour les pertes supplémentaires en charge [6].....	24
Figure 1.14 Bilan de puissance d'un moteur pour des essais à vide et en charge.....	26
Figure 1.15 Circuit de la méthode Eh-star (S : interrupteur, ASM : moteur asynchrone)[37].	28
Figure 1.16 Schéma équivalent d'une machine asynchrone avec la prise en compte des pertes supplémentaires dans R_s	34
Figure 2.1 Types d'éléments de discrétisation [66]	44
Figure 2.2 Identification des coefficients de pertes fer	49
Figure 2.3 Cadre Epstein	49
Figure 2.4 Transformateur torique	50
Figure 2.5 Induction rotationnelle	51
Figure 2.6 Mesure de la conductivité avec la méthode des 4 pointes	52
Figure 2.7 Formes d'ondes sinusoïdales aux fréquences 0.5 Hz et 50 Hz.....	54
Figure 2.8 Photos de la MSAP avec le moto-ventilateur	56
Figure 2.9 Stator et rotor avec les aimants de la MSAP	57
Figure 2.10 Lois de comportement magnétiques statorique et rotorique	58
Figure 2.11 Identification des coefficients de pertes fer du stator	59
Figure 2.12 Identification des coefficients de pertes fer du rotor à 1.5 Hz.....	60
Figure 2.13 Maillage de la MSAP avec un zoom sur l'isolant entre l'aimant et le rotor.....	61

Figure 2.14 Bilan de puissances de la MSAP en fonctionnement générateur.....	63
Figure 2.15 Carte de champ d'induction magnétique de la machine simulée à vide pour une vitesse de 3000 tr/min	64
Figure 2.16 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issue d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à 3000 tr/min	64
Figure 2.17 Comparaison des évolutions temporelles des f.é.m. statoriques mesurée et simulée à vide pour une vitesse de 3000 tr/min.....	65
Figure 2.18 Comparaison des valeurs efficaces des f.é.m. statoriques mesurées et simulées à vide en fonction de la fréquence (vitesse)	65
Figure 2.19 Densités de courants induits dans le rotor (à gauche) et dans un aimant (à droite) pour le cas à vide pour une vitesse de 3000 tr/min	66
Figure 2.20 Densités de pertes volumiques par courants induits dans le rotor et les aimants de la machine à vide pour une vitesse de 3000 tr/min	67
Figure 2.21 Densités de pertes fer massiques au rotor et au stator de la machine à vide pour une vitesse de 3000 tr/min.....	67
Figure 2.22 Comparaison des pertes électromagnétiques mesurées et simulées à vide en fonction de la vitesse	68
Figure 2.23 Comparaison des évolutions temporelles des tensions de phase et courants statoriques mesurées et simulées en charge pour une vitesse de 3000 tr/min.....	69
Figure 2.24 Comparaison des tensions, courants et couple mesurés et simulés en fonctionnement générateur débitant sur une charge triphasée résistive en fonction de la vitesse	69
Figure 2.25 Comparaison des pertes électromagnétiques mesurées et simulées en fonctionnement générateur débitant sur une charge triphasée en fonction de la vitesse.....	70
Figure 2.26 Formes d'onde de la tension d'entrée mesurée et discrétisée pour la simulation .	71
Figure 2.27 Distribution de l'induction magnétique de la machine simulée à charge nominale	72
Figure 2.28 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée issues d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à charge nominale.....	72
Figure 2.29 Comparaison entre les courants mesuré et calculé en fonctionnement moteur à la charge de 50 Nm	73
Figure 2.30 Comparaison entre les valeurs efficaces du courant mesuré et des courants calculés avec des entrées MLI et sinus.....	74

Figure 2.31 Comparaison entre le couple mesuré et les couples calculés avec des entrées MLI et sinus.....	74
Figure 2.32 Densités de courants induits au rotor (à gauche) et dans un aimant (à droite) dans le cas de la charge nominale.....	75
Figure 2.33 Densités de pertes par courants induits volumiques au rotor et dans les aimants dans le cas de la charge nominale	75
Figure 2.34 Densité de pertes fer massique statorique pour la charge nominale	76
Figure 2.35 Comparaison entre les pertes mesurées et calculées en simulation avec des entrées en MLI et sinus.....	77
Figure 2.36 Décomposition des pertes calculées par fréquences (charge de 50 N.m).....	78
Figure 2.37 Géométrie du modèle 3D de la machine avec prise en compte de la segmentation des aimants	79
Figure 2.38 Maillage du modèle 3D de la MSAP	79
Figure 2.39 Densité de courants induits dans les aimants dans le cas du fonctionnement de la machine à rotor bloqué avec les modèles 2D et 3D	80
Figure 2.40 Densité de pertes Joule volumiques dans les aimants dans le cas du fonctionnement de la machine à rotor bloqué avec les modèles 2D et 3D	80
Figure 2.41 Comparaison du calcul des pertes par courants induits dans les aimants avec les modèles 2D et 3D pour le fonctionnement générateur en charge	81
Figure 3.1 Photos du stator et du rotor comparables du moteur.....	84
Figure 3.2 Loi de comportement magnétique statorique et rotorique	85
Figure 3.3 Identification du modèle de pertes fer du rotor et du stator à 50 Hz (a), 100 Hz (b) et 700 Hz (c).....	86
Figure 3.4 Géométrie tridimensionnelle du moteur étudié.....	87
Figure 3.5 Maillage du moteur : a) cage rotorique et têtes de bobines b) entrefer c) plateaux de serrage rotoriques et statoriques	88
Figure 3.6 Flux de fuite d'extrémités du moteur en charge nominale	89
Figure 3.7 Induction magnétique dans le plateau de serrage statorique à charge nominale	89
Figure 3.8 Densité de courants induits dans le plateau de serrage statorique à charge nominale	90
Figure 3.9 Induction magnétique au rotor et stator à vide.	91
Figure 3.10 Formes d'ondes du courant des trois phases statoriques calculées à vide	92
Figure 3.11 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques	92

Figure 3.12 Densité de courants induits dans la cage à vide	93
Figure 3.13 Pertes fer à vide calculées et mesurées	93
Figure 3.14 Formes d'ondes des courants statoriques calculés à charge nominale	94
Figure 3.15 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques à charge nominale.....	95
Figure 3.16 Densités de courants induits dans la cage rotorique du moteur à charge nominale	95
Figure 3.17 Pertes électromagnétiques en charge calculées et mesurées.....	96
Figure 3.18 Pertes supplémentaires calculées à charge nominale.....	97
Figure 3.19 Pertes supplémentaires calculées en fonction de la différence entre les carrés des courants statoriques en charge et à vide	98
Figure 3.20 Induction magnétique dans l'entrefer à vide avec sa décomposition en série de Fourier	100
Figure 3.21 Induction magnétique dans l'entrefer à rotor bloqué avec sa décomposition en série de Fourier.....	101
Figure 3.22 Induction magnétique dans l'entrefer en charge avec sa décomposition en série de Fourier	102
Figure 3.23 Spectre harmonique de l'induction radiale (a) et transverse (b) dans l'entrefer en charge avec des glissements de 0.6% et 0.8%.....	102
Figure 3.24 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques à rotor bloqué.....	103
Figure 3.25 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au stator en fonctionnement à vide et en charge.....	104
Figure 3.26 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au rotor en fonctionnement à vide et en charge.....	105
Figure 3.27 Spectre harmonique des pertes par courants induits dans la cage en fonctionnement à vide et en charge.....	105
Figure 3.28 Pertes zig-zag calculées dans le moteur en fonction du glissement	106
Figure 3.29 Trois cas d'ouverture d'encoche rotorique ($\lambda = 0, L/2$ et L) du moteur	108
Figure 3.30 Maillage du modèle 2D dans le cas d'ouverture d'encoche $\lambda = L/2$	109
Figure 3.31 Harmoniques d'encoches statoriques et rotoriques de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide et en charge ($g=0.8\%$).....	110
Figure 3.32 Induction magnétique du moteur en charge ($g=0.8\%$) à $\lambda=0$ (a) et $\lambda=L$ (b).....	110
Figure 3.33 Pertes fer dynamiques harmoniques au stator en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques.....	111

Figure 3.34 pertes fer dynamiques harmoniques au rotor en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques	112
Figure 3.35 Pertes par courants induits harmoniques dans la cage en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques	113
Figure 3.36 Pertes zig-zag dans le moteur en charge nominale en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques.....	114
Figure 4.1 Rotor de la maquette à barres inclinées	118
Figure 4.2 Stator des maquettes avec les têtes de bobines	119
Figure 4.3 Rotor de la maquette à barres droite avec la cage rotorique	120
Figure 4.4 Identification des coefficients de pertes fer du rotor à 50 et 1200 Hz	121
Figure 4.5 Empilement de tôles statoriques et bobinages pour la caractérisation.....	122
Figure 4.6 Identification des coefficients de pertes fer du stator à 1 et 50 Hz	122
Figure 4.7 Géométries 3D des deux moteurs à barres droites et inclinées.....	123
Figure 4.8 Maillage du moteur à barres inclinées	124
Figure 4.9 Couplage du modèle E.F. avec le circuit électrique au stator	125
Figure 4.10 Couplage du modèle E.F. avec le circuit électrique au rotor	126
Figure 4.11 Banc d'essai avec le moteur étudié, la machine de charge et le couplemètre ...	126
Figure 4.12 L'oscilloscope, les sondes de tensions et le wattmètre de précision.....	127
Figure 4.13 Formes d'ondes des tensions d'entrée mesurée et discrétisée pour la simulation à vide à tension nominale.....	128
Figure 4.14 Carte de champ d'induction magnétique du moteur à vide à tension nominale .	128
Figure 4.15 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issues d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à tension nominale.....	129
Figure 4.16 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale	129
Figure 4.17 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale	130
Figure 4.18 Comparaison des valeurs efficaces des courants statoriques mesurés et calculés à vide en fonction de la tension d'entrée.....	130
Figure 4.19 Densités massiques de pertes fer statoriques et rotoriques à vide à tension nominale	131
Figure 4.20 Densités de courants induits dans les barres à vide et densité volumique de pertes à vide à tension nominale	131

Figure 4.21 Courbes de pertes totales, mécaniques et fer du moteur à vide	132
Figure 4.22 Comparaison des pertes fer mesurées et calculées à vide en fonction de la tension d'entrée.....	133
Figure 4.23 Décomposition des pertes fer calculées à vide à tension nominale	133
Figure 4.24 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale	134
Figure 4.25 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale	134
Figure 4.26 Comparaison des valeurs efficaces des courants statoriques de la machine mesurés et calculés en charge en fonction du glissement	135
Figure 4.27 Comparaison des couples mesurés et calculés en charge en fonction du glissement	135
Figure 4.28 Densités des courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à charge nominale	136
Figure 4.29 Comparaison des pertes totales mesurées et calculées en charge en fonction du glissement.....	136
Figure 4.30 Décomposition des pertes électromagnétiques calculées à charge nominale	137
Figure 4.31 Comparaison des pertes supplémentaires issues de la mesure et celles calculées en charge	138
Figure 4.32 Décomposition des pertes supplémentaires calculées à la charge nominale	139
Figure 4.33 Distribution de l'induction magnétique à vide et sous tension nominale au stator (a) et au rotor (b) avec un zoom sur les dents rotoriques (c).....	141
Figure 4.34 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issue d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à tension nominale.....	141
Figure 4.35 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesurée et simulée à vide à tension nominale.....	142
Figure 4.36 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale	142
Figure 4.37 Comparaison des courants statoriques de la machine mesurés et calculés à vide en fonction de la tension d'entrée	143
Figure 4.38 Densités de courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à vide à tension nominale.....	143

Figure 4.39 Densités massiques de pertes fer statoriques et rotoriques à vide à tension nominale	144
Figure 4.40 Comparaison des pertes fer mesurées et calculées à vide en fonction de la tension d'entrée.....	145
Figure 4.41 Décomposition des pertes fer calculées à vide à tension nominale	145
Figure 4.42 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale.....	146
Figure 4.43 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale	146
Figure 4.44 Comparaison des courants statoriques mesurés et calculés en charge en fonction du glissement.....	147
Figure 4.45 Comparaison des couples mesurés et calculés en charge en fonction du glissement	147
Figure 4.46 Densités de courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à charge nominale	148
Figure 4.47 Comparaison des pertes totales mesurées et calculées en charge en fonction du glissement.....	148
Figure 4.48 Décomposition des pertes électromagnétiques calculées en charge nominale ...	149
Figure 4.49 Comparaison des pertes supplémentaires mesurées et calculées en charge	150
Figure 4.50 Décomposition des pertes supplémentaires calculées à charge nominale	150
Figure 4.51 Comparaison des pertes supplémentaires mesurées des deux moteurs à barres droites et inclinées en fonction de la charge	152
Figure 4.52 Spectre harmonique des pertes par courants induits dans les barres en charge pour les moteurs à barres inclinées et droites	153
Figure 4.53 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au rotor en charge pour les moteurs à barres inclinées et droites.....	154
Figure 4.54 Comparaison des pertes totales mesurées des deux moteurs à barres droites et inclinées en fonction de la charge	155
Figure 4.55 Energie du système en fonction de la profondeur du stator modélisé	168
Figure 4.56 Inductance cyclique du bobinage statorique en fonction de la profondeur du stator modélisé	169

Introduction générale

Depuis la prise de conscience mondiale de l'importance de la préservation de l'environnement, la limitation et l'atténuation des rejets de gaz à effet de serre ainsi que l'utilisation rationnelle et efficace des énergies constituent désormais des enjeux primordiaux de notre société.

Dans ce contexte, la politique actuelle de maximisation de l'efficacité énergétique, adoptée en Europe à travers le plan d'action « 20-20-20 », préconise, entre autres solutions, l'utilisation de moteurs électriques plus performants et efficaces énergétiquement.

En effet, plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans le monde est utilisée dans l'industrie dont approximativement deux tiers sont consommés par les machines électriques [1]. Cela est dû aux progrès accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance et de commande qui permettent à ces dernières de répondre à d'innombrables applications avec des cahiers de charges très divers. Par conséquent, quelques pour cent d'amélioration du rendement des machines électriques se traduiraient par une économie considérable d'énergie fossile étant donné que les combustibles fossiles, et principalement le charbon, demeurent le socle de la production d'électricité mondiale (67,9% en 2011) [2].

Dans les pays industrialisés, pour inciter à l'utilisation de machines électriques plus performantes, plusieurs normes ont été imposées. Ainsi en 2014, la norme IEC 60034-30 a regroupé toutes les classifications et a défini quatre classes d'efficacité énergétique internationales :

- IE1 : Standard Efficiency (efficacité standard)
- IE2 : High Efficiency (grande efficacité)
- IE3 : Premium Efficiency (efficacité de première classe)
- IE4 : Super Premium Efficiency (super efficacité de première classe)

Ces quatre classes définissent le niveau de rendement des moteurs électriques. Depuis 2015, la réglementation européenne sur l'écoconception des moteurs électriques impose un niveau minimum IE3 [3].

Le rendement des moteurs électriques a été amélioré progressivement au cours du temps en se basant essentiellement sur les travaux et l'expérience des constructeurs. Toutefois, les modèles utilisés pour leur étude basés sur des hypothèses simplificatrices ne prenaient pas en compte les effets tridimensionnels et d'extrémité, les harmoniques de temps

et d'espace et le fonctionnement en charge du moteur. Seules les pertes Joule, fer et mécaniques du schéma équivalent sont calculées ce qui aboutit à un bilan énergétique déséquilibré, entre les puissances d'entrée et de sortie calculées, à cause de la non prise en compte des pertes dites supplémentaires, en anglais *Stray Load Losses* 'SLL'. En effet, ces dernières peuvent constituer une part non négligeable des pertes globales pouvant atteindre jusqu'à 10%.

Le développement d'outils adaptés à l'étude des machines électriques, comme les logiciels de calcul par éléments finis, permet aujourd'hui de mieux comprendre leurs fonctionnements complexes. Les origines des pertes supplémentaires peuvent alors être déterminées grâce à une modélisation relativement précise nécessitant peu d'hypothèses simplificatrices tout en prenant en compte la géométrie globale de la machine maillée de manière adéquate. Ces pertes étant non-négligeables, leur quantification et une meilleure connaissance des contributions de leurs différentes origines permettraient d'œuvrer efficacement à leur réduction et donc contribuer à l'augmentation du rendement et de la durée de vie des moteurs électriques.

Toutefois, modéliser la machine avec un grand degré de précision se heurte au problème majeur qui est la capacité de calcul des codes par éléments finis. Différents travaux ont été, et sont encore menés, pour tenir compte de différentes pertes dans la modélisation numérique de dispositifs électromécaniques en considérant un nombre limité de nouvelles hypothèses. Malgré cela, un nombre non négligeable d'origines de pertes supplémentaires demeure relativement mal maîtrisé et non intégré dans le calcul des pertes totales.

Dans ce contexte, l'objectif de la présente thèse, réalisée dans le cadre d'une convention CIFRE entre la société Electricité de France, Division Recherche et Développement (EDF R&D) basée à Clamart et le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de Lille, est de modéliser finement des machines électriques afin de déterminer et quantifier les pertes supplémentaires en charge. Le but est une meilleure appréhension des origines de ces pertes et de leurs contributions respectives permettant d'utiliser la modélisation numérique pour concevoir des moteurs électriques performants et efficaces. Ces travaux sont menés dans le cadre du projet MEDEE 2 ("Diagnostic électromagnétique par modélisation numérique") qui fait partie d'un pôle de recherche régional dédié aux domaines du génie électrique et de l'énergie.

Le manuscrit de la thèse est divisé en quatre chapitres. Le premier se focalise sur les pertes dans les machines électriques en général et les pertes supplémentaires en charge en particulier. Dans la première partie, les machines électriques tournantes, leur fonctionnement

et les différents types pertes sont exposés. La deuxième partie porte sur les pertes supplémentaires en charge dans les moteurs électriques. Les travaux les plus importants dans ce domaine et les essais expérimentaux des normes internationales sont présentés. Dans la dernière partie, les modèles utilisés pour estimer les pertes fer, à partir d'une approche analytique et les pertes supplémentaires, à partir de l'approche des essais normalisés, sont décrits.

Le deuxième chapitre décrit les modèles qui seront utilisés pour la modélisation des machines électriques par éléments finis et le calcul de leurs pertes. Dans une première partie, le modèle par éléments finis est d'abord présenté en détaillant les différentes formulations et fonctionnalités utilisées dans le code de calcul par éléments finis code_Carmel. La deuxième partie est dévolue aux différents modèles qui ont été choisis pour effectuer le calcul des pertes. Enfin, pour valider les modèles de calcul de pertes, une machine synchrone à aimants permanents est étudiée et les résultats de simulation comparés aux mesures expérimentales.

Dans le troisième chapitre, un moteur industriel de 500 kW est étudié pour appliquer la procédure de calcul des pertes supplémentaires et identifier leurs origines. La première partie est consacrée à la présentation de la machine et de ses caractéristiques. Ensuite, le calcul des pertes supplémentaires est effectué tout en prenant en compte les flux de fuite d'extrémités. Enfin, les pertes par flux de fuite zig-zag, autre origine des pertes supplémentaires, est investiguée au travers d'une étude prospective.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude de deux maquettes dédiées de moteurs asynchrones de 6 kW à barres droites et inclinées en vue d'étudier l'influence de l'inclinaison des barres sur les pertes totales en général et sur les pertes supplémentaires en particulier. Ainsi, les deux machines et leurs caractéristiques sont d'abord présentées. Elles sont ensuite modélisées et une campagne de mesure est menée sur chacune des deux. Les pertes mesurées et calculées, issues des deux maquettes, sont comparées pour valider les calculs et étudier l'influence de l'inclinaison des barres.

1. Problématiques des pertes supplémentaires et état de l'art

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, présenter les machines électriques, leur fonctionnement et les différents types de pertes induites lors de leurs utilisations. Dans un second temps, les pertes supplémentaires en charge sont exposées et leurs origines et effets sont décrits. Dans la dernière partie, des modèles de calcul des pertes fer et supplémentaires, basés sur des approches analytiques et expérimentales, sont proposés pour pouvoir estimer au mieux les pertes dans les machines électriques.

1.1 Classification des pertes dans une machine électrique

1.1.1 Les machines électriques

Les machines électriques tournantes sont des convertisseurs électromécaniques qui transforment soit de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) quand la machine est alimentée par une source électrique, soit de l'énergie mécanique en énergie électrique quand la partie tournante est entraînée par un dispositif fournissant une puissance mécanique (fonctionnement générateur). Elles comportent deux armatures coaxiales, l'une est fixe (appelée stator) et l'autre tourne à une vitesse angulaire Ω (appelée rotor), séparées par un entrefer. Ces armatures sont constituées de matériaux ferromagnétiques de haute perméabilité magnétique destinés à canaliser le flux magnétique et sont, lors du fonctionnement de la machine, le siège de pertes fer présentées ultérieurement dans le paragraphe 1.1.3. De plus, elles portent dans des encoches des conducteurs, de faible résistivité et parallèles à l'axe de rotation, destinés à transporter des courants continus ou alternatifs de basse fréquence. Ces conducteurs, convenablement reliés entre eux et aux circuits extérieurs, sont le siège de pertes par effet Joule présentées dans le paragraphe suivant 1.1.2. Dans l'absolu, chacune des deux armatures peut indifféremment jouer le rôle d'induit ou d'inducteur. En effet, les enroulements inducteurs et induits sont réalisés de telle sorte que, une fois alimentés convenablement, ils créent chacun le même nombre de pôles magnétiques

(2p), alternativement nord (N) et sud (S), permettant ainsi une conversion électromagnétique par le biais de l'interaction entre ces deux champs [4]. La Figure 1.1 montre une coupe schématique d'une machine électrique à deux paires de pôles, avec l'inducteur supposé être le stator dans ce cas de figure.

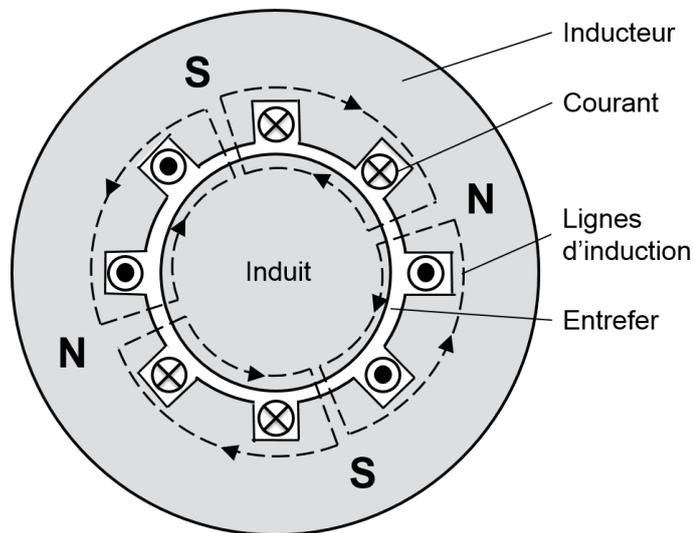


Figure 1.1 Inducteur à double pair de pôles avec deux encoches par pôle

La grande majorité des machines électriques appartient à l'une des trois familles classiques : à courant continu, synchrone et asynchrone.

- Dans les machines à courant continu, l'enroulement statorique est alimenté par un courant continu et engendre un champ fixe. Pour produire un couple, les bobinages du rotor, qui sont mobiles et alimentés aussi par une source continue, doivent créer également un champ fixe. Cette fixation du champ rotorique dans l'espace est réalisée par un ensemble de contacts glissants, constitués par des balais fixes appuyant sur un collecteur mobile.
- Dans le cas des machines synchrones à p paires de pôles, l'enroulement statorique polyphasé, alimenté par des courants alternatifs de pulsation ω , engendre un champ tournant à la vitesse angulaire $\Omega_S = \omega/p$, et le bobinage rotorique alimenté par un courant continu engendre un champ fixe de vitesse angulaire Ω_R correspond à la vitesse angulaire du rotor. Par conséquent, pour produire un couple électromagnétique, cette dernière doit être égale à celle du stator, dite vitesse de synchronisme.

- Les machines asynchrones sont celles qui sont les plus répandues dans l'industrie. Fonctionnant essentiellement en moteur, on estime généralement qu'elles représentent 70% de la puissance installée avec 40 à 50% de l'énergie totale consommée [1]. Dans ce type de machine, le fonctionnement du stator est similaire à celui de la machine synchrone. Par contre, les enroulements rotoriques sont court-circuités. Soumis au flux variable du stator, ils sont le siège de forces électromotrices (f.é.m.) lesquelles génèrent des courants qui engendrent un champ tournant. Les f.é.m. et courants ayant une fréquence égale à la différence entre celle des grandeurs statoriques et la vitesse électrique ($p\Omega$) du rotor, le champ rotorique résultant tourne à la vitesse angulaire Ω_R égale à celle du champ statorique Ω_S . En conséquence, ces moteurs sont capables de produire un couple moteur uniquement si le rotor tourne à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_S [5].

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les différents types de pertes qui existent lors du fonctionnement d'une machine électrique et dans la suite on va s'intéresser aux machines à courant alternatif en général et plus particulièrement aux machines asynchrones.

1.1.2 Les pertes Joule

Les pertes par effet Joule sont les pertes dans les circuits électriques de la machine comme les enroulements d'induit, d'excitation et plus généralement dans toutes les parties conductrices traversées par des courants. En effet, tout conducteur de résistance R parcouru par un courant continu ou alternatif de valeur efficace I , subit des pertes par effet Joule de valeur :

$$P_j = RI^2 \quad 1.1$$

En basses fréquences, la densité de courant est uniforme dans toute la section du conducteur. Ainsi, à fréquence nulle, la résistance d'un enroulement réalisé par des fils de résistivité ρ , de section s et constitué de N_S spires en série, chacune de longueur moyenne l vaut :

$$R_0 = \rho \frac{N_S l}{s} \quad 1.2$$

La résistivité du matériau étant fonction de la température, il est possible de tenir compte de la variation de cette dernière. Ainsi, à une température de fonctionnement du système θ_2 , la résistance du conducteur en cuivre R peut être calculée à partir de celle à la température θ_1 en utilisant la relation suivante [6] :

$$R(\theta_2) = R(\theta_1) \cdot \frac{\theta_2 + k_\theta}{\theta_1 + k_\theta} \quad 1.3$$

où k_θ est la constante de température qui dépend de chaque type de matériau, elle est égale à 235 pour le cuivre et 225 pour l'aluminium et θ la température en degré Celsius.

Lorsque le conducteur est parcouru par un courant sinusoïdal de fréquence f élevée, la densité de courant dans une section droite n'est plus uniforme (effet Kelvin). Cela est dû au flux propre interne qui rejette le courant vers la périphérie du conducteur. La résistance du conducteur se réduit ainsi à une couronne d'épaisseur δ (effet de peau) définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad 1.4$$

avec ρ la résistivité du matériau et μ sa perméabilité (égale à celle de vide pour des conducteurs non magnétiques).

La réduction de la surface de conduction du conducteur en haute fréquence augmente sa résistance par rapport au fonctionnement en basse fréquence, ce qui implique une augmentation des pertes Joule pour une même amplitude de courant transporté [7].

1.1.3 Les pertes fer

Les alliages ferromagnétiques utilisés dans les circuits magnétiques des machines électriques sont communément appelés fer, étant donné le fort pourcentage de ce dernier utilisé dans ces alliages. Lorsqu'un matériau ferromagnétique est soumis à un champ d'induction variable dans le temps, il est le siège d'une dissipation d'énergie, appelée pertes magnétiques ou pertes fer. D'après l'approche proposée par Bertotti, [8], ces pertes peuvent être décomposées en trois contributions :

- Les pertes par Hystérésis,
- Les pertes par courants induits (ou pertes classiques),
- Les pertes excédentaires.

En réalité, ces trois composantes sont dues aux courants induits qui se développent dans le matériau, mais à des échelles différentes (microscopique et macroscopique).

Dans la suite, on va présenter ces trois contributions en se plaçant dans le cas d'une tôle ferromagnétique dont la longueur et la largeur sont beaucoup plus grandes que son épaisseur, et dans des conditions de dynamique d'excitation (fréquence) telles que l'épaisseur de peau reste grande devant l'épaisseur de la tôle. Ainsi, le champ magnétique pourra être considéré comme homogène dans l'épaisseur de la tôle.

1.1.3.1 Les matériaux magnétiques

A l'échelle microscopique des matériaux, le mouvement des électrons crée des moments magnétiques. L'ensemble de ces moments décrit les propriétés magnétiques de la matière. En effet, les électrons en orbite autour du noyau atomique sont dotés d'un moment appelé moment orbital. En plus de ce moment, les électrons possèdent un moment magnétique intrinsèque appelé moment de spin. Ainsi, la somme vectorielle de ces deux moments définit le moment magnétique de chaque atome.

A l'échelle macroscopique, la somme des moments magnétiques de chaque élément de volume peut être définie comme l'aimantation du matériau magnétique \mathbf{M} [A/m]:

$$\mathbf{M} = \frac{\partial \mathcal{M}}{\partial v} \quad 1.5$$

où \mathcal{M} est la somme des moments magnétiques et ∂v l'élément de volume considéré.

La relation générale qui lie l'induction magnétique \mathbf{B} [T], le champ magnétique \mathbf{H} [A/m] et l'aimantation \mathbf{M} s'écrit sous la forme suivante :

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) \quad 1.6$$

où $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ [H/m] est la perméabilité du vide.

La contribution $\mu_0\mathbf{M}$ à l'induction magnétique, reflète la réponse du matériau à une sollicitation extérieure, puisque, à vide, l'aimantation \mathbf{M} est nulle. Cette contribution est appelée polarisation magnétique \mathbf{J} .

De plus, la loi de comportement magnétique peut être écrite de la manière suivante :

$$\mathbf{B} = \mu_0\mu_r\mathbf{H} \text{ et } \mathbf{M} = \chi\mathbf{H} \quad 1.7$$

où μ_r et χ sont la perméabilité relative et la susceptibilité magnétique qui sont liées par l'équation suivante :

$$\mu_r = 1 + \chi \quad 1.8$$

1.1.3.2 Les pertes par hystérésis

Dans un matériau ferromagnétique, l'organisation de la matière en domaines de Weiss est modifiée par la variation en intensité et/ou direction du champ magnétique appliqué. Ces domaines constituent des zones dans lesquelles l'aimantation est uniforme en direction et module. Cette variation de la magnétisation provoque des déplacements, suppressions ou créations de parois entre les domaines, appelées parois de Bloch, où les moments magnétiques tendent à s'orienter dans le sens du champ appliqué [6]. Ainsi, les déplacements de ces parois ne se font pas de manière continue, mais par sauts brusques d'un site d'ancrage à l'autre (sauts de Barkhausen, voir Figure 1.2). Ces sauts sont associés à des variations locales de flux, donnant ainsi naissance à des courants induits microscopiques dans la région des parois de Bloch [9].

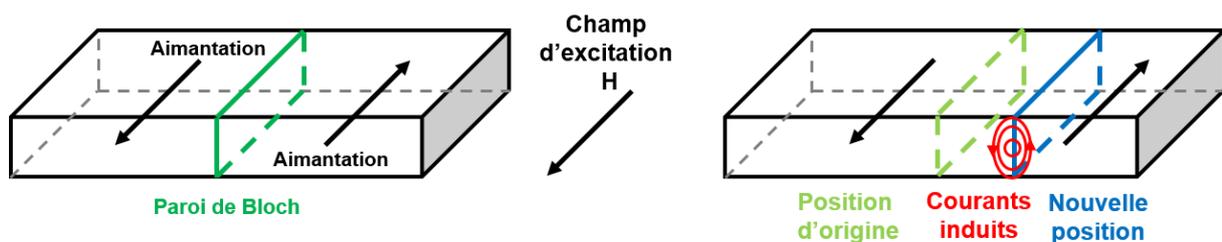


Figure 1.2 Courants induits microscopiques lors du déplacement d'une paroi

En conséquence, les pertes par hystérésis résultent du mouvement des parois de Bloch, processus majoritairement irréversible et qui introduit un retard de l'induction magnétique \mathbf{B} par rapport au champ d'excitation \mathbf{H} . Ces transformations irréversibles même si elles sont discontinues à l'échelle microscopique des domaines, s'observent à l'échelle macroscopique de l'électrotechnique sous la forme d'un cycle d'hystérésis continu propre au matériau, Figure 1.3. En effet, les tôles à grains non orientés les plus minces ayant une épaisseur 10^3 fois plus grande que les longueurs des domaines de Weiss, il est permis de considérer les matériaux magnétiques comme homogènes et continus.

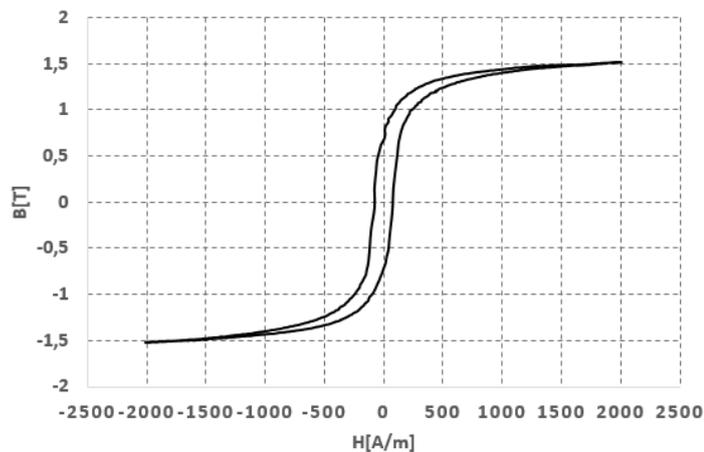


Figure 1.3 Cycle majeur d'hystérésis centré pour une fréquence d'excitation de 1 Hz

De plus, à partir de considérations thermodynamiques, on peut montrer que l'aire décrite par le cycle d'hystérésis correspond à l'énergie volumique dissipée au cours d'une période d'excitation [10]. De façon générale, on écrit l'énergie fournie au matériau, soumis localement au champ \mathbf{H} et à l'induction \mathbf{B} , pour parcourir un cycle complet par :

$$W = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \quad [\text{J}/\text{m}^3] \quad 1.9$$

Cette énergie est convertie en chaleur lors du processus d'aimantation et représente les pertes volumiques par hystérésis dans le cas statique (fréquence ou dynamique faible).

$$P_h = f \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \quad [\text{W}/\text{m}^3] \quad 1.10$$

A noter que, dans le cas d'un matériau idéal, sans impuretés et où le déplacement des parois est réversible (sans pertes), la loi de comportement magnétique $M(H)$ peut être décrite par la courbe anhystérétique représentée sur la Figure 1.4.

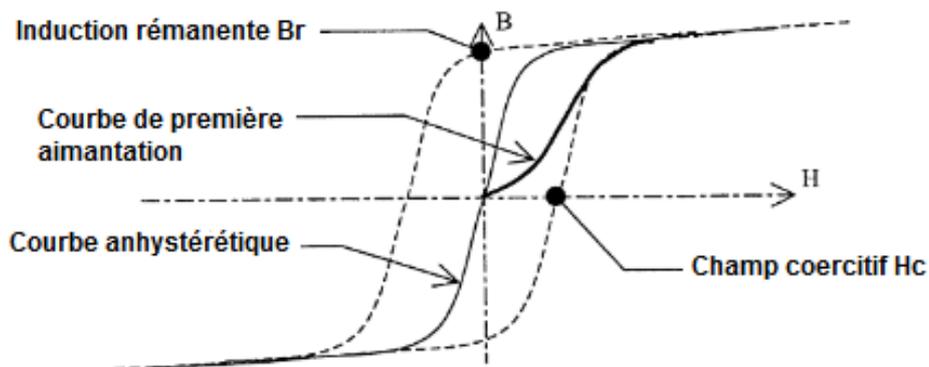


Figure 1.4 Cycle d'hystérésis et courbe anhystérétique

1.1.3.3 Les pertes par courants induits

En régime dynamique, en plus des pertes en régime statique, les variations temporelles des flux induisent des forces électromotrices dans les matériaux ferromagnétiques de conductivité σ . Ces f.é.m. donnent naissance à des courants induits macroscopiques non négligeables, qui se referment dans la masse du fer dans des plans normaux à la direction du flux et qui génèrent des pertes par courants induits, appelés aussi courants de Foucault. Sur la Figure 1.5 on peut observer les courants induits dans l'épaisseur de la tôle, dirigés selon l'axe (Ox), résultant du champ magnétique d'excitation orienté selon l'axe (Oz). On suppose que la dynamique du champ d'excitation \mathbf{H} est suffisamment faible pour avoir un champ homogène dans la tôle et négliger ainsi l'effet de peau.

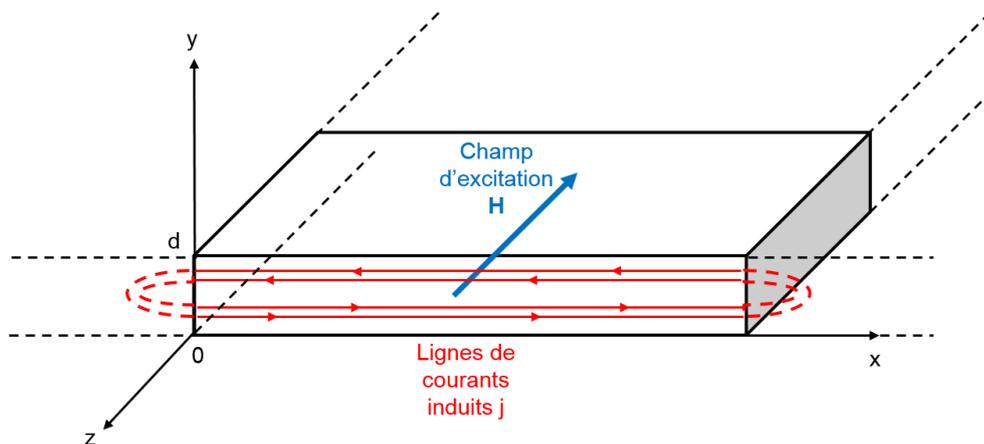


Figure 1.5 Développement de courants induits dans l'épaisseur d'une tôle

Dans les conditions d'une tôle de dimensions, dans le plan, infinies par rapport à son épaisseur, l'expression des pertes volumiques instantanées par courants induits est donnée par [10] :

$$p_{cl.} = \frac{1}{d} \int_0^d \frac{j^2(y, t)}{\sigma} dy = \frac{\sigma d^2}{12} \left(\frac{d\mathbf{B}}{dt} \right)^2 \quad 1.11$$

La valeur moyenne, sur une période du champ d'excitation, se calcule alors à travers l'expression suivante :

$$P_{cl.} = \frac{\sigma d^2}{12} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{d\mathbf{B}(t)}{dt} \right)^2 dt \quad [\text{W/m}^3] \quad 1.12$$

où T est la période d'induction magnétique \mathbf{B} et d est l'épaisseur de la tôle. Dans le cas sinusoïdal, l'expression 1.12 se traduit sous la forme suivante :

$$P_{cl.} = 2\pi^2 \left(\frac{\sigma d^2}{12} \right) f^2 B_m^2 \quad [W/m^3] \quad 1.13$$

On observe que les pertes par courants induits sont proportionnelles aux carrés de l'épaisseur de la tôle d , de la fréquence et de la valeur crête de l'induction B_m . Ces pertes évoluent aussi linéairement avec la conductivité du matériau.

D'un point de vue cycle d'aimantation, les courants induits en régime dynamique produisent des pertes qui augmentent l'aire décrite par le cycle d'hystérésis par rapport au régime statique. Cela se traduit par un gonflement du cycle $\mathbf{B(H)}$ comme illustré sur la Figure 1.6 où les cycles d'hystérésis sont présentés pour des fréquences d'excitation de 1, 50 et 100 Hz.

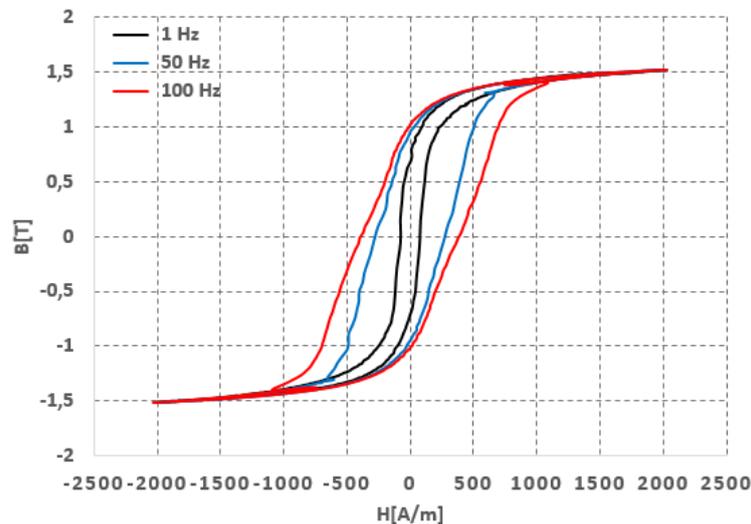


Figure 1.6 Gonflement du cycle de magnétisation $\mathbf{B(H)}$ en régime dynamique

Ces pertes par courants induits dans les circuits magnétiques des machines électriques ne peuvent pas être considérées comme négligeables pour plusieurs raisons :

- Les machines électriques sont de plus en plus souvent alimentées avec des convertisseurs statiques qui introduisent des harmoniques temporels de courants qui se traduisent directement par des harmoniques de champ magnétique.
- La disposition des bobinages dans les encoches n'étant pas continue, la force magnétomotrice d'entrefer n'est pas sinusoïdale, ce qui introduit des harmoniques d'espace du champ magnétique.
- Les encoches statoriques et/ou rotoriques introduisent une variation de la réluctance d'entrefer qui induit également des variations de champ magnétique.

1.1.3.4 Les pertes excédentaires

Les pertes excédentaires résultent des interactions spatio-temporelles entre les parois de Bloch en régime dynamique qui conduisent à l'augmentation des pertes par courants induits localisés au voisinage de ces parois. Ce phénomène microscopique peut être considéré comme homogène sur l'ensemble du matériau ferromagnétique et dépend fortement de la fréquence du champ d'excitation [10].

En 1990, Fiorillo et Novikov [11], sur la base de la théorie développée par Bertotti, ont montré que la valeur moyenne des pertes excédentaires, dans le cas d'un matériau feuilleté et sur une période électrique, peut être exprimée par:

$$P_{exc.} = \sqrt{\sigma G V_0 S} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{d\mathbf{B}(t)}{dt} \right|^{1.5} dt \quad [W/m^3] \quad 1.14$$

où G est le coefficient des frottements entre les domaines magnétiques, V_0 est un paramètre qui caractérise la distribution statistique du champ coercitif local et S est la surface transverse du matériau feuilleté. Si l'induction magnétique est sinusoïdale, l'expression des pertes excédentaires se simplifie en :

$$P_{exc.} = 8.764 \sqrt{\sigma G V_0 S} f^{1.5} B_m^{1.5} \quad [W/m^3] \quad 1.15$$

Ces pertes sont influencées par la conductivité du matériau, l'intensité et la fréquence d'excitation ou encore par le niveau des impuretés présentes dans la matière.

1.1.4 Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques dans une machine électrique peuvent être divisées en deux contributions : les pertes par frottements des différentes pièces mécaniques et les pertes par ventilation. Les pertes par frottement sont en majorité concentrées dans les paliers, les roulements, et aux contacts des balais-collecteur et balais-bague. En plus, le fluide gazeux confiné dans le volume de l'entrefer frotte sur la surface du rotor en mouvement, ce qui génère des pertes aérodynamiques non-négligeables à la surface du rotor lorsque la vitesse périphérique de celui-ci est importante. D'un autre côté, les pertes par ventilation dans les machines sont difficiles à évaluer avec précision de par la perturbation des écoulements par les têtes de bobines et les encoches, ce qui entraîne localement des mouvements tourbillonnaires [12].

1.1.5 Les pertes supplémentaires

Les pertes dues à tous les phénomènes parasites, en particulier celles qui correspondent aux flux de fuite, ainsi qu'aux courants et flux aux fréquences harmoniques, sont appelées pertes supplémentaires. Nous allons, dans le prochain paragraphe, aborder plus en détail les origines de ces pertes, leurs problématiques et les essais dédiés à leurs mesures.

1.2 Les pertes supplémentaires en charge

1.2.1 Définition et problématiques

Au début du 20^{ème} siècle, différents travaux ont été effectués en vue de la détermination précise du rendement des moteurs électriques, et ce, de façon aisée. Deux méthodes ont émergé, la première, basée sur la mesure des puissances d'entrée et de sortie, est précise pour le calcul des pertes totales mais elle est difficile à réaliser car elle nécessite des mesures précises des puissances électriques et mécaniques, en particulier celle du couple. La seconde est basée sur le bilan de puissance en séparant la puissance d'entrée des pertes conventionnelles (pertes Joule, fer et mécaniques), plus facile à déterminer, mais sous-estime les pertes totales. En effet, cette méthode suppose que les pertes fer sont constantes et détermine les pertes au rotor en fonction de la puissance transmise à celui-ci. La différence entre les résultats issus de ces deux méthodes a été associée aux pertes supplémentaires en charge, puisque cet écart est lié au point de fonctionnement en charge de la machine [13].

En 1912, Olin [14] fut le premier à proposer une définition et une estimation des pertes supplémentaires en utilisant une formule empirique qui lie les pertes à vide et en charge. Mais les travaux qui ont suivi ont montré que cette formule n'était pas exacte puisque les origines de ces pertes ne sont ni distinctes ni linéaires [15]. Par la suite, différentes définitions ont été proposées par les chercheurs, mais celle qui est la plus utilisée est celle donnée par Alger [16], Bird [17] et Christofides [18]. Cette approche définit les pertes supplémentaires dans les machines asynchrones comme la différence entre, d'une part, les pertes totales en charge et, d'autre part, la somme des pertes mécaniques, des pertes fer déterminées à vide, des pertes Joule statoriques en charge et des pertes Joule rotoriques en charge. Ces pertes sont dues à l'ensemble des flux de fuites et aux courants harmoniques générés par l'augmentation en charge des harmoniques spatiaux et temporels dans la machine, qui induisent une augmentation des pertes fer ainsi que des pertes Joule rotoriques et statoriques.

D'après la norme internationale IEC 60034-2-1 [6], les pertes supplémentaires en charge sont définies comme « les pertes produites par le courant de charge dans le fer actif et

les autres parties métalliques autres que les conducteurs, pertes par courants de Foucault dans les conducteurs d'enroulements, dues aux pulsations de flux dépendant des courants de charge, et pertes supplémentaires dans les balais, dues à la commutation ».

Ces pertes contribuent, en charge, à l'échauffement de différents composants de la machine, ce qui diminue leur durée de vie et augmente le risque de dysfonctionnement. De plus, les origines des pertes supplémentaires, qui vont être présentées dans le prochain paragraphe, affectent les performances des moteurs. En effet, au couple mécanique de sortie s'ajoutent des ondulations dues aux forces magnétomotrices harmoniques. Ensuite, la dynamique de la machine électrique est aussi affectée, en augmentant et diminuant les durées d'accélération et de freinage respectivement [19].

1.2.2 Origines des pertes supplémentaires

Pour atténuer les effets des pertes supplémentaires et augmenter le rendement des moteurs électriques, une connaissance détaillée de leurs origines est nécessaire pour les quantifier précisément et les réduire. Dans les prochains paragraphes, on va présenter quelques causes avancées comme origines de ces pertes ainsi que des solutions préconisées pour les réduire.

1.2.2.1 Flux de fuite d'encoches statoriques et rotoriques

En 1905, Field a été le premier à observer que les flux de fuite d'encoches coupent les conducteurs, en produisant à l'intérieur de ceux-ci des courants de Foucault [20]. La densité de courant dans ces conducteurs n'est alors plus uniforme mais varie en amplitude et en phase selon la hauteur à laquelle on se place dans l'encoche ce qui provoque une augmentation apparente de la résistance du conducteur et donc des pertes dissipées dans celui-ci. La Figure 1.7 montre les flux de fuite d'encoche, dans le cas de deux conducteurs logés dans la même encoche, qui modifient la répartition de la densité du courant en fonction de la position dans les conducteurs. Cette densité est beaucoup plus élevée au voisinage de l'entrefer et génère des pertes supplémentaires dues à sa non-uniformité en grandeur et en phase [21].

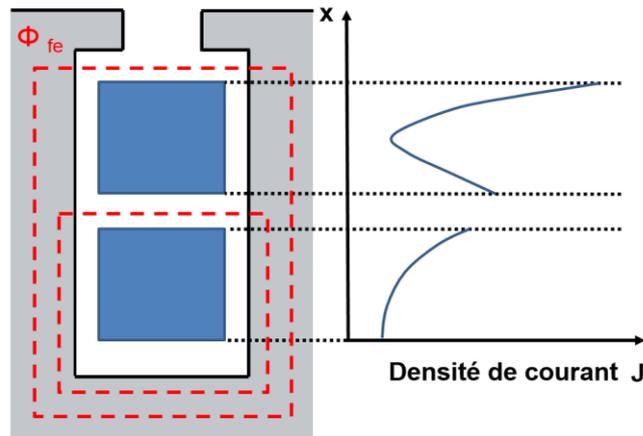


Figure 1.7 Variation de la densité de courant avec le flux de fuite dans l'encoche

Taylor [22] a proposé une expression empirique pour calculer les pertes dues aux flux de fuite d'encoche, basée sur une étude quantitative, qui consiste à additionner itérativement des courants de Foucault déterminés dans les conducteurs de l'encoche. A partir d'une distribution uniforme du courant suivant la hauteur des conducteurs, Taylor calcule un courant local induit par le flux de fuite d'encoche dû à cette distribution. Grâce aux avancées des calculs numériques et aux simulations par éléments finis, ce phénomène peut être modélisé aisément et en deux ou trois dimensions dans le cas de conducteurs massifs. Cela est un peu plus délicat dans le cas des conducteurs bobinés car ces derniers sont généralement modélisés par une zone homogénéisée et donc sans prendre en compte les courants qui y sont induits. Ainsi, dans le cas des conducteurs massifs, l'effet sur la densité du courant dans les conducteurs est directement pris en compte lors de la résolution de problème physique, ce qui permet de calculer avec précision les pertes dues aux flux de fuite d'encoche.

Ce phénomène est plus particulièrement visible dans les machines de grosses puissances ayant des conducteurs de forte section. La solution la plus adaptée pour atténuer ce problème consiste alors à fractionner les conducteurs selon la hauteur de l'encoche pour diminuer les pertes par courants induits dans les conducteurs.

1.2.2.2 Flux de fuite d'extrémités

Les pertes d'extrémités sont dues aux courants de Foucault induits par les flux de fuite de développantes, qui se referment par les plateaux et les doigts de serrage, les écrans métalliques, les ventilateurs, la carcasse du moteur, etc. et pénètrent dans les tôles suivant la direction axiale, Figure 1.8. A vide, les pertes d'extrémités sont négligeables, puisque les

courants qui circulent dans les conducteurs statoriques et rotoriques sont très faibles, et elles sont prises en compte dans la mesure des pertes fer à vide. Par contre, en charge et suite à l'augmentation des courants statoriques et rotoriques, les flux de fuite d'extrémités deviennent importants et les pertes générées non négligeables.

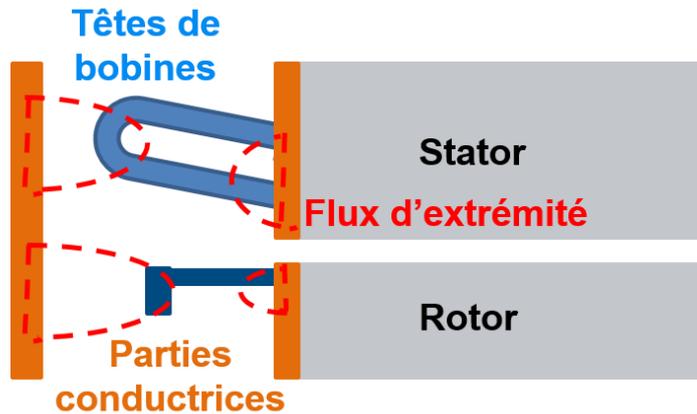


Figure 1.8 Flux de fuite d'extrémité dans une machine

La détermination de ces flux de fuite est très difficile, compte tenu de la géométrie des extrémités. Des études ont été effectuées pour les quantifier, avec des développements assez complexes qui font intervenir un réseau d'impédance ou encore la théorie des images magnétiques[23]–[26]. Alger [16] a proposé une formule analytique approchée, en se basant sur les grandeurs géométriques du moteur ainsi que sur la distance entre les extrémités des conducteurs statoriques et rotoriques, qui suppose que les pertes correspondantes sont proportionnelles au carré des flux de fuite, et donc proportionnelles à la puissance réactive consommée par les têtes de bobines. Cependant, la méthode la plus précise est celle qui fait intervenir le calcul tridimensionnel des champs magnétiques par éléments finis [27][28], mais qui nécessite un temps de mise en place du modèle et de calcul assez important pour représenter tous les composants du moteur.

Les pertes d'extrémités s'accroissent avec la distance (notée d sur la Figure 1.9) entre les centres périphériques des courants des têtes de bobines statoriques et rotoriques, et le rapprochement entre les parties métalliques et les têtes de bobines. Ces centres périphériques des courants sont situés au point de rebouclage des courants à la limite des conducteurs. Pour une cage rotorique, le centre périphérique est situé à l'emplacement de l'anneau tandis que pour les bobinages statoriques ce centre est situé à l'extrémité d'une tête de bobine, Figure 1.9.

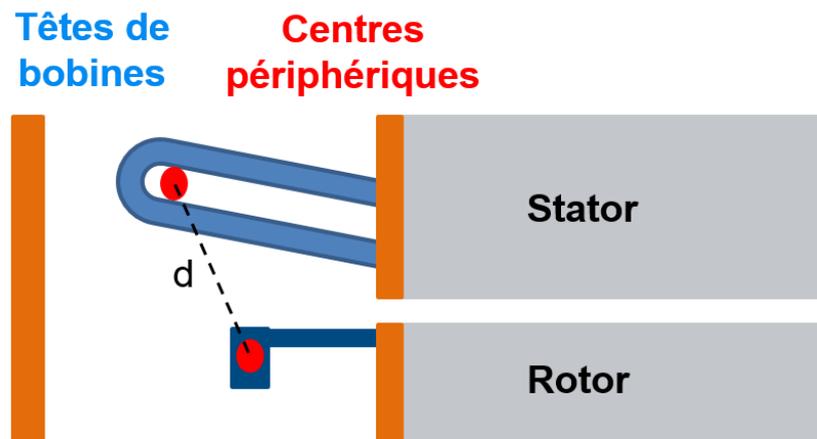


Figure 1.9 Centres périphériques des courants statoriques et rotoriques

Une des solutions qui existent pour réduire ces pertes, sans modifier la géométrie du moteur ainsi que la position des têtes de bobines et des parties métalliques, consiste à mettre en place des écrans de faible résistance électrique qui vont protéger les composants de la machine des flux de fuite d'extrémités, tout en créant des pertes par courants induits plus faibles.

1.2.2.3 Flux de fuite zig-zag

La répartition non sinusoïdale des conducteurs et l'irrégularité de l'entrefer, à cause de la présence des encoches, génèrent des harmoniques dont les amplitudes peuvent se déduire de l'induction dans l'entrefer. Cette induction n'est pas sinusoïdale mais comprend, en plus du fondamental qui est une fonction sinusoïdale périodique de $2\pi/p$ en espace et de $2\pi/\omega$ en temps, les harmoniques de perméance qui existent dans le fonctionnement à vide, les harmoniques de forces magnétomotrices (f.m.m.) qui sont proportionnels au courant d'alimentation et qui causent des pertes supplémentaires en charge et les harmoniques de combinaison qui sont le produit des harmoniques de perméance et de f.m.m.

Parmi les harmoniques cités ci-dessus, les plus importants sont ceux créés par l'encoche statorique et rotorique et la répartition du bobinage dans les encoches. Ils provoquent des pertes supplémentaires par courants induits superficiels dans la cage d'écureuil et des pertes fer dans le stator et le rotor.

Aux harmoniques d'encoches correspond un flux de fuite appelé souvent flux de fuite zig-zag. Ce dernier est un flux qui passe d'une dent rotorique à une dent statorique et vice versa, Figure 1.10. Il sature les têtes des dents statoriques et rotoriques et augmente avec le

glissement ; il est donc maximal à rotor bloqué [29]. Par ailleurs, ce flux est proportionnel au courant statorique et dépend du nombre d'encoches statoriques et rotoriques ainsi que de la distance Δx qui sépare le centre de l'encoche stator du centre de la dent rotor, Figure 1.10. Ainsi, il est maximal à $\Delta x = 0$, lorsque l'encoche statorique est en face d'une dent rotorique [30]. En effet, à $\Delta x = 0$ la surface de vis-à-vis entre une dent statorique et une dent rotorique, située juste à côté, est maximale ce qui diminue la distance parcourue par le flux dans l'entrefer et, par conséquent, augmente ce flux de fuite zig-zag.

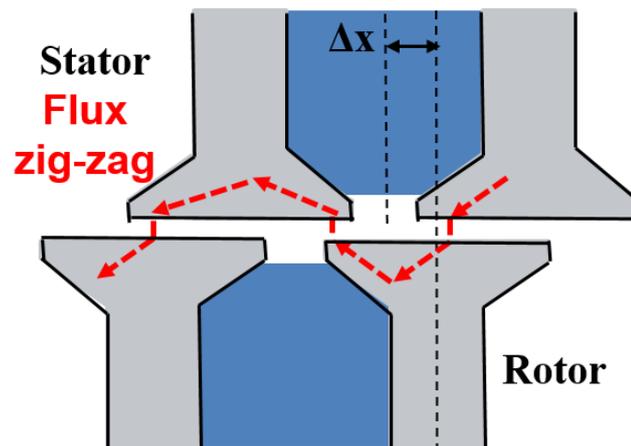


Figure 1.10 Flux de fuite zig-zag dans un moteur électrique

Les pertes fer engendrées dans les dents par ces flux sont plus importantes dans le cas d'encoches inclinées. En effet, dans le cas d'encoches droites, le flux qui pénètre une dent induit des courants harmoniques dans le conducteur qui amortissent le flux qui leur donne naissance (loi de Lenz). Dans le cas des encoches inclinées, le flux qui pénètre une dent induit des courants harmoniques dans plusieurs conducteurs en raison de l'inclinaison des encoches. Ainsi, le flux créé par l'ensemble des courants induits dans le conducteur amortit moins les différents flux de zig-zag qui lui ont donné naissance tout au long de la machine.

Ces pertes peuvent être réduites par l'emploi, quand c'est possible, de cales magnétiques d'encoche qui diminuent les modulations du flux de fuite zig-zag.

1.2.2.4 Flux de fuite d'inclinaison

Les flux de fuite d'inclinaison n'existent que pour les moteurs à encoches (stator ou rotor) inclinées par rapport à l'axe de la machine. L'inclinaison est généralement préconisée pour atténuer les pulsations de flux au moment de la rencontre de deux encoches. Elle réduit aussi les harmoniques de haute fréquence du courant induit au rotor par les encoches

statoriques, ce qui diminue, en conséquence, les pertes Joule rotoriques à haute fréquence. Malheureusement, cette inclinaison augmente les pertes fer rotoriques qui sont la conséquence du déphasage spatial entre les forces magnétomotrices statorique et rotorique non compensées aux deux extrémités du moteur, ces deux f.m.m. étant supposées équilibrées au centre, Figure 1.11. Les pertes fer, de surface et de pulsation, augmentent alors proportionnellement au carré du déphasage entre les f.m.m.

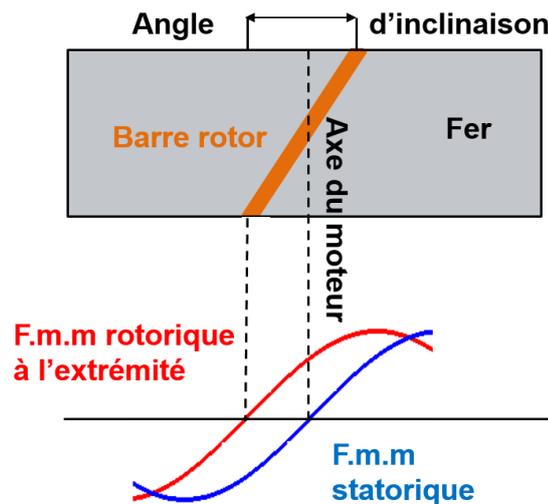


Figure 1.11 Origine des flux de fuite d'inclinaison

Ainsi, du point de vue pratique, l'inclinaison est bénéfique plus particulièrement pour les petits moteurs où les pertes Joule dans la cage sont importantes devant les autres pertes et notamment les pertes fer. Alger [16] a proposé une formule empirique qui décrit les pertes dues aux flux de fuite d'inclinaison comme proportionnelles, d'une part, au carré du rapport entre le courant rotorique ramené au stator et le courant magnétisant statorique et, d'autre part, au carré du rapport entre l'inclinaison rotorique en nombre d'encoches statoriques et le nombre d'encoches statoriques par pôle. Ces pertes sont des pertes fer statoriques, par hystérésis et courants de Foucault, s'ajoutant aux pertes surfaciques rotoriques à vide.

Comme la modélisation d'une machine à barres droites est plus facile que celle d'une machine à barres inclinées, on peut étudier la dernière machine en modélisant la première et en utilisant un facteur de passage entre les deux machines. Ce facteur, appelé facteur d'inclinaison 'k', symbolise la réduction de la tension induite dans une machine à encoches inclinées par rapport à celle à encoches droites. D'après Englebretson [31], le facteur d'inclinaison pour un ordre d'harmoniques donné est égal à :

$$k_n = \frac{\sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right)}{\frac{n\alpha}{2}} \quad 1.16$$

où n est l'ordre harmonique et α est l'angle électrique d'inclinaison.

1.2.2.5 Courants inter-barres

Quand une machine asynchrone à cage d'écureuil fonctionne en charge, une différence de potentiel existe entre deux barres adjacentes du rotor. Si l'isolation entre les barres et le fer est imparfaite, cette tension va induire des courants qui vont circuler d'une barre à une autre en passant par le fer rotorique, ce qui va générer des pertes et réduire le couple du moteur.

Un des paramètres qui affecte les courants inter-barres est l'inclinaison des barres rotoriques, qui augmente la densité des courants induits rotoriques en général et celle des courants inter-barres en particulier. Dans la Figure 1.12, on peut noter clairement l'effet de l'inclinaison des barres qui favorise les courants inter-barres en créant des boucles de courant dans le fer, alors qu'ils tendent à s'annuler mutuellement avec des barres droites.

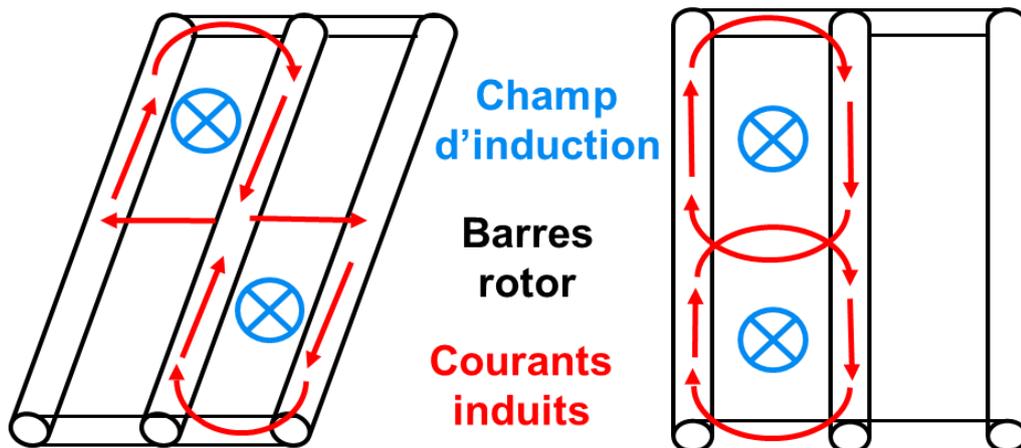


Figure 1.12 Relation entre inclinaison et courants inter-barres

Des expressions analytiques simplifiées des pertes dues aux courants inter-barres, avec une description de leur importance pour la conception des moteurs, ont été présentées par Behdashti et Poloujadoff [32]. K.Yamazaki [33] a étudié les origines de ces courants et calculé les pertes associées en s'appuyant sur des simulations par éléments finis. Il a ainsi montré que les harmoniques des courants d'inter-barres sont d'ordre égal au nombre d'encoches statoriques et que, en plus, ils se concentrent sur la surface du rotor à cause de l'effet de peau à haute fréquence.

Pour réduire ou supprimer ces pertes, il est logique de chercher à isoler parfaitement les barres des tôles. En fait, il suffit de les isoler dans leur partie supérieure et sur une hauteur égale à l'épaisseur de peau des harmoniques de plus grandes amplitudes.

1.2.3 Essais et mesures expérimentales

Dans les années 90, les normes internationales fixaient le niveau des pertes supplémentaires en charge, pour une machine asynchrone, à 0.5 % de la puissance absorbée au régime nominal et proportionnelles au carré du courant statorique. Depuis, suite aux politiques d'amélioration de l'efficacité énergétique et d'augmentation du rendement dans les moteurs électriques, les constructeurs ont tenté de calculer les pertes supplémentaires avec précision. Par ailleurs, les normes internationales ont évolué et ont fixé, dans les années 2000, des moyens pour mieux estimer les pertes supplémentaires et les mesurer grâce à des essais normés plus ou moins précis. Ainsi, la norme internationale 60034-2-1 de 2014 [6] détermine la valeur des pertes supplémentaires P_{SLL} en charge à la charge assignée comme un pourcentage de la puissance d'entrée P_1 à l'aide de la courbe de la Figure 1.13, et suppose qu'elles varient comme le carré du courant primaire moins le carré du courant à vide. A noter que cette courbe ne représente pas une moyenne, mais une enveloppe supérieure d'un grand nombre de valeurs mesurées, et elle peut, dans la plupart des cas, produire des pertes supplémentaires en charge plus élevées que l'essai par bilan de puissances présenté dans le paragraphe suivant 1.2.3.1.

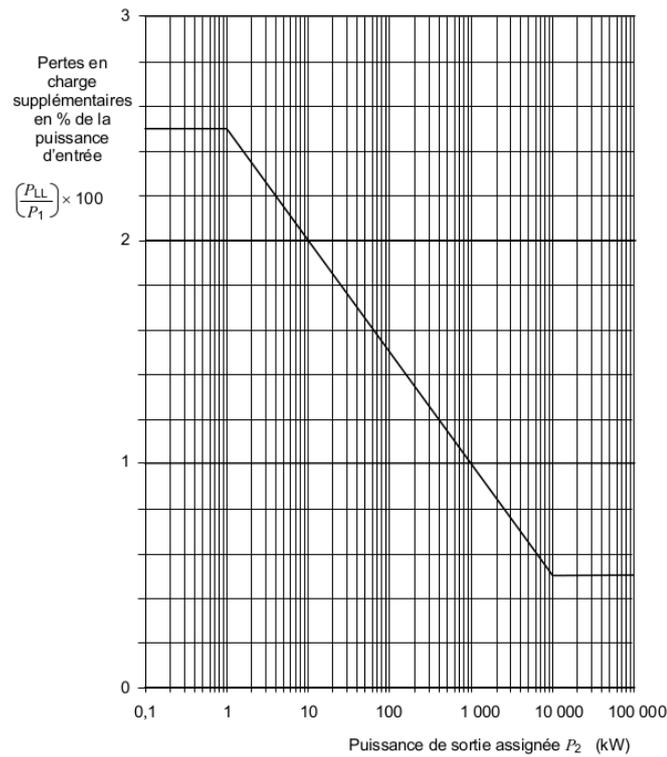


Figure 1.13 Valeur assignée pour les pertes supplémentaires en charge [6]

A partir de cette courbe, il est possible de calculer les valeurs des pertes supplémentaires selon les différentes puissances de sortie assignées à l'aide des équations suivantes :

$$\text{pour } P_2 \leq 1 \text{ kW} \quad P_{SLL} = P_1 \times 0.025 \quad 1.17$$

$$\text{pour } 1 \text{ kW} < P_2 < 10\,000 \text{ kW} \quad P_{SLL} = P_1 \times \left[0.025 - 0.005 \log_{10} \left(\frac{P_2}{1 \text{ kW}} \right) \right] \quad 1.18$$

$$\text{pour } P_2 \geq 10\,000 \text{ kW} \quad P_{SLL} = P_1 \times 0.005 \quad 1.19$$

En plus de l'estimation des pertes supplémentaires à partir de valeurs allouées, des essais ont été définis par la norme internationale IEC 60034-2-1 afin de mesurer ces pertes [34]. Ces essais ont fait l'objet d'une étude réalisée par Aoukadi [35], [36] sur des moteurs de différentes puissances pour comparer les performances des tests en précision et facilité de réalisation. Les prochains paragraphes sont dédiés à la présentation des trois essais les plus utilisés pour mesurer les pertes supplémentaires.

1.2.3.1 Essai par bilan de puissances (Input-Output test)

Ce test, appelé aussi test IEEE 112-method B, se base sur le bilan de puissances d'une machine asynchrone et quantifie les pertes supplémentaires en charge comme la différence entre les pertes totales en charge et la somme des pertes fer et mécaniques, déterminées à vide, et Joule rotorique et statoriques, déterminées en charge. Par conséquent, différents essais à vide et en charge avec différentes charges sont nécessaires, pour déterminer ces pertes supplémentaires.

- Test à vide : Suite à des séries de mesures, sur le moteur non couplé à une charge mécanique, pour différentes tensions d'entrée, les pertes mécaniques sont déduites à travers une extrapolation de la courbe des pertes totales en fonction de la tension pour une valeur nulle de cette dernière. Ensuite, au point de fonctionnement nominal, les pertes fer sont calculées en utilisant l'expression suivante :

$$P_{\text{fer_vide}} = P_e - P_{\text{Js_vide}} - P_{\text{méca}} \quad 1.20$$

avec $P_{\text{fer_vide}}$ les pertes fer à vide, P_e la puissance d'entrée, $P_{\text{Js_vide}}$ les pertes Joule statoriques et $P_{\text{méca}}$ les pertes mécaniques.

- Test en charge : pour la détermination des pertes supplémentaires en charge, le moteur doit être alimenté sous tension nominale et couplé à une charge mécanique. Les différentes pertes, totales, Joule statoriques et rotoriques sont ensuite déterminées. Les pertes totales de la machine sont définies comme la différence entre la puissance d'entrée (mesurée avec un wattmètre de précision) et la puissance de sortie (déterminée à partir de la vitesse de rotation et du couple mécanique). Les pertes Joule statoriques sont calculées en utilisant la résistance des enroulements qui correspond à la température de l'essai. Enfin, les pertes Joule rotoriques sont considérées comme le produit du glissement par la puissance transmise (différence entre la puissance d'entrée et les pertes fer à vide et les pertes Joule statoriques en charge).

En faisant un bilan de puissances suite aux essais à vide et en charge explicités dans la Figure 1.14, on remarque que la somme des pertes déterminées en charge est plus petite que les pertes totales mesurées. Ainsi, on peut déduire les pertes supplémentaires en charge comme la différence entre les pertes totales mesurées et la somme des pertes calculées:

1. Problématiques des pertes supplémentaires et état de l'art

$$P_{SLL} = P_{tot} - P_{Js_charge} - P_{Jr_fond_charge} - P_{fer_vide} - P_{méca} \quad 1.21$$

où P_{SLL} sont les pertes supplémentaires, P_{Js_charge} les pertes Joule statoriques en charge, $P_{Jr_fond_charge}$ les pertes Joule rotoriques fondamentales en charge déterminées avec le glissement (g) et la puissance transmise (P_{tr}), P_{fer_vide} les pertes fer déterminées à vide et $P_{méca}$ les pertes mécaniques déterminées à vide.

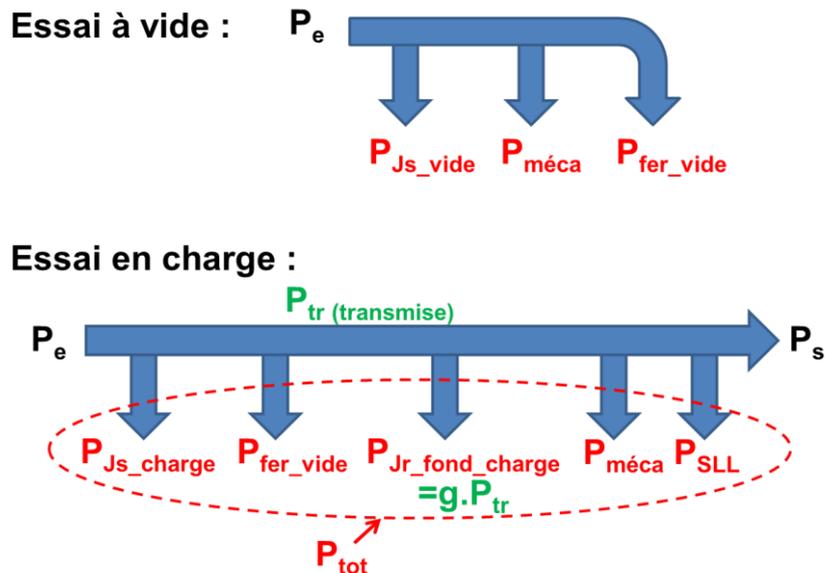


Figure 1.14 Bilan de puissance d'un moteur pour des essais à vide et en charge

Les avantages de ce test sont le couplage physique de la machine et la détermination directe des pertes à partir des mesures, ce qui le rend très précis pour la mesure des pertes supplémentaires. Il est recommandé de l'utiliser pour les moteurs à faible et moyennes puissance (quelques centaines de kilowatt). Par contre, cet essai exige un équipement de mesure calibré très performant pour la mesure des puissances d'entrée et de sortie, de la vitesse et du couple avec des incertitudes très faibles, puisque les valeurs des pertes supplémentaires mises en jeu sont de l'ordre de quelques pourcents, voire une fraction de pourcent, par rapport aux puissances d'entrée et de sortie. Dans la suite, de par sa précision de calcul, ce test sera utilisé pour mesurer les pertes supplémentaires dans les moteurs électriques étudiés.

1.2.3.2 Essai à rotation inverse

Il s'agit d'un essai combiné nécessitant deux essais particuliers, avec le rotor retiré pour le calcul des pertes supplémentaires à la fréquence fondamentale et avec la machine

tournant à la vitesse synchrone mais en sens opposé du champ magnétique pour calculer les pertes supplémentaires dues aux fréquences les plus élevées. Au cours de ces deux essais, le stator doit être alimenté par un courant polyphasé symétrique (I) de fréquence assignée pour six valeurs entre 25% et 150% du courant assigné [6].

- Essai avec le rotor retiré : Pour cet essai, toutes les parties dans lesquelles des courants de Foucault pourraient être induits, par exemple les flasques et la carcasse, doivent être en place. Comme la tension d'entrée est considérée comme faible, les pertes supplémentaires à la fréquence fondamentale (P_{SLL_ff}) sont égales à la différence entre la puissance d'entrée électrique au stator (P_e) et les pertes Joule statoriques.

$$P_{SLL_ff} = P_e - (3 \times I^2 \times R_S) \quad 1.22$$

- Essai à rotation inverse : pour cet essai, la machine complètement assemblée est entraînée à la vitesse synchrone dans le sens inverse de la rotation du champ magnétique statorique. Ainsi, les pertes supplémentaires dues aux fréquences harmoniques (P_{SLL_fh}) sont calculées en utilisant l'expression suivante :

$$P_{SLL_fh} = P_m - P_{méca} - (P_e - P_{SLL_ff} - (3 \times I^2 \times R_S)) \quad 1.23$$

où P_m est la puissance d'entrée mécanique sur l'arbre, $P_{méca}$ les pertes mécaniques, déterminées de la même manière que le paragraphe précédent, P_e la puissance d'entrée électrique au stator et R_S la résistance statorique.

Ainsi, les pertes supplémentaires totales sont la somme des pertes à fréquence fondamentale et celles à fréquences harmoniques. L'avantage de ce test réside dans la détermination physique des pertes dans les différentes parties de la machine, hormis le rotor, lors de l'essai à rotor enlevé, sans la mesure du couple et la vitesse. Par contre, ce test nécessite de retirer le rotor, ce qui n'est pas une tâche toujours facile à réaliser. De plus, comme il n'y a pas un vrai couplage physique de la charge, la détermination des pertes supplémentaires à fréquence fondamentale, lors de l'essai avec le rotor enlevé, ne prend pas en compte l'effet des composants rotoriques, ce qui rend ce test beaucoup moins précis que les autres. Dans l'étude de Aoukadi [37], les pertes supplémentaires mesurées par ce test peuvent être deux à trois fois plus grandes que celles mesurées à l'aide de l'essai bilan de puissance. Pour un moteur de 5.5 kW, par exemple, les pertes supplémentaires mesurées avec

l'essai bilan de puissance sont égales à 0.7% de la puissance d'entrée, en comparaison avec 1.7% pour celles mesurées à partir de l'essai rotation inverse.

1.2.3.3 Essai Eh-star

Ce test consiste en la mise en place d'un circuit d'alimentation électrique asymétrique du moteur triphasé sans avoir besoin d'un couplage mécanique et d'un couplemètre. L'asymétrie de l'alimentation est obtenue en connectant les phases du moteur en étoile et en mettant en place une résistance R_{eh} entre les deux phases du moteur U et W, Figure 1.15. Cette résistance, de l'ordre de l'impédance de court-circuit du moteur, doit être adaptée pour avoir une vitesse proche de la vitesse nominale et un courant positif de la phase U, I_U , 30% plus faible que le courant négatif de la phase V, I_V .

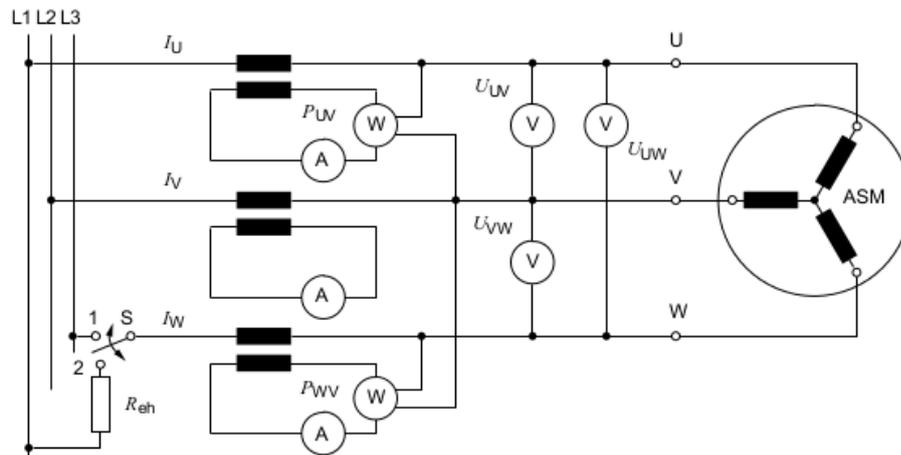


Figure 1.15 Circuit de la méthode Eh-star (S : interrupteur, ASM : moteur asynchrone)[37]

L'alimentation asymétrique du moteur est considérée comme la superposition de deux machines équivalentes, où une est alimentée en séquence positive avec un glissement $g_1 = g$, et une autre alimentée en séquence négative avec un glissement $g_2 = 2 - g$. Les pertes supplémentaires totales sont la somme des pertes supplémentaires de la séquence positive P_{SLL1} et négative P_{SLL2} et sont données par:

$$P_{SLL} = P_{SLL1} + P_{SLL2} = (1 - g)(P_{\delta 1} - P_{\delta 2}) - P_{méca} \quad 1.24$$

où g est le glissement, $P_{méca}$ les pertes mécaniques, $P_{\delta 1}$ et $P_{\delta 2}$ sont les différences entre, d'une part, la puissance d'entrée et, d'autre part, les pertes fer et Joule statoriques, mesurées à vide dans un test précédent, en séquence positive et négative respectivement.

Les avantages de ce test sont la simplicité et la rapidité de réalisation dus à l'absence d'un couplage mécanique, il est recommandé de l'utiliser dans les cas de moteurs à très grande puissance. De plus, les mesures effectuées pour des charges nominales sont assez précises et corrélient bien les mesures effectuées à l'aide de l'essai bilan de puissance. En effet, il y a en moyenne 20% d'écart entre les pertes supplémentaires mesurées par ces deux tests sur différents moteurs lors de l'étude d'Aoulkadi [37]. Par contre, ce test ne se base pas sur une situation réelle de fonctionnement du moteur en charge, ce qui rend les mesures pour différents points de fonctionnement moins précises.

1.3 Modèles pour le calcul des pertes

Pour calculer les pertes dans les machines électriques, analytiquement ou à l'aide de simulations numériques, différents modèles et approches ont été proposés dans la littérature. Dans les paragraphes suivants, les modèles les plus utilisés pour le calcul des pertes fer et des pertes supplémentaires sont présentés.

1.3.1 Modèles pour le calcul des pertes fer

Dans le domaine électrotechnique, le processus de quantification des pertes fer est complexe. En fait, il est difficile de faire une modélisation précise de ces pertes en prenant en compte toutes les contraintes et les lois de comportement magnétique, tout en étant dans des temps de calcul raisonnables. Ainsi, il existe plusieurs types de modèles pour calculer les pertes fer, qui les quantifient plus ou moins précisément avec des temps de calculs plus ou moins importants. On peut classer ces modèles en trois familles, à savoir les modèles analytiques, les modèles d'hystérésis et les modèles basés sur une surface de réponse expérimentale (appelée Loss Surface).

Les modèles d'hystérésis représentent les phénomènes physiques mis en jeu lors du processus de dissipation énergétique en approximant le cycle de magnétisation du matériau. En y associant l'effet des courants induits dans le circuit magnétique, les pertes fer peuvent être directement obtenues par le calcul de la surface du cycle d'hystérésis. Dans la littérature, les modèles d'hystérésis les plus utilisés sont les modèles statiques de Jiles-Atherton [38] et de Preisach [39] qui se basent sur des hypothèses de comportement scalaire à basse fréquence. Mais il existe également d'autres modèles qui prennent en compte le comportement vectoriel

du processus d'aimantation [40]–[42]. L'implémentation de ces modèles dans un outil numérique, de type éléments finis, permet de prendre en compte directement les effets dissipatifs lors de la résolution du problème physique.

Les inconvénients associés à cette approche résident, d'une part, dans l'augmentation des temps de calcul du problème éléments finis qui est déjà relativement lourd lorsqu'un système complexe est simulé, d'autant plus que la stabilité numérique (convergence) de la procédure de résolution du schéma non-linéaire avec hystérésis n'est pas toujours assurée. Des travaux relatifs à ce dernier point sont d'ailleurs encore en cours dans le domaine de la modélisation numérique [43]. D'autre part, les inconvénients résident aussi dans la nécessité d'identification des paramètres du modèle d'hystérésis, ce qui alourdit et complexifie la procédure de pré-traitement.

D'un point de vue conception et étude de systèmes électrotechniques, une approche plus pragmatique est souvent exploitée, à savoir le calcul des pertes en post-traitement. Les différents travaux portant sur ce point ont montré que, dans la très grande majorité des cas, ce type d'approche est suffisant [44], notamment compte tenu des hypothèses de modélisation qui peuvent aussi engendrer des erreurs par rapport à l'expérience même si le phénomène d'hystérésis est pris en compte lors de la résolution.

Ainsi, on trouve une approche en post-traitement basée sur un modèle appelé Loss Surface, développé par T. Chevalier et al. [45]. A partir d'un ensemble de mesures de cycles $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ sur cadre Epstein, en balayant en amplitude et en fréquence des inductions triangulaires, des surfaces de réponse $\mathbf{H}(\mathbf{B}, \mathbf{B}_m, d\mathbf{B}/dt)$ sont identifiées et permettent alors de reconstruire les cycles de pertes $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ en post-traitement du calcul éléments finis.

Dans le cadre des présents travaux, l'outil de calcul par éléments finis exploité intègre la prise en compte du calcul de pertes en post-traitement mais à partir de modèles analytiques également identifiés à partir de données expérimentales obtenues à amplitudes et fréquences variables. Le principal avantage de cette approche est la rapidité du calcul car le problème électromagnétique est résolu en utilisant une courbe anhystérétique sans recours aux modèles d'hystérésis.

Dans les prochains paragraphes, deux types de modèles analytiques pour le calcul des pertes fer sont présentés. Le premier est basé sur la valeur crête de l'induction magnétique et le second sur la dérivée temporelle.

1.3.1.1 Modèles basés sur la valeur crête de l'induction

Une première estimation des pertes fer dans les matériaux feuilletés, basée sur la valeur crête de l'induction B_m , a été proposée par Steinmetz [46] en utilisant la formule empirique suivante :

$$P_{\text{tot}} = kf^\alpha B_m^\beta \quad [\text{W/kg}] \quad 1.25$$

où f la fréquence d'excitation et k , α et β sont des constantes qui sont identifiées à partir des mesures réalisées sur des échantillons. Cette équation calcule les pertes fer totales (statiques et dynamiques) d'une façon globale. Elle est valable dans le cas des tôles homogènes et isotropes avec une excitation sinusoïdale à des fréquences suffisamment faibles pour pouvoir négliger l'effet de peau.

Pour calculer les pertes par hystérésis et par courants induits, Jordan [47] a proposé une extension de l'expression (1.25), qui permet de séparer les pertes fer totales en pertes statiques et dynamiques.

$$P_{\text{tot}} = k_h f B_m^\alpha + k_{cl} f^2 B_m^2 \quad 1.26$$

Dans cette approche, les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence d'excitation tandis que les pertes par courants induits sont proportionnelles au carré de cette fréquence. Il s'agit des mêmes évolutions de pertes que celles données par les équations (1.10) et (1.13) dans les conditions sinusoïdales.

Toutefois, les pertes fer calculées avec l'équation (1.26) sous-estiment les pertes fer mesurées dans le matériau ferromagnétique. Ainsi, Bertotti a proposé une décomposition des pertes totales en trois contributions selon leurs origines : pertes par hystérésis, pertes par courants induits et pertes excédentaires (voir paragraphe 1.1.3) :

$$P_{\text{tot}} = P_h + P_{cl} + P_{exc} = k_h f B_m^\alpha + k_{cl} f^2 B_m^2 + k_{exc} f^{1.5} B_m^{1.5} \quad 1.27$$

Dans cette expression, les pertes statiques sont formulées d'une façon empirique et les pertes dynamiques peuvent être énoncées sous forme de formules analytiques qui ont un sens physique par rapport au phénomène de pertes. Cependant, les coefficients du modèle liés aux propriétés magnétiques du matériau sont assez difficiles à déterminer. Aussi, on approxime ces paramètres par des coefficients globaux (k_{cl}, k_{exc}) identifiés à partir de mesures.

Suite à la simplicité de leur mise en œuvre, ces modèles issus de l'approche de Steinmetz, sont largement utilisés mais leur validité est limitée aux formes d'ondes sinusoïdales sans prise en compte l'effet de peau. Pour résoudre ce problème, certains

modèles utilisent des coefficients variables en fonction de la fréquence et de l'induction maximale [48]–[51], d'autres prennent en compte les cycles mineurs [52] ou les effets dynamiques incluant l'effet de peau [53].

1.3.1.2 Modèles basés sur la dérivée temporelle de l'induction

L'équation de Steinmetz étant valable uniquement pour les formes d'induction sinusoïdales, de nombreuses modifications ont été proposées pour permettre au modèle de calculer les pertes fer pour des formes d'induction non sinusoïdales sur la base de la dérivée temporelle de l'induction, comme par exemple les modèles « Modified Steinmetz Equation » [54], « Generalized Steinmetz Equation » [55] et « Improved Generalized Steinmetz Equation » [56].

Une autre approche, assez répandue dans la littérature, permet de calculer les pertes fer sur la base de la décomposition proposée par Bertotti :

$$P_{\text{tot}} = k_h f B_m^\alpha + \frac{k_{\text{cl.}}}{2\pi^2 T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + \frac{k_{\text{exc}}}{8.764 T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} dt \quad 1.28$$

Dans cette expression, les coefficients $2\pi^2$ et 8,764 sont ajoutés pour mettre en évidence les mêmes paramètres que l'équation (1.27). L'inconvénient de cette méthode est la surestimation des pertes hystérésis, dans le cas des excitations non symétriques, due à l'utilisation de la valeur crête d'induction. Une des solutions pour diminuer cette surestimation [57], consiste à remplacer B_m , dans l'équation (1.28), par la moitié de l'amplitude crête à crête de l'induction ΔB :

$$P_h = k_h f \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\alpha \quad \text{où } \Delta B = B_{\text{max}} - B_{\text{min}} \quad 1.29$$

Une autre approche, qui consiste à décomposer l'induction magnétique B en série de Fourier, a été proposée par F. Fiorillo et A. Novikov dans [11]:

$$B(t) = \sum_{n=1}^N B_n \sin(2n \cdot f \cdot t + \varphi_n) \quad 1.30$$

avec B_1 l'amplitude du fondamental, B_n et φ_n l'amplitude et la phase du $n^{\text{ième}}$ harmonique, f la fréquence, n le rang de l'harmonique considéré et t le temps. Ainsi, en se basant sur la décomposition de Bertotti, on calcule les pertes fer totales pour chaque harmonique en remplaçant l'induction magnétique par l'expression (1.30) :

$$P_{\text{tot}} = P_h(f) + \frac{\sigma\pi^2 d^2 f^2}{6} \sum_{n=1}^N n^2 B_n^2 + \sqrt{\sigma G V_0 S} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \sum_{n=1}^N 2\pi n f B_n \cos(2\pi n f t + \varphi_n) \right|^{3/2} dt \quad 1.31$$

où P_h sont les pertes par hystérésis, le deuxième terme représente les pertes par courants induits et le troisième représente les pertes excédentaires. Le premier terme dans cette approche peut alors être calculé à partir des équations analytiques ou à partir des modèles d'hystérésis.

1.3.2 Modèles pour le calcul des pertes supplémentaires

Historiquement, le calcul des pertes supplémentaires se basait souvent sur des pourcentages, indiqués dans les normes, de la puissance d'entrée et sur les essais expérimentaux présentés dans le paragraphe 1.2.3. L'utilisation des formules empiriques qui estiment les pertes dues aux flux de fuite et harmoniques, principales origines des pertes supplémentaires, était plus rare à cause de la complexité de ces formules, la difficulté de calculer les valeurs des paramètres utilisés et l'imprécision des résultats obtenus [16], [21], [22]. De plus, suite à la détermination des pertes supplémentaires, des modèles de schémas équivalents de machines asynchrones ont été développés pour prendre en compte ces pertes. En effet, différents modèles ont été proposés pour tenir compte des pertes supplémentaires en modélisant celles-ci par une résistance qu'on ajoute au schéma équivalent classique d'une machine asynchrone. Au début, Boglietti [58] a considéré les pertes supplémentaires comme une résistance constante et il l'a positionnée en série avec la résistance du bobinage statorique. Ensuite, Yamazaki [59] a placé cette résistance constante (R_s), qui représente les pertes supplémentaires, en série avec la résistance rotorique, Figure 1.16. Une autre modélisation a été faite par Ansari [60], où les pertes supplémentaires ne sont plus modélisées comme une résistance constante mais comme une résistance variable en fonction du glissement et mise en série avec la résistance rotorique. Tous ces modèles ont été testés sur des moteurs et des points de fonctionnement spécifiques à leurs études. Ils ont été validés en comparant les résultats avec les mesures expérimentales.

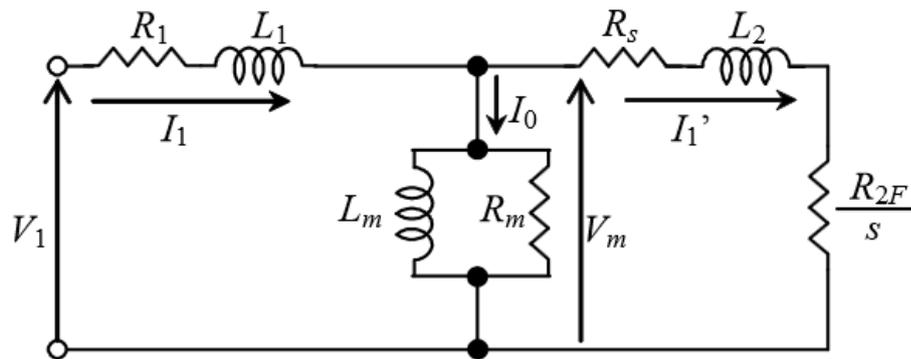


Figure 1.16 Schéma équivalent d'une machine asynchrone avec la prise en compte des pertes supplémentaires dans R_s

Ainsi, l'ajout de la résistance des pertes supplémentaires améliore les résultats du schéma équivalent classique. Toutefois, il est essentiel de bien choisir la valeur de cette résistance en mesurant les pertes supplémentaires ou en les calculant avec précision. De nos jours, grâce au développement des calculs numériques, comme par exemple la méthode des éléments finis, le calcul des pertes est plus aisé et précis, ce qui pousse les chercheurs à déterminer les pertes supplémentaires numériquement en exploitant des modèles basés sur la définition des essais expérimentaux. Yamazaki [61] et Hagen [30] ont calculé les pertes supplémentaires d'un moteur à barres inclinées par éléments finis bidimensionnels, en utilisant un modèle basé sur l'essai de bilan de puissances. Les résultats obtenus par ce calcul ont été comparés aux mesures et un écart de l'ordre de 30 %, pour les deux études, a été obtenu puisque les courants inter-barres n'ont pas été pris en compte. Ensuite, Yamazaki [33] a réduit cet écart à 11% en modélisant la machine à l'aide d'une approche tridimensionnelle prenant en compte l'inclinaison des barres et le feuilletage du rotor, et en appliquant des hypothèses sur les résistivités des barres et du rotor pour calculer les courants inter-barres.

Dans la suite de ce chapitre, les deux modèles numériques, basés sur des essais expérimentaux, sont présentés. Le premier, basé sur l'essai de bilan de puissances, est le plus utilisé dû à sa précision. Tandis que le deuxième, basé sur l'essai à rotation inverse, est moins précis et n'est utilisé que pour la comparaison de ces résultats avec les mesures issues de ce même essai.

1.3.2.1 Modèle basé sur le bilan de puissances

En se basant sur l'essai Input-Output test, les pertes supplémentaires dans un moteur à cage d'écurueil sont décrites comme la différence entre les pertes totales et les autres pertes conventionnelles :

$$P_{SLL} = P_{tot} - P_{Js_charge} - P_{Jr_fond_charge} - P_{fer_vide} - P_{méca} \quad 1.32$$

Les pertes totales peuvent être exprimées par la somme des pertes Joule statoriques et rotoriques, des pertes fer et des pertes mécaniques en charge :

$$P_{tot} = P_{Js_charge} + P_{Jr_charge} + P_{fer_charge} + P_{méca} \quad 1.33$$

avec P_{Jr_charge} les pertes totales rotoriques par courants induits en charge qui sont égales à la somme des pertes à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques :

$$P_{Jr_charge} = P_{Jr_fond_charge} + P_{Jr_harm_charge} \quad 1.34$$

et P_{fer_charge} les pertes fer en charge qui sont égales à la somme des pertes fer rotoriques et statoriques et les pertes par courants induits dans les parties conductrices de l'extrémité de la machine :

$$P_{fer_charge} = P_{fer_stator_charge} + P_{fer_rotor_charge} + P_{extrémité_charge} \quad 1.35$$

D'un autre côté, les pertes fer à vide peuvent être calculées, par l'expression (1.36), en faisant la somme des pertes fer rotoriques et statoriques, des pertes d'extrémités et des pertes par courants induits rotoriques à vide. En effet, les pertes par courants induits dans les barres rotoriques sont faibles à vide mais ne sont pas négligeables, elles sont dues aux harmoniques surtout ceux des encoches statoriques. Ainsi, les pertes par courants induits rotoriques à vide sont des pertes harmoniques puisque celles dues à la fréquence fondamentale sont nulles (le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique).

$$P_{fer_vide} = P_{fer_stator_vide} + P_{fer_rotor_vide} + P_{extrémité_vide} + P_{Jr_harm_vide} \quad 1.36$$

En substituant les expressions (1.33), (1.34), (1.35) et (1.36) dans (1.32) on obtient en conséquence l'expression des pertes supplémentaires qui les décrit comme une augmentation

des pertes fer dans le circuit magnétique, des pertes d'extrémités et des pertes par courants induits harmoniques au rotor en charge par rapport au cas à vide :

$$P_{SLL} = \left((P_{fer_stator_charge} + P_{fer_rotor_charge}) - (P_{fer_stator_vide} + P_{fer_rotor_vide}) \right) + (P_{extrémité_charge} - P_{extrémité_vide}) + (P_{Jr_harm_charge} - P_{Jr_harm_vide}) \quad 1.37$$

Ce modèle se base donc sur les différentes pertes dans la machine pour calculer avec précision, à partir de l'outil numérique, les pertes supplémentaires et il se réfère, en plus, aux phénomènes physiques qui génèrent et augmentent ces pertes.

1.3.2.2 Modèle basé sur la rotation inverse

Ce modèle se base sur l'essai à rotation inverse pour calculer les pertes supplémentaires qui sont considérées comme la somme des pertes à fréquence fondamentale, calculées à rotor enlevé, et celles aux fréquences harmoniques, calculées en rotation inverse.

Les pertes supplémentaires à fréquence fondamentale sont calculées à rotor enlevé avec l'expression (1.22) comme la différence entre la puissance d'entrée et les pertes Joule statoriques. Ainsi, en faisant un bilan de puissances on peut exprimer ces pertes comme la somme des pertes fer statoriques et d'extrémités à rotor enlevé :

$$P_{SLL_ff} = P_{fer_stator_R_enlevé} + P_{extrémité_R_enlevé} \quad 1.38$$

D'un autre côté, les pertes supplémentaires dues aux fréquences harmoniques sont calculées à rotation inverse à l'aide de l'expression (1.23) comme la différence entre, d'une part, la puissance d'entrée mécanique et, d'autre part, la puissance électrique, après le retrait des pertes Joule statoriques et supplémentaires à fréquence fondamentale, et les pertes mécaniques. En conséquence, on peut exprimer ces pertes comme la somme des pertes fer rotoriques et statoriques, des pertes d'extrémités et des pertes par courants induits dans le rotor qui correspondent à des pertes aux fréquences harmoniques dues à l'encoche statorique et rotorique et à la rotation inverse du rotor par rapport au champ d'induction statorique.

$$P_{SLL_fh} = P_{fer_stator_harm_R_inverse} + P_{fer_rotor_harm_R_inverse} + P_{extrémité_harm_R_inverse} + P_{Jr_harm_R_inverse} \quad 1.39$$

En résumé, les pertes supplémentaires du moteur sont considérées comme la somme des deux parties des pertes à fréquence fondamentale, dans le stator et les parties d'extrémités à rotor enlevé, et des pertes aux fréquences harmoniques dans toutes les parties de la machine. Ce modèle ne prend pas en compte l'influence du rotor sur les pertes supplémentaires à fréquence fondamentale ; de plus, il considère que toutes les pertes fer statoriques à rotor enlevé et toutes les pertes fer aux fréquences harmoniques à rotation inverse sont des pertes supplémentaires, ce qui n'est pas toujours le cas puisqu'une partie de ces pertes est déjà prise en compte lors du calcul des pertes fer à vide. En conséquence, ce modèle, comme l'essai à rotation inverse, est moins précis que les autres modèles et surestime les pertes supplémentaires réelles dans les moteurs électriques.

1.4 Synthèse

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les machines électriques tournantes, leur fonctionnement et les différents types de machines les plus utilisés. Ensuite, les différentes pertes générées lors de leur fonctionnement ont été étudiées, comme les pertes Joule, fer, mécaniques et supplémentaires, pour montrer leurs origines, les différentes composantes qui contribuent à leur augmentation et les expressions utilisées pour les calculer.

La deuxième partie s'est focalisée sur les pertes supplémentaires en charge dans les moteurs électriques. Un état de l'art a été présenté sur les travaux les plus importants dans ce domaine, en expliquant les problématiques des pertes supplémentaires, leurs définitions et leurs différentes origines physiques. Ensuite, les essais expérimentaux définis par les normes internationales pour la mesure et l'estimation des pertes supplémentaires ont été décrits.

Dans la dernière partie, nous avons présenté les modèles utilisés pour estimer les pertes fer à partir d'une approche analytique et ceux utilisés pour les pertes supplémentaires en utilisant l'approche des essais normalisés.

2. Choix de modèles et validation

Dans ce chapitre, nous présentons les méthodes numériques et analytiques utilisées pour la modélisation de machines électriques en vue du calcul des pertes fer, Joule et supplémentaires.

Dans une première partie, nous présenterons la méthode des éléments finis. Tout d'abord, les équations de Maxwell qui permettent d'écrire les formulations mathématiques associées aux problèmes électromagnétiques seront introduites. Ensuite, nous présenterons l'approche permettant d'exprimer ces formulations en vue de leur discrétisation pour la résolution numérique des problèmes tout en prenant en compte la non-linéarité des matériaux magnétiques, le mouvement et le couplage avec circuit électrique.

La deuxième partie sera dédiée à la présentation des modèles utilisés pour le calcul des pertes fer, Joule et supplémentaires dans les machines étudiées. Les méthodes de calcul et d'identification des paramètres des modèles de pertes seront également abordées. Ces paramètres étant la conductivité, la perméabilité et les coefficients de pertes fer des différentes parties électromagnétiques de la machine.

Afin de valider les modèles et les procédures de calcul des pertes fer et Joule, essentiels au calcul des pertes supplémentaires, la dernière partie du chapitre sera consacrée à l'étude d'une machine synchrone à aimants permanents de test. Cette étape permettra notamment de valider les modèles de calcul des pertes harmoniques dans le cas d'une machine alimentée au travers d'un variateur électronique de vitesse.

2.1 La méthode des éléments finis

L'objectif de la thèse étant la quantification la plus précise possible des pertes électromagnétiques, et plus particulièrement les pertes supplémentaires, dans les machines électriques, nous avons opté pour une approche de modélisation numérique basée sur la méthode des éléments finis. Cette approche devrait nous permettre d'estimer la contribution des différents postes de pertes mais également leurs répartitions dans les différentes parties de la machine. Le code de calcul électromagnétique dans lequel seront implantés et testés les différents modèles de pertes est code_Carmel (Code Avancé de Recherche en Modélisation Electromagnétique) qui est un code 3D développé conjointement par le laboratoire L2EP

(Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de puissance de Lille) et le Département THEMIS de EDF R&D dans le cadre du laboratoire commun LAMEL (Laboratoire Avancé de Modélisation du Matériel Electrique).

Dans cette première partie, nous présenterons les formulations mathématiques du problème électromagnétique à résoudre à l'aide de la méthode des éléments finis. Les équations de Maxwell, ainsi que les formulations qui constituent les équations à résoudre dans le domaine continu, seront d'abord introduites. Ensuite, nous décrirons les lois de comportement des milieux mis en jeu ainsi que les conditions aux limites.

2.1.1 Equations de Maxwell

Les fréquences des systèmes étudiés lors des travaux de cette thèse nous permettent de nous placer dans les conditions des régimes quasi stationnaires. Dans ce cas, les équations de Maxwell qui régissent les phénomènes électromagnétiques peuvent être exprimées, en régime continu, sous la forme suivante [62], [63] :

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad 2.1$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad 2.2$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad 2.3$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad 2.4$$

où \mathbf{E} représente le champ électrique [V/m], \mathbf{B} l'induction magnétique [T], \mathbf{H} le champ magnétique [A/m], \mathbf{J} la densité de courant [A/m²], \mathbf{D} la densité du champ électrique [C/m²] et ρ la densité volumique de charge [C/m³]. A noter que, dans les applications électrotechniques classiques, les charges d'espace étant supposées nulles, l'expression (2.4) s'écrit $\operatorname{div} \mathbf{D} = 0$.

2.1.2 Lois de comportement

Pour définir totalement l'évolution d'un système, on doit ajouter aux équations de Maxwell les lois de comportement qui relient les champs \mathbf{B} à \mathbf{H} et \mathbf{J} à \mathbf{E} . Ces lois, qui décrivent le comportement de ces champs, dépendent de nombreux paramètres comme la température T , le temps t et l'évolution par rapport aux directions de l'espace considérées.

Dans le cas isotrope, à température constante et pour les matériaux linéaires, on peut simplifier ces relations tel que :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad 2.5$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad 2.6$$

où μ est la perméabilité magnétique [H/m] et σ la conductivité électrique [S/m].

2.1.3 Conditions aux limites

Afin de faire les calculs numériques dans un domaine d'étude bien défini et d'assurer l'unicité de la solution, des conditions aux limites associées aux champs doivent être imposées. Ces conditions sont définies sur la frontière Γ du domaine d'étude qui peut se décomposer en deux parties : la frontière Γ_b relative à l'induction magnétique et la frontière Γ_h relative au champ magnétique. Ces deux frontières doivent vérifier : $\Gamma = \Gamma_b \cup \Gamma_h$ et $\Gamma_b \cap \Gamma_h = \emptyset$. Si le domaine d'étude contient une zone conductrice ($\sigma \neq 0$), la frontière Γ_c du domaine conducteur peut être décomposée en deux parties : Γ_j (relative au courant induit) et Γ_e (relative au champ électrique) avec $\Gamma_c = \Gamma_j \cup \Gamma_e$ et $\Gamma_j \cap \Gamma_e = \emptyset$.

Les conditions aux limites, considérées homogènes sur le champ et l'induction magnétiques, sont :

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H}|_{\Gamma_h} = \mathbf{0} \quad 2.7$$

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}|_{\Gamma_b} = 0 \quad 2.8$$

où \mathbf{n} est un vecteur qui correspond à la normale de la frontière Γ .

En reliant les équations de Maxwell et celles des conditions aux limites (2.1) et (2.8), ainsi que (2.2) et (2.7), on déduit les conditions aux limites pour les domaines conducteurs :

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}|_{\Gamma_e} = \mathbf{0} \quad 2.9$$

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{J}|_{\Gamma_j} = 0 \quad 2.10$$

2.1.4 Les formulations en magnétostatique et en magnétodynamique

2.1.4.1 Formulation en magnétostatique

Dans le cas de problèmes en magnétostatique, les matériaux constituant le système d'étude ne sont pas conducteurs. En conséquence, les courants induits n'existent pas et la densité de courant \mathbf{J} (dans la relation 2.2) correspond uniquement au terme source \mathbf{J}_s qui est supposé connu. Les équations à résoudre se simplifient en :

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}_s \quad 2.11$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad 2.12$$

Celles-ci ne sont pas résolues de manière directe mais en adoptant des formulations en potentiels, tout en ajoutant les conditions aux limites et les lois de comportement. Deux types de formulation sont considérés : en potentiel scalaire magnétique Ω et en potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} . Seule cette dernière a été utilisée dans le cadre des travaux de cette thèse et donc sera présentée ci-dessous.

Sachant que le flux de l'induction magnétique est conservé dans le domaine d'étude, on peut introduire un potentiel vecteur \mathbf{A} qui vérifie la relation suivante :

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad 2.13$$

En combinant les équations (2.11), (2.13) et la loi de comportement, on obtient la formulation en potentiel vecteur \mathbf{A} qui s'énonce en magnétostatique comme suit :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_s \quad 2.14$$

Cette équation admettant une infinité de solutions, sa résolution nécessite d'imposer une condition de jauge pour assurer l'unicité de \mathbf{A} [64].

2.1.4.2 Formulation en magnétodynamique

Dans le cas de problèmes en magnétodynamique, le domaine contient des matériaux conducteurs avec une dynamique du champ suffisamment importante pour que l'effet des courants induits ne soit plus négligeable. Les équations à résoudre sont alors :

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad 2.15$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \mathbf{J}_s \quad 2.16$$

où \mathbf{J} représente la densité des courants induits.

Pour définir le problème physique, il faut évidemment ajouter les conditions aux limites et les lois de comportement des matériaux. La résolution du problème peut alors être effectuée à l'aide de l'une des deux formulations en potentiels ; magnétique $\mathbf{T}-\boldsymbol{\Omega}$ ou électrique $\mathbf{A}-\varphi$. Comme dans le cas précédent, on ne présentera que cette dernière formulation. A partir des équations (2.13) et (2.15), on aboutit à l'expression suivante :

$$\operatorname{rot} \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad 2.17$$

Comme le rotationnel du terme $\left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right)$ est nul, on peut déduire que ce dernier est égal au gradient d'un potentiel scalaire électrique φ . De ce fait, le champ électrique \mathbf{E} peut s'exprimer en fonction du potentiel vecteur \mathbf{A} et du gradient de φ sous la forme suivante:

$$\mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \operatorname{grad} \varphi \quad 2.18$$

Ainsi, en combinant cette expression du champ électrique avec les lois de comportement (2.5) et (2.6), on peut réécrire la loi locale d'Ampère (2.16) en fonction des potentiels \mathbf{A} et φ :

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} \right) + \sigma \left(\operatorname{grad} \varphi + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = \mathbf{J}_s \quad 2.19$$

Comme dans le cas de la formulation en magnéto-statique, pour résoudre cette expression qui décrit la formulation électrique $\mathbf{A}-\varphi$, il est nécessaire d'utiliser une condition de jauge pour assurer l'unicité de la solution mathématique.

2.1.5 Domaine discret

Sauf dans le cas de systèmes à géométrie simple, la résolution analytique des formulations proposées précédemment s'avère en général très fastidieuse, voire impossible. Aussi, dans le cas de systèmes complexes, comme les machines électriques, on a recours à des méthodes numériques adaptées pour résoudre ces formulations. Dans le domaine des basses fréquences, on adopte une discrétisation spatiale, dont la structure est analogue à celle du domaine continu, ainsi que temporelle du problème, ce qui conduit à une solution approchée dite discrète. Parmi les nombreuses méthodes numériques existantes, nous utiliserons celle

des éléments finis qui est actuellement la plus couramment employée pour résoudre les problèmes électromagnétiques en basse fréquence [65].

La méthode des éléments finis consiste à construire et discrétiser d'abord la géométrie du système à étudier. Cela s'effectue à l'aide d'éléments de formes simples qui peuvent être à une, deux ou trois dimensions mais aussi d'ordres plus ou moins élevés afin de mieux discrétiser la géométrie du système (Figure 2.1).

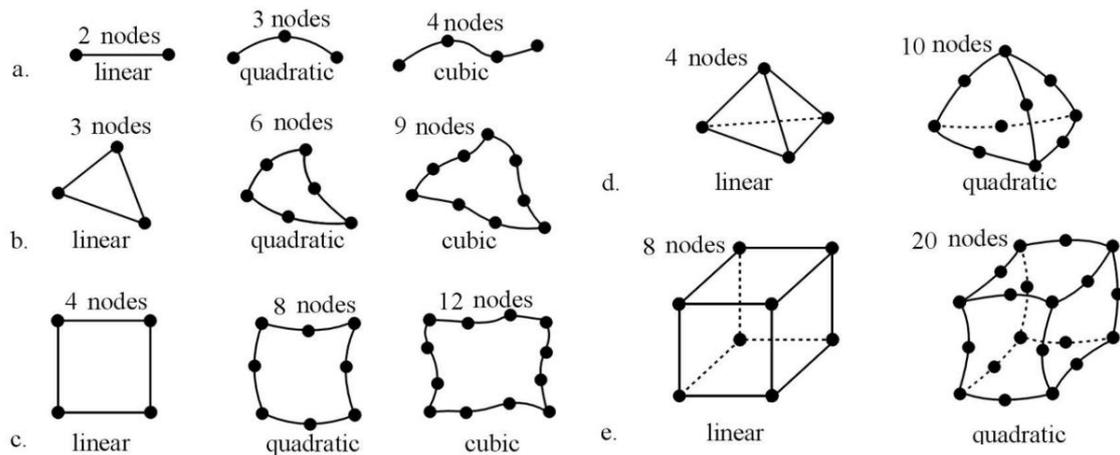


Figure 2.1 Types d'éléments de discrétisation [66]

Le domaine d'étude est donc décomposé en nœuds, arêtes, facettes et éventuellement volumes en 3D. Les potentiels scalaires seront alors discrétisés avec des éléments nodaux et les potentiels vecteurs avec des éléments d'arêtes.

Pour la résolution des systèmes d'équations des différentes formulations présentées au paragraphe 2.1.4, on se base sur la méthode des résidus pondérés et la méthode de Galerkin qui sont détaillées dans [66], [67]. Ces méthodes consistent à intégrer sur tout le domaine d'étude l'équation à résoudre pondérée par une fonction test appartenant à un espace approprié. Dans le cas de la formulation magnétostatique en potentiel vecteur \mathbf{A} , la forme intégrale peut s'écrire de la manière suivante:

$$\int_D \frac{1}{\mu} (\text{rot } \mathbf{A} \cdot \text{rot } \mathbf{W}) dD = \int_D (\mathbf{J}_s \cdot \mathbf{W}) dD \quad 2.20$$

où \mathbf{W} est une fonction test (fonction de pondération).

La formulation magnétodynamique en potentiels \mathbf{A} - ϕ s'exprime quant à elle à l'aide d'un système de deux équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_D \left[\frac{1}{\mu} (\text{rot } \mathbf{A} \cdot \text{rot } \mathbf{W}) + \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad} \varphi \right) \mathbf{W} \right] dD = \int_D (\mathbf{J}_s \cdot \mathbf{W}) dD \\ \int_D \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad} \varphi \right) \cdot \text{grad} \mathbf{W} dD = 0 \end{array} \right. \quad 2.21$$

Pour déterminer des solutions numériques approchées du problème d'origine, il est nécessaire d'utiliser la formulation variationnelle de l'équation (2.21) au sens faible en projetant les inconnus \mathbf{A} et φ dans un domaine discrétisé. Une fois la discrétisation de ces formulations faibles effectuée, on peut les exprimer sous une forme matricielle pour résoudre à la fin un système d'équations de la forme :

$$[\mathbf{A}] \cdot [\mathbf{X}] = [\mathbf{B}] \quad 2.22$$

où $[\mathbf{X}]$ représente le vecteur des inconnues.

2.1.6 Prise en compte de la non-linéarité

Pour avoir une représentation parfaite du comportement non linéaire des matériaux ferromagnétiques dans un code de calcul par éléments finis, il serait nécessaire d'utiliser un modèle d'hystérésis. Malheureusement, cela induirait une augmentation des temps de calcul, notamment à cause du nombre important d'itérations non linéaires qui est encore plus accru dans le cas tridimensionnel [68]. Toutefois, dans la plupart des problèmes, une loi non linéaire univoque demeure suffisante pour représenter de façon fiable le comportement du système étudié. Par ailleurs, nous considérons dans ces travaux les lois de comportement anhystérique des matériaux ferromagnétiques étudiés. Plusieurs modèles permettent d'approximer cette caractéristique non linéaire comme, par exemple, des modèles polynomiaux, hyperboliques ou des expressions analytiques de type Langevin. Dans code_Carmel, cette approximation est effectuée à l'aide de l'expression proposée par A. Marrocco [69], qui est une représentation purement mathématique de la loi de comportement $H(B)$ et qui s'écrit sous la forme:

$$H = \frac{B}{\mu_0} \left[\frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} (c - \varepsilon) + \varepsilon \right] \quad 2.23$$

où α , τ , ε et c doivent être identifiés à partir de données expérimentales.

En tenant compte de la non linéarité des matériaux dans un code de calcul par la méthode des éléments finis, on est amené à résoudre un système matriciel de la forme :

$$[A(X)]. [X] = [B] \quad 2.24$$

où la matrice $[A]$ dépend des inconnues du vecteur $[X]$ dû à la présence des milieux non linéaires dans le domaine. Dans code_Carmel, la résolution de ce système est effectuée par la méthode itérative de Newton-Raphson.

2.1.7 Prise en compte du mouvement

Pour étudier des systèmes électromagnétiques avec mouvement, comme les machines tournantes, le calcul par éléments finis doit tenir compte de ce dernier. Dans le cas de code_Carmel, la méthode utilisée est celle dite du « pas bloqué ». Cette méthode est basée sur le principe de la permutation des inconnues du maillage s'appuyant sur une surface située généralement au milieu de l'entrefer (ou surface de mouvement). La connectivité entre les éléments est alors modifiée à chaque déplacement, tout en évitant de remailler la totalité du système. De ce fait, le maillage doit être régulier et conforme pour toutes les positions de la surface de mouvement, ce qui a pour avantage d'éviter la déformation des éléments de l'entrefer. Cependant, cette régularité induit un inconvénient qui se traduit, pour une vitesse de rotation donnée, par une relation rigide qui relie le pas de calcul temporel Δt à l'angle de déplacement minimal $\Delta\theta$ (pas de maillage) :

$$\Delta\theta = \Omega \Delta t \quad 2.25$$

où Ω est la vitesse de rotation. Par conséquent, pour assurer une modélisation précise du système étudié, le pas du maillage et le pas temporel doivent être bien choisis. En effet, le maillage conditionnera le nombre de calculs effectués par tour (et donc le niveau de prise en compte des harmoniques d'espace) et le pas temporel celui de la vitesse de rotation du système.

2.1.8 Couplage circuit

Afin de pouvoir considérer les alimentations en tension des bobinages, il est nécessaire de coupler les équations magnétiques aux équations du circuit électrique. Ce couplage, qui peut être appliqué aux inducteurs bobinés et aux inducteurs massifs, est pris en compte dans code_Carmel. Il est défini à l'aide d'un système d'équations qui décrit le problème électrique et son couplage avec la formulation en potentiel vecteur magnétique dans les cas magnétostatique et magnétodynamique [70].

2.2 Choix du modèle

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons les différents modèles qui ont été retenus et utilisés pour le calcul des pertes fer, par courants induits et supplémentaires des machines étudiées.

2.2.1 Modèles de calcul des pertes fer

Ce paragraphe est dédié à la présentation des modèles de pertes fer implémentés dans code_Carmel et basés sur une approche en post-traitement ainsi qu'à celle des méthodes d'identification des coefficients des pertes fer.

2.2.1.1 Approche en post-traitement

Pour le calcul des pertes fer dans les machines électriques étudiées, on a utilisé une approche en post-traitement qui est couramment adoptée dans la modélisation par éléments finis dans le domaine de l'électrotechnique et dans le milieu industriel. Le principal avantage de cette approche réside dans l'utilisation de modèles analytiques qui allient stabilité et rapidité de calcul. Elle admet cependant des limites dans le sens où :

- Le champ magnétique étant calculé en utilisant une courbe anhystérétique, les effets de l'hystérésis et des pertes n'ont pas d'influence sur celui-ci.
- Les effets de cycles mineurs, qui sont importants dans les dents statoriques et rotoriques, ne sont pas modélisés précisément par de telles méthodes analytiques.

2.2.1.2 Modèles de pertes fer retenus

Parmi les modèles analytiques présentés au premier chapitre, nous avons retenu trois modèles qui sont les plus utilisés pour estimer les pertes fer dans les machines électriques. Ces modèles ont été implémentés dans code_Carmel, testés et validés lors des travaux de M. Fratila [71].

Dans le cas de nos travaux, nous utiliserons deux modèles. Le premier est donné par l'expression (2.26) ci-dessous.

$$P_{\text{tot}} = k_h f \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\alpha + \frac{k_{\text{cl}}}{2\pi^2 T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + \frac{k_{\text{exc}}}{8.764 T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} dt \quad 2.26$$

Il tient compte de l'évolution temporelle de l'induction dans le calcul des pertes dynamiques et peut donc être utilisé pour le calcul des pertes fer dans les machines électriques puisque l'induction dans les matériaux ferromagnétiques est non-sinusoïdale.

Dans le cas sinusoïdal symétrique, le modèle se simplifie en :

$$P_{\text{tot}} = P_h + P_{\text{cl}} + P_{\text{exc}} = k_h f B_m^\alpha + k_{\text{cl}} f^2 B_m^2 + k_{\text{exc}} f^{1.5} B_m^{1.5} \quad 2.27$$

où B_m est la valeur crête de l'induction. Cette forme du modèle est alors bien adaptée pour l'identification des coefficients k_h , k_{cl} , k_{exc} et α à partir de mesures sur des échantillons soumis à des évolutions sinusoïdales de l'induction magnétique, ce qui est le cas sur les dispositifs standards de caractérisation.

Le second modèle est basé sur la décomposition en série de Fourier de l'induction magnétique dans les contributions de pertes classiques par courants induits et pertes excédentaires :

$$P_{\text{tot}} = k_h f \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\alpha + k_{\text{cl}} \sum_{n=1}^N f_n^2 B_n^2 + k_{\text{exc}} \sum_{n=1}^N f_n^{1.5} B_n^{1.5} \quad 2.28$$

où B_n et f_n sont l'amplitude de l'induction et la fréquence du $n^{\text{ième}}$ harmonique. Ce modèle permet alors de calculer les pertes fer pour les fréquences fondamentales et harmoniques.

2.2.1.3 Mesures et identification des coefficients des pertes fer

Pour identifier les coefficients (k_h , α , k_{cl} , k_{exc}), on effectue d'abord des mesures expérimentales sur des échantillons de tôles à différentes valeurs de fréquences et pour différents niveaux d'induction maximale B_m . Ensuite, les coefficients sont obtenus en minimisant la fonction objective ci-dessous (équation 2.29).

$$F_{\text{obj}} = \sum_{i=1}^n (P_{m,i} - P_i^*)^2 \quad 2.29$$

où n est le nombre de points expérimentaux, P_m la valeur mesurée des pertes et P^* les pertes estimées à partir des équations (2.26) ou (2.27).

En pratique, on effectue au moins cinq mesures de pertes pour différents niveaux d'induction. Ces mesures doivent d'abord être effectuées à très basse fréquence pour identifier les coefficients dits 'statiques' (k_h et α) relatifs aux pertes statiques. Ensuite, on réalise des

2. Choix de modèles et validation

mesures à des fréquences de fonctionnement du système les plus élevées possibles, idéalement aux fréquences d'encochage et d'échantillonnage, pour identifier les coefficients dits 'dynamiques' (k_{cl} , k_{exc}), Figure 2.2.

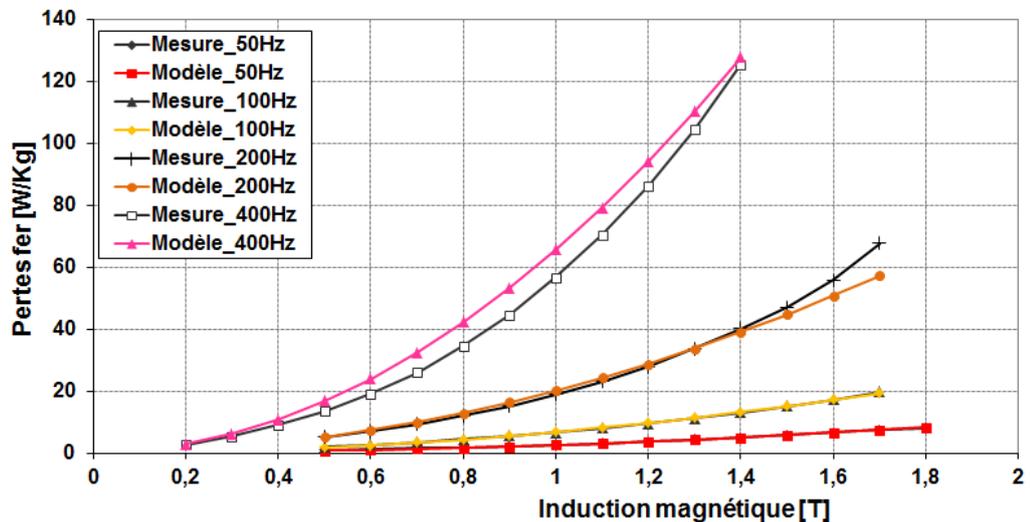


Figure 2.2 Identification des coefficients de pertes fer

Dans le cas où il est possible d'obtenir des échantillons des matériaux ferromagnétiques utilisés dans les machines étudiées, notamment avec les dimensions adéquates (30 mm x 300 mm), les coefficients du modèle sont identifiés à partir d'une campagne de mesures réalisée sur un cadre Epstein, Figure 2.3. Cette campagne est effectuée avec imposition d'une induction sinusoïdale pour différentes fréquences et différents niveaux d'induction maximale B_m . Ainsi, les coefficients des pertes fer sont identifiés à partir de l'équation 2.27.



Figure 2.3 Cadre Epstein

Dans le cas contraire, le dispositif expérimental d'identification peut être constitué d'un tore recouvert d'un ruban isolant pour éviter d'éventuels court-circuits. Deux enroulements, avec respectivement N_1 et N_2 spires, sont alors bobinés autour du circuit magnétique constituant ainsi un transformateur torique, Figure 2.4. Ensuite, le dispositif est caractérisé pour aboutir à la caractéristique $B(H)$ en supposant que le flux est homogène et parfaitement canalisé dans la partie torique donc sans flux de fuite. La procédure consiste alors à alimenter le primaire par une source de tension. L'évolution temporelle du courant $i(t)$ permet d'accéder à celle de l'excitation $H(t)$ (théorème d'Ampère, équation (2.30)) :

$$H(t) = \frac{N_1 I(t)}{l_{\text{moy}}} \quad [\text{A/m}] \quad 2.30$$

où l_{moy} est le périmètre moyen des anneaux donné par :

$$l_{\text{moy}} = 2\pi \left[\frac{(R_2 - R_1)}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \right] \quad [\text{m}] \quad 2.31$$

avec R_1 et R_2 les rayons intérieur et extérieur du tore.

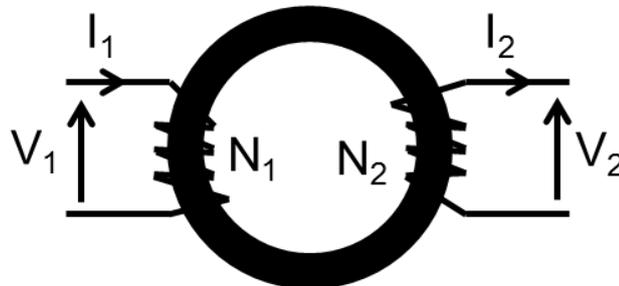


Figure 2.4 Transformateur torique

L'évolution temporelle de l'induction magnétique $B(t)$ est, quant à elle, déterminée à partir de la loi de Faraday en intégrant la tension $V_s(t)$ mesurée au secondaire :

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 S} \int V_s(t) dt \quad [\text{T}] \quad 2.32$$

où S est la section du tore.

Ainsi, en ayant la caractéristique $B(H)$ pour différentes fréquences d'excitation, on peut calculer les pertes fer en régime statique et dynamique à partir de la surface du cycle de pertes $B(H)$, pour différents niveaux d'induction maximale :

$$P = \frac{1}{\rho T} \int_0^T H(t) \frac{dB(t)}{dt} dt \text{ [W/kg]} \quad 2.33$$

avec ρ la masse volumique de la tôle et T la période de l'excitation.

Par ailleurs, si l'induction magnétique $B(t)$ dans les tôles n'est pas contrôlée pour être sinusoïdale, l'identification des coefficients des pertes fer se fait à partir du premier modèle, équation (2.26), en suivant la procédure détaillée précédemment.

2.2.1.4 Procédure de calcul des pertes fer

Comme mentionné précédemment, les pertes fer sont calculées en post-traitement dans code_Carmel. La procédure simplifiée adoptée consiste à sauvegarder les formes d'ondes de l'induction magnétique $B(t)$ issues, de la dernière période simulée en régime permanent, et ce, pour chaque élément des milieux sujets aux pertes fer. Ensuite, le choix du modèle adapté pour calculer les pertes fer est effectué, en post-traitement, en utilisant les coefficients identifiés au préalable.

Toutefois, dans les machines électriques, bien que l'induction magnétique soit majoritairement pulsante, elle peut présenter localement un comportement de type champ tournant (ellipsoïdal), en raison de la combinaison locale des flux issus de phases différentes. Par conséquent, il est nécessaire de considérer les deux composantes spatiales (dans le plan des tôles) et de décomposer l'induction magnétique selon les deux axes spatiaux de l'ellipse (grand axe et petit axe), Figure 2.5 [71].

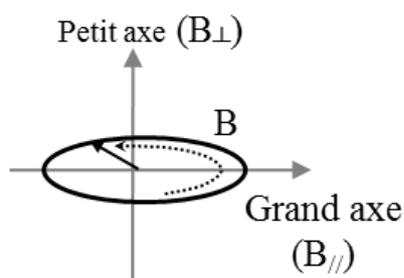


Figure 2.5 Induction rotationnelle

Pour calculer les pertes fer des fréquences fondamentales et harmoniques, en se basant sur l'équation (2.28), on décompose l'induction magnétique de chaque élément suivant le grand axe et le petit axe. Ensuite, on décompose chacune de ces deux composantes en série de Fourier et on calcule la densité des pertes fer en $[\text{W/m}^3]$ pour chacune de ces fréquences.

Enfin, la somme des densités de pertes de toutes les fréquences, de chaque élément, est multipliée par le volume (V_i) de l'élément considéré, puis additionnée aux pertes de tous les autres éléments du système pour aboutir aux pertes fer totales :

$$P_{\text{tot}} = \sum_{i=1}^k \left\{ k_h f \left[\left(\frac{\Delta B_{\perp}}{2} \right)^{\alpha} + \left(\frac{\Delta B_{//}}{2} \right)^{\alpha} \right] + \sum_{n=1}^N \left[k_{\text{cl.}} f_n^2 (B_{\perp,n}^2 + B_{//,n}^2) + k_{\text{exc}} f_n^{1.5} (B_{\perp,n}^2 + B_{//,n}^2)^{0.75} \right] \right\} V_i \quad 2.34$$

où k est le nombre total d'éléments et n est l'ordre de l'harmonique obtenu par la décomposition en série de Fourier. En pratique, l'ordre maximal N de la décomposition en série de Fourier est fixé par le nombre de points par période électrique de la surface de mouvement dans l'entrefer.

2.2.2 Modèles de calcul des pertes par courants induits

2.2.2.1 Mesure de la conductivité

Le calcul des pertes Joule dans les machines électriques nécessite de connaître précisément la valeur de la conductivité de toutes les parties conductrices. Pour déterminer cette valeur, on a utilisé la méthode des quatre pointes. Son principe consiste à placer quatre pointes alignées en contact avec le matériau conducteur, Figure 2.6.

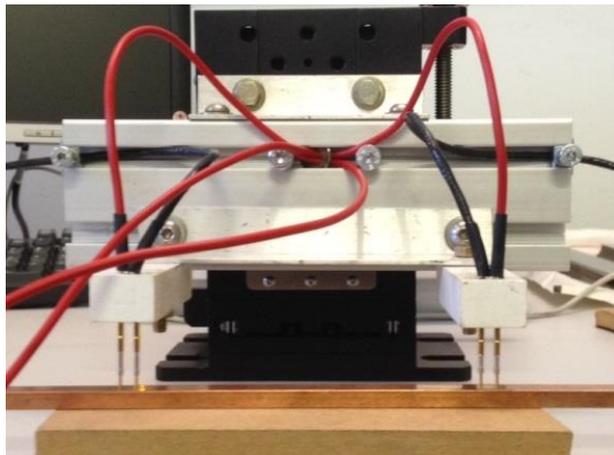


Figure 2.6 Mesure de la conductivité avec la méthode des 4 pointes

Un courant continu (I) est alors imposé dans la paire de pointes extérieures et une différence de potentiel (V) est mesurée entre les pointes intérieures. La résistance du matériau

entre les pointes est alors obtenue à partir des valeurs de courant imposé et de la différence de potentiel mesurée. En supposant la conductivité du matériau isotrope et homogène et le courant uniformément réparti à travers la section et en connaissant la géométrie de l'échantillon testé, on peut déterminer la conductivité du matériau [72]. Ainsi, dans le cas simple d'une barre rectangulaire de section (S) et de longueur (L) entre les pointes, la conductivité du matériau est donnée par l'équation (2.35) :

$$\sigma = \frac{I L}{V S} \quad 2.35$$

2.2.2.2 Modèles de pertes par courants induits

Les courants induits dans les milieux conducteurs massifs de la machine sont calculés directement à partir de la résolution par E.F. du problème magnétodynamique, ce qui permet de déduire les pertes qui en résultent. Ces dernières sont obtenues, pour la période de fonctionnement (T) et sur tout le volume conducteur, à partir de l'expression suivante :

$$P_j = \frac{1}{T} \int_0^T \int_{\text{volume}} \frac{1}{\sigma} j(t)^2 dv dt \quad 2.36$$

où σ est la conductivité du matériau et j la densité des courants induits dans l'élément.

Cette expression représente la valeur moyenne des pertes par courants induits sur une période T donnée, généralement celle de l'alimentation de la machine. Le calcul des pertes par courants induits harmoniques, éléments indispensables au calcul des pertes supplémentaires, requiert alors une décomposition en série de Fourier de la densité des courants induits :

$$j(t) = J_0 + \sum_{n=1}^N J_n \cos(2\pi n f t + \theta_{J_n}) \quad 2.37$$

où f est la fréquence fondamentale de fonctionnement (typiquement celle de l'alimentation), J_n correspond à l'amplitude de la densité de courants induits au $n^{\text{ième}}$ harmonique et J_0 est la valeur de la densité de courants induits à l'harmonique zéro (valeur moyenne) dans la fenêtre temporelle choisie pour l'analyse du signal. Dans le cas où le choix de la fenêtre temporelle correspond à la fréquence fondamentale statorique, la composante J_0 est en fait associée, dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, à une « portion » du signal à la fréquence fondamentale des courants induits dans les barres rotoriques qui est généralement très faible par rapport à celle des grandeurs statoriques (égale à gf). La Figure 2.7 montre l'exemple

2. Choix de modèles et validation

d'une forme d'onde à la fréquence fondamentale statorique de 50 Hz ainsi que celle des grandeurs rotoriques pour un glissement de 1% (C'est-à-dire 0.5 Hz). Un zoom sur la période fondamentale statorique, qui correspond à la fenêtre de discrétisation pour la décomposition en série de Fourier, permet de visualiser le 'terme' J_0 . Ainsi, pour un élément de volume donné et à un instant donné la valeur moyenne de la « portion » d'onde à 0.5 Hz sur une période fondamentale statorique correspond à l'indice J_0 . Par conséquent, afin de calculer correctement les pertes par courants induits dans les barres à la fréquence fondamentale rotorique, il faut considérer, par exemple, les pertes associées à une paire de pôle de la machine. En effet, à un instant donné, la somme des pertes discrétisées sur une période spatiale correspond à la valeur moyenne des pertes discrétisées sur une période temporelle du fondamental des courants induits rotoriques.

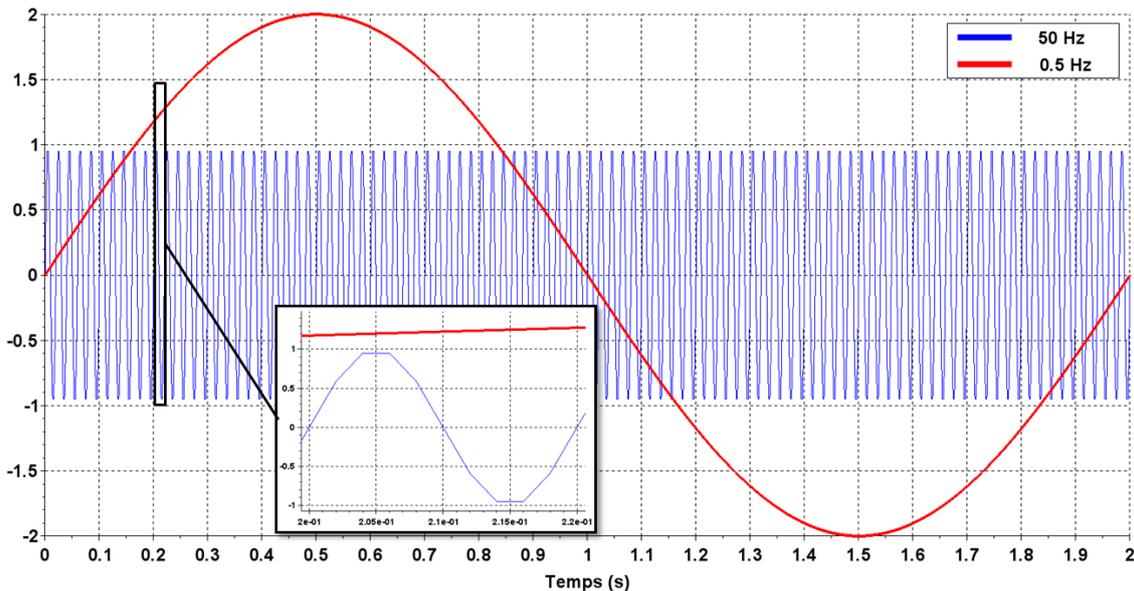


Figure 2.7 Formes d'ondes sinusoïdales aux fréquences 0.5 Hz et 50 Hz

Les pertes par courants induits calculées dans un élément du domaine conducteur pour la globalité des harmoniques s'expriment alors par :

$$P_j = \int_{\text{volume}} \left(\frac{1}{\sigma} (J_0)^2 + \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma} \frac{(J_n)^2}{2} \right) dv \quad 2.38$$

Il est alors possible de calculer les pertes par courants induits dans la machine pour chaque fréquence harmonique.

Le calcul des pertes par courants induits harmoniques a été implémenté dans code_Carmel. Pour ce faire, nous avons adopté une approche en post-traitement similaire à celle du calcul des pertes fer détaillée au paragraphe 2.2.1.4. Les courants induits dans chaque élément des domaines conducteurs massifs sont enregistrés sur la dernière période, en régime permanent, relative à la fréquence du fondamental des grandeurs statoriques. Ces courants pouvant circuler dans les 3 dimensions spatiales, une première étape consiste à déterminer leurs composantes selon les trois axes (x,y,z). Ensuite, les pertes par courants induits, basées sur la décomposition en séries de Fourier, sont calculées en sommant les pertes sur chacun des axes, pour chaque fréquence et dans tous les éléments, équation (2.39).

$$P_j = \sum_{i=1}^k \frac{1}{\sigma} [(J_{x,0})^2 + (J_{y,0})^2 + (J_{z,0})^2] V_i + \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^k \frac{1}{\sigma} \frac{[(J_{x,n})^2 + (J_{y,n})^2 + (J_{z,n})^2]}{2} V_i \quad 2.39$$

où k est le nombre total d'éléments et V_i le volume de l'élément considéré.

2.2.3 Modèles de calcul des pertes supplémentaires

Le modèle numérique par E.F. introduit ci-dessus avec les différents développements relatifs au calcul de différentes pertes sera utilisé pour quantifier les pertes supplémentaires de manière précise. Cela peut s'effectuer évidemment en reproduisant les essais expérimentaux préconisés pour déterminer ces pertes. Toutefois, comme mentionné dans les paragraphes 1.2.3 et 1.3.2, l'approche basée sur l'essai à rotor enlevé surestime ces pertes d'une manière importante, jusqu'à deux à trois fois dans certains cas, par rapport aux autres approches de calcul. Le test Eh-star, même s'il est assez précis, considère quant à lui les pertes supplémentaires comme une seule entité globale. Le reproduire par éléments finis mènerait à la même indétermination.

Afin de déterminer les origines des pertes supplémentaires et calculer les contributions correspondant à chacune de ces origines, nous avons opté pour une approche basée sur un bilan de puissances. Sur la base de la description des divers postes de pertes dans l'expression des pertes supplémentaires donnée dans l'équation (1.37), les calculs pourront s'effectuer en utilisant les résultats des simulations et les modèles en post-traitement des pertes fer et par courants induits harmoniques. Ainsi, il est possible de déterminer les parts de pertes dues à chacune des parties de la machine électrique et étudier l'influence de chaque origine de pertes supplémentaires et sa contribution aux pertes totales.

2.3 Validation dans le cas d'une MSAP

Les différents modèles de calcul des pertes fer et par courants induits développés sont, dans un premier temps, testés et validés au travers de l'étude d'une machine dont tous les paramètres sont bien connus, comme c'est le cas de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) étudiée dans ce chapitre. Dans la suite, nous présenterons les tests réalisés sur la MSAP, dans différentes conditions de fonctionnement ainsi que la comparaison entre les pertes obtenues en simulation et celles obtenues par mesure.

2.3.1 Caractéristiques de la machine et modèle numérique

La machine synchrone étudiée est issue d'une structure initialement asynchrone à rotor massif de 30 kW. Le stator est inchangé et le rotor a été modifié pour y coller des aimants permanents. Dans ce paragraphe, les données géométriques et électriques de la machine sont présentées et l'identification des différents paramètres de modèle est détaillée.

2.3.1.1 Données géométriques et électriques

La Figure 2.8 montre le banc d'essais qui a été mis en place à EDF R&D à Clamart et la machine synchrone à aimants permanents avec le moto-ventilateur (machine de couleur verte montée au-dessus).



Figure 2.8 Photos de la MSAP avec le moto-ventilateur

Les principales caractéristiques électriques de cette machine sont données ci-dessous :

2. Choix de modèles et validation

- Puissance nominale : $P_n = 15$ kW
- Fréquence nominale : $f_n = 200$ Hz
- Tension nominale : $U_n = 190$ V entre phases en couplage étoile
- Courant nominal : $I_n = 50$ A
- Nombre de pôles : 8
- Vitesse synchrone : 3000 tr/min à 200 Hz
- Couple nominal : 48 Nm

Le stator de la machine est composé de tôles FeV1000-65HA d'épaisseur 0.65 mm ayant une masse volumique de 7800 kg/m^3 . Il comporte 48 encoches, avec un bobinage à 8 pôles concentriques par pôle (voir Annexe 1). La résistance moyenne mesurée entre deux phases à 20°C est de $49.82 \text{ m}\Omega$. Les diamètres extérieur et intérieur du stator sont, respectivement, de 240 mm et 150 mm avec une longueur de 190 mm. La Figure 2.9 montre une vue de l'intérieur du stator où on peut distinguer les tôles statoriques et les têtes de bobines.

L'arbre rotorique est en acier massif XC38 (AISI 1055) et dont les diamètres extérieur et intérieur font 149 mm et de 60 mm respectivement. Sur cet arbre, 32 aimants néodyme-fer-bore de type N38SH sont collés et frettés pour former 8 pôles, chaque pôle est segmenté en 4 aimants suivant la longueur, Figure 2.9.



Figure 2.9 Stator et rotor avec les aimants de la MSAP

Le stator de cette machine a été instrumenté avec plusieurs sondes de température et de flux (Voir Annexe 2) distribuées comme suit :

- 13 boucles de flux autour de 13 dents statoriques pour la mesure de l'induction, repérées par F1 à F13.

- Une sonde de température Pt100 par phase au centre de la partie droite et dans les têtes de bobines.

Toutes les grandeurs d'intérêt sont enregistrées à l'aide d'un système d'acquisition automatisé qui comporte un logiciel d'acquisition (Labview) et des modules de conditionnement de signaux, un wattmètre de précision avec liaison numérique, un oscilloscope numérique, des sondes différentielles, des pinces ampèremétriques, un couplemètre, un codeur incrémental pour la mesure de la vitesse de rotation et un tachymètre optique pour la mesure du top tour.

2.3.1.2 Caractérisation et identification des paramètres

Dans le cas de cette machine synchrone à aimants permanents, on ne dispose pas d'échantillons des matériaux statoriques et rotoriques. Aussi, toutes les caractéristiques magnétiques et électriques des matériaux utilisées dans cette étude sont celles provenant des fournisseurs.

La Figure 2.10 illustre en rouge la loi de comportement non-linéaire du circuit magnétique statorique et en bleu celle du circuit magnétique rotorique. A partir de ces évolutions, on déduit les coefficients de l'équation de Marrocco (paragraphe 2.1.6) pour prendre en compte le caractère non-linéaire des matériaux magnétiques dans code_Carmel.

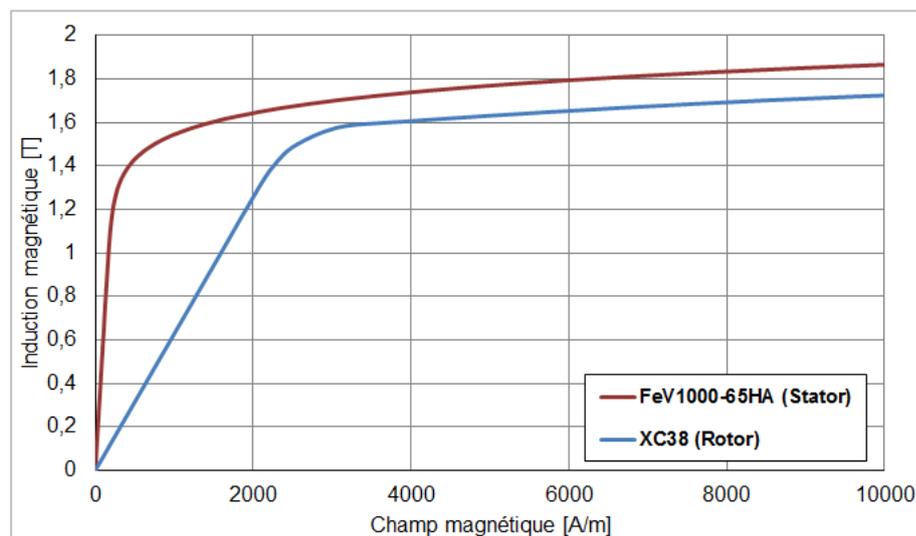


Figure 2.10 Lois de comportement magnétiques statorique et rotorique

Les caractéristiques des pertes fer ont été déterminées à partir de mesures expérimentales effectuées par le fabricant. Dans le cas de la tôle statorique, les pertes fer ont

2. Choix de modèles et validation

été mesurées pour différents niveaux d'induction maximale B_m et pour différentes fréquences (50, 100, 200, 400, 500, 1000 et 2000 Hz). A partir de ces valeurs, les coefficients des modèles de pertes fer ont été identifiés en suivant la procédure détaillée dans le paragraphe 2.2.1.3 (équation 2.27). La Figure 2.11 montre une comparaison entre les courbes expérimentales utilisées pour l'identification aux fréquences de 50, 100, 200 et 400 Hz et celles issues des modèles avec les coefficients identifiés. Les valeurs de ces derniers sont récapitulées dans le Tableau 2.1.

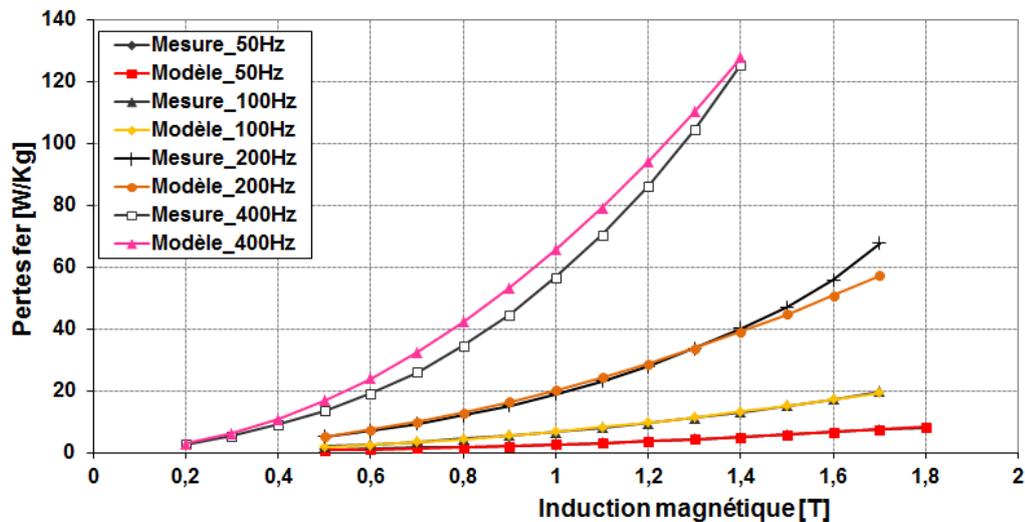


Figure 2.11 Identification des coefficients de pertes fer du stator

Comme indiqué précédemment, le rotor est constitué d'acier massif de conductivité, donnée par le constructeur, égale à $\sigma = 4.61$ MS/m. Sa composante des pertes dynamiques par courants induits étant directement calculée par le modèle numérique, le modèle de pertes fer ne prendra en compte que la caractéristique quasi-statique de l'acier. Par conséquent, seuls les coefficients k_h et α sont identifiés à partir de données mesurées à 1.5 Hz en minimisant l'écart entre les pertes mesurées et les pertes calculées au sens des moindres carrés comme décrit par l'expression (2.40). Le résultat de l'identification est illustré sur la Figure 2.12.

2. Choix de modèles et validation

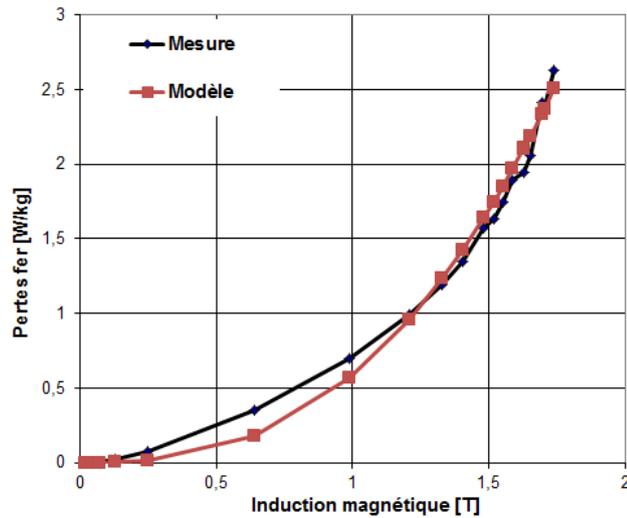


Figure 2.12 Identification des coefficients de pertes fer du rotor à 1.5 Hz

Les valeurs de ces coefficients k_h et α identifiés sont rapportées dans le Tableau 2.2.

$$P_{\text{tot}} = k_h f B_m^\alpha \quad 2.40$$

Tableau 2.1 Coefficients du modèle de pertes fer pour le stator

$k_h[\text{WsT}^{-\alpha}\text{m}^{-3}]$	341.244
α	2
$k_{ci}[\text{Ws}^2\text{T}^{-2}\text{m}^{-3}]$	0.195
$k_{exc}[\text{Ws}^{1.5}\text{T}^{-1.5}\text{m}^{-3}]$	0.001

Tableau 2.2 Coefficients du modèle de pertes fer pour le rotor

$k_h[\text{WsT}^{-\alpha}\text{m}^{-3}]$	2949.69
α	2.636

La dernière caractéristique matériau à déterminer est celle des aimants NdFeB, de type N38SH. Ces aimants offrent un bon compromis énergie/tenue à la température. Les différentes caractéristiques de ces aimants, données par le constructeur, sont illustrées dans l'Annexe 3. Pour le grade d'aimant utilisé, l'induction rémanente à 20°C est égale à $B_r = 1.235$ T, la conductivité à 20°C est égale à $\sigma = 0.55$ MS/m et la température maximale est de 150°C.

2.3.1.3 Modélisation numérique

De par la symétrie de la machine étudiée, seul un quart de la géométrie, dans le plan des tôles, a été modélisé, ce qui correspond à une paire de pôles. Le maillage effectué est constitué de 42 000 nœuds et 56 000 éléments prismatiques disposés sur deux couches suivant la longueur de la machine. Ce maillage prend en compte l'isolation entre les aimants et le rotor (voir zoom à la Figure 2.13), il ne prend cependant pas en compte l'isolation, suivant la longueur, des aimants segmentés. De plus, ce modèle dit en « 2D extrudé » ne prend pas en compte la fermeture des courants induits aux extrémités des aimants. Par contre, une condition ($\text{div } \vec{j} = 0$) est imposée dans les aimants et le rotor, afin d'assurer la conservation de la densité des courants induits dans chaque volume conducteur.

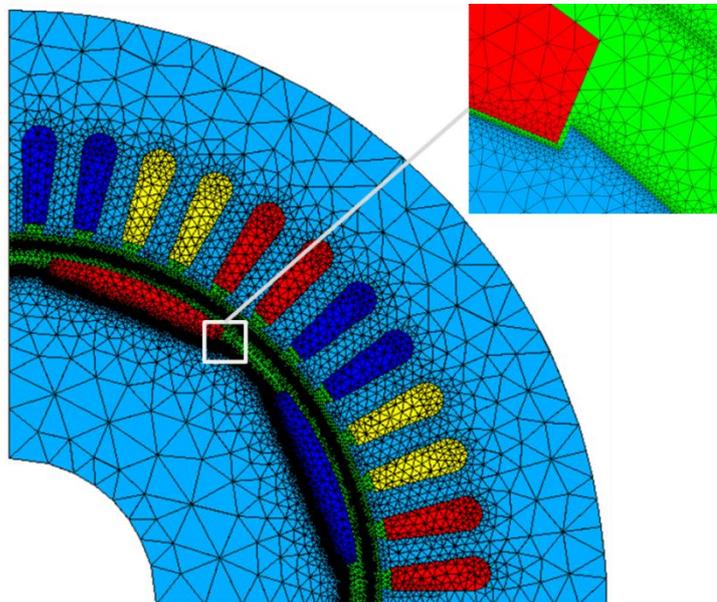


Figure 2.13 Maillage de la MSAP avec un zoom sur l'isolant entre l'aimant et le rotor

En pratique, pour le fonctionnement moteur, la machine est alimentée par un variateur de vitesse de type DTC (Direct Torque Control) pour contrôler le couple et par conséquent, la fréquence de découpage n'est pas fixe. Celle-ci a été relevée expérimentalement comme variable autour de 12 kHz. La valeur de cette fréquence sous-entend une attention spéciale au maillage de la culasse rotorique, des aimants et de l'entrefer. En effet, le rotor étant en acier massif, il est nécessaire que son maillage soit suffisamment fin pour pouvoir calculer précisément les pertes associées aux courants qui y sont induits. Généralement, il est recommandé de prendre 2 à 3 éléments dans l'épaisseur de peau pour obtenir un calcul précis.

Cette dernière, inversement proportionnelle à la racine carré de la fréquence, s'exprime par la relation suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} \quad 2.41$$

où μ est la perméabilité magnétique, σ la conductivité du matériau et $\omega=2\pi f$ la pulsation électrique. La même recommandation est valable dans le cas des aimants permanents dont la conductivité électrique n'est pas négligeable. Le maillage de la machine a donc été effectué de telle façon à prendre en compte la fréquence la plus élevée qui correspond à celle de découpage. Dans ce cas, l'épaisseur de peau au rotor est d'environ 0.1 mm alors que celle des aimants avoisine les 5 mm.

En ce qui concerne l'entrefer, comme indiqué au paragraphe 2.1.7, la simulation du mouvement dans code_Carmel est réalisée par la méthode du « pas bloqué » ce qui induit une contrainte sur la discrétisation temporelle. En effet, pour tenir compte des variations d'un signal, il faut au moins 10 points de discrétisation par période. Pour une fréquence de découpage de 12 kHz, fréquence la plus élevée du système, avec une fréquence fondamentale de l'alimentation de 200 Hz, on a choisi une discrétisation de 1080 points par période électrique (un quart de tour). Ce qui conduit à avoir 18 points par période de découpage.

2.3.2 Validation du modèle numérique en fonctionnement générateur

Dans ce paragraphe, on va présenter la validation du modèle numérique en comparant les grandeurs locales et globales calculées avec celles mesurées. De plus, les pertes électromagnétiques dans la machine en fonctionnement générateur à vide et en charge seront comparées à celles mesurées pour valider les modèles de calcul des pertes retenus.

2.3.2.1 Essais expérimentaux

Du point de vue expérimental, le rotor de la machine est entraîné, à différentes vitesses, par une machine asynchrone alimentée par un variateur de vitesse. La puissance mécanique d'entraînement de la MSAP est obtenue à partir d'un couplemètre de précision qui mesure le couple sur l'arbre. La puissance utile fournie à la MSAP est donc égale à :

$$P_{\text{utile}} = \Gamma \Omega \quad 2.42$$

où Γ est le couple transmis à la machine en [N.m] et Ω la vitesse de rotation mesurée avec un codeur incrémental en [rad/s].

A vide, cette puissance utile est dissipée en pertes fer (P_{fer}) et mécaniques (P_m). En charge, elle est dissipée en plus en puissance électrique de sortie et en pertes Joule statoriques (P_{Js}), Figure 2.14.

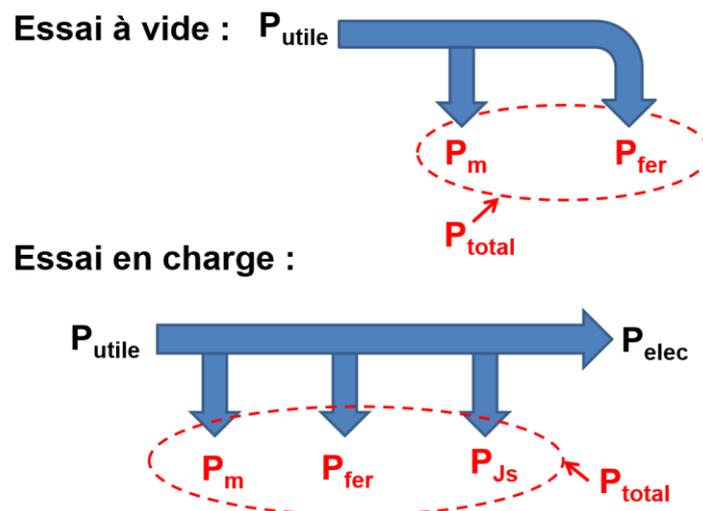


Figure 2.14 Bilan de puissances de la MSAP en fonctionnement générateur

Pour cette machine, les pertes mécaniques sont calculées à partir d'une formule analytique pour les différentes vitesses de rotation et les pertes Joule sont mesurées à partir du courant et de la résistance statorique.

Ainsi, les pertes fer, somme des pertes fer rotoriques, statoriques et par courants induits dans les aimants, sont déduites à partir des pertes totales mesurées (P_{total}) à l'aide la relation suivante :

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{total}} - P_m - P_{\text{Js}} \quad 2.43$$

2.3.2.2 Validation du modèle numérique et fonctionnement à vide

Avant de quantifier les pertes de la machine et de valider leurs modèles de calcul, nous comparons les résultats de simulation avec les mesures pour valider d'abord le modèle numérique. Pour cela, les premiers essais ont été effectués sur la machine en fonctionnement générateur à vide. A partir des mesures et de la sortie top tour déterminant la position du rotor par rapport aux phases statoriques, on a pu définir la position dans la simulation. La Figure

2.15 montre la carte de champ d'induction calculée pour une simulation de la machine à vide pour une vitesse d'entraînement de 3000 tr/min.

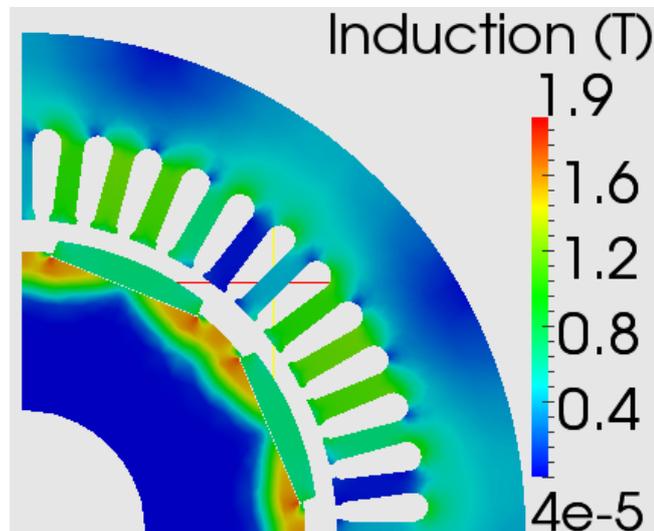


Figure 2.15 Carte de champ d'induction magnétique de la machine simulée à vide pour une vitesse de 3000 tr/min

Les grandeurs locales mesurées, telles que les forces électromotrices issues des capteurs de flux, sont comparées directement à celles obtenues par simulation. Pour simuler ces dernières, on utilise la méthode des spires exploratrices qui a été implantée et validée dans code_Carmel [73]. Sur la Figure 2.16, les résultats de mesure et de simulation à vide, effectuée en magnétodynamique avec la formulation $\mathbf{A}-\varphi$, pour une sonde de flux autour d'une dent statorique sont présentés pour une vitesse d'entraînement de 3000 tr/min.

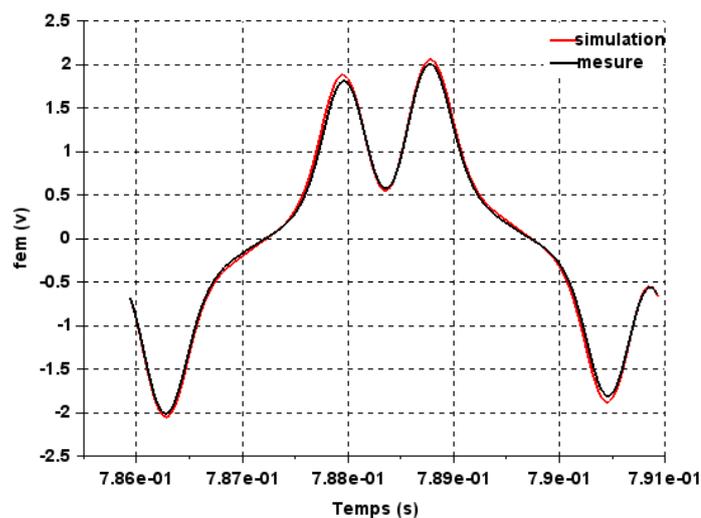


Figure 2.16 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issue d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à 3000 tr/min

2. Choix de modèles et validation

Les grandeurs globales mesurées, telles que la tension aux bornes des phases statoriques, sont aussi comparées avec celles obtenues en simulation. La Figure 2.17 montre la comparaison entre les évolutions temporelles des f.é.m. statoriques à vide pour une vitesse de 3000 tr/min et la Figure 2.18 la comparaison entre les valeurs efficaces de ces mêmes grandeurs à différentes vitesses de rotation.

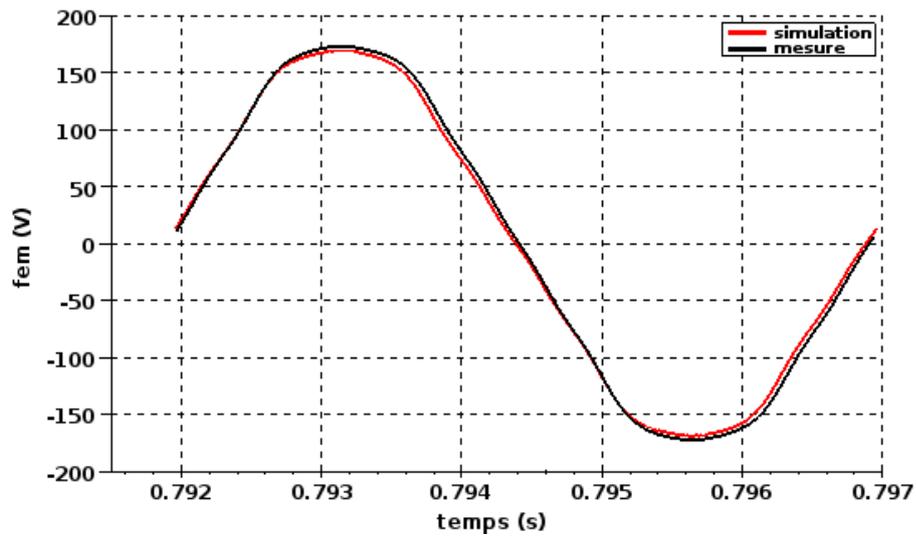


Figure 2.17 Comparaison des évolutions temporelles des f.é.m. statoriques mesurée et simulée à vide pour une vitesse de 3000 tr/min

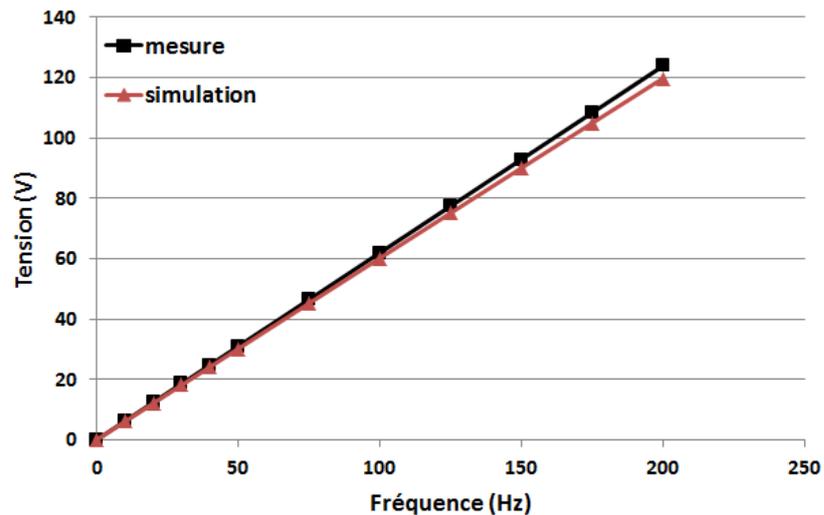


Figure 2.18 Comparaison des valeurs efficaces des f.é.m. statoriques mesurées et simulées à vide en fonction de la fréquence (vitesse)

2. Choix de modèles et validation

Comme on peut le constater sur ces figures, les résultats de la simulation, en termes de grandeurs locales et globales, concordent bien avec ceux de la mesure pour les différentes vitesses de rotation de la machine.

A partir de la validation du modèle numérique et de la caractérisation des matériaux de la machine, nous nous focalisons dans la suite sur le calcul des pertes totales, en vue de valider les modèles retenus par comparaison avec les résultats expérimentaux. En effet, les pertes par courants induits dans les aimants et dans le rotor massif sont calculées en magnétodynamique à l'aide du modèle détaillé dans le paragraphe 2.2.2. La Figure 2.19 illustre les densités de courants induits calculées au rotor et dans les aimants pour le fonctionnement à vide pour une vitesse de 3000 tr/min et la Figure 2.20 leurs densités de pertes volumiques respectives. On constate la présence de 4 boucles (aller-retour) de courants induits dans les aimants, dues à la variation de flux des 4 encoches statoriques en face de chaque aimant. Tandis que dans le rotor il n'y a que deux boucles qui correspondent aux deux pôles de la machine modélisée.

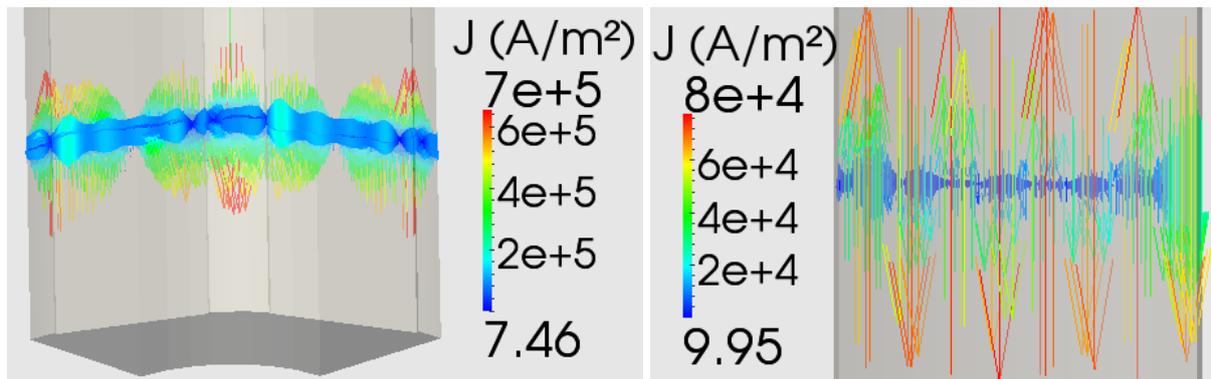


Figure 2.19 Densités de courants induits dans le rotor (à gauche) et dans un aimant (à droite) pour le cas à vide pour une vitesse de 3000 tr/min

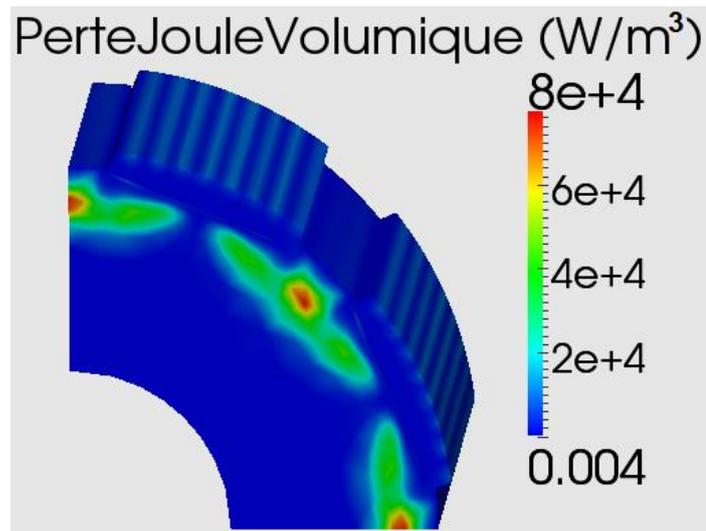


Figure 2.20 Densités de pertes volumiques par courants induits dans le rotor et les aimants de la machine à vide pour une vitesse de 3000 tr/min

De même, les pertes fer dans le stator et par hystérésis dans le rotor sont calculées à l'aide du modèle de calcul des pertes fer (paragraphe 2.2.1). La Figure 2.21 montre les densités de pertes fer massiques au rotor et au stator calculées à vide pour une vitesse d'entraînement de 3000 tr/min. Comme on peut le remarquer, les pertes fer statoriques sont beaucoup plus importantes que celles rotoriques. De plus, ces pertes sont concentrées dans les dents à cause de la variation importante du flux dans celles-ci.

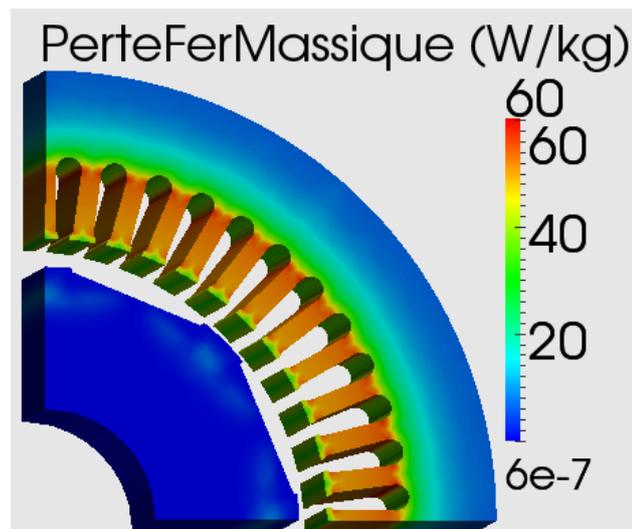


Figure 2.21 Densités de pertes fer massiques au rotor et au stator de la machine à vide pour une vitesse de 3000 tr/min

2. Choix de modèles et validation

Enfin, la comparaison entre les pertes électromagnétiques totales mesurées et celles simulées, pour différentes vitesses de rotation à vide, est présentée à la Figure 2.22. Ces pertes correspondent à la somme de toutes les pertes de la machine sauf mécaniques. On peut constater une légère sous-estimation des pertes calculées par rapport à celles mesurées. En effet, cet écart est maximal pour une vitesse de 1500 tr/min (100 Hz) et il est de l'ordre de 21W (8%). La majorité des pertes fer à vide est attribuée aux pertes fer statoriques qui représentent 98% des pertes totales. De plus, à partir de l'incertitude de mesure du couple (0.3Nm), on peut calculer l'incertitude de mesure de pertes fer. Cette dernière est égale à 47W à 100 Hz, elle est supérieure à l'écart de calcul de 21 W.

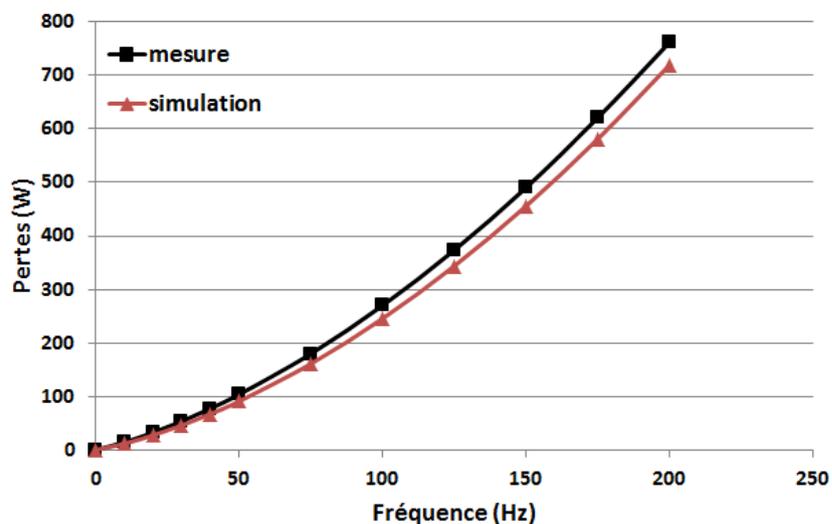


Figure 2.22 Comparaison des pertes électromagnétiques mesurées et simulées à vide en fonction de la vitesse

2.3.2.3 Fonctionnement en charge

Pour le cas de fonctionnement en générateur débitant sur une charge résistive, différents cas de figure ont été étudiés, notamment avec des charges triphasées et monophasées de différentes valeurs. Toutefois, dans ce paragraphe, nous illustrons uniquement le cas d'une charge triphasée résistive de 2.4Ω par phase. En effet, les autres essais ont abouti à des résultats similaires et la répartition des pertes fer et par courants induits dans la machine est proche de celle à vide. La Figure 2.23 présente la comparaison des évolutions temporelles des tensions de phase et courants statoriques mesurés et simulés pour une vitesse de 3000 tr/min.

2. Choix de modèles et validation

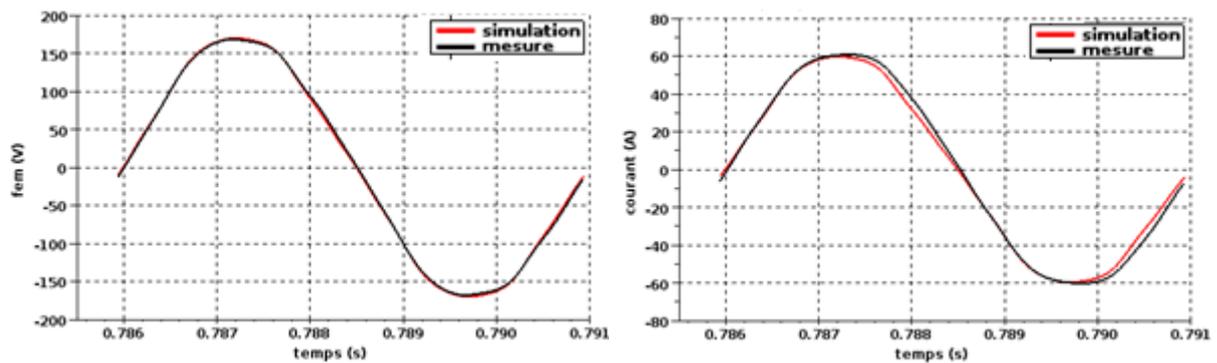


Figure 2.23 Comparaison des évolutions temporelles des tensions de phase et courants statoriques mesurés et simulés en charge pour une vitesse de 3000 tr/min

Comme on peut le remarquer sur ces figures, les résultats de la simulation concordent bien avec ceux de la mesure. Ceci est également vérifié pour les valeurs efficaces des tensions et des courants ainsi que les couples pour les différentes vitesses d'entraînement, Figure 2.24.

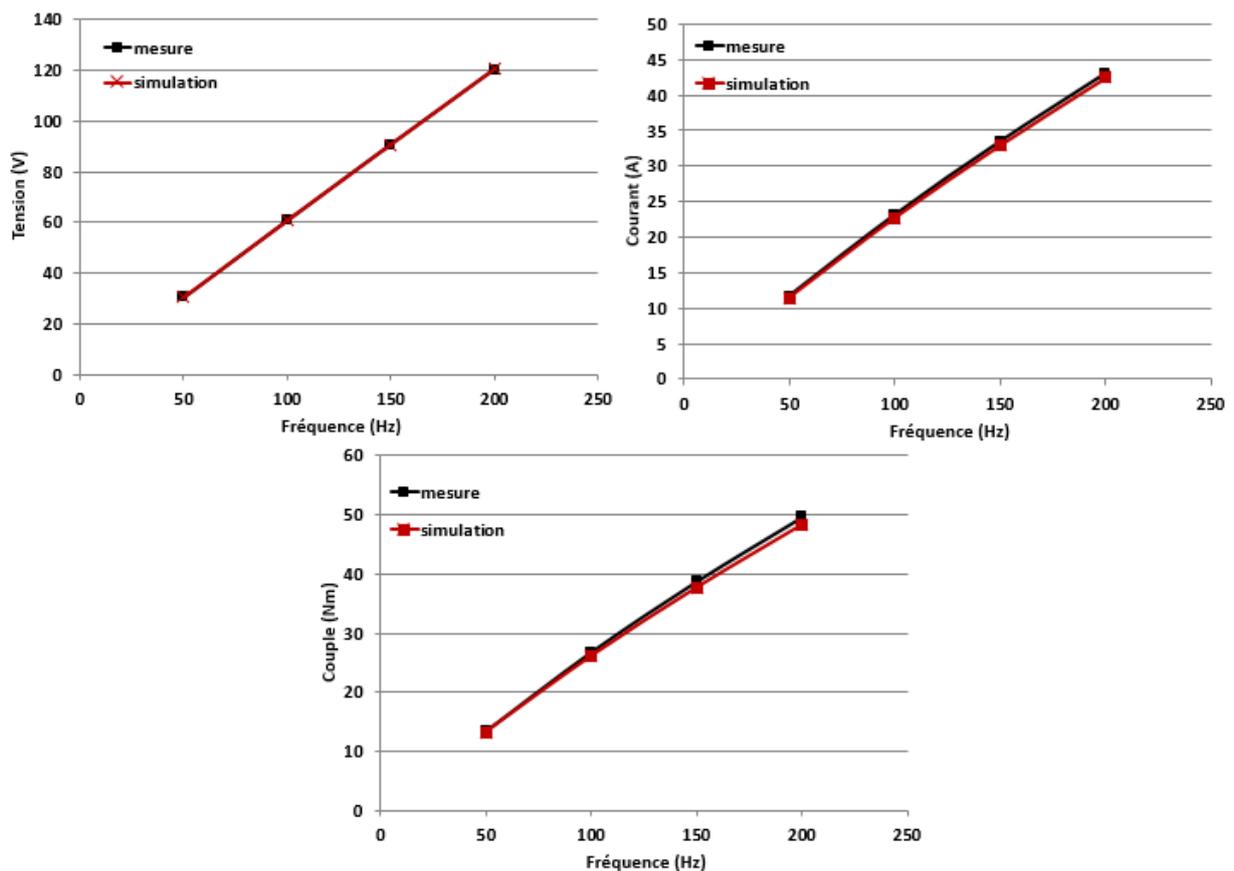


Figure 2.24 Comparaison des tensions, courants et couple mesurés et simulés en fonctionnement générateur débitant sur une charge triphasée résistive en fonction de la vitesse

2. Choix de modèles et validation

La comparaison entre les pertes électromagnétiques totales mesurées et calculées, pour les différentes vitesses de rotation, est montrée à la Figure 2.25. On peut noter la bonne concordance entre les mesures et les calculs. En effet, l'écart maximal entre les deux est de l'ordre de 6% à la vitesse de 750 tr/min (50 Hz) et l'écart minimal est de l'ordre de 0.6% à la vitesse de 3000 tr/min (200Hz).

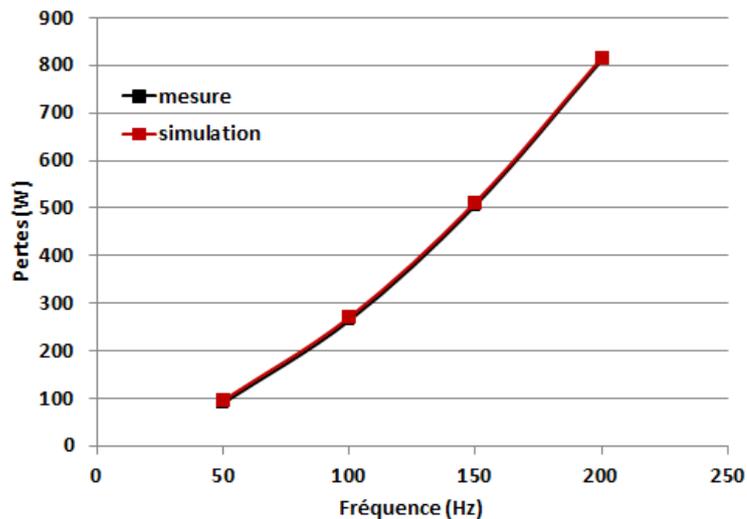


Figure 2.25 Comparaison des pertes électromagnétiques mesurées et simulées en fonctionnement générateur débitant sur une charge triphasée en fonction de la vitesse

En analysant la décomposition des pertes calculées en simulation, on remarque que la majeure partie des pertes électromagnétiques est constituée des pertes fer statoriques ($\approx 97\%$) et ce, pour tous les points de fonctionnement en générateur à vide et en charge. Ceci est tout à fait normal étant donné qu'à la vitesse de synchronisme, les pertes par courants induits dans les aimants et le rotor sont négligeables, dues aux seuls harmoniques d'encoches statoriques. La quasi-totalité des pertes est donc due à la fréquence fondamentale dans le circuit magnétique statorique. Par conséquent, on peut considérer que le modèle de calcul des pertes fer est validé. Toutefois, pour tester et valider le modèle de calcul des pertes à des fréquences plus élevées, nous allons considérer des essais de la machine en fonctionnement moteur avec une alimentation par un variateur de vitesse. Il y aura donc, en plus des pertes dues au fondamental et aux harmoniques d'encoches, celles dues aux harmoniques de découpage.

2.3.3 Fonctionnement moteur avec variateur de vitesse

2.3.3.1 Validation du modèle avec alimentation en MLI

En fonctionnement moteur, la machine est alimentée par un variateur de vitesse de type DTC. Pour comparer les résultats de la simulation avec ceux obtenus expérimentalement, on choisit d'imposer la tension MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) mesurée comme grandeur d'alimentation de la machine dans code_Carmel. Pour ce faire, une période correspondant au fondamental de la tension expérimentale a été isolée et discrétisée en 1080 points, ce qui correspond à la discrétisation spatiale de l'entrefer, en effectuant une interpolation linéaire. Le résultat de cette discrétisation constitue alors la tension d'alimentation de la machine simulée avec un contenu harmonique proche de celui de la tension expérimentale. La Figure 2.26 illustre les formes d'onde de la tension d'entrée mesurée et de celle discrétisée, utilisée comme entrée dans le code de calcul. Nous considérons dans la suite le cas de la machine fonctionnant en moteur avec une charge mécanique nominale de 50 Nm.

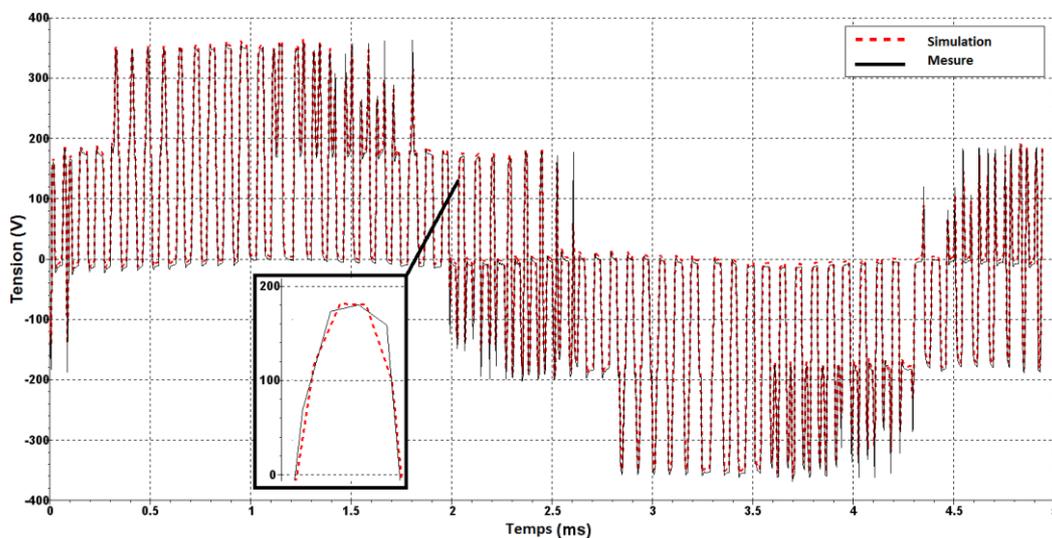


Figure 2.26 Formes d'onde de la tension d'entrée mesurée et discrétisée pour la simulation

La distribution de l'induction magnétique sur une surface de coupe de la machine, obtenue après un calcul en magnétodynamique avec la formulation $\mathbf{A}\text{-}\varphi$ en tenant compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques, est illustrée à la Figure 2.27.

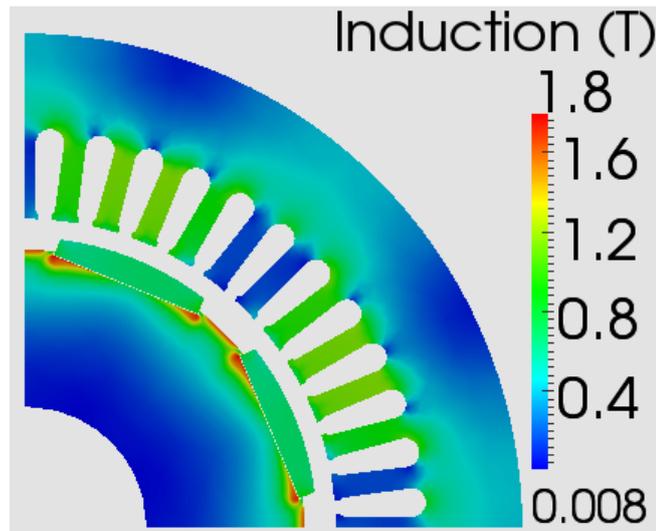


Figure 2.27 Distribution de l'induction magnétique de la machine simulée à charge nominale

Pour le même point de fonctionnement, la Figure 2.28 présente les résultats de mesure et de simulation pour une sonde de flux autour d'une dent statorique, où les deux formes d'ondes concordent.

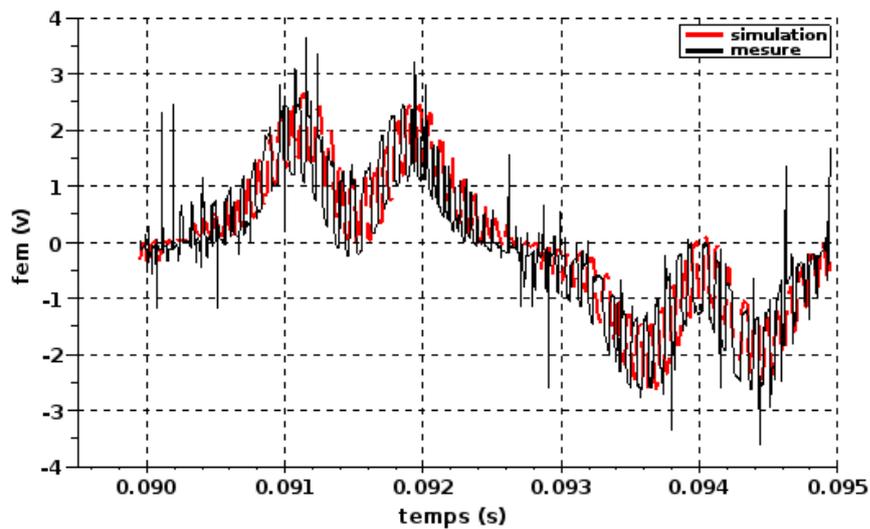


Figure 2.28 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée issues d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à charge nominale

Enfin, l'évolution temporelle du courant de phase à la dernière période du régime permanent calculé est montrée sur la Figure 2.29 et comparée à la mesure. On peut noter que les deux formes concordent également, avec un écart entre les valeurs efficaces des deux

courants inférieur à 2%. Par ailleurs, l'application d'une transformée de Fourier sur les deux signaux montre que le contenu harmonique est très proche.

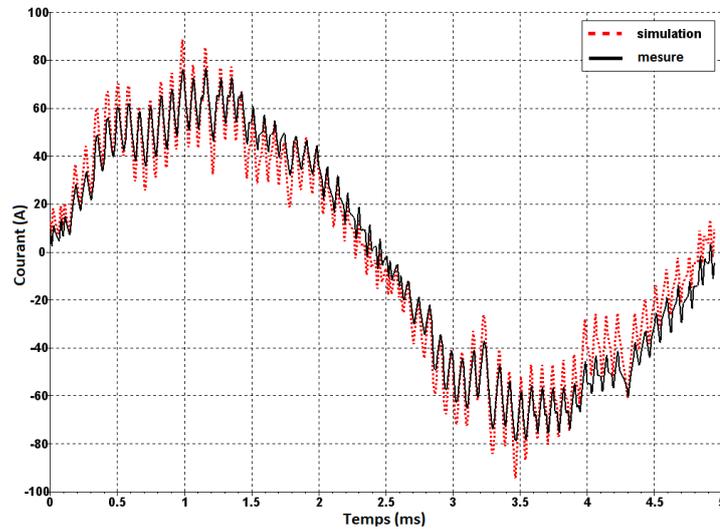


Figure 2.29 Comparaison entre les courants mesuré et calculé en fonctionnement moteur à la charge de 50 Nm

2.3.3.2 Etude de l'influence des harmoniques temporels

Afin d'étudier l'influence des harmoniques temporels (harmoniques de découpage) sur les pertes électromagnétiques dans les machines tournantes et valider les modèles des pertes harmoniques, des simulations ont également été effectuées, au même point de fonctionnement (même angle de charge), mais avec des tensions d'alimentation sinusoïdales de même amplitude que le fondamental de la tension délivrée par le variateur. La comparaison des pertes dans la machine avec les deux alimentations permet de déduire l'influence des harmoniques de découpage. En effet, la différence entre les pertes issues des deux simulations correspondra à la part due aux harmoniques de découpage.

Les valeurs calculées du courant et du couple, dans le cas des deux simulations avec entrées sinusoïdales et MLI, ont alors été comparées à celles mesurées avec une alimentation par MLI pour quatre charges différentes, Figure 2.30 et Figure 2.31. D'une part, les résultats de simulation, en termes de courant absorbé et de couple généré, pour les deux alimentations sont très proches, ce qui justifie l'utilisation de ces simulations pour quantifier les pertes dues aux harmoniques de découpage. Et, d'autre part, ces mêmes résultats de simulation montrent une bonne concordance avec les mesures avec un écart maximal en courant de 12% dans le cas de la charge de 40Nm.

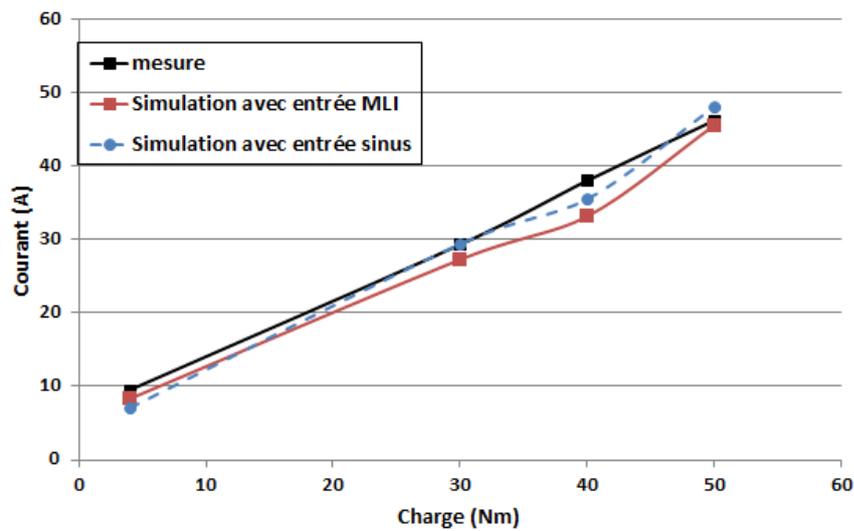


Figure 2.30 Comparaison entre les valeurs efficaces du courant mesuré et des courants calculés avec des entrées MLI et sinus

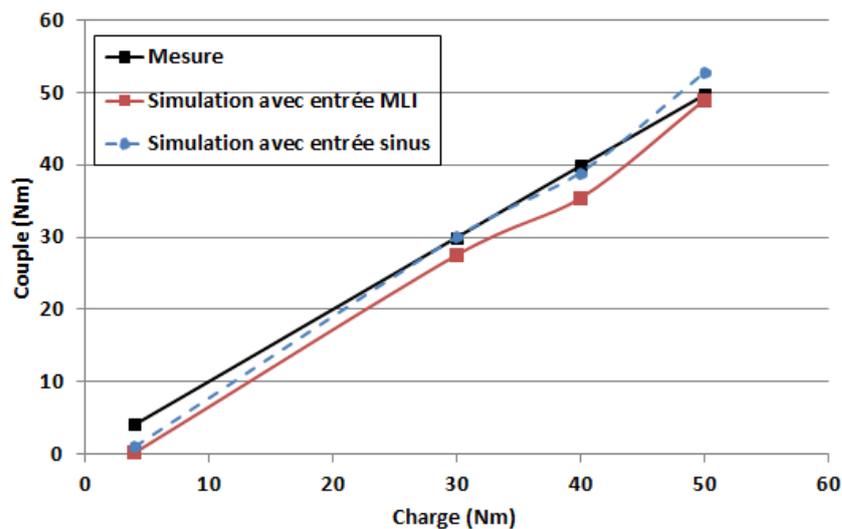


Figure 2.31 Comparaison entre le couple mesuré et les couples calculés avec des entrées MLI et sinus

Dans la suite, en utilisant les modèles présentés précédemment, les pertes fer et par courants induits sont calculées pour la machine fonctionnant en moteur. Les Figure 2.32 et Figure 2.33 montrent, respectivement dans le cas d'une alimentation MLI, les courants induits dans le rotor et les aimants et les densités de pertes volumiques correspondantes pour la charge nominale. Ces pertes sont concentrées essentiellement à la surface du rotor. Comme les courants induits sont dus aux harmoniques de découpage, l'épaisseur de peau est beaucoup plus faible comparée à celle du fonctionnement générateur et la densité des courants induits est beaucoup plus importante.

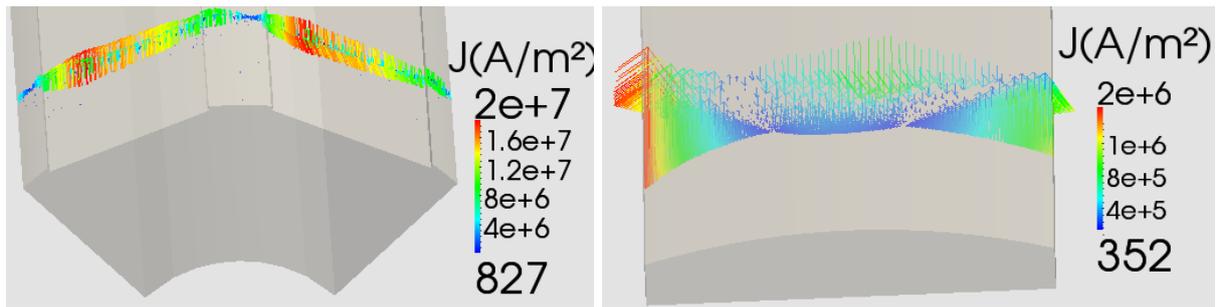


Figure 2.32 Densités de courants induits au rotor (à gauche) et dans un aimant (à droite) dans le cas de la charge nominale

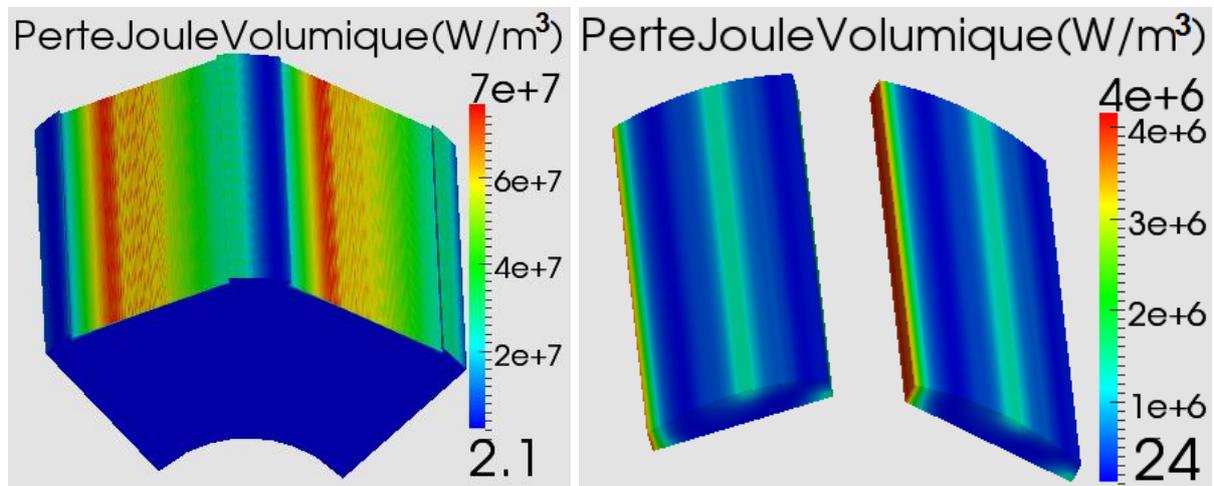


Figure 2.33 Densités de pertes par courants induits volumiques au rotor et dans les aimants dans le cas de la charge nominale

De plus, la Figure 2.34 illustre les densités de pertes fer massives statoriques pour le même cas de fonctionnement où les pertes fer sont concentrées, comme le fonctionnement générateur, dans les dents statoriques.

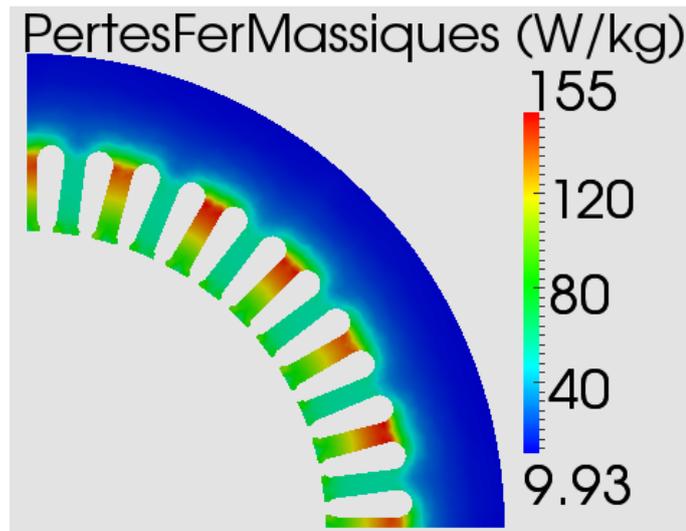


Figure 2.34 Densité de pertes fer massique statorique pour la charge nominale

Ainsi, les pertes totales électromagnétiques dans la machine sont calculées pour les différentes charges et comparées aux mesures, Figure 2.35. On remarque que les pertes calculées avec une alimentation par MLI sont très proches de celles mesurées dans le cas de charges élevées (40 et 50 Nm) mais s'en écartent aux faibles charges (3 Nm). Dans ce dernier cas, elles sont plus importantes que celles mesurées à cause de la surestimation des pertes fer dues aux fréquences de découpage. En effet, les coefficients du modèle de calcul des pertes fer sont identifiés pour la fréquence fondamentale et les harmoniques d'encoches, jusqu'à 2000 Hz, ce qui reste très en deçà des fréquences de découpage. Ceci justifie l'imprécision du calcul des pertes fer harmoniques liées au découpage. Par ailleurs, on rappelle que le modèle utilisé est en 2D extrudé et ne prend donc pas en compte la fermeture des courants induits dans les aimants. Or, comme il sera présenté dans le paragraphe 2.3.3.3, une étude a été réalisée, en utilisant un modèle 3D, pour montrer que l'approche 2D peut conduire à une surestimation des pertes par courants induits dans les aimants.

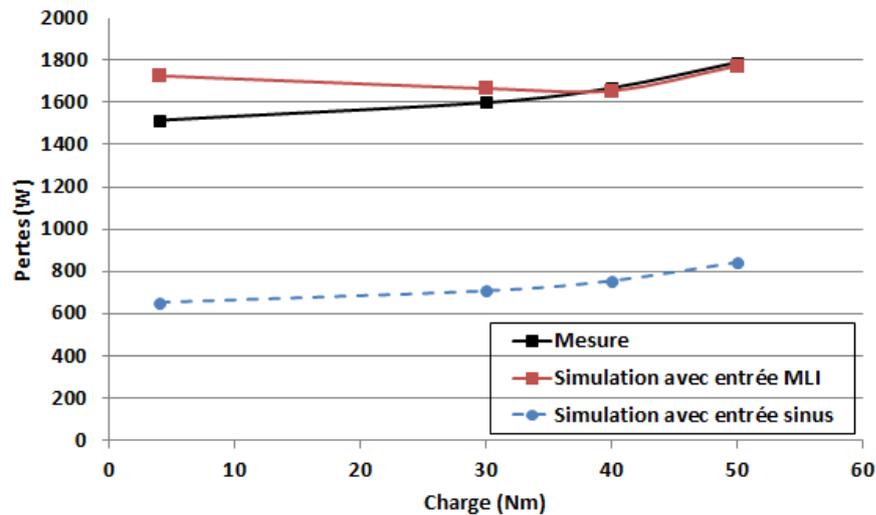


Figure 2.35 Comparaison entre les pertes mesurées et calculées en simulation avec des entrées en MLI et sinus

De plus, on peut remarquer dans la Figure 2.35 que les pertes électromagnétiques totales pour les simulations avec des alimentations sinusoïdales sont au moins deux fois plus faibles que celles des mesures. Pour étudier cette différence et l'influence des harmoniques de découpage, les pertes fer totales de la machine ont été décomposées en pertes dues aux fréquences fondamentales, d'encoches et de découpage. La Figure 2.36 montre cette décomposition pour la charge à 50 Nm. On peut noter que la majorité des pertes, composée des pertes par courants induits statoriques, rotoriques et dans les aimants, est due aux harmoniques de découpage. En effet, elle correspond à plus de 60% (980 W) des pertes fer totales (1600 W). Une deuxième partie des pertes est due à la fréquence fondamentale avec 35% des pertes fer totales, composée essentiellement des pertes par hystérésis et par courants induits au stator. Une dernière partie des pertes est due aux harmoniques d'encoches statoriques, composée des pertes par courants induits dans le rotor et les aimants. Ainsi, on peut remarquer que la part des pertes due aux harmoniques de découpage correspond bien à la différence entre les pertes pour les deux configurations d'alimentation. L'ensemble de ces résultats permet de valider le modèle de calcul harmonique des pertes.

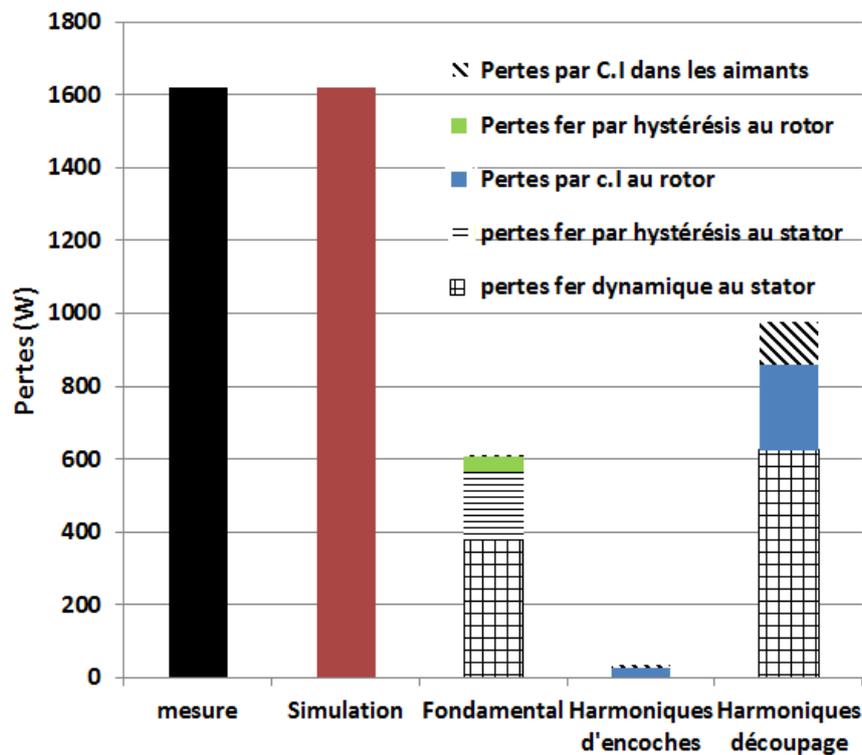


Figure 2.36 Décomposition des pertes calculées par fréquences (charge de 50 N.m)

Enfin, et comme attendu, on peut constater que l'alimentation par un variateur de vitesse augmente les pertes totales dans la machine, notamment les pertes dans le rotor et les aimants qui étaient négligeables auparavant.

2.3.3.3 Etude tridimensionnelle sur les pertes dans les aimants

Comme évoqué précédemment, une étude complémentaire a été menée pour investiguer la surestimation des pertes par courants induits dans les aimants et plus spécifiquement à faibles charges. Ainsi, un nouveau modèle numérique tridimensionnel a été développé afin de prendre en compte la segmentation des aimants suivant la longueur de la machine et l'isolation entre ces derniers, Figure 2.37.

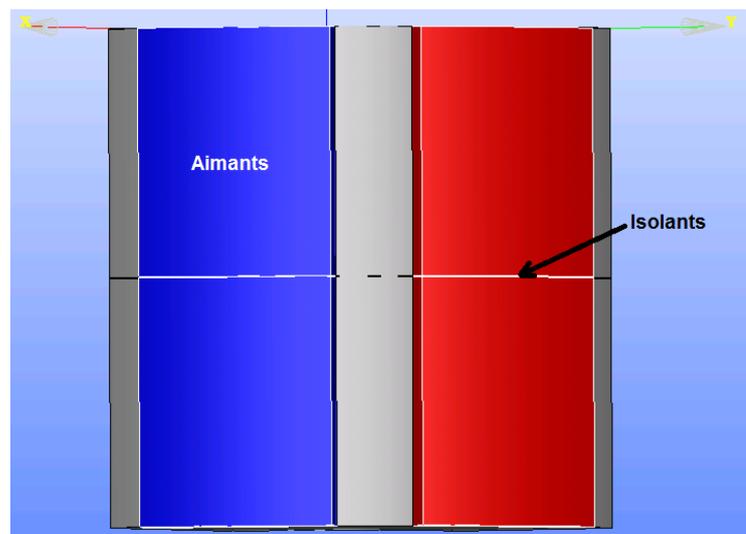


Figure 2.37 Géométrie du modèle 3D de la machine avec prise en compte de la segmentation des aimants

La Figure 2.38 présente le maillage constitué de 200 000 nœuds et 375 000 éléments prismatiques en plusieurs couches, qui sont plus fines aux extrémités des aimants, avec une discrétisation de l'entrefer de 180 points par période électrique. De ce fait, la fermeture des courants induits dans chaque aimant est modélisée ce qui permet de calculer plus précisément les pertes par courants induits dans les aimants.

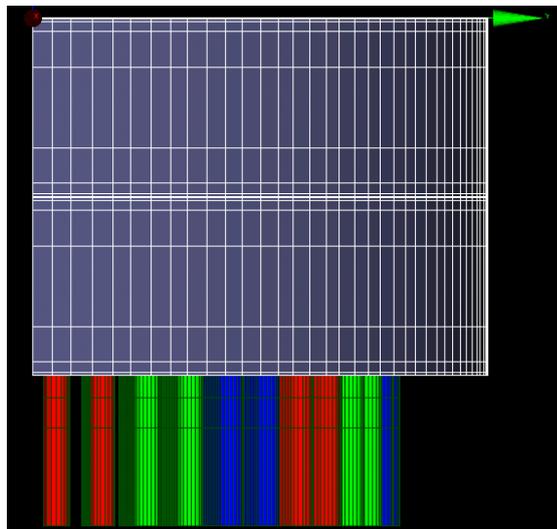


Figure 2.38 Maillage du modèle 3D de la MSAP

Pour vérifier la surestimation des pertes par courants induits dans les aimants due aux fréquences de découpage, des simulations à rotor bloqué de la machine, alimentée par une tension sinusoïdale de faible amplitude (50 V) et de fréquence égale à 12 kHz, ont été

2. Choix de modèles et validation

effectuées en utilisant les modèles 2D et 3D. La Figure 2.39 et la Figure 2.40 montrent les courants induits dans les aimants en utilisant les deux modèles ainsi que les densités de pertes volumiques correspondantes. On remarque que les courants induits du modèle 2D sont axiaux tandis que ceux du modèle 3D se referment dans chaque aimant. Ainsi, les pertes par courants induits dans les aimants calculées pour le modèle 3D sont de 50 W alors que celles calculées pour le modèle 2D sont de 85 W.

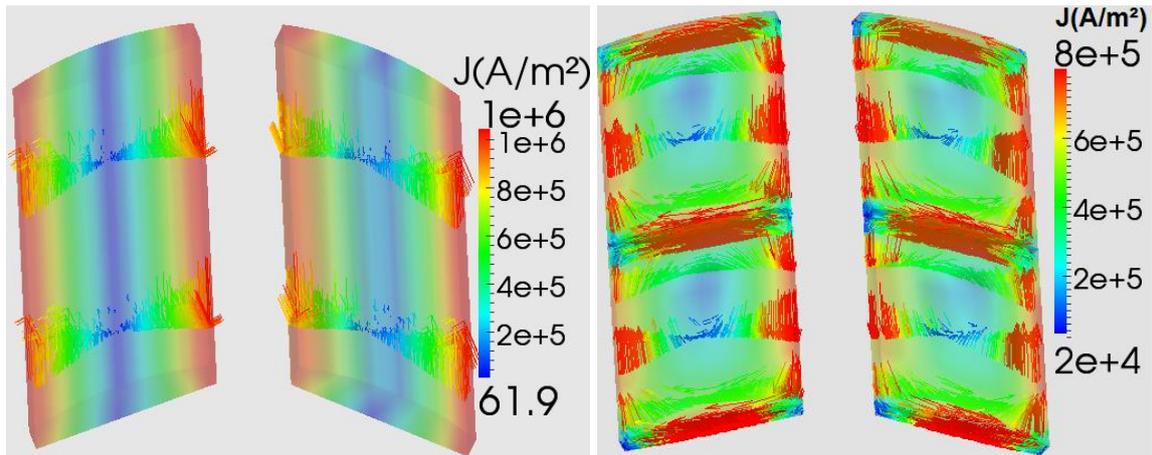


Figure 2.39 Densité de courants induits dans les aimants dans le cas du fonctionnement de la machine à rotor bloqué avec les modèles 2D et 3D

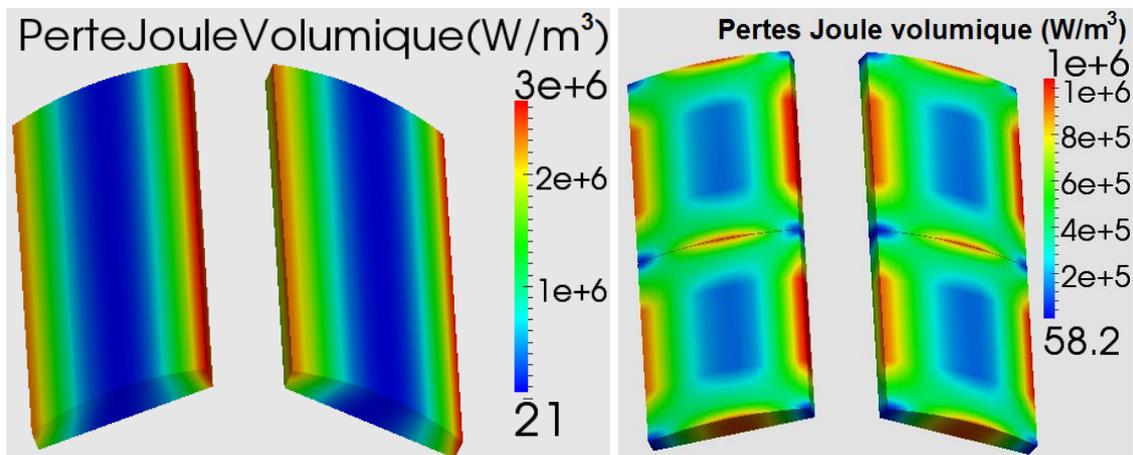


Figure 2.40 Densité de pertes Joule volumiques dans les aimants dans le cas du fonctionnement de la machine à rotor bloqué avec les modèles 2D et 3D

De même, pour vérifier la surestimation des pertes par courants induits dans les aimants pour les harmoniques d'encoches, des simulations de la machine fonctionnant en générateur et débitant sur une charge ont été réalisées. La Figure 2.41 montre la comparaison

des pertes par courants induits dans les aimants calculées avec les deux modèles pour différentes vitesses d'entraînement.

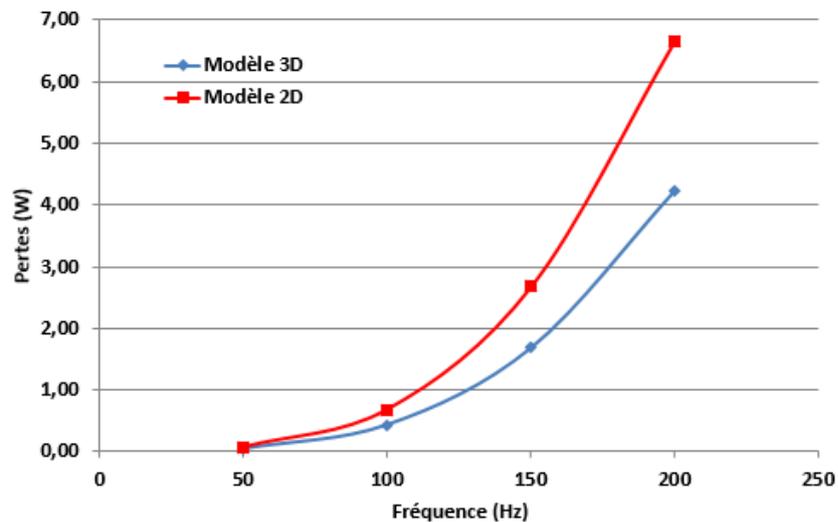


Figure 2.41 Comparaison du calcul des pertes par courants induits dans les aimants avec les modèles 2D et 3D pour le fonctionnement générateur en charge

Les résultats des calculs obtenus avec le modèle 3D montrent que les pertes par courants induits dans les aimants sont surestimées par le modèle 2D initial et notamment aux fréquences harmoniques. Ceci confirme les résultats observés dans la Figure 2.35. En effet, les valeurs calculées à faibles charges surestiment celles mesurées dues aux harmoniques. Par contre, les charges les plus importantes lissent les inductions magnétiques et les courants, ce qui induit une diminution des harmoniques et par conséquent une diminution de la surestimation des pertes. A noter que, même si le modèle 3D est plus précis, il n'est pas envisageable de l'utiliser pour un système avec plusieurs fréquences (fondamentale, harmoniques d'encoches et de découpage) en raison du temps de calcul prohibitif. En effet, la machine étant alimentée par un variateur de vitesse, prendre en compte les harmoniques de découpage implique une discrétisation de l'entrefer d'au moins 600 points par période pour une fréquence fondamentale de 200 Hz ce qui conduit à des temps de calcul très importants. Ceci justifie le choix de l'approche 2D pour l'étude présentée dans cette partie du chapitre.

2.4 Synthèse

Ce chapitre a permis de décrire les modèles qui seront utilisés pour la modélisation des machines électriques par éléments finis et le calcul de leurs pertes. Dans la première partie, le

modèle par éléments finis a été présenté, en détaillant les différentes formulations et fonctionnalités utilisées dans le code de calcul par éléments finis code_Carmel.

L'objectif principal de la thèse étant le calcul des pertes supplémentaires dans les machines électriques, la deuxième partie s'est focalisée sur les différents modèles qui ont été choisis pour effectuer ce calcul. En effet, c'est l'approche de calcul en post-traitement des pertes fer et des pertes par courants induits dans les parties massives qui a été retenue, notamment en se basant sur la décomposition par série de Fourier de l'induction magnétique et de la densité de courants induits. Ceci nous permettra de calculer les pertes correspondant au fondamental et aux harmoniques. De plus, grâce à ces modèles, un calcul précis en post-traitement des pertes supplémentaires est possible en utilisant le modèle basé sur le bilan de puissance. Ainsi, nous pouvons subdiviser et quantifier les pertes supplémentaires en fonction de leurs origines physiques.

Enfin, pour valider les modèles de calcul de pertes fer et par courants induits harmoniques, indispensables pour le calcul des pertes supplémentaires avec le modèle choisi, une machine synchrone à aimants permanents a été étudiée. Nous avons vu que les modèles utilisés sont assez précis avec une erreur relative maximale de l'ordre de 10% entre les résultats de simulations et l'expérimentation. En effet, pour un calcul précis des pertes harmoniques, il est nécessaire de prendre en compte le comportement tridimensionnel des courants induits et de l'induction magnétique (en modélisant la géométrie de la machine en 3D). De plus, il faut caractériser les matériaux à la fréquence supérieure de fonctionnement (comme la fréquence d'encochage ou de découpage) même si les modèles de pertes fer ne sont pas adaptés au-delà de la fréquence correspondant à l'effet de peau, puisqu'en pratique il s'avère que les modèles restent exploitables moyennant une identification sur des mesures à plus hautes fréquences. Toutefois, ce n'est pas toujours possible de respecter ces deux conditions puisque la modélisation tridimensionnelle complète augmente fortement les temps de calcul en comparaison avec l'approche dite multicouches. De même, une caractérisation des matériaux ferromagnétiques à plusieurs kilohertz (fréquence de découpage des variateurs de vitesse) reste une tâche complexe à réaliser.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

Dans ce chapitre, un moteur asynchrone industriel de 500 kW est étudié pour appliquer la procédure de calcul des pertes supplémentaires et identifier leurs origines. Même si les essais expérimentaux sur ce moteur et la caractérisation des matériaux ont été effectués depuis une vingtaine d'années, toutes les dimensions géométriques tridimensionnelles de cette machine sont disponibles. Ceci nous permet de modéliser le moteur en tenant compte, en particulier, des parties d'extrémité et analyser leurs effets sur les différentes composantes des pertes supplémentaires.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter le modèle du moteur, étudier le flux de fuite 3D et calculer la partie des pertes supplémentaires générées par ce flux. Ensuite, dans la deuxième partie, les flux de fuite zig-zag et les pertes générées par ces flux sont étudiés. Enfin, dans un but plus prospectif, une étude utilisant le modèle numérique développé est menée sur l'influence de l'ouverture des encoches rotoriques sur les flux zig-zag et donc les pertes qui en sont issues.

3.1 Caractéristiques et Caractérisation du moteur

3.1.1 Caractéristiques de la machine

Le moteur étudié dans ce chapitre est une machine asynchrone triphasée de 500 kW avec un rotor à cage d'écureuil à barres droites. La Figure 3.1 présente le stator de la machine avec les développantes du bobinage statorique ainsi que le rotor d'un moteur comparable au moteur étudié.

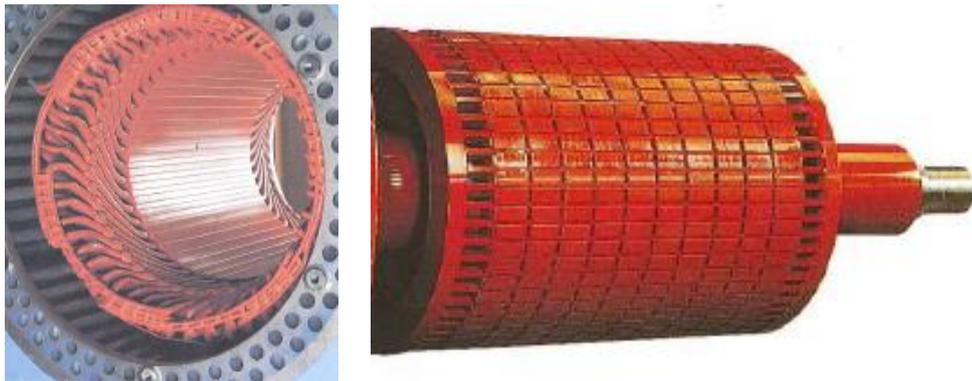


Figure 3.1 Photos du stator et du rotor comparables du moteur

Les principales caractéristiques électriques de ce moteur sont données ci-dessous :

- Puissance nominale : $P_n = 500 \text{ kW}$
- Fréquence nominale : $f_n = 50 \text{ Hz}$
- Tension nominale : $U_n = 6600 \text{ V}$ entre phases en couplage étoile
- Courant nominal : $I_n = 52.1 \text{ A}$
- Nombre de pôles : 4
- Vitesse nominale : 1486 tr/min
- Couple nominal : 3213 Nm

Le stator et le rotor de la machine sont fabriqués avec des tôles à grains non-orientés M 400-50 d'épaisseur 0.5 mm. Le stator comporte 60 encoches avec un bobinage de deux couches dont la résistance moyenne mesurée entre deux phases à 20°C est de 1.48Ω . La cage d'écureuil est, quant à elle, constituée de 50 barres droites en cuivre.

3.1.2 Caractérisation et identification des paramètres

N'ayant pas à disposition des échantillons des tôles statoriques ou rotoriques constituant le moteur, nous avons exploité la caractérisation magnétique et électrique effectuée par le constructeur.

La Figure 3.2 illustre la loi de comportement non-linéaire, du circuit magnétique statorique et rotorique, utilisée pour déduire les coefficients de l'expression de Marrocco.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

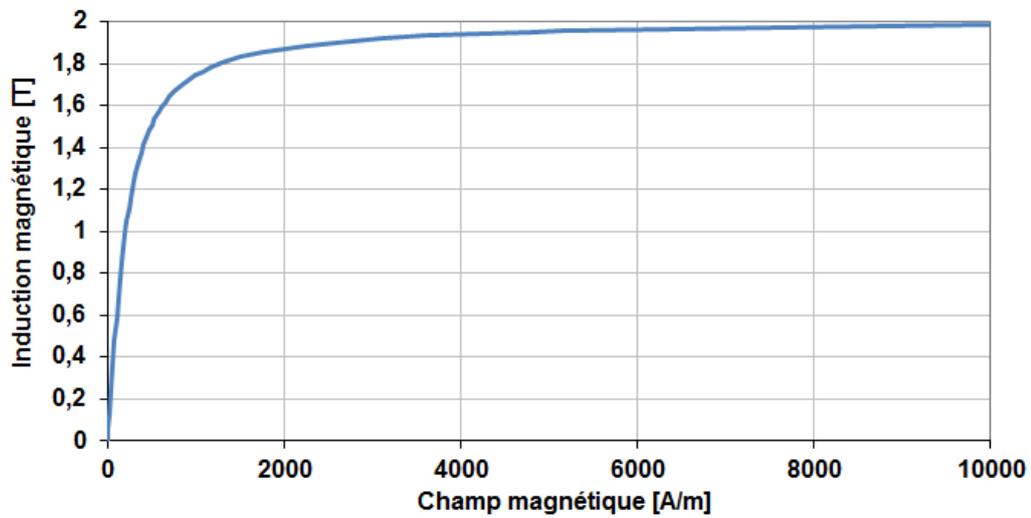
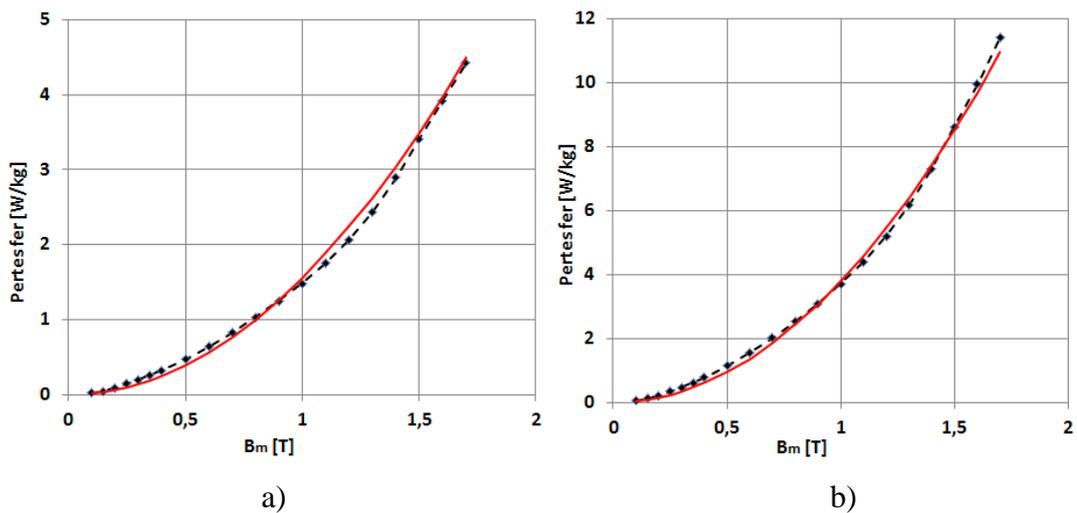
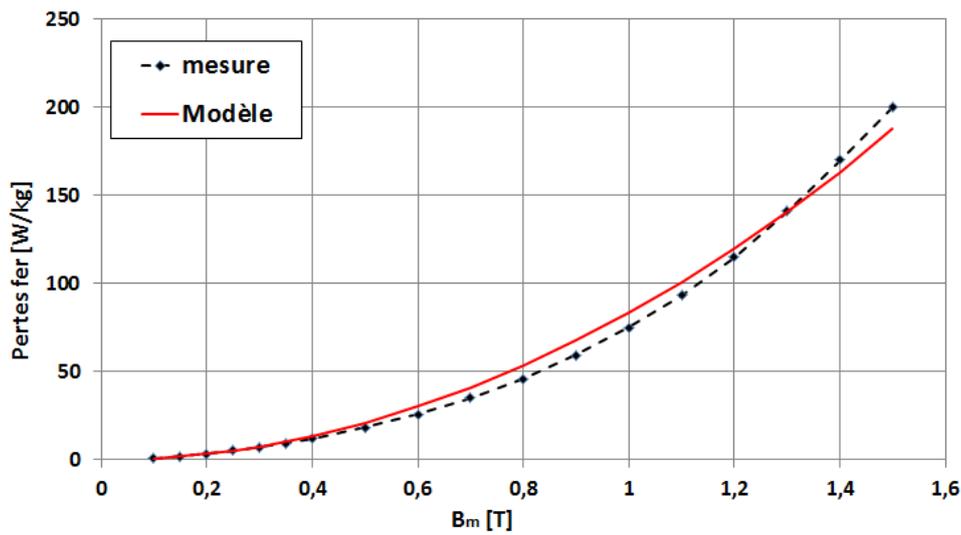


Figure 3.2 Loi de comportement magnétique statorique et rotorique

La caractérisation des pertes fer pour les tôles a également été effectuée par le fabricant au travers de mesures expérimentales pour différents niveaux d'induction maximale B_m et pour différentes fréquences (50, 60, 100, 200, 400, 700 Hz). A partir de ces valeurs de pertes, on a pu calculer les coefficients du modèle de pertes fer en se basant sur le modèle d'induction maximale de l'équation (2.25). La Figure 3.3 représente les courbes utilisées pour cette identification dans le cas des fréquences de 50, 100 et 700 Hz et la comparaison entre les mesures expérimentales et les résultats du modèle.





c)

Figure 3.3 Identification du modèle de pertes fer du rotor et du stator à 50 Hz (a), 100 Hz (b) et 700 Hz (c)

Les valeurs obtenues pour les coefficients du modèle de pertes fer sont rassemblées dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1 Valeurs des coefficients du modèle de pertes fer pour le stator et le rotor

$k_h [W s T^{-\alpha} m^{-3}]$	187.091
α	2
$k_{ci} [W s^2 T^{-2} m^{-3}]$	0.0528
$k_{exc} [W s^{1.5} T^{-1.5} m^{-3}]$	0.001

3.2 Calcul des pertes supplémentaires et étude du flux de fuite 3D

3.2.1 Modèle éléments finis du moteur

Le modèle par éléments finis utilisé dans cette étude est basé sur la géométrie tridimensionnelle du moteur, représentée sur la Figure 3.4, prenant en compte les parties d'extrémités comme les têtes de bobines, la carcasse et les plateaux de serrage. De par la symétrie de la machine, seule la moitié axiale a été modélisée avec un maillage constitué de 683 666 éléments prismatiques et tétraédriques. Les éléments tétraédriques sont utilisés dans

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

les parties d'extrémités et les éléments prismatiques dans la partie active du circuit magnétique du moteur.

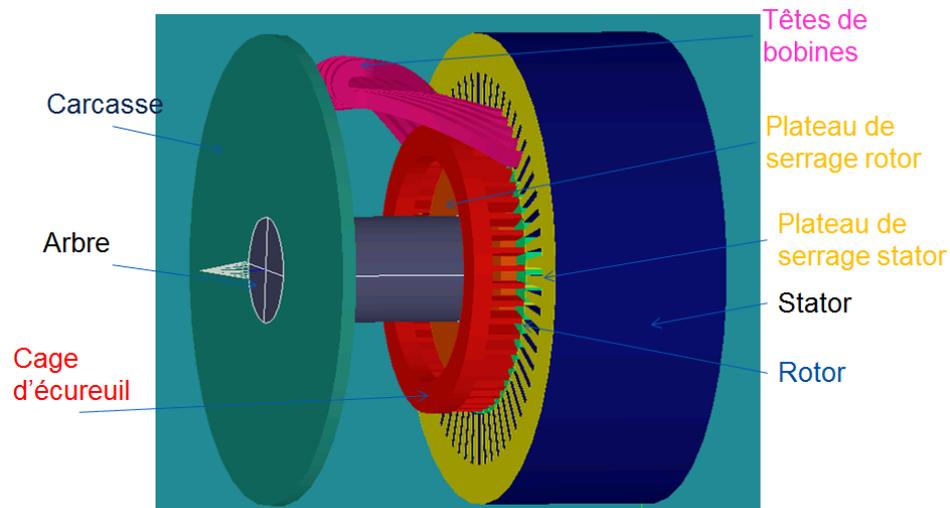


Figure 3.4 Géométrie tridimensionnelle du moteur étudié

Dans ce modèle, le maillage a été construit de telle sorte que les effets de peau dans les parties conductrices (plateaux de serrage rotoriques et statoriques, carcasse) soient bien pris en compte à la fréquence fondamentale de 50 Hz, Figure 3.5. Par ailleurs, le maillage a été raffiné dans les barres rotoriques pour que les courants induits jusqu'à 1500 Hz, qui constitue la plage des fréquences harmoniques d'encoche statoriques, soient calculés avec précision. En ce qui concerne l'entrefer, il a été discrétisé pour appliquer la technique de mouvement du pas bloqué. Ainsi, pour rester dans des temps de calculs acceptables, le choix d'une discrétisation temporelle de 180 points par période électrique a été fait sachant que les simulations sont effectuées en magnétodynamique tout en tenant compte de la non linéarité de la caractéristique magnétique. Cette discrétisation permet de disposer de 6 points par période d'harmoniques d'encoches statoriques. Même si elle est en deçà de celle utilisée habituellement pour une bonne reconstitution d'un signal (10 points par période), elle nécessite un temps de calcul non négligeable. En effet, dans le cas d'une alimentation en tension, il faut aboutir aux résultats en régime permanent pour pouvoir déterminer les pertes, ce qui nécessite en moyenne 4 semaines de calculs sur les moyens disponibles.

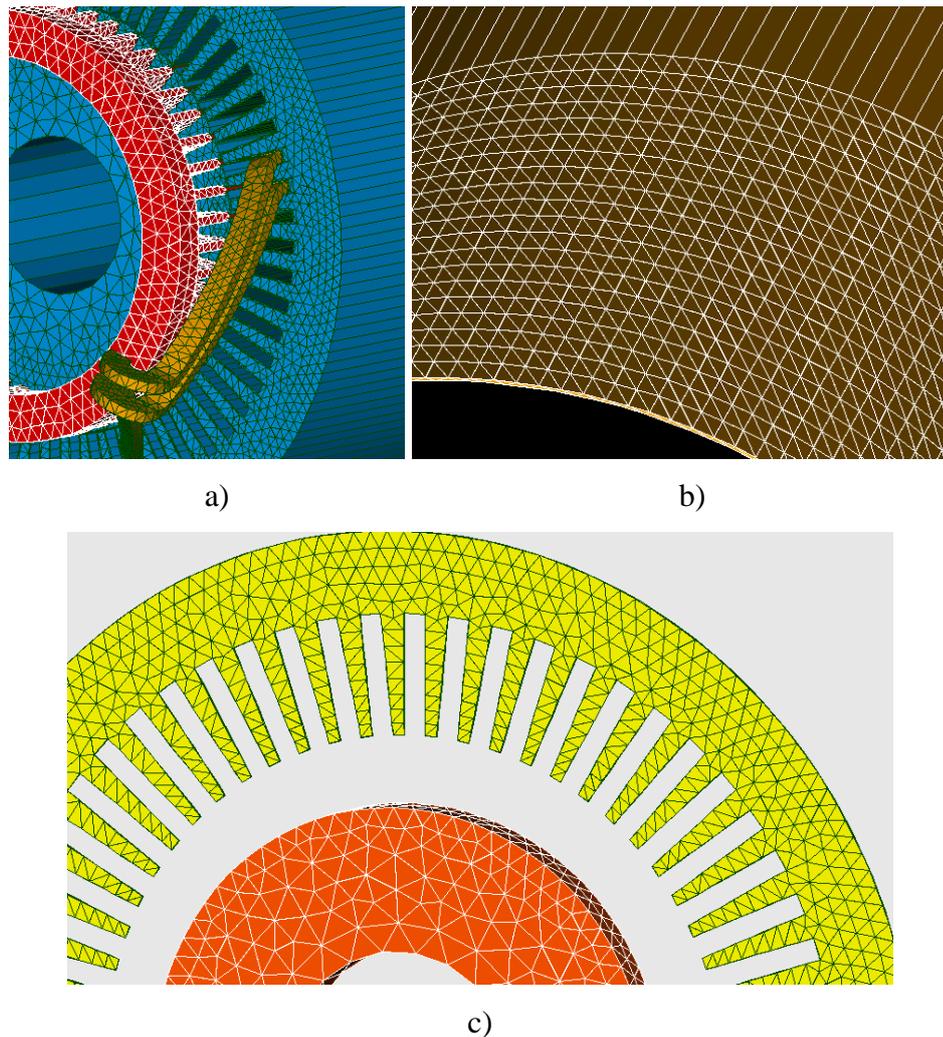


Figure 3.5 Maillage du moteur : a) cage rotorique et têtes de bobines b) entrefer c) plateaux de serrage rotoriques et statoriques

3.2.2 Flux de fuite d'extrémités

On s'intéresse ici aux flux de fuite d'extrémités des têtes de bobines statoriques et de la partie extérieure de la cage d'écureuil ainsi qu'aux pertes par courants induits qui en résultent, dans les parties conductrices du moteur, en fonction du point de fonctionnement. Pour cela, des simulations ont été réalisées à vide, à charge nominale et à rotor bloqué. Pour les points de fonctionnement à vide et en charge, le moteur est alimenté sous tension triphasée sinusoïdale nominale, avec un glissement nul et égal à 0.8% respectivement. Dans le cas du point de fonctionnement à rotor bloqué, le moteur est alimenté avec une tension réduite qui correspond à un courant absorbé égal au courant nominal. Toutes les simulations ont été effectuées avec le code de calcul électromagnétique temporel par éléments finis,

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

code_Carmel, en utilisant la formulation $A-\phi$ tout en tenant compte du mouvement et de la non-linéarité des matériaux magnétiques.

Sur la Figure 3.6, on peut remarquer que, dans le cas d'un fonctionnement à charge nominale, le flux de fuite d'extrémités est important essentiellement autour des plateaux de serrage rotoriques et statoriques.

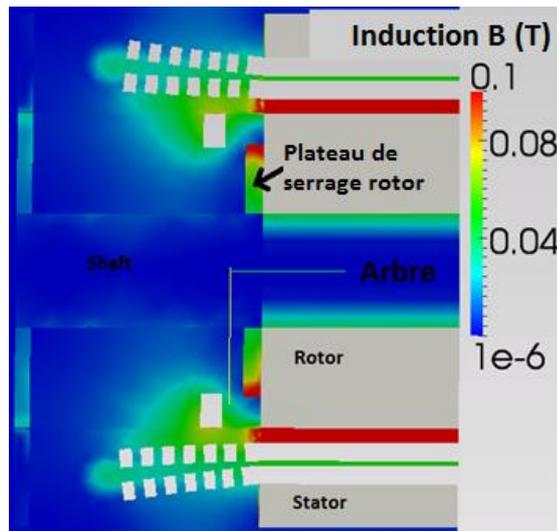


Figure 3.6 Flux de fuite d'extrémités du moteur en charge nominale

La variation de ce flux de fuite dans les parties conductrices génère des courants induits, surtout dans le plateau de serrage statorique qui est directement affecté par la variation du courant dans les têtes de bobines. Les Figure 3.7 et Figure 3.8 montrent l'induction magnétique dans ce dernier ainsi que les courants qui y sont induits. On remarque que ceux-ci sont concentrés dans les dents et plus particulièrement à leurs extrémités.

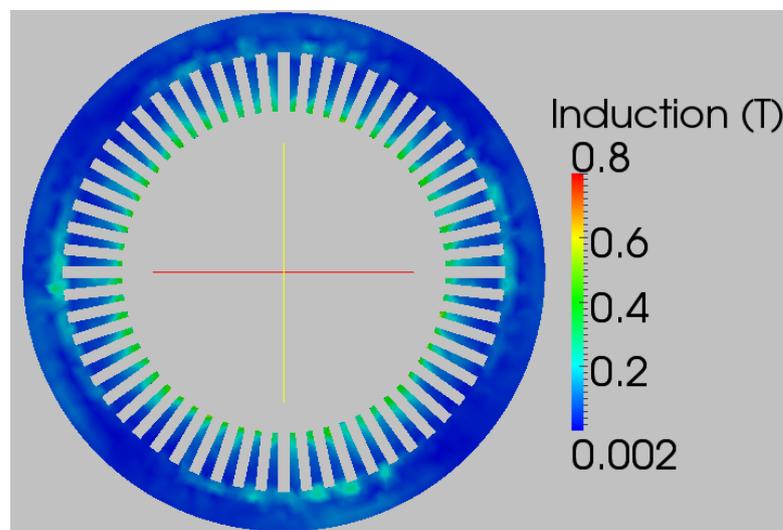


Figure 3.7 Induction magnétique dans le plateau de serrage statorique à charge nominale

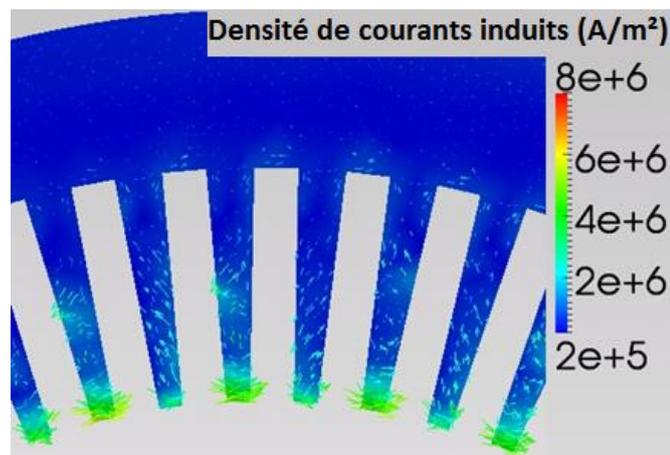


Figure 3.8 Densité de courants induits dans le plateau de serrage statorique à charge nominale

La comparaison des pertes dans les différentes parties conductrices, calculées pour les trois points de fonctionnement, est montrée dans le Tableau 3.2. A vide, seules les pertes dans le plateau de serrage statorique sont significatives puisque le courant statorique est très faible par rapport au courant nominal. En charge, la variation du courant primaire dans les têtes de bobine augmente les pertes dans la carcasse et le plateau de serrage statorique. Par contre, comme le glissement est faible (0.8%), la fréquence des flux dans le plateau de serrage rotorique et l'arbre est faible. Par conséquent, la variation du flux et les pertes par courants induits sont négligeables. Enfin, à rotor bloqué, en plus du courant nominal dans le bobinage statorique, la fréquence de flux rotoriques est égale à 50 Hz (fréquence du flux statorique) conduisant à une augmentation de la variation du flux et des pertes par courants induits dans toutes les parties conductrices d'extrémités.

Tableau 3.2 Pertes par courants induits dans les parties d'extrémités (en W)

Parties d'extrémités	A vide	En charge	Rotor bloqué
Plateau de serrage stator	15.94	35.93	29.45
Plateau de serrage rotor	0.15	0.74	27.17
Carcasse	6.72	53.58	111.84
Arbre	0.04	0.05	46.45
Total des pertes d'extrémités	22.85	90.3	214.91

3.2.3 Calcul des pertes supplémentaires du moteur

Comme détaillé dans la partie 1.3.2.1, les pertes supplémentaires peuvent être calculées au travers d'un bilan de puissance en utilisant les résultats des pertes fer, d'extrémités et par courants induits harmoniques calculées à vide et en charge. Nous allons donc exploiter les simulations effectuées en 3D pour l'investigation des pertes d'extrémités.

3.2.3.1 Fonctionnement à vide

Pour rappel, les simulations à vide sont effectuées sous tension nominale et à la vitesse de synchronisme avec la formulation $\mathbf{A}-\varphi$ en tenant compte de la saturation des matériaux magnétiques. La Figure 3.9 illustre, sur une surface de coupe au centre de la machine, l'amplitude de l'induction magnétique calculée pour ce point de fonctionnement.

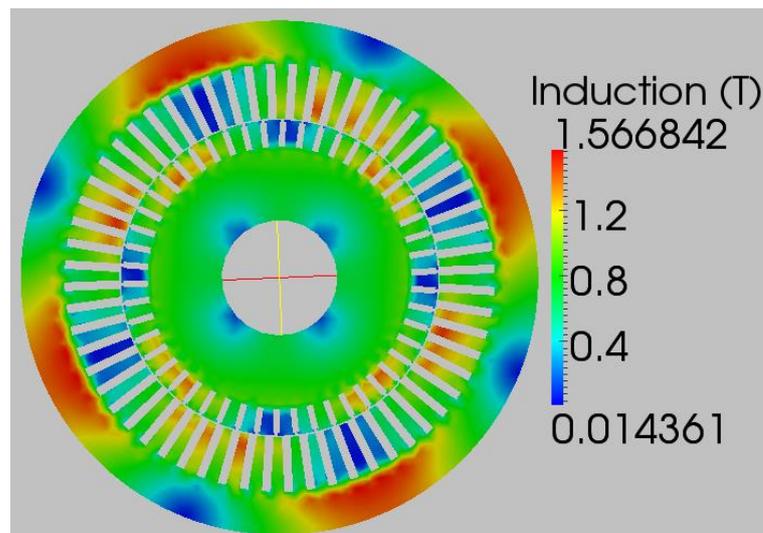


Figure 3.9 Induction magnétique au rotor et stator à vide.

Sur la Figure 3.10, on présente l'évolution temporelle obtenue pour les courants statoriques. On notera que la valeur efficace du courant simulé est de 15.6 A, ce qui donne, en comparaison avec la valeur mesurée de 15.8 A, un écart de 1.3 %.

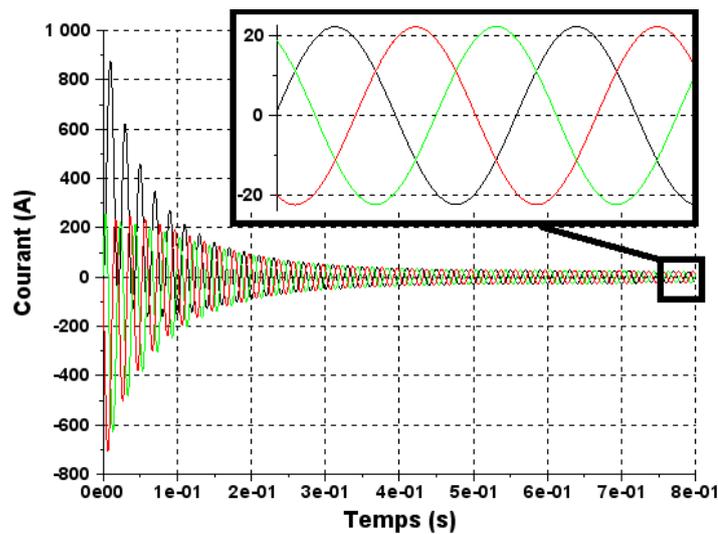


Figure 3.10 Formes d'ondes du courant des trois phases statoriques calculées à vide

En appliquant les modèles de calcul des pertes détaillés précédemment, on détermine les pertes à vide du moteur. Les densités de pertes fer massiques au stator et au rotor sont illustrées dans la Figure 3.11. On peut remarquer qu'elles sont principalement concentrées à la surface des dents à cause de la variation du flux due aux encoches.

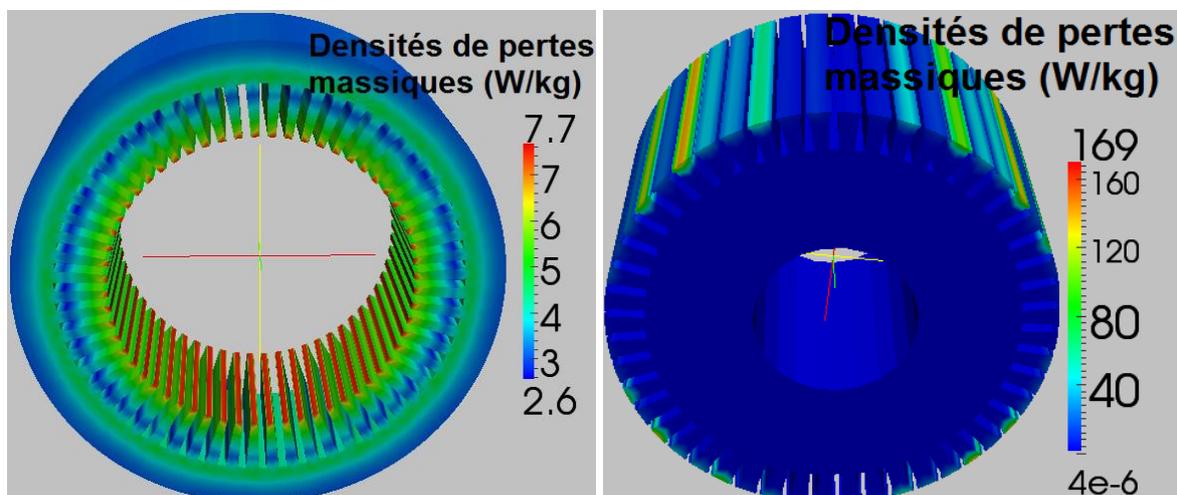


Figure 3.11 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques

Dans le cas du fonctionnement à vide, les pertes par courants induits harmoniques dans la cage sont dues essentiellement aux harmoniques d'encoches statoriques. Par conséquent, elles sont relativement faibles (319 W). La Figure 3.12 illustre la densité des courants induits dans la cage à vide.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

Enfin, les pertes d'extrémités sont très faibles (22.85 W) comme indiqué au paragraphe précédent.

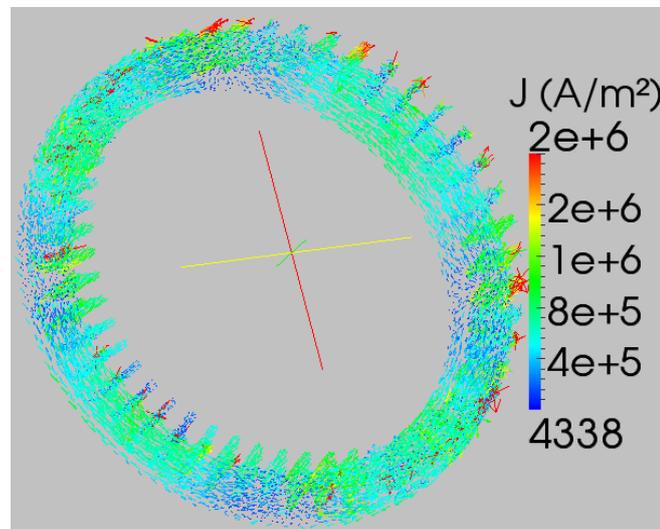


Figure 3.12 Densité de courants induits dans la cage à vide

La Figure 3.13 compare les résultats des pertes fer mesurées et calculées à vide à tension nominale. La différence entre le calcul et la mesure est de l'ordre de 12%, ce qui est satisfaisant compte tenu des incertitudes de mesure et des erreurs numériques. On peut noter que, dans le cas à vide, la majorité des pertes à vide est constituée de pertes fer rotoriques et statoriques (90%) alors que les pertes d'extrémités sont les moins significatives en représentant à peine 0.5%.

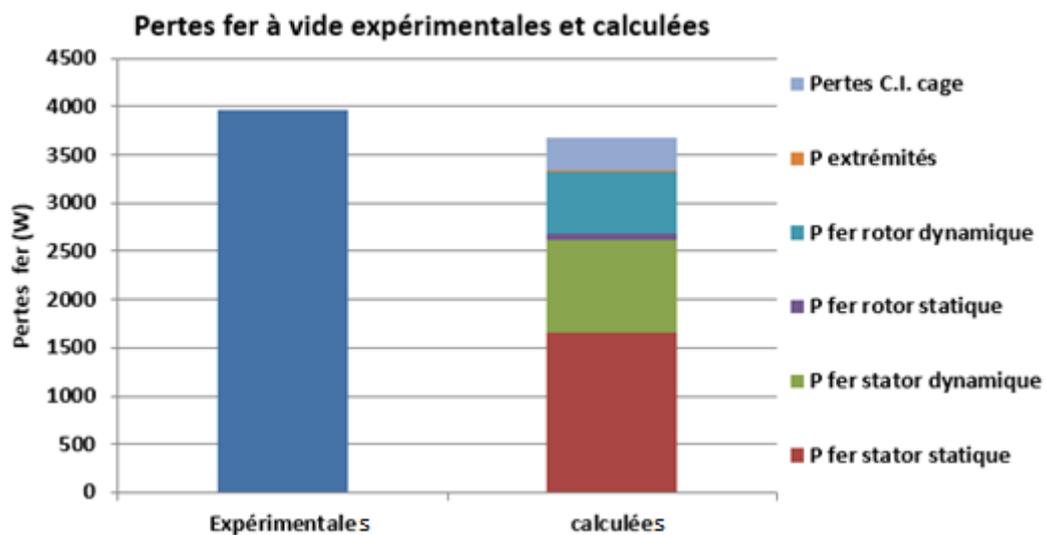


Figure 3.13 Pertes fer à vide calculées et mesurées

3.2.3.2 Fonctionnement en charge

Les calculs en charge, nécessaires pour déterminer les pertes supplémentaires en charge, sont effectués dans les mêmes conditions qu'à vide à la différence de la vitesse de rotation qui est assignée à 1486 tr/min, soit un glissement $g=0.8\%$. La Figure 3.14 montre les formes d'onde des courants statoriques obtenues avec un zoom relatif aux résultats en régime permanent. La valeur calculée du courant efficace est de 57.6 A alors que celle mesurée est de 51.9 A, ce qui représente donc un écart de 11%.

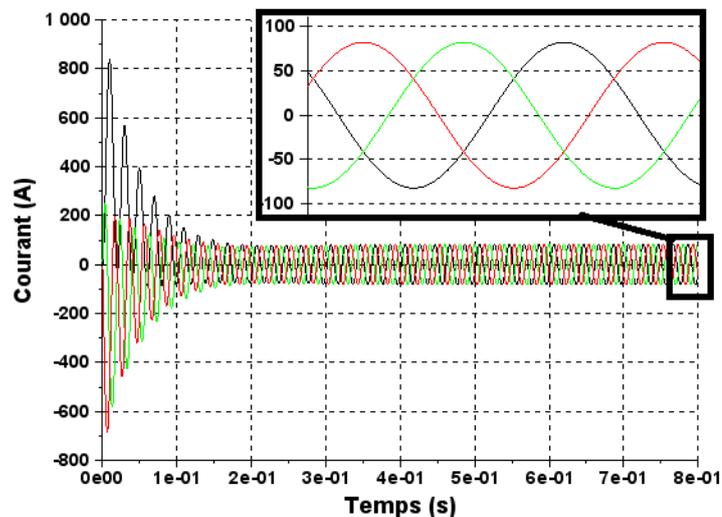


Figure 3.14 Formes d'ondes des courants statoriques calculés à charge nominale

Les densités massiques de pertes fer au stator et au rotor sont illustrées sur la Figure 3.15. Comme pour le cas à vide, les pertes fer rotoriques sont concentrées à la surface du rotor. En revanche, celles au stator sont maintenant distribuées dans le circuit magnétique. Ceci est tout à fait cohérent de par l'amplitude des courants dans les bobinages.

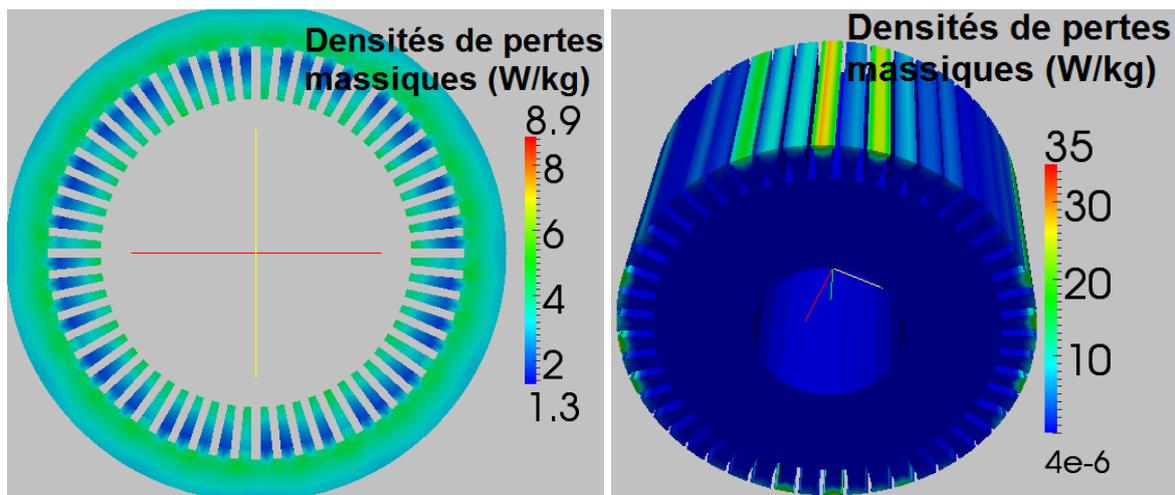


Figure 3.15 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques à charge nominale

Par ailleurs, on remarque que les pertes par courants induits harmoniques dans la cage, illustrés à la Figure 3.16, sont pratiquement multipliées par quatre par rapport au fonctionnement à vide (1180.4 W). Ceci est dû à l'augmentation des harmoniques d'encoches en charge.

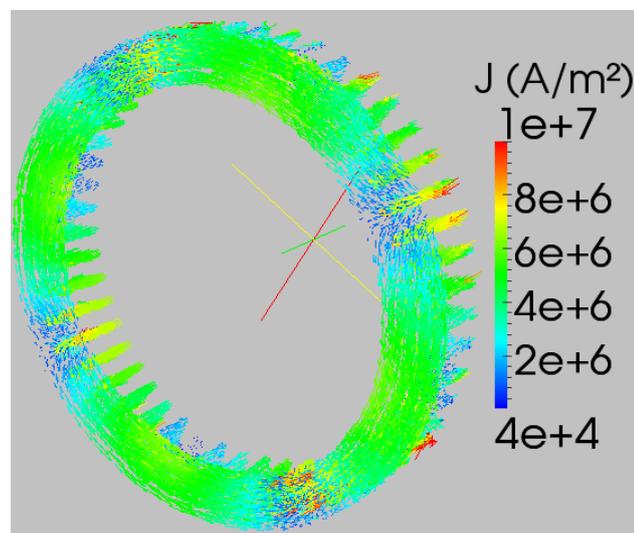


Figure 3.16 Densités de courants induits dans la cage rotorique du moteur à charge nominale

Enfin, comme dans le cas à vide, les pertes d'extrémités représentent un pourcentage très faible des pertes totales en charge.

La comparaison entre les pertes électromagnétiques calculées et mesurées en fonctionnement à charge nominale est présentée à la Figure 3.17. La surestimation de 11% (1920 W) de ces pertes par simulation est majoritairement liée aux pertes Joule dans le

bobinage statorique qui constituent 46% des pertes électromagnétiques totales (9177 W). Cette différence est due à la surestimation du courant statorique qui augmente considérablement la valeur des pertes Joule statoriques calculées.

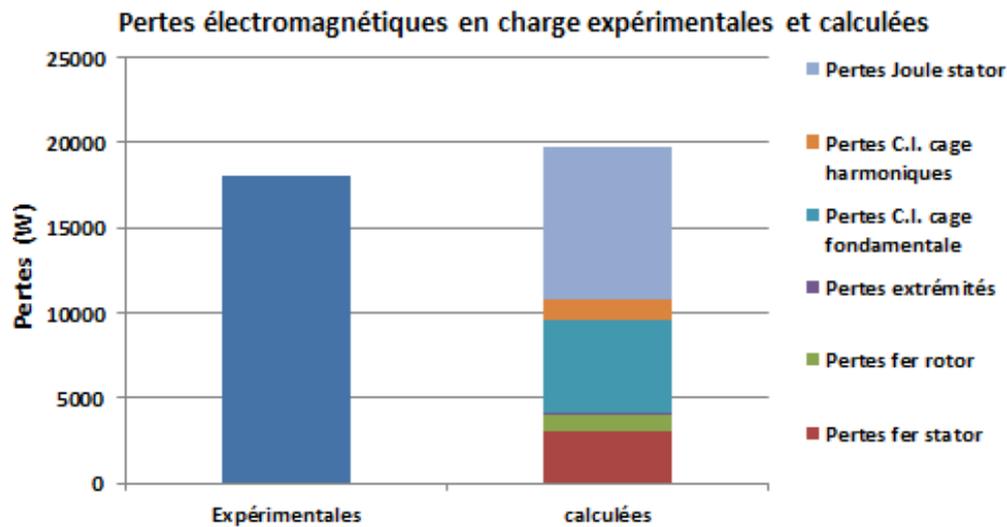


Figure 3.17 Pertes électromagnétiques en charge calculées et mesurées

3.2.3.3 Calcul des pertes supplémentaires et influence de la charge

A partir des résultats de simulations à vide et en charge, les pertes supplémentaires sont calculées en utilisant le modèle basé sur le bilan de puissances présenté dans le paragraphe 1.3.2.1. La Figure 3.18 montre la décomposition des pertes supplémentaires calculées. On peut constater que la majorité de ces pertes est due à l'augmentation des pertes par courants induits harmoniques dans la cage (50% des pertes totales) et des pertes fer (45% des pertes totales) suite à l'augmentation des harmoniques en fonctionnement en charge. De plus, l'augmentation des pertes d'extrémités ne représente qu'une faible proportion des pertes supplémentaires (5%).

Enfin, dans le cas étudié, les résultats de simulation sous-estiment les pertes supplémentaires en charge par rapport à celles fixées par l'ancienne norme à 0.5% de la puissance d'entrée (2.61 kW). Cela est dû à la sous-estimation des pertes harmoniques fer et par courants induits dans la machine. En effet, comme on l'a précisé précédemment, la discrétisation de la surface de mouvement permet d'avoir uniquement 6 points par période d'harmoniques statoriques. Ceci limite la précision du calcul des harmoniques et conduit donc à une sous-estimation des pertes associées. De plus, le moteur étant à barres droites, les pertes

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

par courants inter-barres et par flux d'inclinaison sont inexistantes et ne contribuent donc pas aux pertes supplémentaires.

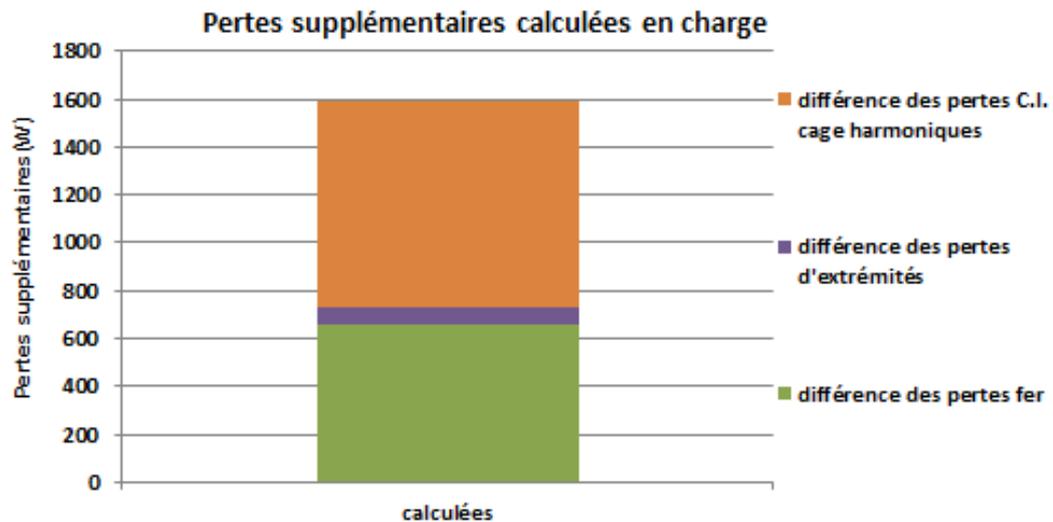


Figure 3.18 Pertes supplémentaires calculées à charge nominale

La norme internationale 60034-2-1 de calcul des pertes supplémentaires, présentée au paragraphe 1.2.3, prévoit 1.15% (6 kW) de la puissance d'entrée (Equation 1.18) pour ce moteur. Cette valeur est donnée par la norme comme une majoration et elle est toujours supérieure à celle obtenue à l'aide de l'essai de bilan de puissances, ce qui explique l'écart entre les pertes supplémentaires calculées en simulation et celles données par la norme.

Afin d'étudier l'influence de la charge sur les pertes supplémentaires, des simulations à différents glissements (0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1 et 1.2%) ont également été effectuées avec une alimentation à tension nominale. Les résultats, présentés à la Figure 3.19, illustrent l'évolution des pertes supplémentaires, pour chaque charge, en fonction de la différence entre le carré du courant statorique en charge et le carré du courant à vide. Ces pertes augmentent évidemment avec la charge, puisque les harmoniques, surtout les harmoniques d'encoches, augmentent aussi avec le glissement. La progression linéaire observée correspond bien au comportement décrit par la norme [6].

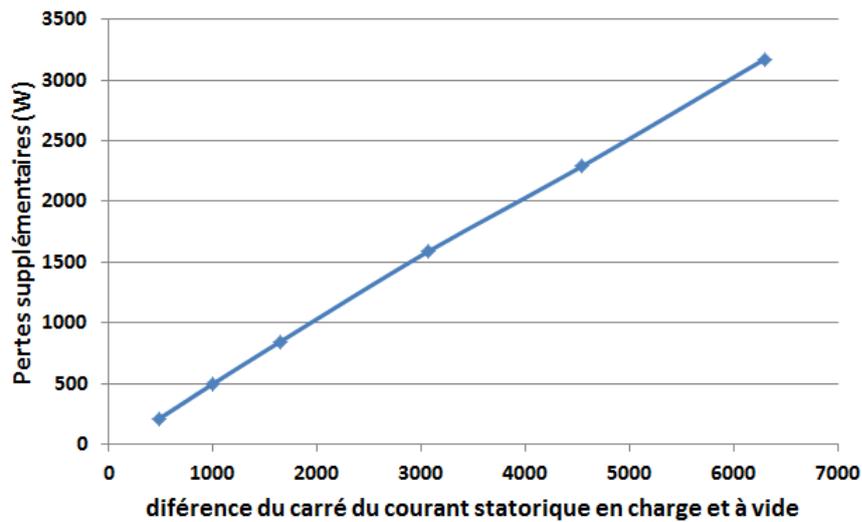


Figure 3.19 Pertes supplémentaires calculées en fonction de la différence entre les carrés des courants statoriques en charge et à vide

Dans cette partie, l'étude effectuée sur le moteur de 500 kW présente une démarche de calcul des pertes supplémentaires par modélisation numérique tridimensionnelle. Cette démarche s'appuie sur la caractérisation des matériaux, le développement du modèle éléments finis et le calcul des pertes fer dans la machine en post-traitement. Les pertes supplémentaires calculées sont comparables à celles mesurées avec l'essai du bilan de puissances et concordent avec les comportements décrits par les normes en fonction de la charge. De plus, ces pertes ne sont pas négligeables, elles constituent 8% des pertes totales et doivent être prises en compte pour une modélisation et une conception plus précise des moteurs asynchrones.

Par ailleurs, en ce qui concerne les pertes dues aux flux d'extrémités, pertes qui dans notre cas, ne représentent que 5% des pertes supplémentaires, toutes les parties d'extrémités du moteur ne sont pas modélisées. De plus, pour celles qui le sont, on manque d'échantillon de matériaux pour pouvoir les caractériser. Dans le cas où la machine est encore plus saturée au-delà de la charge nominale, les pertes d'extrémités augmentent d'une manière importante. En effet, pour une charge correspondante au glissement $g=1.2\%$, les pertes d'extrémités atteignent 161 W contre 90 W au glissement $g=0.8\%$.

3.3 Etude du flux de fuite zig-zag

Comme introduit au chapitre 1, l'une des causes des pertes supplémentaires en charge est associée au flux de fuite zig-zag. Ce dernier se traduit par une circulation alternée entre la surface interne du stator et celle externe du rotor sans participer efficacement à la conversion électromécanique mais en induisant des pertes fer. Il est relativement délicat de pouvoir comprendre la source de ce flux, et les pertes qui en sont issues, et d'investiguer l'effet des ouvertures d'encoches rotoriques sur leur évolution par des approches expérimentales ou analytiques. Le modèle numérique par éléments finis constitue dans ce cas de figure un excellent outil pour appréhender ce phénomène local. Dans la suite, nous allons utiliser le modèle développé pour d'abord expliciter le flux de zig-zag et mettre en évidence les pertes générées en fonction de la charge puis, dans un second temps, pour étudier l'influence des ouvertures des encoches statoriques sur ces pertes.

3.3.1 Flux de fuite zig-zag

Afin de bien appréhender le flux de zig-zag, nous avons utilisé les résultats de calculs à vide, à rotor bloqué et en charge ($g=0.8\%$) en se focalisant uniquement sur la zone limitrophe de l'entrefer. La Figure 3.20(a) montre la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer ainsi que dans les dents rotoriques et statoriques du moteur pour le cas à vide. Au travers de cette distribution, il est aisé de constater la très faible présence de flux zig-zag. Ceci est corroboré par les formes d'onde de l'induction magnétique radiale et transverse dans l'entrefer pour une période électrique, données à la Figure 3.20(b), qui montrent une faible amplitude de la composante transverse.

La décomposition harmonique de ces deux composantes en utilisant la transformée de Fourier (Figure 3.20c) montre que, à vide, l'induction radiale dans l'entrefer inclut, en plus du premier harmonique ($n=1$), la contribution relative aux harmoniques d'encoches statoriques par paire de pôles (N_s) ($n=30\pm 1$) qui est la plus importante.

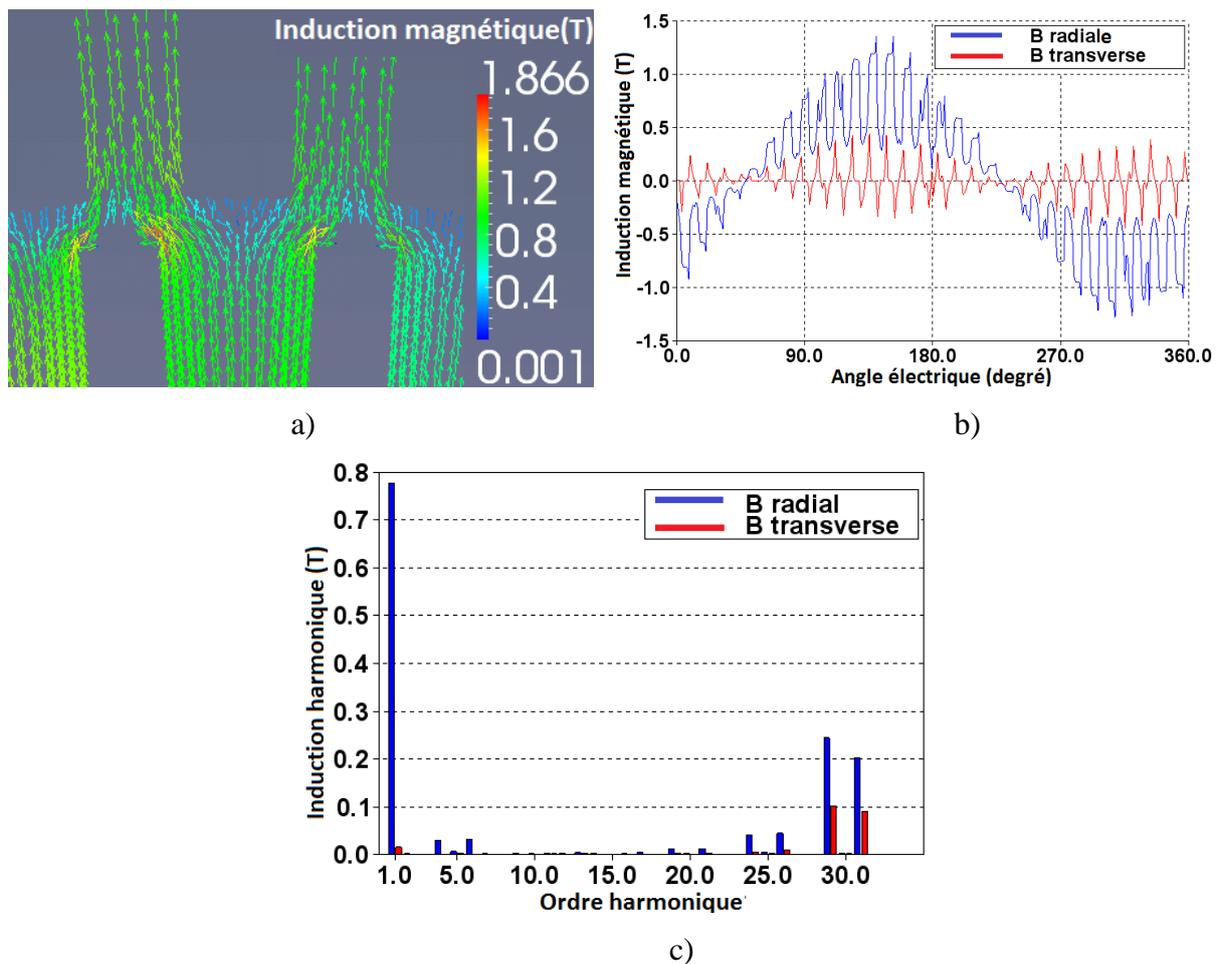


Figure 3.20 Induction magnétique dans l'entrefer à vide avec sa décomposition en série de Fourier

Les données de la Figure 3.21 montrent les mêmes grandeurs dans le cas du fonctionnement à rotor bloqué.

Le flux de zig-zag est cette fois-ci clairement visible dans l'entrefer (Figure 3.21a), ce qui est confirmé par la forte amplitude de la composante transverse de l'induction magnétique (Figure 3.21b). Outre le premier harmonique de cette composante, qui a l'amplitude la plus importante du spectre, on trouve les harmoniques des deux composantes relatives aux harmoniques d'encoches statoriques et rotoriques (N_r) par paire de pôles (respectivement $n=30\pm 1$ et $n=25\pm 1$). Le flux de fuite zig-zag est en fin de compte directement lié aux harmoniques d'encoches rotoriques et statoriques dont l'accroissement est considérable entre les fonctionnements à vide et à rotor bloqué. En effet, ces deux points de fonctionnement constituent les cas extrêmes encadrant l'évolution du flux de zig-zag qui est négligeable à vide et maximal à rotor bloqué.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

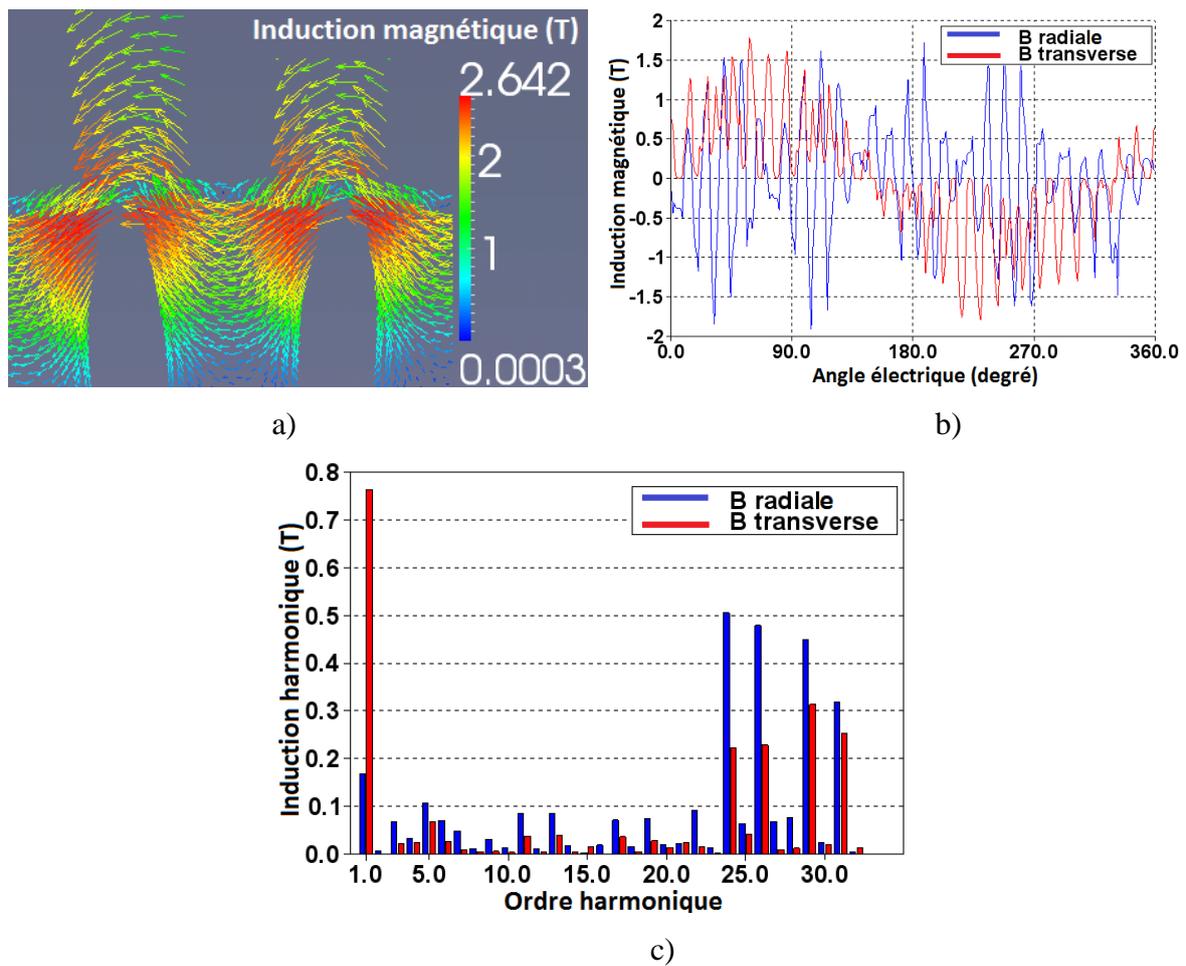
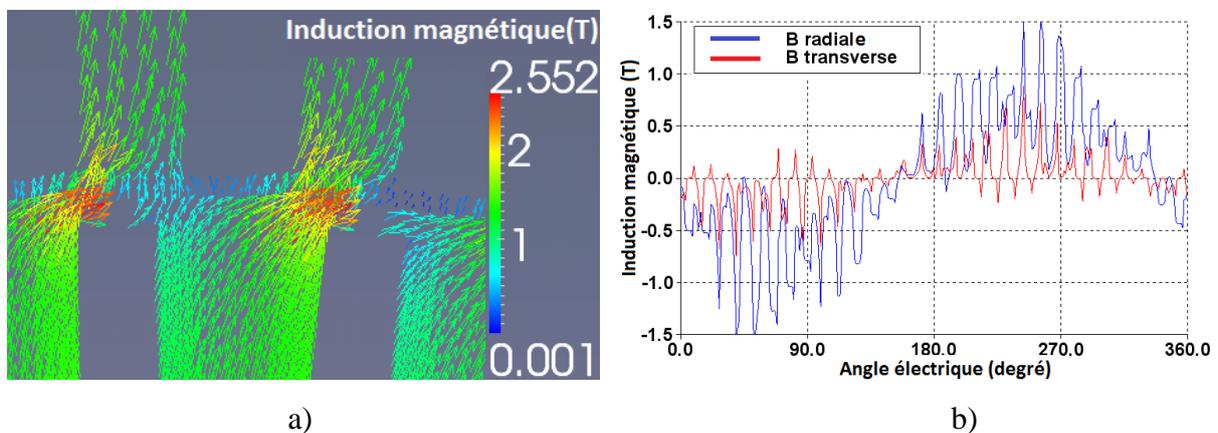
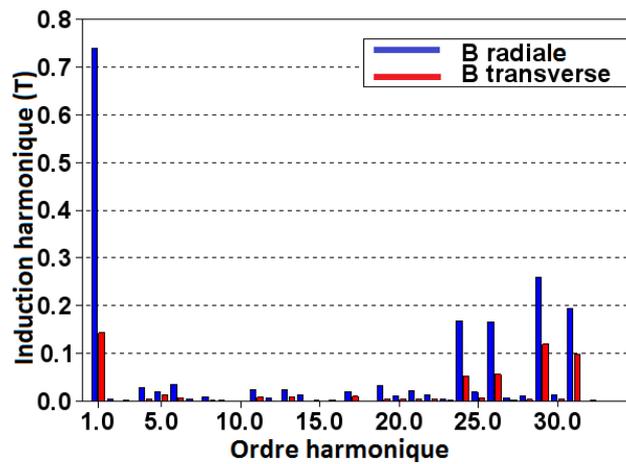


Figure 3.21 Induction magnétique dans l'entrefer à rotor bloqué avec sa décomposition en série de Fourier

Ainsi, pour n'importe quel point de fonctionnement en charge de la machine, le flux zig-zag existe (Figure 3.22a) se traduisant par l'augmentation des harmoniques rotoriques et statoriques de l'induction d'entrefer par rapport au cas à vide, Figure 3.22.



3. Application à un moteur industriel de 500 kW



c)

Figure 3.22 Induction magnétique dans l'entrefer en charge avec sa décomposition en série de Fourier

Pour illustrer cela et quantifier l'augmentation du flux de zig-zag en fonction du glissement, les contenus harmoniques des composantes radiale et transverse pour des glissements de 0.8% et de 0.6% sont comparés dans les Figure 3.23. On peut constater que les harmoniques d'encoches statoriques augmentent légèrement avec le glissement (2.8% de $g=0.6\%$ à $g=0.8\%$ et 6.5% de $g=0$ à $g=0.8\%$). En revanche, les harmoniques d'encoches rotoriques augmentent significativement avec le glissement (26.2% de $g=0.6\%$ à $g=0.8\%$ et 316% de $g=0$ à $g=0.8\%$). Le flux zig-zag est donc plus influencé par ces derniers harmoniques.

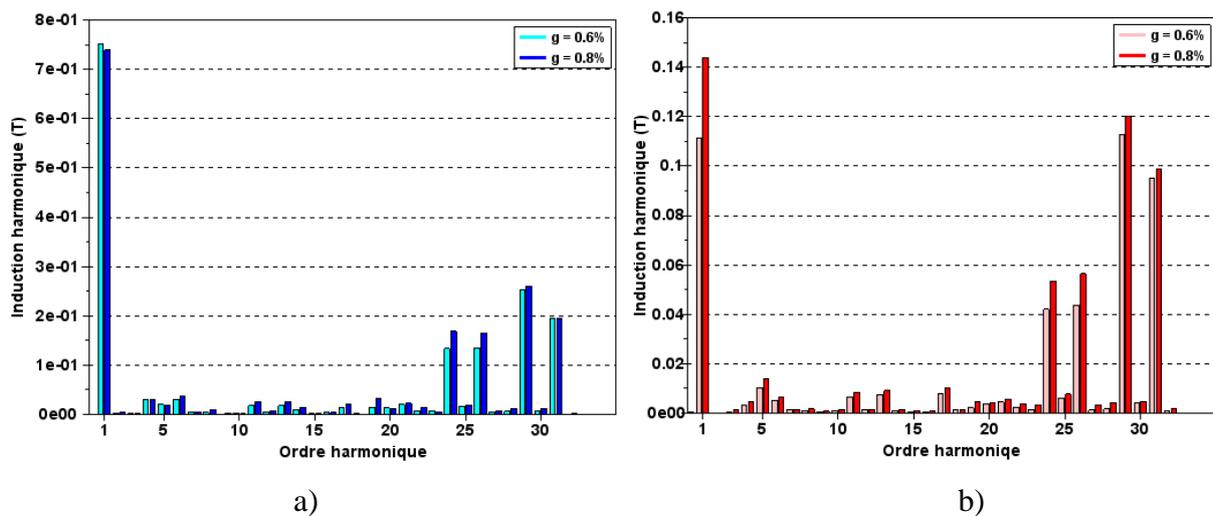


Figure 3.23 Spectre harmonique de l'induction radiale (a) et transverse (b) dans l'entrefer en charge avec des glissements de 0.6% et 0.8%

3.3.2 Pertes par flux de zig-zag

Comme il a été conclu lors de l'étude menée dans le paragraphe précédent, le flux zig-zag est dû à l'augmentation des harmoniques d'induction correspondant au nombre d'encoches statoriques et rotoriques par paire de pôles. Les pertes zig-zag correspondent donc à la différence des pertes fer dynamiques et des pertes par courants induits dues à ces harmoniques entre le point de fonctionnement en charge considéré et celui à vide :

$$P_{\text{zig-zag}} = (P_{\text{cl_harm_charge}} - P_{\text{cl_harm_vide}}) + (P_{\text{exc_harm_charge}} - P_{\text{exc_harm_vide}}) + (P_{\text{Jr_harm_charge}} - P_{\text{Jr_harm_vide}}) \quad 3.1$$

où $P_{\text{zig-zag}}$ sont les pertes zig-zag, $P_{\text{cl_harm}}$, $P_{\text{exc_harm}}$ et $P_{\text{Jr_harm}}$ sont les pertes fer par courants induits classiques, les pertes fer excédentaires et les pertes par courants induits au rotor dues aux harmoniques d'encoches, respectivement.

Cette augmentation des pertes fer est localisée essentiellement à la surface des dents statoriques et rotoriques, lieu de passage de ce flux de fuite, comme illustré à la Figure 3.24 pour le cas de fonctionnement à rotor bloqué où le flux de zig-zag est maximal.

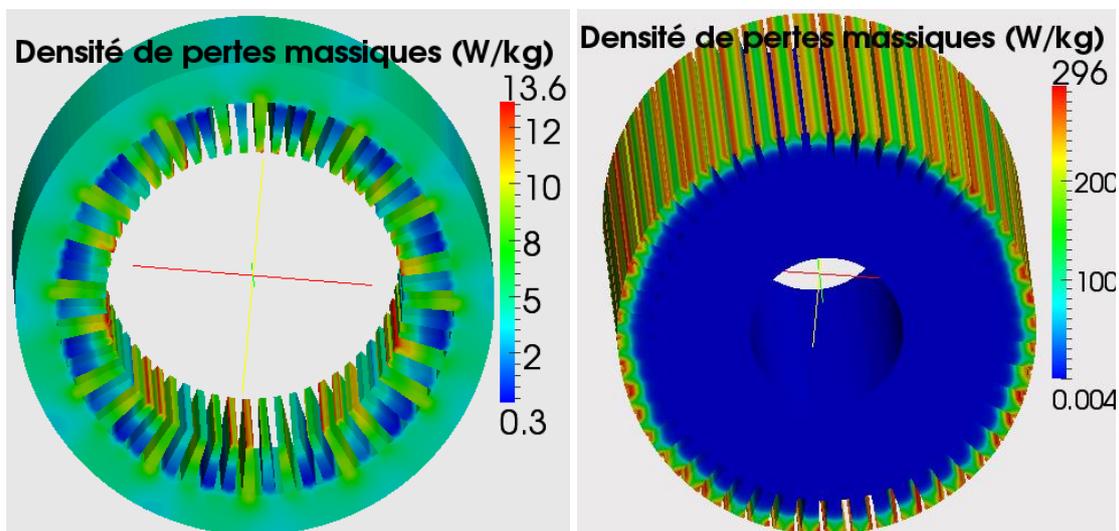


Figure 3.24 Densités de pertes fer massiques statoriques et rotoriques à rotor bloqué

Pour calculer cette augmentation comme défini dans la relation (3.1), les pertes fer dynamiques et les pertes par courants induits dans les barres sont calculées à vide et en charge. Ensuite, ces pertes sont décomposées en série de Fourier pour déterminer la part qui correspond aux harmoniques d'encoches.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

La Figure 3.25 montre le spectre harmonique des pertes fer dynamiques au stator à vide et dans le cas d'un fonctionnement en charge à $g=0.8\%$. Dans le premier cas, outre la fréquence fondamentale, les pertes sont dues aux harmoniques d'encoches rotoriques ($n=25$). Ces pertes augmentent d'une manière significative en charge (102%), ce qui contribue aux pertes zig-zag.

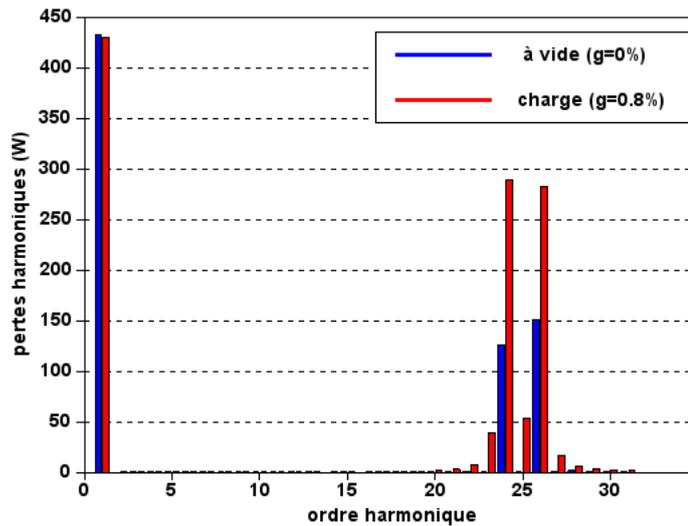


Figure 3.25 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au stator en fonctionnement à vide et en charge.

Les pertes fer dynamiques harmoniques rotoriques, dues aux harmoniques d'encoches statoriques ($n=30$), ne varient, par contre, pas beaucoup entre les fonctionnements à vide et en charge. A vide, les pertes fer dynamiques harmoniques rotoriques sont égales aux pertes de l'ordre d'harmoniques N_s alors qu'à charge nominale ($g=0.8\%$) elles sont calculées à partir de la somme des pertes associées aux ordres d'harmoniques N_s et $N_s \pm 1$ (Figure 3.26).

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

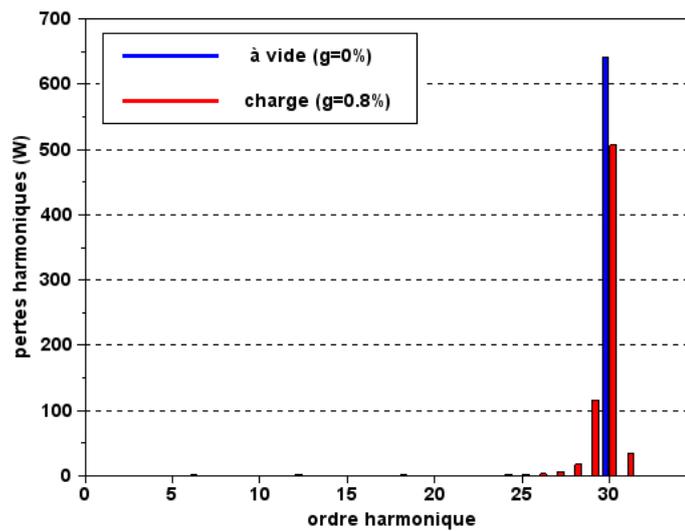


Figure 3.26 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au rotor en fonctionnement à vide et en charge

Par ailleurs, comme on pouvait le prévoir, les pertes par courants induits harmoniques dans la cage croissent considérablement entre les fonctionnements à vide (319 W) et en charge nominale (1180 W), ce qui représente 270% d'augmentation. Cette augmentation est due principalement aux harmoniques d'encoches statoriques (Figure 3.27).

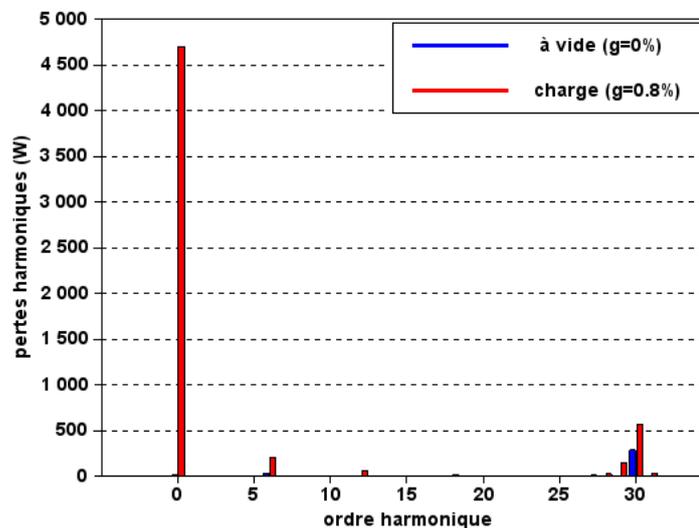


Figure 3.27 Spectre harmonique des pertes par courants induits dans la cage en fonctionnement à vide et en charge

Comme indiqué précédemment, la différence entre les pertes harmoniques en charge et à vide permet de calculer les pertes zig-zag sur la base de la relation (3.1), soit 1269 W. Ainsi, elles constituent 80% des pertes supplémentaires totales du moteur. La partie complémentaire

des pertes supplémentaires est due à celles d'extrémités et aux harmoniques de répartition de phases, les harmoniques paires multiples de trois (6, 12, 18..) du moteur.

En utilisant l'approche ci-dessus, les pertes zig-zag ont été calculées pour différentes charges afin de déterminer leur évolution en fonction du glissement. La Figure 3.28 récapitule les résultats obtenus qui montrent que les pertes zig-zag augmentent avec la charge suite à l'augmentation des harmoniques d'encoches. Finalement, grâce à l'approche numérique par éléments finis, il a été possible de quantifier la part des pertes supplémentaires dues au flux zig-zag, tout en analysant leur comportement en fonction de la charge.

L'origine de ces pertes étant clairement associée aux harmoniques d'encoches statoriques et rotoriques, il est intéressant d'investiguer l'influence de la topologie des encoches sur les pertes zig-zag. C'est pourquoi, on présente dans le paragraphe suivant une étude de l'influence d'un paramètre géométrique sur ces pertes.

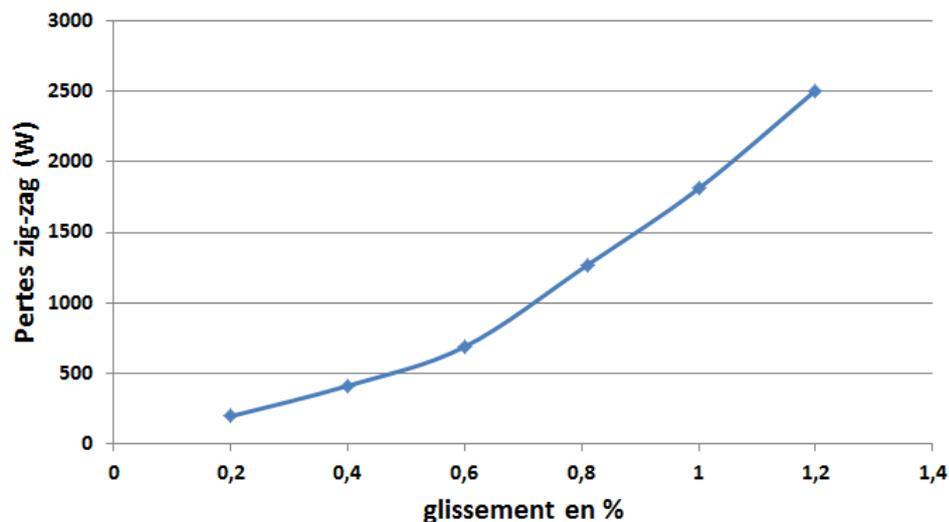


Figure 3.28 Pertes zig-zag calculées dans le moteur en fonction du glissement

3.3.3 Influence de l'ouverture d'encoches rotoriques

Dans les parties précédentes, toutes les études ont été effectuées à l'aide du modèle 3D détaillé dans le paragraphe 3.2.1. Pour alléger les temps de calcul et investiguer plus en détail le flux de fuite zig-zag on a adopté un modèle en 2D extrudé. Ce dernier sera détaillé et utilisé dans ce paragraphe pour plusieurs fermetures d'encoches et plusieurs points de fonctionnement.

3.3.3.1 Modèle numérique en 2D extrudé

Comme les barres du moteur sortent de 10% à peu près de chaque côté par rapport à la longueur totale de la partie active de la machine, la modélisation en 2D extrudé de la longueur du circuit magnétique donnera des résultats moins précis en comparaison avec la réalité. Le Tableau 3.3 montre une comparaison des courants, couples et pertes totales mesurés, en charge à un glissement $g=0.8\%$, et ceux calculés avec les différents modèles éléments finis. On constate que les résultats calculés par le modèle 2D standard sont beaucoup plus importants par rapport à ceux mesurés ou calculés à l'aide du modèle 3D. Les écarts entre les valeurs calculées par ce modèle et les mesures sont de l'ordre de 63% pour le courant, 68% pour le couple et 66% pour les pertes totales.

Ainsi, pour se rapprocher des résultats de mesure et de simulation avec le modèle 3D, tout en gardant des temps de calculs raisonnables, il est possible de corriger en partie le modèle 2D grâce à la prise en compte de la partie des barres sortant de part et d'autre du circuit magnétique par une augmentation de la résistivité du cuivre des barres rotoriques. Les résultats des grandeurs calculées par ce modèle 2D modifié sont présentés dans le Tableau 3.3. On remarque que par rapport au modèle 2D standard les valeurs des courants, couples et pertes totales sont très proches des valeurs issues du modèle 3D et des mesures. Les écarts entre les valeurs calculées par le modèle 2D modifié et les mesures sont de 12.3% pour le courant, 13.8% pour le couple et 12.8% pour les pertes totales.

Tableau 3.3 Comparaison des grandeurs mesurées et calculées par les différents modèles

	Courant (A)	Couple (Nm)	Pertes totales (W)
Mesure	51.9	3209	18 043
Modèle 3D	57.6	3108	19 752
Modèle 2D modifié	58.3	3652	19 966
Modèle 2D	84.6	5379	31 802

De plus, comme l'étude sur le flux de zig-zag et les pertes engendrées par ce flux a été faite à vide et en charge, pour étudier l'influence sur les pertes supplémentaires en charge, la

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

modification de la résistivité des barres reste acceptable puisque les fréquences fondamentales des courants dans les barres pour ces points de fonctionnement sont très faibles. Ainsi, l'épaisseur de peau des courants à ces fréquences est plus grande que la hauteur de la barre. La nouvelle résistivité des barres, limitées par le circuit magnétique, utilisée dans ce modèle est donc calculée, en fonction de la résistivité des barres mesurée, avec l'équation suivante :

$$\rho_{\text{barres_2D}} = \rho_{\text{barres_mesure}} \frac{L_{\text{barres_totale}}}{L_{\text{barres_circuit_mag}}} \quad 3.2$$

où $L_{\text{barres_total}}$ est la longueur totale des barres et $L_{\text{barres_circuit_mag}}$ est la longueur du circuit magnétique du moteur.

3.3.3.2 Modèles d'ouverture d'encoche rotorique

Outre l'influence du point de fonctionnement (charge du moteur) sur le flux et les pertes zig-zag dans le cas de la machine étudiée, nous avons également investigué l'influence d'un facteur géométrique de la machine, à savoir l'ouverture des encoches rotoriques, qui influence fortement le flux de zig-zag comme montré dans le paragraphe 3.3.1. Pour ce faire, la même machine a été étudiée, à l'aide du même modèle numérique et dans les mêmes conditions, en considérant différentes ouvertures d'encoches rotoriques représentées par un paramètre λ . Ce dernier varie de 0 (encoche fermée) à L (largeur de l'encoche rotorique) par pas de valeur $L/8$, comme illustré dans la Figure 3.29.

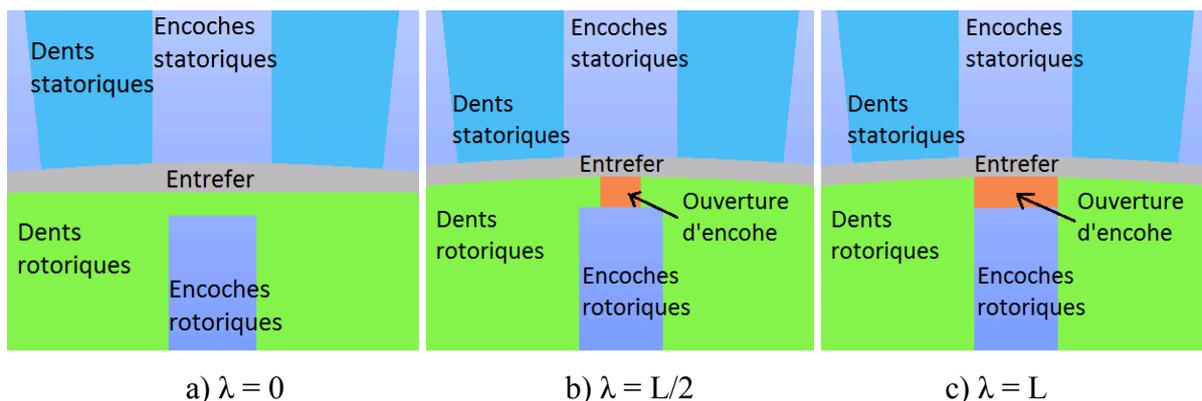


Figure 3.29 Trois cas d'ouverture d'encoche rotorique ($\lambda = 0, L/2$ et L) du moteur

Pour focaliser l'étude sur le flux de fuite zig-zag, les parties d'extrémités ont été négligées en adoptant un modèle en 2D extrudé. Ce dernier, constitué de 93300 nœuds et 93154 éléments prismatiques, permet d'alléger les temps de calcul et d'investiguer alors plus

en détail le flux de fuite zig-zag pour plusieurs fermetures d'encoches et plusieurs points de fonctionnement. Par ailleurs, afin d'améliorer les résultats de calcul des flux et des pertes harmoniques, l'entrefer a été discrétisé pour avoir 12 points par période d'harmoniques d'encoches statoriques, Figure 3.30.

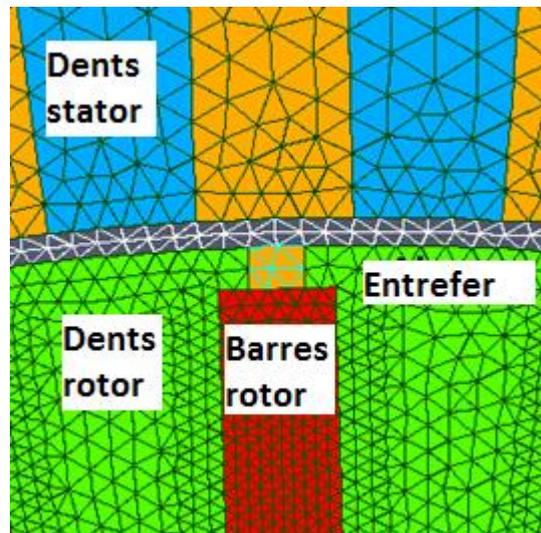


Figure 3.30 Maillage du modèle 2D dans le cas d'ouverture d'encoche $\lambda = L/2$

Dans la suite, on utilise le modèle développé ci-dessus pour étudier l'influence de l'ouverture des encoches rotoriques sur le flux de fuite zig-zag et les pertes qu'il induit.

3.3.3.3 Influence sur le flux zig-zag

L'influence de l'ouverture des encoches rotoriques sur le flux de zig-zag est investiguée au travers de l'augmentation des harmoniques rotoriques et statoriques, dans le signal de l'induction d'entrefer, entre le fonctionnement à vide et en charge, et ce, pour chaque configuration d'ouverture d'encoche rotorique. Pour une présentation pertinente des résultats, les harmoniques rotoriques de l'induction magnétique sont représentés par la somme de l'amplitude des harmoniques d'ordre $N_r + 1$ et $N_r - 1$ de l'induction radiale et transverse dans l'entrefer. De même, les harmoniques statoriques de l'induction magnétique dans l'entrefer sont représentés par la somme de l'amplitude des harmoniques d'ordre $N_s + 1$ et $N_s - 1$ de l'induction radiale et transverse.

La Figure 3.31 montre que l'induction magnétique dans l'entrefer associée aux harmoniques d'encoches rotoriques croît avec l'augmentation de l'ouverture de ces dernières. Cette tendance est plus prononcée dans le cas du fonctionnement à vide tout en gardant des amplitudes plus faibles que les harmoniques en charge ($g=0.8\%$). A l'inverse, les amplitudes

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

des harmoniques d'encoches statoriques de l'induction magnétique dans l'entrefer demeurent globalement constantes en fonction de l'ouverture des encoches rotoriques avec une très faible différence entre les fonctionnements en charge et à vide.

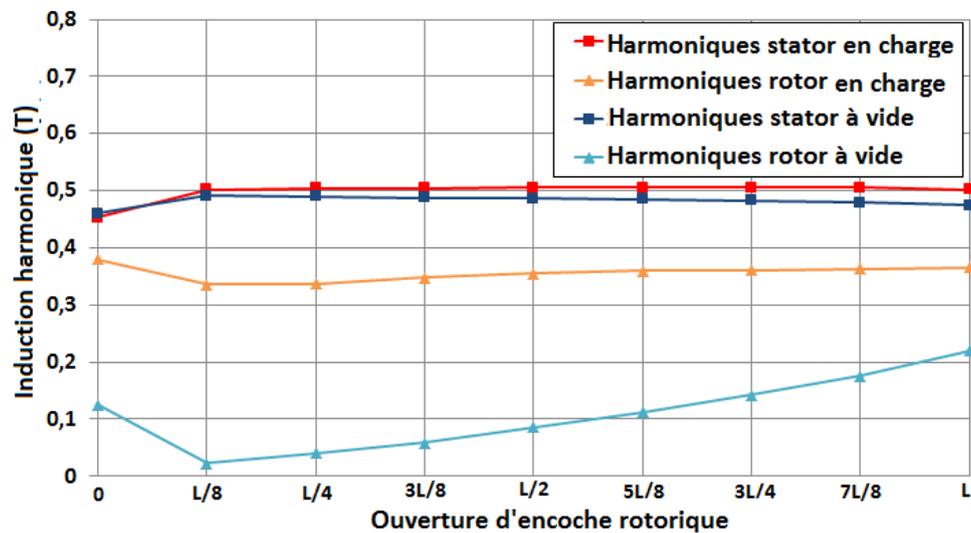


Figure 3.31 Harmoniques d'encoches statoriques et rotoriques de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide et en charge ($g=0.8\%$)

La configuration où l'encoche est totalement fermée ($\lambda=0$) constitue un cas particulier avec des résultats différents dus à la saturation des dents rotoriques comme illustré dans la Figure 3.32.

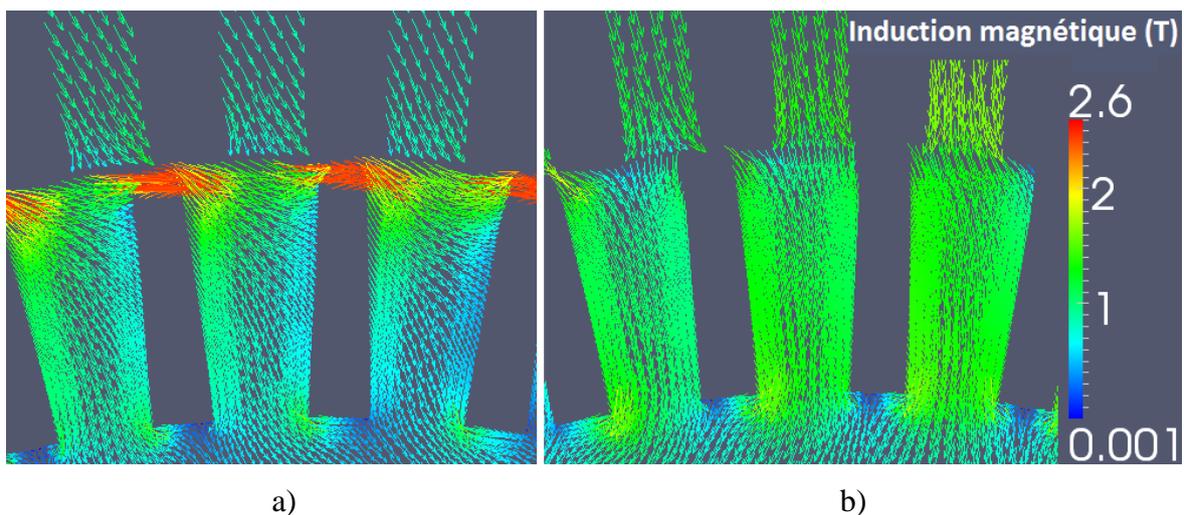


Figure 3.32 Induction magnétique du moteur en charge ($g=0.8\%$) à $\lambda=0$ (a) et $\lambda=L$ (b)

3.3.3.4 Influence sur les pertes zig-zag

Tout d'abord les pertes fer dynamiques statoriques correspondant aux harmoniques d'encoches, calculées à vide et en charge ($g=0.8\%$) pour les différentes configurations d'ouverture d'encoche, sont présentées à la Figure 3.33. Comme on pouvait l'escompter, ces pertes croissent avec l'ouverture d'encoches rotoriques à cause de l'augmentation des harmoniques rotoriques dans l'entrefer comme illustré précédemment dans la Figure 3.31. Ces pertes sont aussi plus élevées en charge qu'à vide. La différence des pertes entre les deux points de fonctionnement va contribuer aux pertes zig-zag dans les pertes supplémentaires.

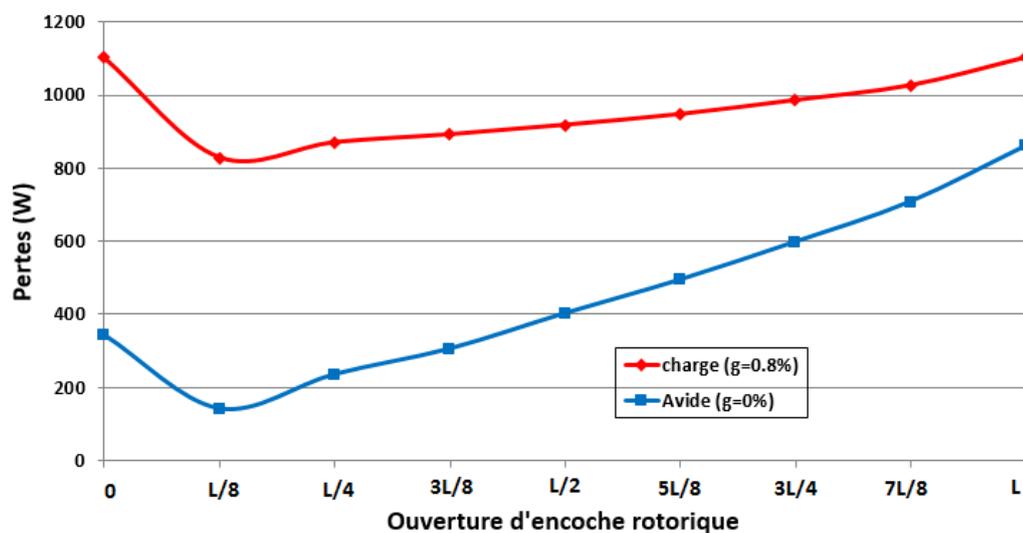


Figure 3.33 Pertes fer dynamiques harmoniques au stator en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques

Par ailleurs, les pertes fer dynamiques rotoriques correspondant aux harmoniques d'encoches, diminuent par contre légèrement en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques, pour les deux mêmes points de fonctionnement en charge et à vide, Figure 3.34. Cela s'explique par le fait que les harmoniques d'encoches statoriques dans l'entrefer restent constants, puisqu'il n'y a pas eu de changement dans l'ouverture de ces dernières (voir Figure 3.31), alors que le volume du rotor diminue avec l'augmentation de l'ouverture d'encoche. Même si elle est plus faible, la différence entre les pertes en charge et à vide contribuera ici aussi aux pertes zig-zag dans les pertes supplémentaires.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

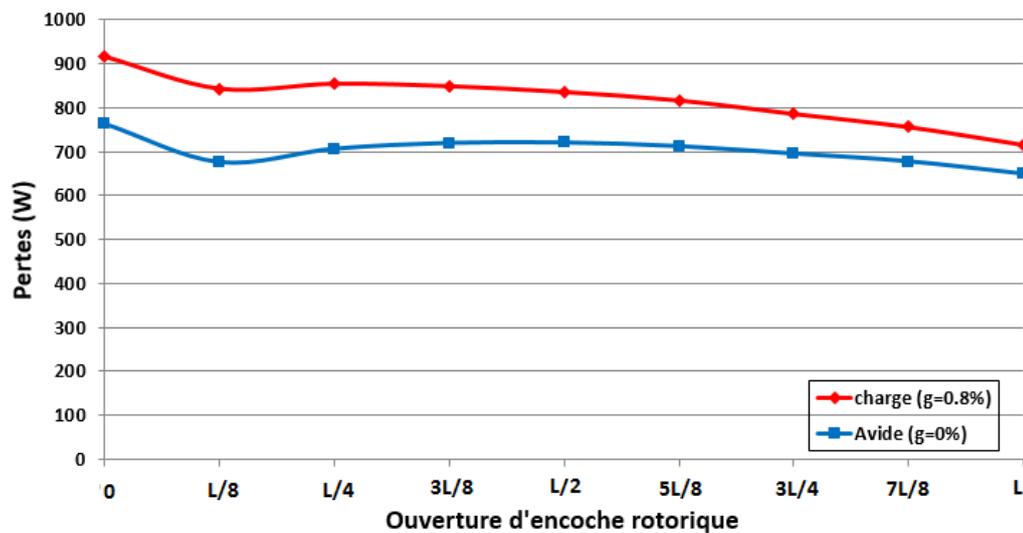


Figure 3.34 pertes fer dynamiques harmoniques au rotor en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques

En ce qui concerne les pertes par courants induits harmoniques dans la cage rotorique, en charge et à vide, celles-ci diminuent d'abord significativement en passant d'une encoche fermée à une encoche ouverte, comme illustré dans la Figure 3.35. En effet, dans les cas d'encoches ouvertes, les dents rotoriques sont moins saturées et les variations de l'induction magnétique sont plus faibles, ce qui conduit, dans un premier temps, à une diminution des pertes par courants induits harmoniques dans la cage, Figure 3.32. Ensuite, plus l'ouverture d'encoche rotorique augmente, plus la variation des harmoniques statoriques est perçue par les barres conduisant ainsi à des pertes croissantes. Toutefois, quelle que soit l'ouverture de l'encoche rotorique, les pertes en charge sont supérieures à celles à vide, ce qui contribue également aux pertes zig-zag de la machine.

3. Application à un moteur industriel de 500 kW

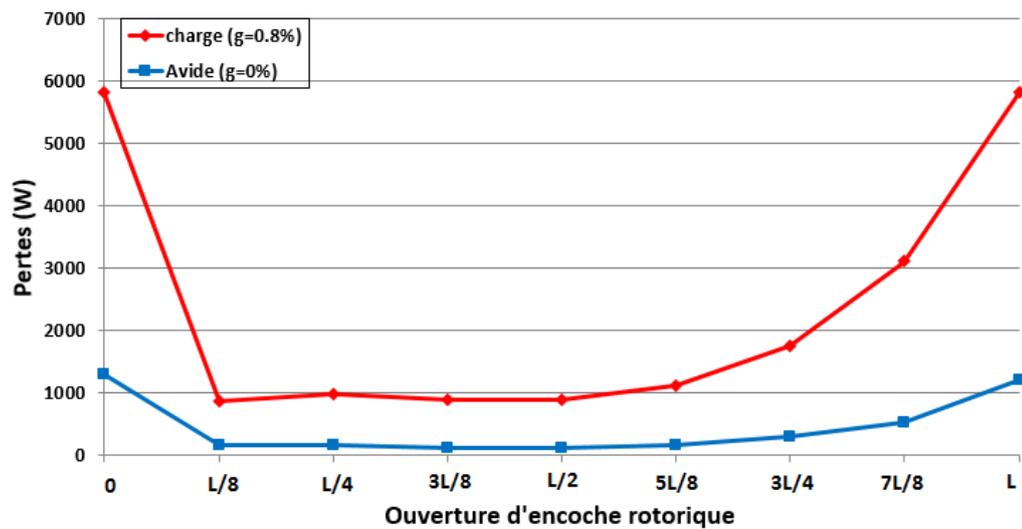


Figure 3.35 Pertes par courants induits harmoniques dans la cage en charge nominale et à vide en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques

Finalement, en calculant la globalité des pertes zig-zag en charge ($g=0.8\%$) pour chaque configuration d'ouverture d'encoche rotorique, on remarque qu'elles sont maximales, et sensiblement du même ordre de grandeur, pour les deux cas extrêmes (fermeture ou ouverture de l'encoche), et minimales dans le cas d'encoches semi-ouvertes comme le montre la Figure 3.36. Ce comportement dans le cas de l'ouverture totale d'encoche est expliqué par l'augmentation de la contribution la plus importante aux pertes zig-zag que sont les pertes par courants induits harmoniques dans la cage en charge. Ce résultat est aussi en accord avec l'augmentation des harmoniques d'encoches avec l'élargissement de l'ouverture d'encoche rotorique.

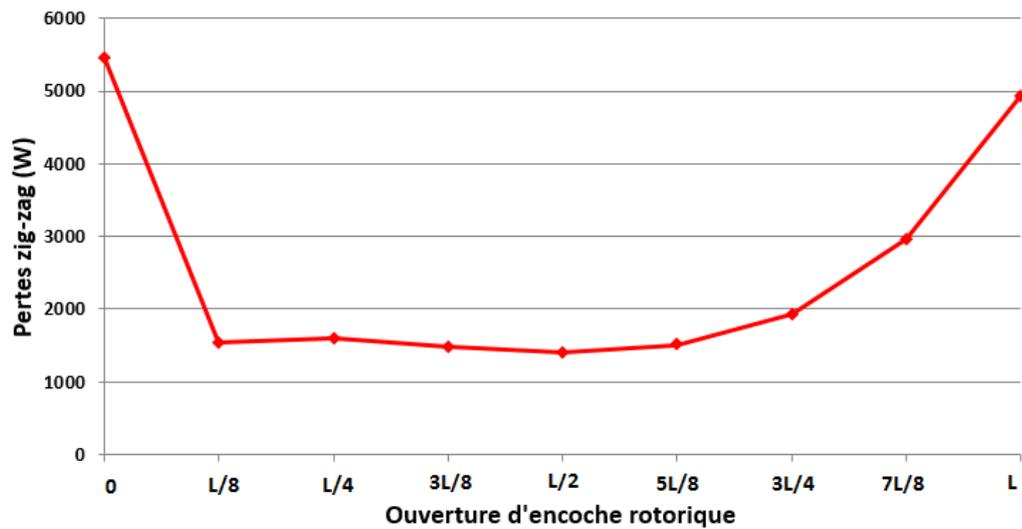


Figure 3.36 Pertes zig-zag dans le moteur en charge nominale en fonction de l'ouverture d'encoches rotoriques

Les résultats présentés dans cette investigation par modélisation numérique sont très intéressants mais il faut bien noter que cette étude a uniquement ciblé l'influence de l'ouverture d'encoche rotorique sur un comportement électromagnétique précis du moteur, en particulier les flux zig-zag et les pertes associées. Les résultats montrent que la distribution du flux zig-zag n'est pas anodine et qu'elle doit être prise en compte, avec les autres origines des pertes supplémentaires, pour une modélisation plus précise des moteurs asynchrones. Cela passe par l'utilisation de modèles numériques, par éléments finis par exemple, qui constituent des outils efficaces pour investiguer les comportements locaux autant que globaux pour une conception de machines plus performantes.

3.4 Synthèse

Dans ce chapitre, un moteur industriel de 500 kW a été étudié pour appliquer la procédure de calcul des pertes supplémentaires et identifier leurs origines. La première partie était consacrée à la présentation de la machine et de ses caractéristiques. Ensuite, on s'est focalisé dans la deuxième partie de ce chapitre sur le calcul des pertes supplémentaires tout en prenant en compte les flux de fuite d'extrémités. Après avoir montré, dans un premier temps, le modèle éléments finis de la machine, les flux d'extrémités ont été étudiés. On a montré que ces flux induisent des pertes par courants induits dans les parties d'extrémités mais qu'elles sont négligeables par rapport aux pertes totales de la machine en fonctionnement nominal. Par

ailleurs, la démarche proposée pour le calcul des pertes supplémentaires a été appliquée au moteur avec des résultats qui sont satisfaisants compte tenu des hypothèses de modélisation. Il est à noter que le calcul des pertes supplémentaires pour différentes charges, a aussi montré que ces pertes augmentent avec l'augmentation du glissement.

Finalement, dans la troisième partie de ce chapitre, une autre origine des pertes supplémentaires a été investiguée, à savoir le flux de fuite zig-zag. Ces flux représentent l'augmentation des harmoniques d'encoches rotoriques et statoriques en fonctionnement en charge. Ces flux induisent des pertes fer et par courants induits harmoniques dans, respectivement, le circuit magnétique et la cage rotorique. De plus, ces pertes augmentent, comme le flux zig-zag, avec la charge pour devenir maximales à rotor bloqué. Par ailleurs, une étude complémentaire sur l'influence de l'ouverture d'encoche rotorique sur les flux de fuite zig-zag et leurs pertes a été effectuée. Neuf configurations d'ouverture d'encoche rotorique ont été considérées. Les calculs ont montré que les pertes zig-zag augmentent avec l'augmentation de l'ouverture d'encoche rotorique, en raison de la variation du flux perçu par les barres.

En conclusion, deux origines des pertes supplémentaires ont été investiguées et prises en compte pour le calcul des pertes d'un moteur asynchrone de 500 kW à barres droites. Dans le prochain chapitre, une troisième origine va être étudiée, qui est le flux de fuite d'inclinaison, en considérant deux maquettes de machines asynchrones, la première à barres droites et la seconde à barres inclinées.

4. Application à des maquettes expérimentales

Dans ce chapitre, deux maquettes expérimentales de moteurs asynchrones vont être étudiées pour investiguer le flux de fuite d'inclinaison. En effet, ces deux moteurs sont identiques à l'exception de la cage rotorique qui comporte des barres droites pour le premier et des barres inclinées pour le second. Dans la première partie de ce chapitre, les caractéristiques et les modèles de ces deux moteurs sont décrits ainsi que le banc d'essai sur lequel les mesures sont effectuées. Ensuite, ces moteurs sont étudiés, notamment au travers des pertes supplémentaires. Enfin, une investigation sur le flux de fuite d'inclinaison est effectuée.

4.1 Présentation des moteurs

4.1.1 But de conception

Les deux maquettes expérimentales ont été mises en place dans le but d'étudier l'influence de l'inclinaison des barres rotoriques sur les pertes supplémentaires ainsi que le flux de fuite d'inclinaison. La fabrication complète de deux maquettes étant prohibitive financièrement pour les puissances significatives visées, trois moteurs asynchrones identiques, et issus de la même série de fabrication, ont été acquis. L'un de ces moteurs a alors été démonté pour accéder, d'une part, aux grandeurs géométriques et au schéma de bobinage et, d'autre part, pour disposer d'échantillons de tôles statoriques. Quant aux deux autres, leurs rotors ont été remplacés par deux nouveaux rotors fabriqués avec les mêmes matériaux magnétiques et électriques, l'un à barres droites et le second à barres inclinées, Figure 4.1. Ainsi, il sera possible de quantifier l'influence de l'inclinaison des barres au travers de la comparaison des caractéristiques des deux moteurs.

Comme indiqué dans le chapitre 1, l'inclinaison des barres dans les moteurs asynchrones génère un flux d'inclinaison mais également des courants inter-barres. Ces derniers contribuent à l'augmentation des pertes supplémentaires. Toutefois, la quantification des pertes qui leur sont attribuées est relativement délicate car la mesure de ces courants est

très difficile ainsi que la détermination des résistances inter-barres. Plusieurs études ont traité ce sujet d'une manière approximative et qualitative [31]–[33], [74] en appliquant des hypothèses sur les résistances inter-barres et les résistances de contact entre les barres et le rotor dans les calculs par éléments finis, sans toutefois pouvoir vérifier ces hypothèses expérimentalement. Dans nos travaux, afin de se focaliser uniquement sur l'étude précise du flux d'inclinaison dans le moteur à barres inclinées, les cages des deux moteurs ont été isolées électriquement des tôles rotoriques comme on peut le voir sur la Figure 4.1.



Figure 4.1 Rotor de la maquette à barres inclinées

Par ailleurs, les barres des deux moteurs ont été délibérément sortis de 7 cm environ de chaque côté du circuit magnétique afin de pouvoir mesurer les courants dans les barres, à rotor bloqué, à l'aide d'une sonde de courant de type Rogowski sans être gêné par les têtes de bobines statoriques. Faute de temps, cette possibilité n'a malheureusement pas pu être exploitée dans nos travaux. En effet, les essais à vide et en charge étaient plus primordiaux pour le calcul des pertes supplémentaires et pour l'étude du flux d'inclinaison.

Enfin, les barres de la maquette à cage droite peuvent être démontées pour créer des dissymétries et un état de déséquilibre dans le moteur qui devrait augmenter les harmoniques et ainsi influencer les pertes supplémentaires.

4.1.2 Caractéristiques des moteurs

Les principales caractéristiques électriques des maquettes sont présentées ci-dessous :

- Puissance nominale : $P_n = 6 \text{ kW}$

4. Application à des maquettes expérimentales

- Fréquence nominale : $f_n = 50$ Hz
- Tension nominale : $U_n = 400$ V entre phases en couplage étoile
- Courant nominal : $I_n = 13$ A
- Nombre de pôles : 4
- Vitesse de synchronisme : 1500 tr/min
- Couple nominal : 42 Nm

Le stator de la machine est composé de tôles M800-50HA d'une épaisseur de 0.5 mm avec une masse volumique de 7800 kg/m^3 . Il comporte 48 encoches, avec un bobinage à 4 pôles concentriques 3 plans par pôle (voir Annexe 4). La résistance moyenne mesurée entre deux phases à 20°C est de 1.44Ω . Les diamètres extérieur et intérieur du stator sont, respectivement, de 220 mm et 150 mm avec une longueur active de 140 mm. La Figure 4.2 montre une vue de l'intérieur du stator où on peut distinguer les tôles statoriques et les têtes de bobines.

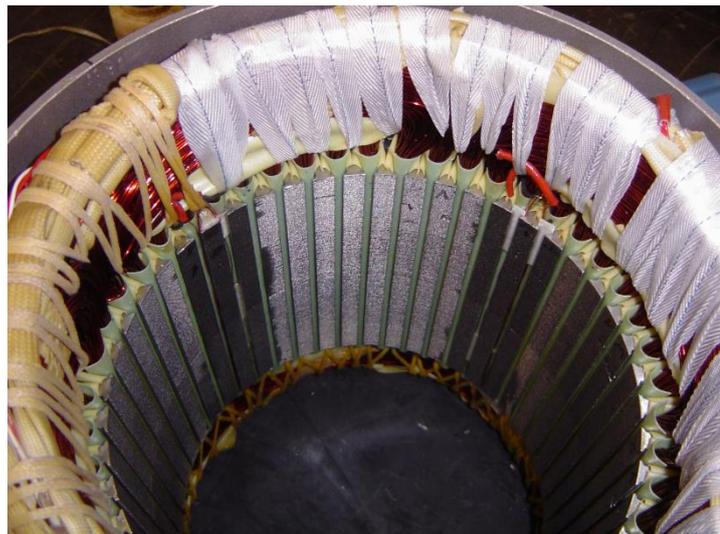


Figure 4.2 Stator des maquettes avec les têtes de bobines

Le rotor, quant à lui, est composé de tôles M400-50A de diamètres extérieur et intérieur de 149 mm et 48 mm respectivement et de longueur active 140 mm. Il comporte 30 encoches semi-ouvertes avec des barres en cuivre CuA1 H12 de longueur 276 mm, reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit vissés sur les barres, Figure 4.3.

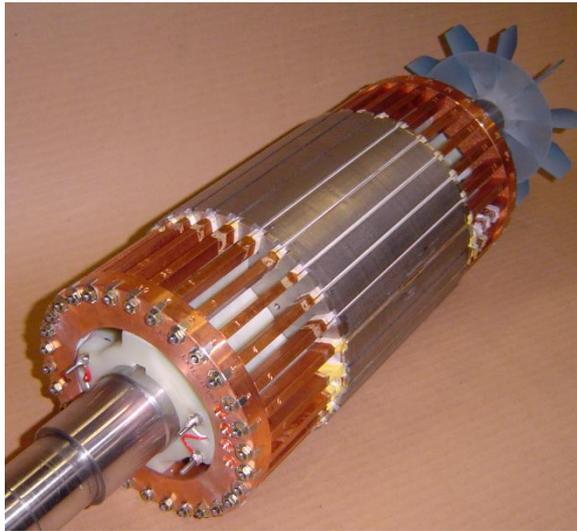


Figure 4.3 Rotor de la maquette à barres droite avec la cage rotorique

Ces deux machines ont été instrumentées avec plusieurs sondes de température et de flux au stator et au rotor (Voir Annexe 4 et Annexe 5) distribuées comme suit :

- 2 boucles de flux, de 5 spires chacune, autour de 2 dents statoriques pour la mesure de l'induction au stator.
- une boucle de flux orthoradiale de 10 spires, en face des têtes de bobines, pour la mesure des flux de fuite d'extrémités.
- 2 boucles de flux, de 5 spires chacune, autour d'une dent rotorique, l'une en fond d'encoche et l'autre en bec d'encoche.
- 2 boucles de flux, de 5 spires chacune, autour de deux dents rotoriques, l'une en fond d'encoche et l'autre en bec d'encoche.
- 6 sondes de température Pt100, une par phase statorique sur les deux chignons de bobinages.
- 2 sondes de température Pt100, à l'extrémité de la tôle, une proche des encoches rotoriques et l'autre proche de l'arbre.

Toutes les grandeurs issues des sondes situées au rotor ne peuvent être traitées qu'en fonctionnement à rotor bloqué.

4.1.3 Caractérisation et identification des paramètres

Pour les deux moteurs, les rotors ont été fabriqués en utilisant les mêmes matériaux dont des échantillons, de tôles et de barres, ont été fournis permettant ainsi d'effectuer une caractérisation magnétique et électrique.

La caractérisation des pertes fer des tôles rotoriques, à différents niveaux d'induction magnétique B_m et de fréquence f : 50, 100, 200, 400, 600, 800, 1000 et 1200 Hz (harmonique d'encoches statoriques), a été réalisée sur un cadre Epstein. A partir de ces valeurs de pertes, les coefficients du modèle de pertes fer ont été déterminés en suivant la procédure détaillée dans le paragraphe 2.2.1.3. La Figure 4.4 représente les courbes utilisées pour cette identification pour les fréquences 50 et 1200 Hz.

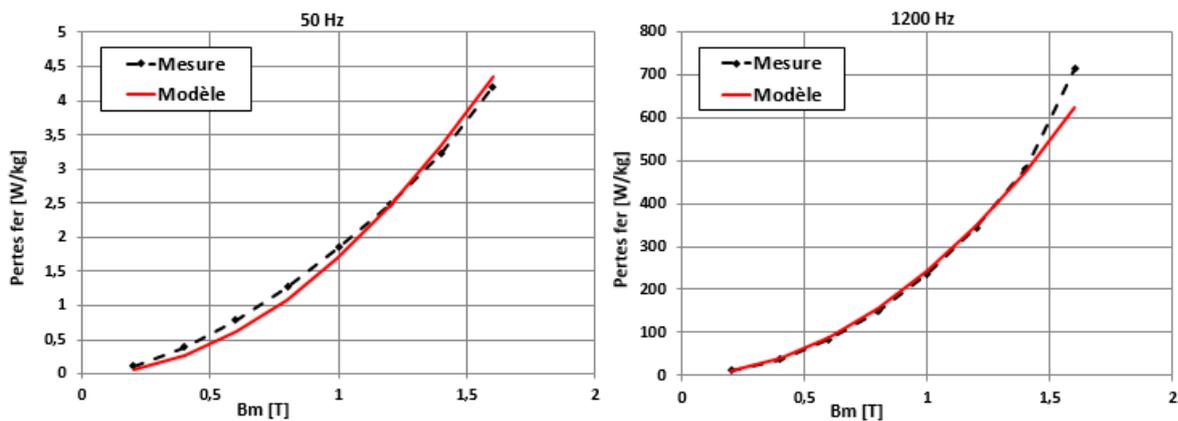


Figure 4.4 Identification des coefficients de pertes fer du rotor à 50 et 1200 Hz

Les valeurs des coefficients de pertes fer obtenues sont données dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 Valeurs des coefficients du modèle de pertes fer pour le rotor

$k_h[\text{WsT}^{-\alpha}\text{m}^{-3}]$	202.9636
α	2
$k_{ci}[\text{Ws}^2\text{T}^{-2}\text{m}^{-3}]$	0.0686
$k_{exc}[\text{Ws}^{1.5}\text{T}^{-1.5}\text{m}^{-3}]$	0.0001

Par contre, comme les stators n'ont pas été modifiés, il est possible d'exploiter directement des échantillons extraits du stator du moteur démonté. Ainsi, l'empilement de quelques tôles du stator de la machine permet de réaliser, en négligeant l'effet d'épanouissement du flux dans les dents, une caractérisation proche de celle classiquement

4. Application à des maquettes expérimentales

faite sur un échantillon torique (voir la Figure 4.5). Les coefficients du modèle sont identifiés à partir de ces empilements, en suivant la procédure détaillée dans le paragraphe 2.2.1.3.

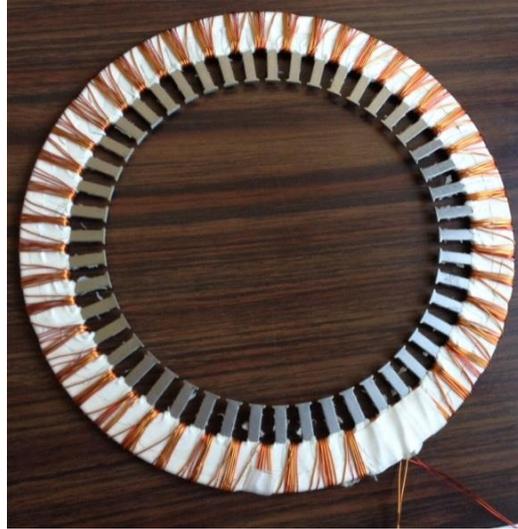


Figure 4.5 Empilement de tôles statoriques et bobinages pour la caractérisation

Cette caractérisation est réalisée à différents niveaux d'induction magnétique B_m et de fréquence f : 1, 50 et 100 Hz. La Figure 4.6 représente les courbes utilisées pour cette identification pour les fréquences 1 et 50 Hz.

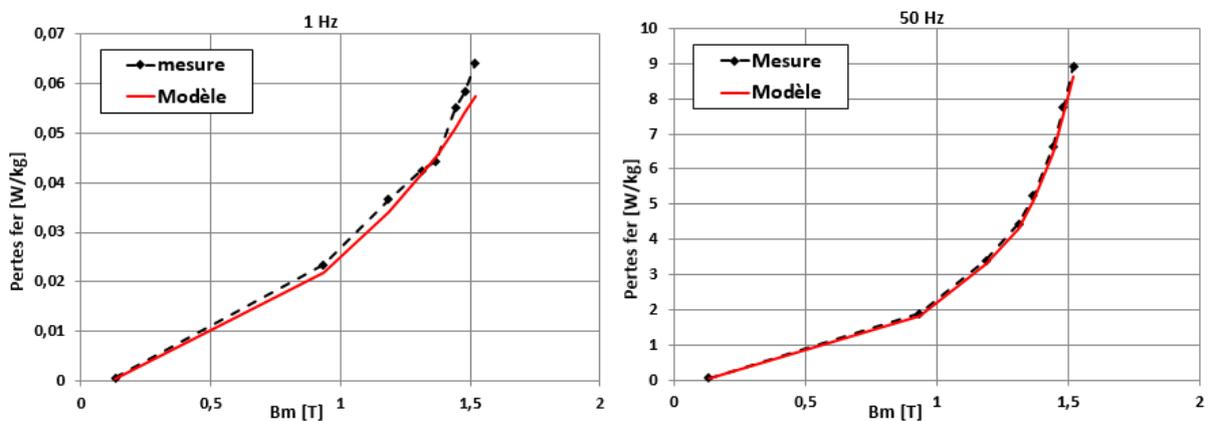


Figure 4.6 Identification des coefficients de pertes fer du stator à 1 et 50 Hz

Les valeurs des coefficients du modèle de pertes fer pour le stator, issues de la procédure proposée, sont données dans le Tableau 4.2.

Tableau 4.2 Valeurs des coefficients du modèle de pertes fer pour le stator

$k_h[\text{WsT}^{-\alpha}\text{m}^{-3}]$	202.346
α	2
$k_{ci}[\text{Ws}^2\text{T}^{-2}\text{m}^{-3}]$	0.076
$k_{exc}[\text{Ws}^{1.5}\text{T}^{-1.5}\text{m}^{-3}]$	0.001

Enfin, le cuivre des barres rotoriques a également été caractérisé. Sa conductivité a été déterminée par la méthode des quatre points présentée dans le paragraphe 2.2.2.1. A 20°C, la valeur mesurée est de 56.6 MS/m.

4.1.4 Modèles éléments finis

Pour prendre en compte l'inclinaison des barres du moteur, toute la longueur de la machine qui correspond au circuit magnétique est modélisée en 3D, Figure 4.7.

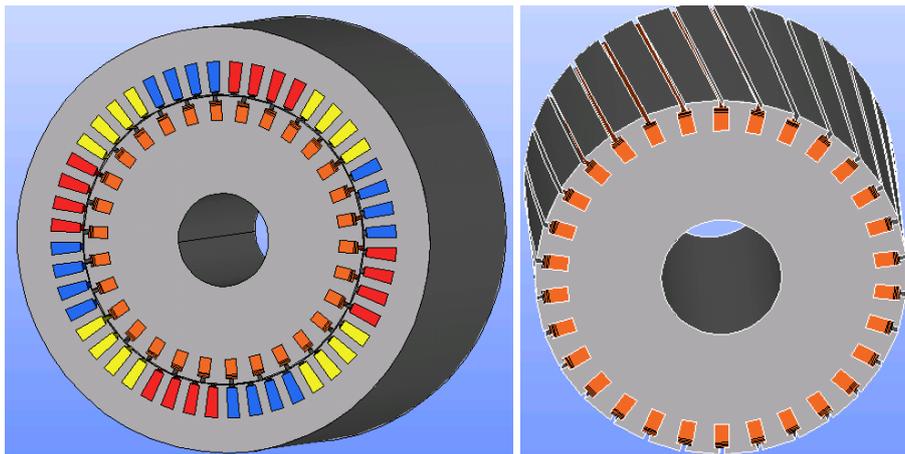


Figure 4.7 Géométries 3D des deux moteurs à barres droites et inclinées

Le maillage effectué sur la machine à barres inclinées est présenté à la Figure 4.8, il est constitué de 68715 nœuds et 371955 éléments tétraédriques. Le maillage a été construit de telle sorte que les effets de peau dans les barres rotoriques soient bien appréhendés et que les courants induits soient calculés avec précision jusqu'à 2400 Hz, qui constitue la plage des fréquences harmoniques de l'encoche statorique. En ce qui concerne l'entrefer, il a été discrétisé pour appliquer la technique de mouvement du pas bloqué. Par ailleurs, pour aboutir à des résultats précis jusqu'à l'harmonique statorique de rang 24 (nombre d'encoches statoriques par paire de pôles), une discrétisation de 260 points par période électrique a été adoptée. Cette discrétisation permet de disposer de plus de 10 points par période

4. Application à des maquettes expérimentales

d'harmoniques d'encoches statoriques. Enfin, les mêmes caractéristiques du maillage du moteur à barres inclinées ont été appliquées au moteur à barres droites afin de comparer les résultats des deux machines dans les mêmes conditions de discrétisation spatiale. Ainsi, le maillage de cette dernière est constitué de 65946 nœuds et 353963 éléments tétraédriques.

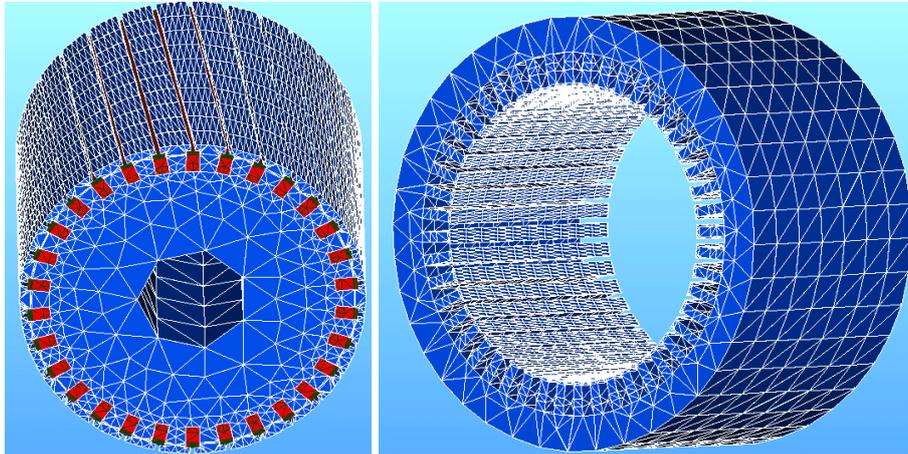


Figure 4.8 Maillage du moteur à barres inclinées

Comme indiqué dans le chapitre précédent, les temps de calcul avec un modèle tridimensionnel complet (têtes de bobines, anneau de court-circuit..) peuvent devenir prohibitifs. Une solution pour les limiter consiste à utiliser un modèle représentant uniquement la partie active de la machine tout en tenant compte de quelques effets d'extrémités au travers de dipôles passifs couplés aux bobinages statoriques. Pour ce faire, il faut identifier ces dipôles, notamment l'inductance cyclique des têtes de bobines et les inductances des sorties de barres et de l'anneau de court-circuit. Ces inductances ont été calculées à l'aide de l'approche analytique proposée par Pyrhonen [75]. L'expression de l'inductance cyclique de têtes de bobines, définie comme la différence entre l'inductance propre (L) et l'inductance mutuelle (M), a été validée en comparant la valeur obtenue par la formule analytique de Pyrhonen à celle calculée numériquement avec le modèle 3D complet dans le cas du moteur de 500 kW (voir Annexe 6). Ainsi, en utilisant ce modèle, les temps de calcul des simulations sont largement réduits par rapport au modèle 3D complet tout en gardant une précision similaire.

La Figure 4.9 montre le couplage des bobinages statoriques modélisés par éléments finis ($L1$, $L2$ et $L3$) avec les inductances cycliques des têtes de bobines ($Ls1$, $Ls2$ et $Ls3$), les sources de tensions ($V1$, $V2$ et $V3$) et les résistances statoriques ($Rs1$, $Rs2$ et $Rs3$). Ces dernières ont été déterminées à température ambiante en appliquant une tension continue aux

4. Application à des maquettes expérimentales

bornes de deux phases du moteur et en mesurant le courant qui y circule. Pour chaque simulation la valeur des résistances est modifiée pour prendre en compte la température du point de fonctionnement, mesurée par les sondes de température, en appliquant la relation (1.3).

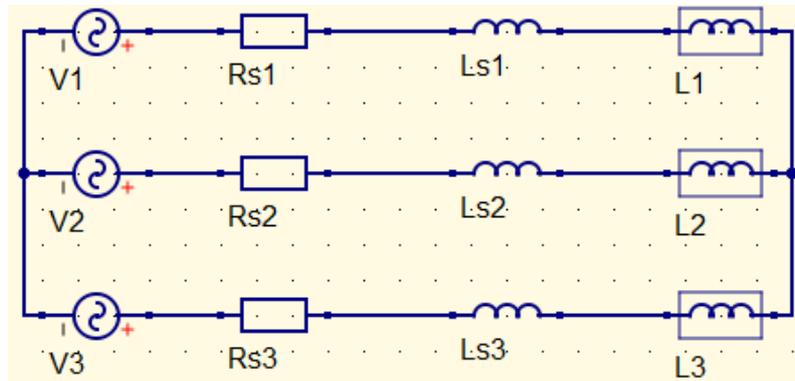


Figure 4.9 Couplage du modèle E.F. avec le circuit électrique au stator

Le couplage des barres rotoriques (barre_i), modélisées par éléments finis, avec les résistances et les inductances des parties de barres qui sortent du rotor (R_{bi} et L_{bi}) et des sections d'anneau de court-circuit (R_{aj} et L_{aj}) est exposé à la Figure 4.10 (avec i et j allant de 1 jusqu'à 30). Ces inductances ont été calculées à l'aide de l'approche analytique proposée par Pyrhonen (voir Annexe 7). Les résistances des parties de barres qui sortent du rotor et de l'anneau sont calculées à partir de la conductivité du cuivre, mesurée dans le paragraphe 4.1.3, et de la géométrie des barres et des sections de l'anneau :

$$R = \frac{l}{\sigma s} \quad 4.1$$

Avec l longueur des barres qui sortent des deux côtés du rotor et s la section d'une barre rotorique.

Dans le cas du moteur à barres inclinées, les résistances des barres (R_{incl}) sont calculées à partir des résistances des barres droites (R_{droite}) et de l'angle de l'inclinaison (α_{incl}) en utilisant la relation suivante [75] :

$$R_{incl} = \frac{R_{droite}}{\cos(\alpha_{incl})} \quad 4.2$$

Par ailleurs, comme les barres rotoriques des deux moteurs sont vissées sur les anneaux de court-circuit, la résistance de contact entre les barres et les anneaux n'est pas négligeable et doit être prise en compte. Les mesures de cette résistance ont montré qu'elle est

4. Application à des maquettes expérimentales

de l'ordre de grandeur des résistances de sorties de barres dans le cas du moteur à barres droites et deux fois plus importante dans le cas du moteur à barres inclinées. Comme pour les résistances statoriques, les résistances de la cage rotorique dépendent de la température du moteur au point de fonctionnement souhaité.

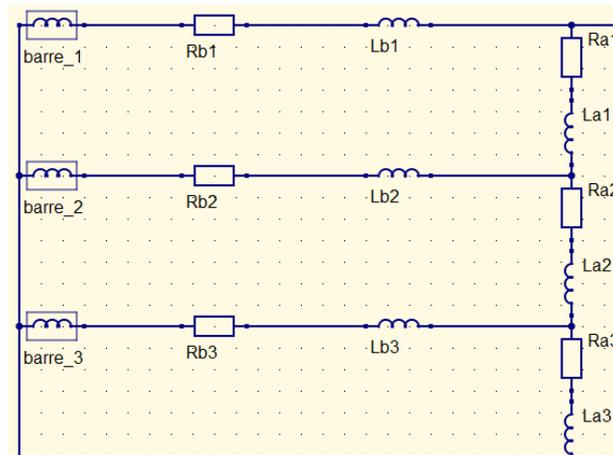


Figure 4.10 Couplage du modèle E.F. avec le circuit électrique au rotor

4.1.5 Banc d'essai expérimental

Les essais sur les deux moteurs ont tous été effectués au sein du laboratoire L2EP à Lille. La Figure 4.11 montre le banc d'essai expérimental constitué, en plus du moteur étudié à droite (de couleur bleue), d'un couplemètre, des accouplements et de la machine de charge à gauche (de couleur verte). Cette dernière est une machine synchrone à aimants permanents à démarrage direct de 7.5 kW à 1500 tr/min connectée à un banc de charge résistive de 10 kW.



Figure 4.11 Banc d'essai avec le moteur étudié, la machine de charge et le couplemètre

Les grandeurs globales du moteur étudié (tensions, courants, puissances couples et vitesses) sont mesurées à l'aide d'un wattmètre de précision, d'un couplemètre, des sondes de tension et de courant, et enregistrées au travers d'un oscilloscope, Figure 4.12. Les grandeurs

locales, flux et température dans le moteur, sont quant à elles enregistrées à l'aide d'un système d'acquisition automatisé qui comporte un logiciel d'acquisition (labview) et des modules de conditionnement de signaux.

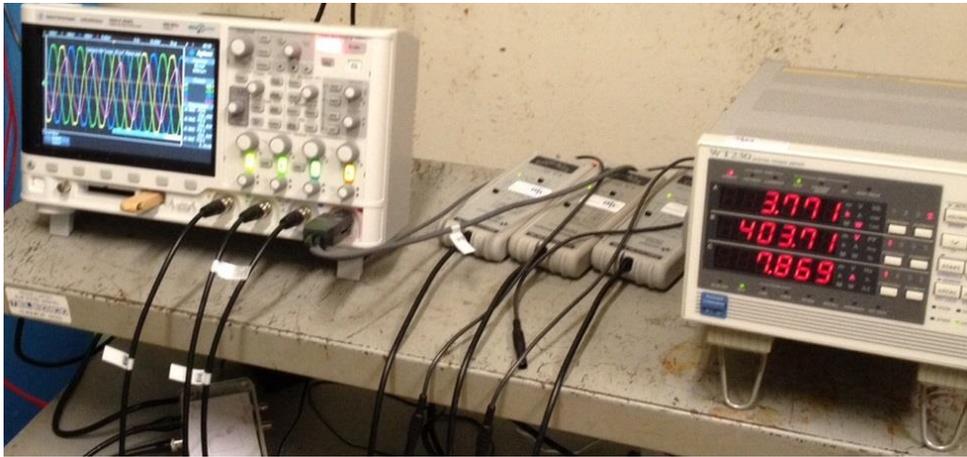


Figure 4.12 L'oscilloscope, les sondes de tensions et le wattmètre de précision

4.2 Etude de la machine à barres droites

Dans ce paragraphe, on s'intéresse aux calculs des pertes fer et par courants induits harmoniques, de la machine à barres droites, déterminées à vide et en charge pour en extraire les pertes supplémentaires. Afin de vérifier la précision des simulations, toutes les grandeurs calculées sont comparées aux mesures.

4.2.1 Calcul des pertes à vide

Pour tous les points de fonctionnement du moteur, la machine est alimentée par le réseau via un autotransformateur. De ce fait, la tension appliquée comporte un certain contenu harmonique. Par conséquent, afin de pouvoir comparer les résultats de la simulation avec ceux obtenus expérimentalement dans les mêmes conditions, la tension d'alimentation mesurée est imposée comme grandeur d'alimentation de la machine dans code_Carmel. Pour cela, la tension expérimentale est discrétisée en 260 points sur une période, ce qui correspond à la discrétisation de l'entrefer, en effectuant une interpolation linéaire. Le résultat de cette discrétisation constitue alors la tension d'alimentation de la machine simulée. La Figure 4.13 illustre les formes d'onde de la tension d'entrée mesurée et de celle discrétisée, utilisée comme entrée du code de calcul, dans le cas du fonctionnement à vide à tension nominale.

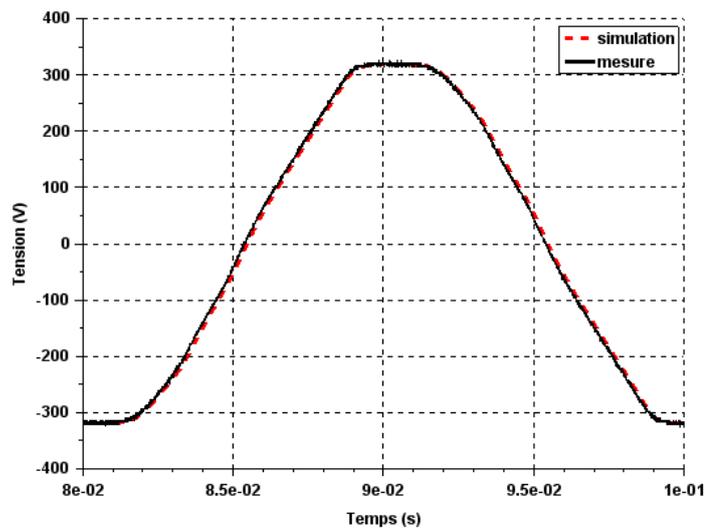


Figure 4.13 Formes d'ondes des tensions d'entrée mesurée et discrétisée pour la simulation à vide à tension nominale

Pour rappel, tous les calculs à vide sont effectués avec la formulation $\mathbf{A}\text{-}\varphi$, le rotor étant supposé tourner à la vitesse de synchronisme. La Figure 4.14 illustre, sur une surface de coupe au centre de la machine, l'amplitude de l'induction magnétique calculée à tension nominale, avec une valeur maximale de 2.4 T dans les éléments situés dans les coins des dents. On peut noter, sur le zoom des dents rotoriques et statoriques, l'inexistence du flux de zig-zag à vide comme montré dans le chapitre précédent.

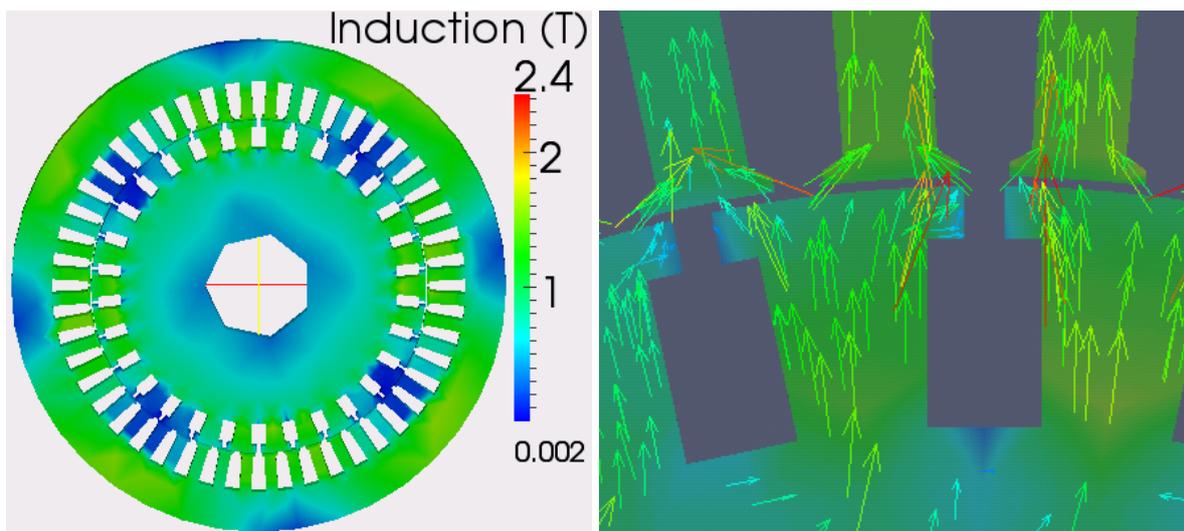


Figure 4.14 Carte de champ d'induction magnétique du moteur à vide à tension nominale

Pour valider le modèle numérique, on compare les forces électromotrices issues des capteurs de flux à celles obtenues par simulation. Sur la Figure 4.15 sont présentés les

4. Application à des maquettes expérimentales

résultats à tension nominale, pour une sonde de flux autour d'une dent statorique. Les deux formes d'ondes présentent une bonne concordance.

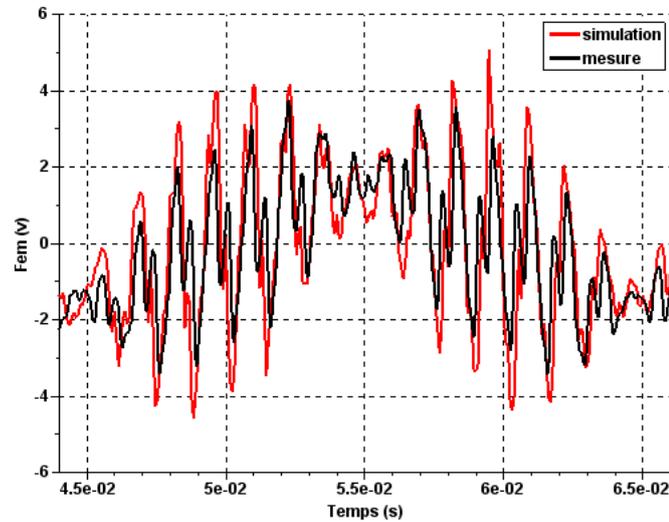


Figure 4.15 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issues d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à tension nominale

De même, on montre, à la Figure 4.16, la comparaison des évolutions temporelles calculée et mesurée du courant de phase en régime permanent. On peut aussi noter que les deux formes concordent, avec un écart entre les valeurs efficaces de 8%, et qu'elles présentent un contenu harmonique similaire, Figure 4.17.

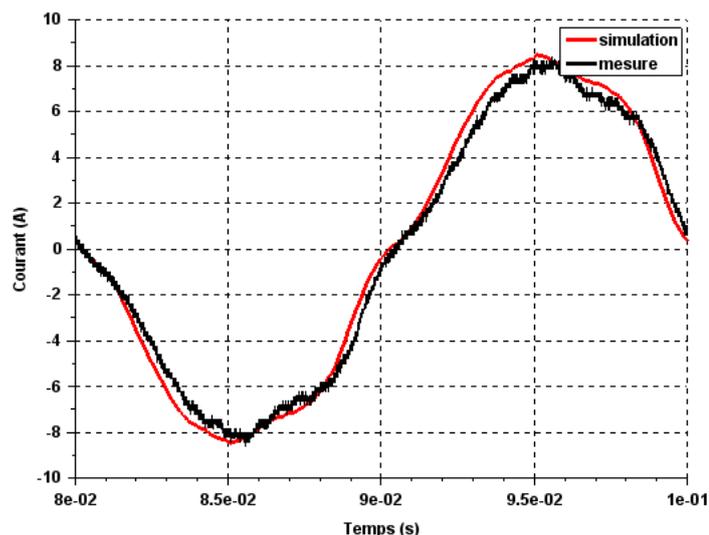


Figure 4.16 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale

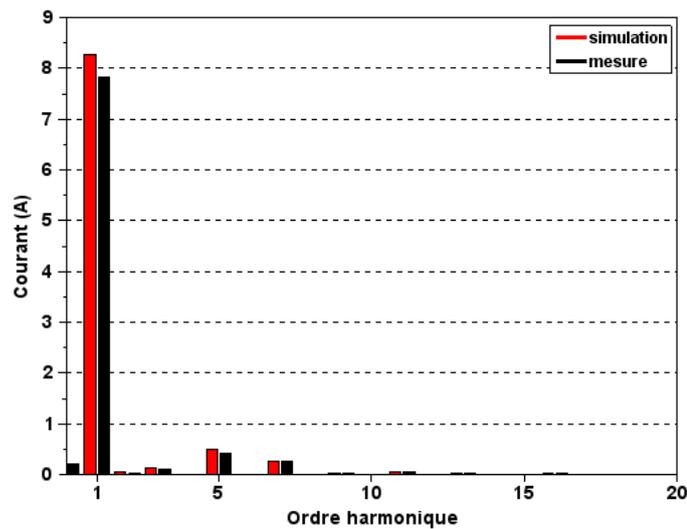


Figure 4.17 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale

Les valeurs efficaces du courant simulé sont ensuite comparées à celles mesurées en fonction de la tension d'entrée statorique (Figure 4.18). L'écart entre simulation et mesure varie de 5% à 15% pour une tension d'entrée égale à la moitié de la valeur nominale ($0.5 U_n$).

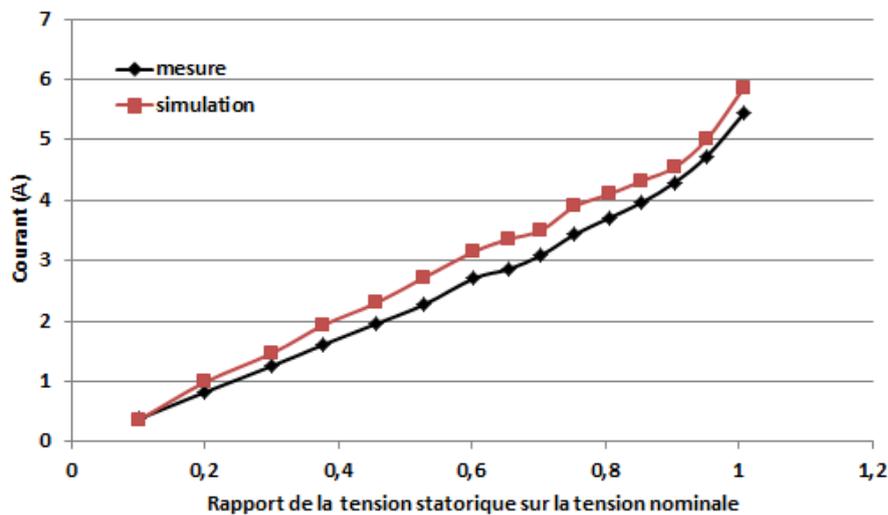


Figure 4.18 Comparaison des valeurs efficaces des courants statoriques mesurés et calculés à vide en fonction de la tension d'entrée

En appliquant les modèles de calcul des pertes détaillés précédemment, on détermine celles du moteur à vide. Les densités de pertes fer massiques au stator et au rotor sont illustrées à la Figure 4.19. On peut remarquer qu'elles sont principalement concentrées à la surface des dents de par la variation du flux due aux encoches.

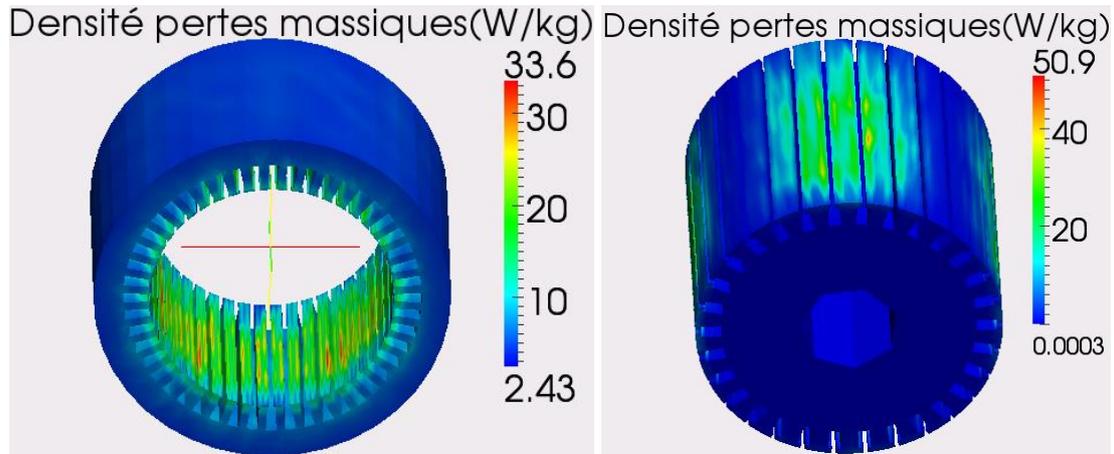


Figure 4.19 Densités massiques de pertes fer statoriques et rotoriques à vide à tension nominale

Dans le cas du fonctionnement à vide, les pertes par courants induits harmoniques dans la cage sont essentiellement dues aux harmoniques de l'encoche statorique. Par conséquent, elles sont relativement faibles comme montré sur la Figure 4.20.

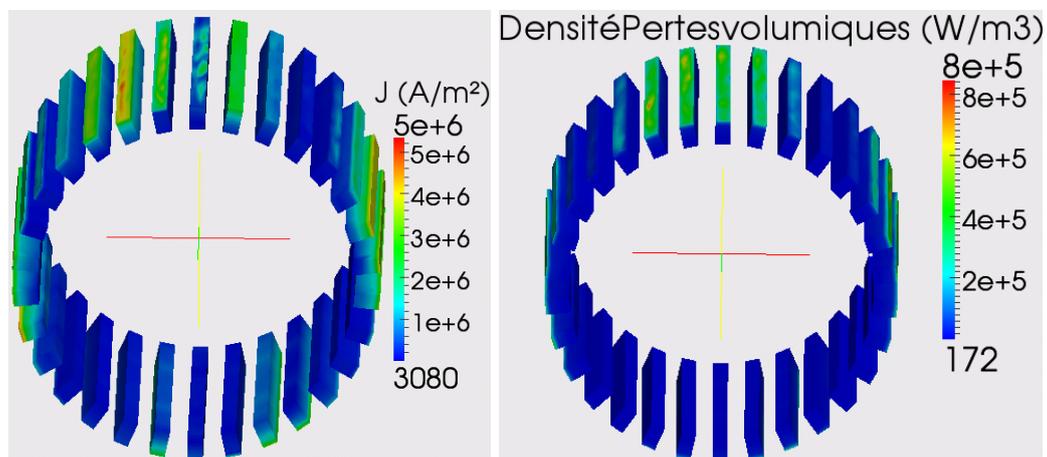


Figure 4.20 Densités de courants induits dans les barres à vide et densité volumique de pertes à vide à tension nominale

Du point de vue expérimental, les essais à vide sont effectués en désaccouplant la machine et en l'alimentant à différents niveaux de tension à travers l'autotransformateur. La puissance électrique d'entrée (P_e) du moteur est alors dissipée en pertes Joule statoriques (P_{Js}), fer (P_{fer}) et mécaniques (P_m). Les pertes Joule statoriques sont déterminées à partir des valeurs

4. Application à des maquettes expérimentales

de résistances et de courants statoriques mesurés. Les pertes mécaniques sont déterminées à partir de l'extrapolation des courbes de pertes au point de tension nulle (Figure 4.21).

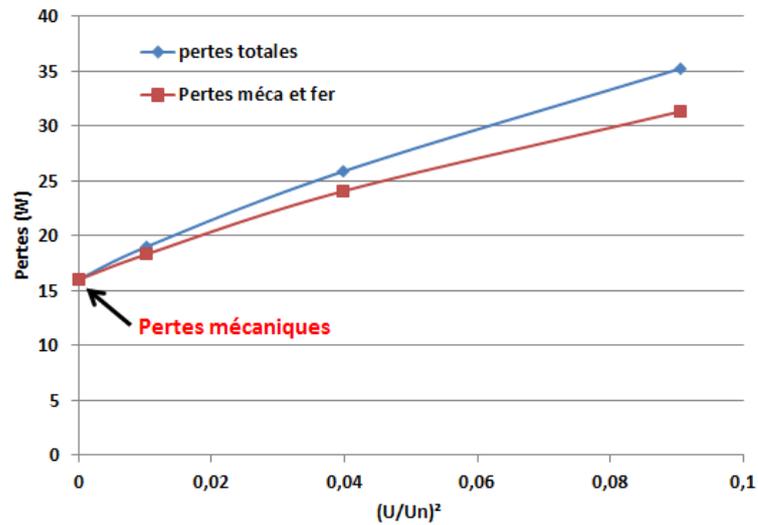


Figure 4.21 Courbes de pertes totales, mécaniques et fer du moteur à vide

On peut alors déduire les pertes fer du moteur à vide en fonction de la puissance d'entrée, des pertes mécaniques et des pertes Joule statoriques à partir de la relation suivante :

$$P_{\text{fer}} = P_e - P_m - P_{J_s} \quad 4.3$$

La comparaison entre les pertes fer mesurées et celles simulées, pour différents niveaux de tension d'entrée statorique, est effectuée à la Figure 4.22. Ces pertes correspondent à la somme des pertes fer rotoriques et statoriques et par courants induits dans la cage d'écuréuil. On peut constater une légère sous-estimation des pertes calculées par rapport à celles mesurées avec un écart maximal de l'ordre de 15% pour une tension d'entrée égale à $0.45U_n$.

4. Application à des maquettes expérimentales

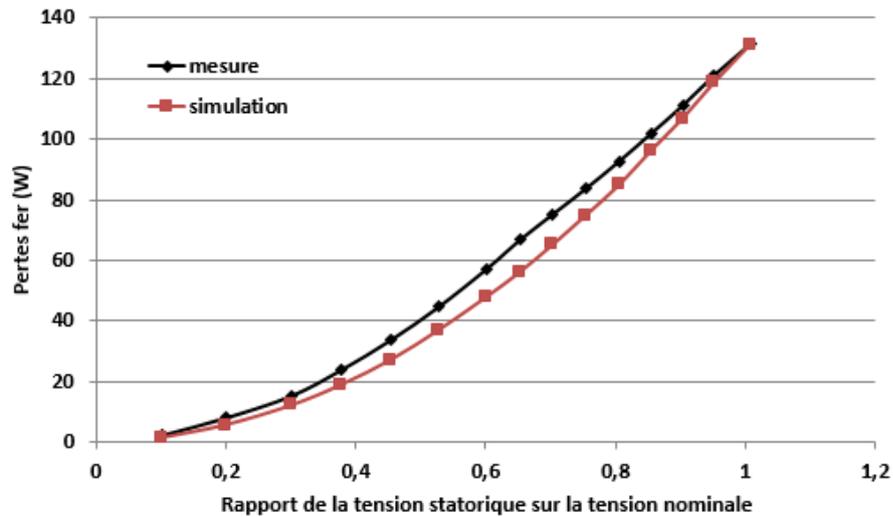


Figure 4.22 Comparaison des pertes fer mesurées et calculées à vide en fonction de la tension d'entrée

Enfin, la Figure 4.23 compare les résultats des pertes fer mesurées et calculées à vide sous tension nominale. La différence entre le calcul et la mesure est de l'ordre de 0.5%. On peut noter que, dans le cas à vide, la majorité des pertes est constituée de pertes fer statoriques (85%), alors que les pertes par courants induits dans la cage sont de l'ordre de 4%.

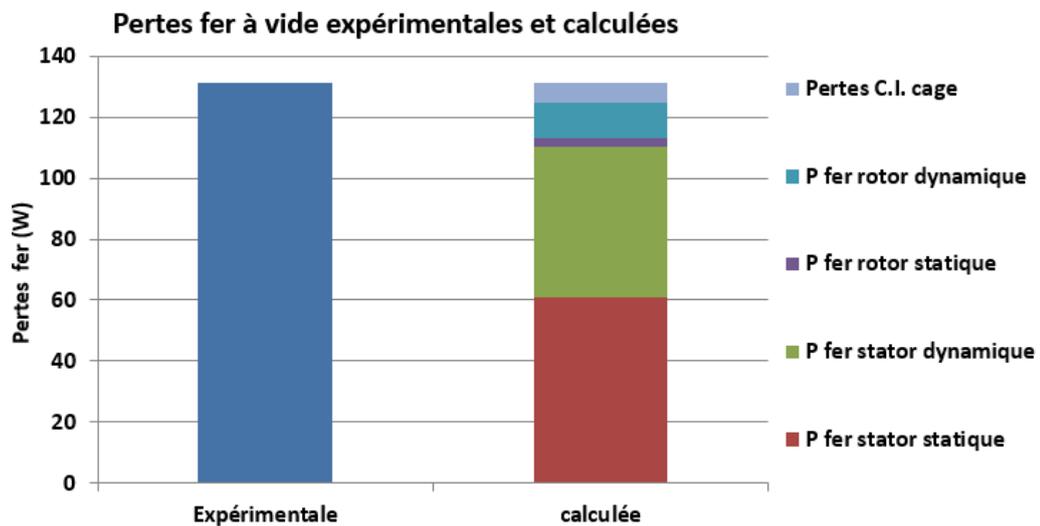


Figure 4.23 Décomposition des pertes fer calculées à vide à tension nominale

4.2.2 Calcul des pertes en charge

Les calculs en charge, nécessaires pour déterminer les pertes supplémentaires, sont réalisés dans les mêmes conditions qu'à vide à tension nominale à la seule différence de la

4. Application à des maquettes expérimentales

vitesse de rotation qui est plus faible que la vitesse de synchronisme. La Figure 4.24 présente la comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesurés et simulés pour le point de fonctionnement à charge nominale. On peut noter que les deux formes d'ondes et leurs spectres harmoniques (voir la Figure 4.25) concordent avec un écart entre les valeurs efficaces de 5%.

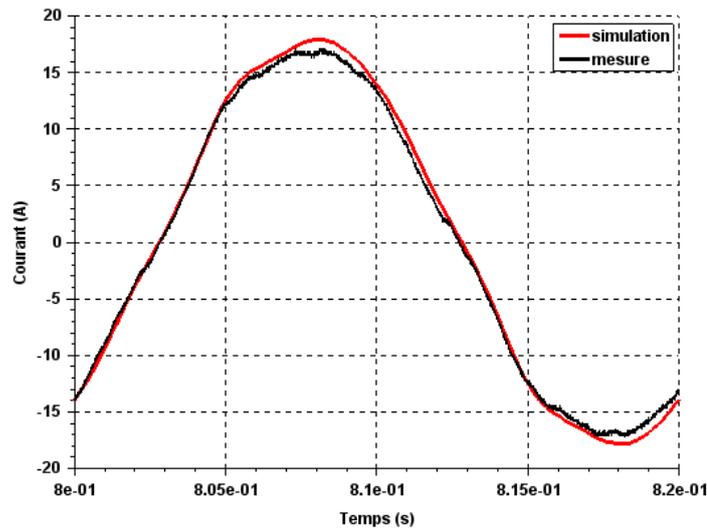


Figure 4.24 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale

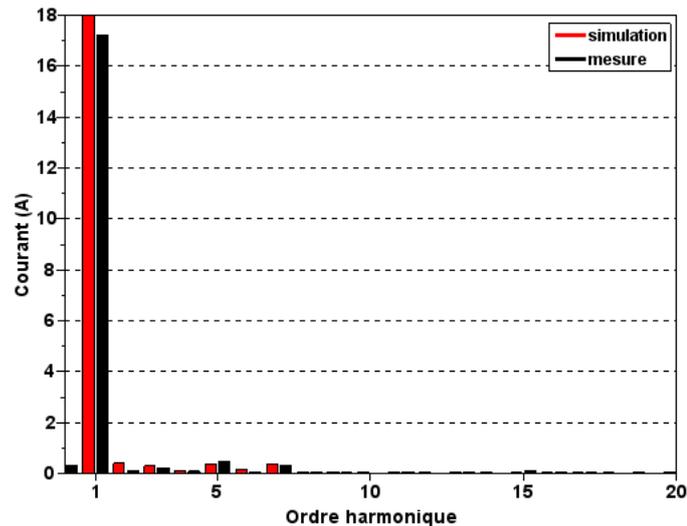


Figure 4.25 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale

Les valeurs de grandeurs globales mesurées et simulées ont également été comparées pour les différents points de fonctionnement en charge. La Figure 4.26 et la Figure 4.27

4. Application à des maquettes expérimentales

montrent respectivement la comparaison entre les valeurs efficaces des courants statoriques et les couples électromagnétiques. Les résultats entre mesures et calculs sont très proches avec des écarts de moins de 8% pour les courants et de moins de 6% pour les couples sur toute la plage de fonctionnement.

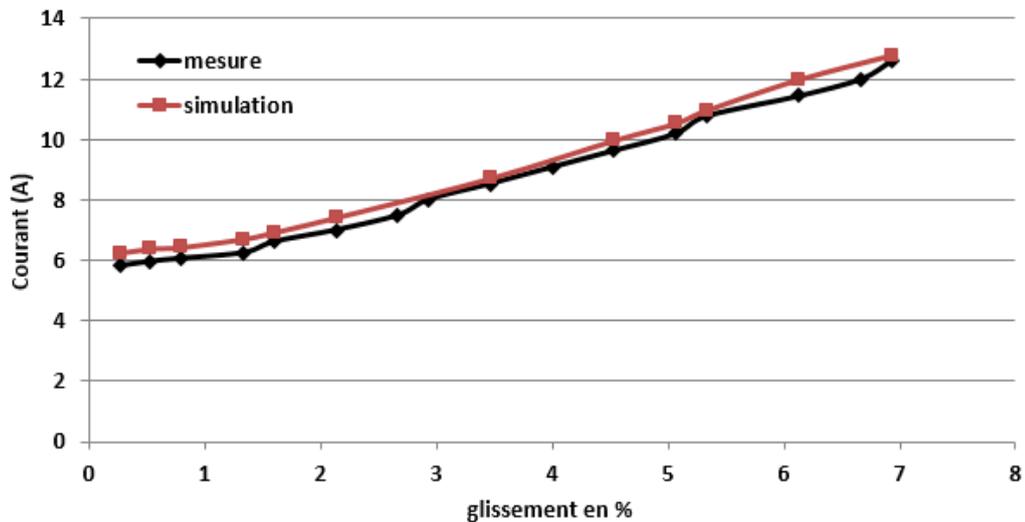


Figure 4.26 Comparaison des valeurs efficaces des courants statoriques de la machine mesurés et calculés en charge en fonction du glissement

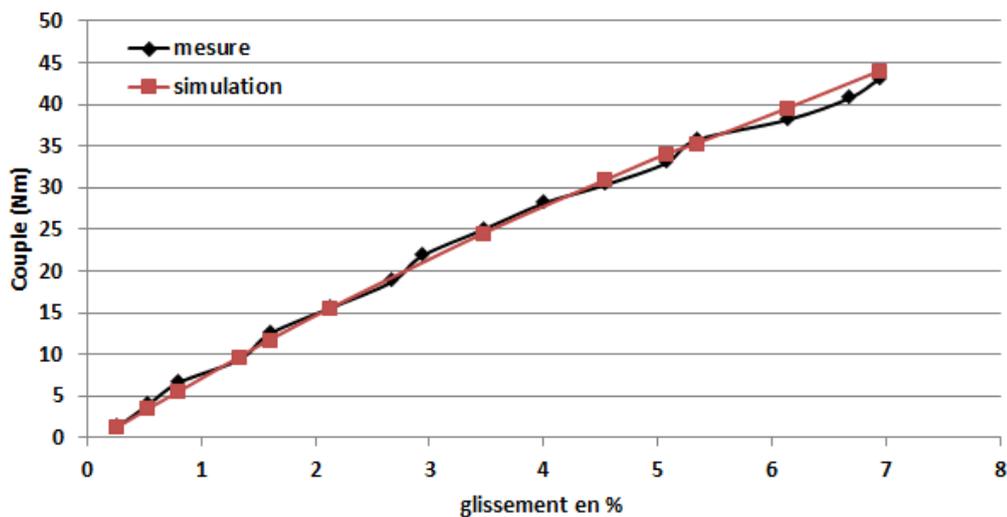


Figure 4.27 Comparaison des couples mesurés et calculés en charge en fonction du glissement

Les densités de courants induits et de pertes volumiques dans les barres sont illustrées dans la Figure 4.28. Elles sont évidemment beaucoup plus importantes par rapport au fonctionnement à vide. En effet, en plus des pertes par courants induits dans les barres dues à la variation du flux à la fréquence fondamentale, les pertes par courants induits harmoniques à

4. Application à des maquettes expérimentales

charge nominale sont multipliées par huit (50 W) par rapport au fonctionnement à vide suite à l'augmentation des harmoniques d'encoches.

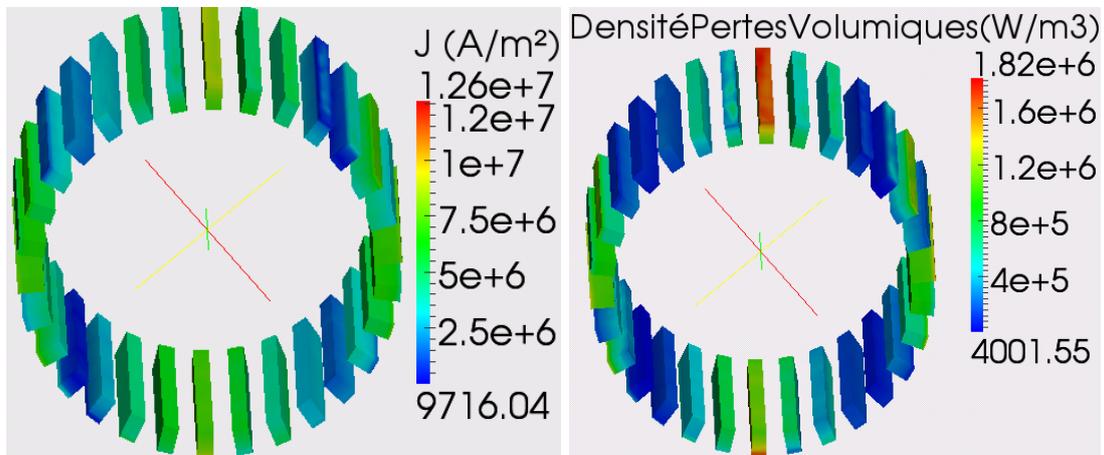


Figure 4.28 Densités des courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à charge nominale

Après avoir calculé les pertes fer, par courants induits dans la cage et Joule statoriques, la somme de ces pertes a été comparée aux pertes totales mesurées pour les différentes charges, Figure 4.29. Là aussi, les pertes calculées et mesurées sont très proches avec un écart ne dépassant pas 6% sur toute la plage de fonctionnement.

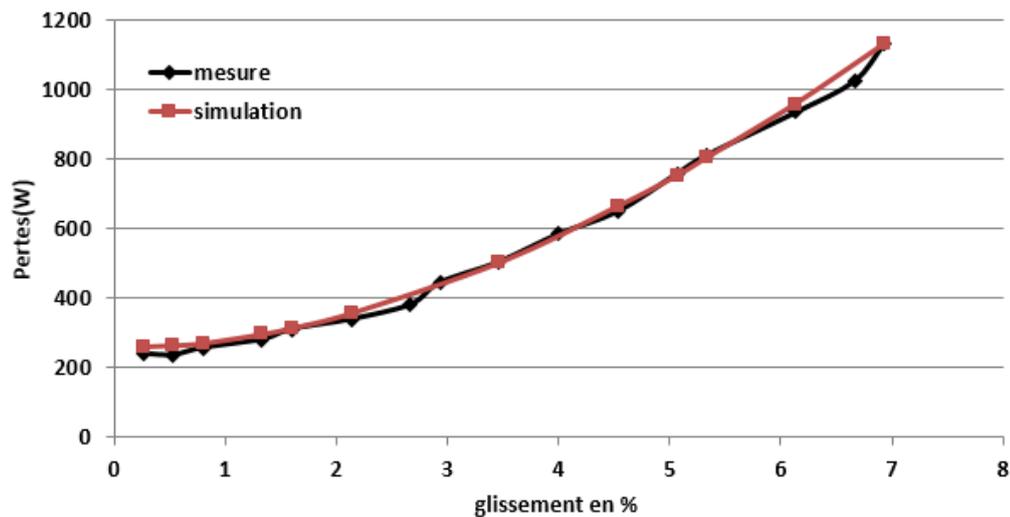


Figure 4.29 Comparaison des pertes totales mesurées et calculées en charge en fonction du glissement

La décomposition des pertes électromagnétiques calculées, à la charge nominale de glissement 6%, est comparée aux mesures à la Figure 4.30. La différence est inférieure à 3%.

4. Application à des maquettes expérimentales

Ce résultat très satisfaisant est obtenu grâce à la caractérisation des différents matériaux du moteur, à la modélisation des sorties de barres et à la prise en compte de la variation des résistances avec la température. La majorité des pertes électromagnétiques du moteur est due aux courants induits dans la cage (45%), alors que les pertes fer rotoriques et statoriques constituent à peine 16% des pertes totales.

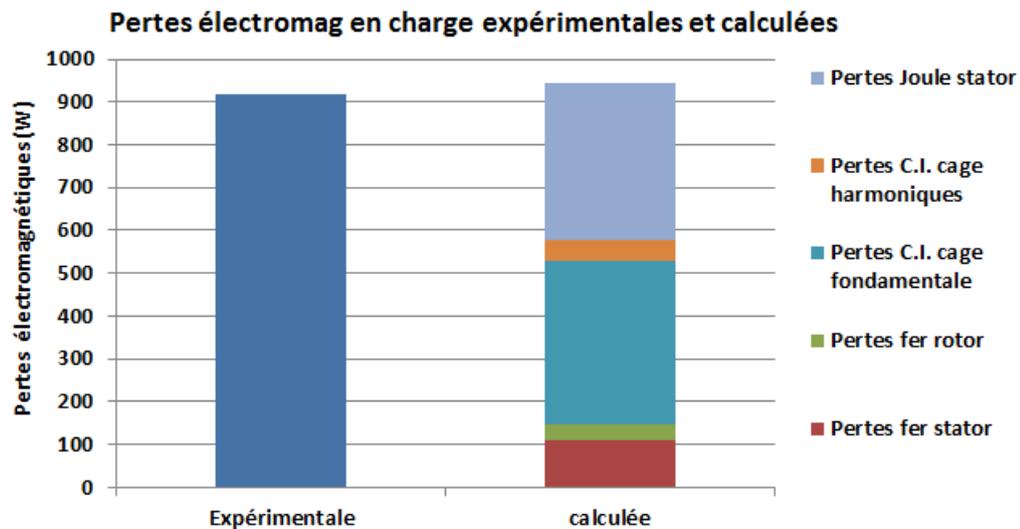


Figure 4.30 Décomposition des pertes électromagnétiques calculées à charge nominale

4.2.3 Calcul des pertes supplémentaires en charge

En se basant sur l'approche par bilan de puissances, on peut mesurer les pertes supplémentaires à partir des pertes du moteur mesurées en fonctionnement à vide et en charge. Pour comparer ces mesures aux résultats obtenus par simulations, un calcul de l'incertitude sur les pertes supplémentaires, déterminées à partir de la mesure pour les différents points de fonctionnement, est effectué en considérant toutes les grandeurs non corrélées (sources d'incertitudes indépendantes). Dans ce cadre, l'incertitude composée s'écrit :

$$u^2(y) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 u^2(x_i) \quad \text{avec } y = f(x_i) \quad 4.4$$

où $u(y)$ est l'incertitude sur y et $u(x_i)$ est l'incertitude sur x_i . Ici, y représente le mesurande *pertes supplémentaires* déterminé à partir d'une relation formelle f faisant intervenir les grandeurs mesurées x_i (vitesse, couple, puissance électrique, ...).

4. Application à des maquettes expérimentales

Dans notre cas, pour la détermination des pertes supplémentaires expérimentales, on constate que l'incertitude sur la mesure du couple est prépondérante. En effet, les données techniques du fabricant du couplemètre annoncent une incertitude de 0.1% de sa valeur nominale, à savoir (100 Nm), ce qui correspond à une incertitude de 0.1 Nm. Même à ce faible niveau d'incertitude, il s'est avéré que cette seule incertitude l'emporte sur celles des autres grandeurs mesurées.

Sur la base de l'approche par bilan de puissance, la Figure 4.31 montre la comparaison entre les pertes supplémentaires en charge issues de la mesure et celles calculées en fonction de la puissance mécanique de sortie. L'incertitude de mesure sur ces pertes est indiquée par les barres d'incertitudes en bleu pour chaque point de fonctionnement. On remarque que les pertes supplémentaires calculées en simulation sont bien corrélées à celles mesurées et restent globalement dans les intervalles d'incertitudes pour tous les points de fonctionnement.

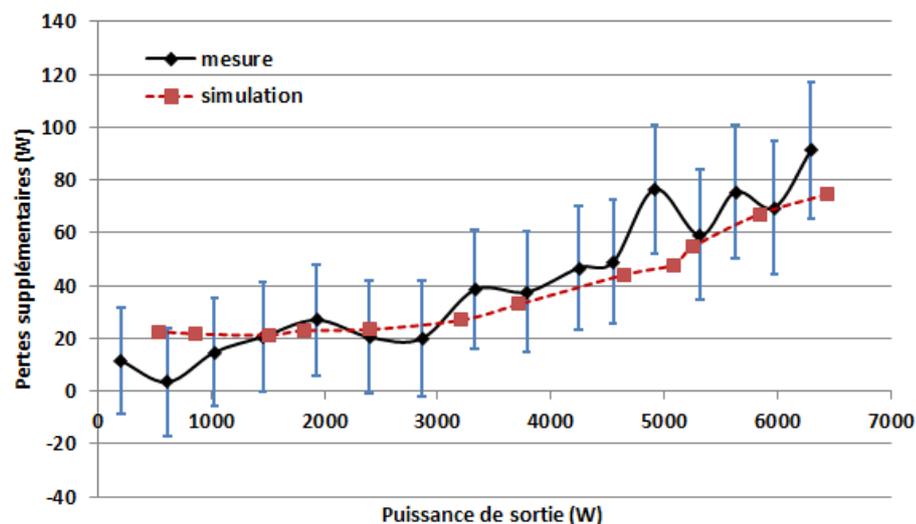


Figure 4.31 Comparaison des pertes supplémentaires issues de la mesure et celles calculées en charge

Pour chaque point de fonctionnement, les pertes supplémentaires correspondent au total des différences de pertes fer et par courants induits harmoniques dans la cage en fonctionnement en charge et à vide à la même tension d'alimentation. Cette décomposition est présentée à la Figure 4.32 dans le cas de la charge nominale de 6 kW et comparée aux pertes supplémentaires mesurées. On peut noter que, pour ce point de fonctionnement, la majorité des pertes est due à l'augmentation des pertes par courants induits harmoniques dans la cage qui représentent 65% des pertes supplémentaires.

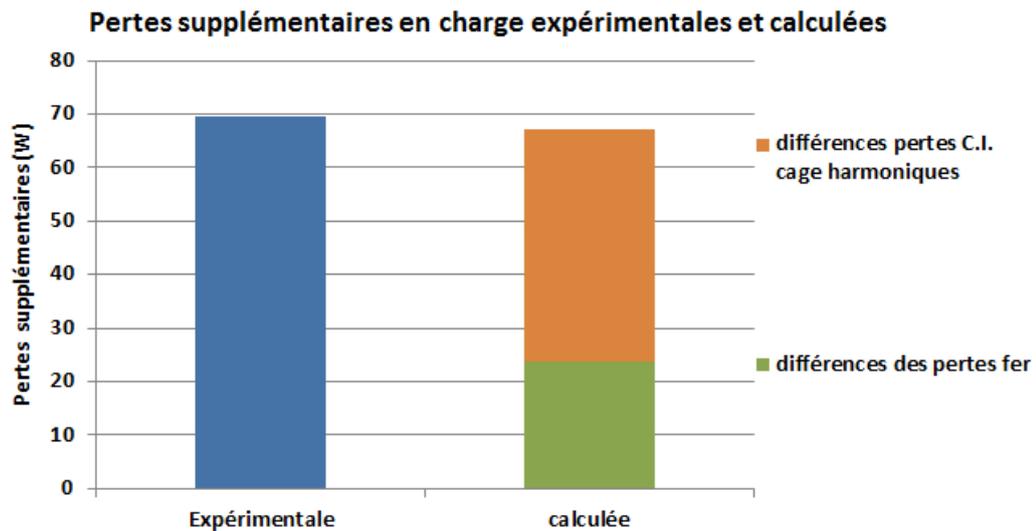


Figure 4.32 Décomposition des pertes supplémentaires calculées à la charge nominale

En appliquant la norme IEC 60034-2-1 [6] pour le calcul des pertes supplémentaires présentée au paragraphe 1.2.3, on aboutit à une valeur de pertes supplémentaires égale à 147.8 W pour une charge nominale, soit pratiquement deux fois celle mesurée (69.6 W). Ceci peut s'expliquer par le fait que la norme suppose, que les moteurs de faible puissance sont à barres inclinées, ce qui augmente les pertes supplémentaires dues au flux d'inclinaison et aux courants inter-barres.

4.2.4 Synthèse

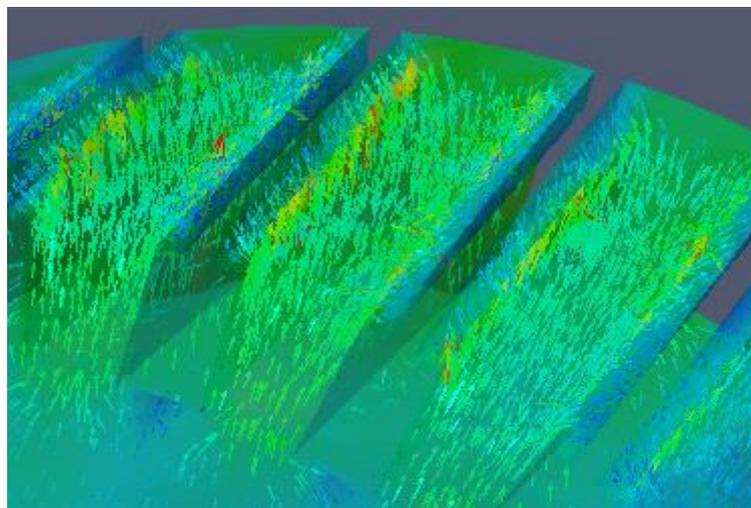
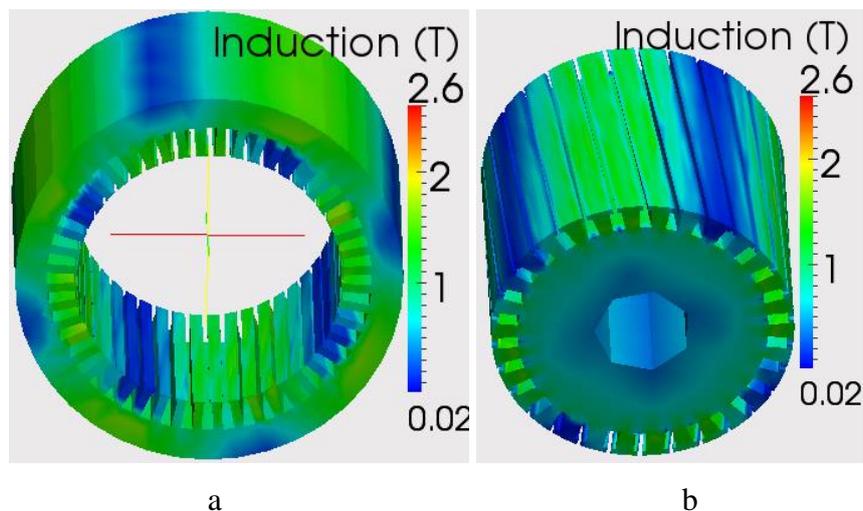
Ce paragraphe a été consacré à l'étude par une modélisation éléments finis du moteur à barres droites sur lequel une campagne de mesure a été effectuée. Différents points de fonctionnement à vide et en charge ont été considérés pour le calcul des pertes supplémentaires. Grâce à la caractérisation des échantillons des différentes parties du moteur (rotor, stator et barres), les pertes totales calculées en simulations concordent bien avec celles mesurées, notamment pour les pertes fer et supplémentaires. Ces dernières sont de l'ordre de 8% par rapport aux pertes totales du moteur en charge nominale et sont dues en majorité à l'augmentation des pertes par courants induits harmoniques dans les barres.

4.3 Etude de la machine à barres inclinées

De manière analogue, nous effectuons, dans ce paragraphe l'étude détaillée par modélisation numérique de la machine à barres inclinées. Les différentes pertes sont déterminées à vide et en charge pour aboutir aux pertes supplémentaires lesquelles sont comparées aux mesures.

4.3.1 Calcul des pertes à vide

Comme pour le cas précédent, la machine est alimentée par le réseau à travers un autotransformateur et la tension expérimentale est discrétisée pour constituer la grandeur source de la machine simulée. Toutes les simulations à vide sont également effectuées à la vitesse de synchronisme en utilisant la formulation $A-\varphi$. La Figure 4.33 illustre la distribution de l'induction magnétique au stator et au rotor calculée à tension nominale.



c

Figure 4.33 Distribution de l'induction magnétique à vide et sous tension nominale au stator (a) et au rotor (b) avec un zoom sur les dents rotoriques (c)

D'un point de vue des grandeurs locales, on compare, sur la Figure 4.34, la force électromotrice issue d'une sonde de flux autour d'une dent statorique obtenue par simulation à celle mesurée à tension nominale. Les courbes concordent d'une manière satisfaisante et on peut remarquer qu'elles sont significativement plus lisses que dans le cas du moteur à barres droites (Figure 4.15) suite à la diminution des harmoniques par l'inclinaison.

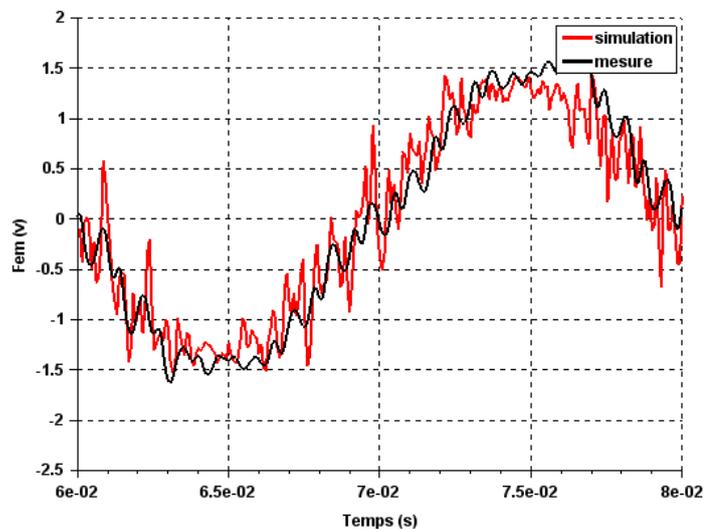


Figure 4.34 Comparaison des f.é.m. mesurée et simulée à vide issue d'une sonde de flux autour d'une dent statorique à tension nominale

L'évolution temporelle du courant de phase calculé est montrée à la Figure 4.35 et comparée à la mesure avec une très bonne concordance (écart de 5% entre les valeurs efficaces). De même, les spectres harmoniques des deux formes d'ondes concordent pour la fréquence fondamentale et pour les ordres harmoniques 5 et 7, Figure 4.36.

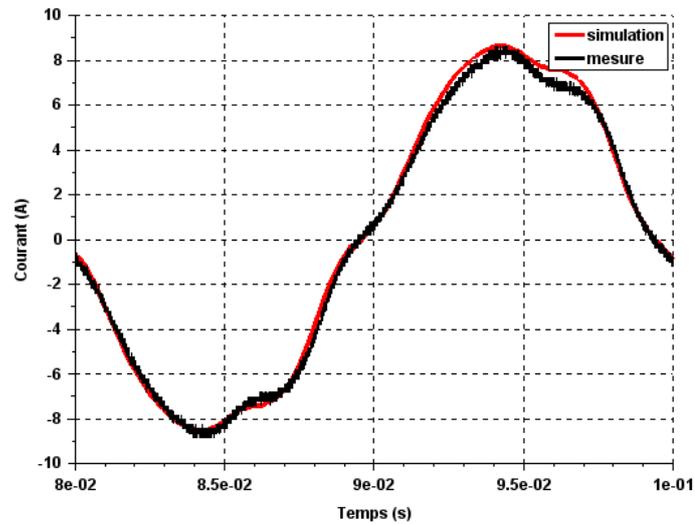


Figure 4.35 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesurée et simulée à vide à tension nominale

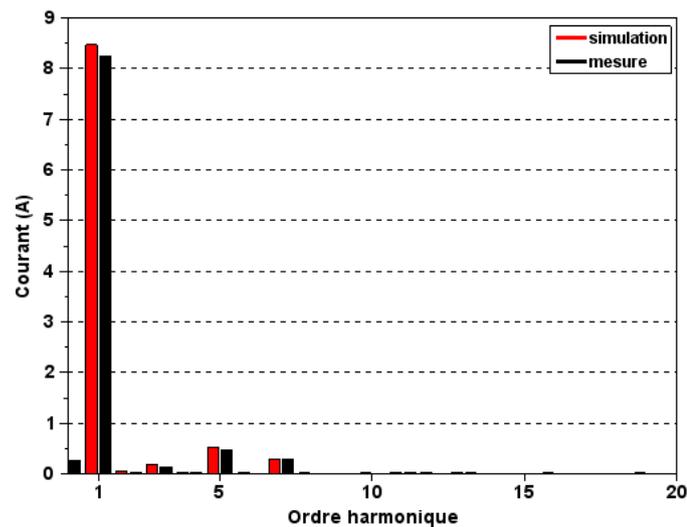


Figure 4.36 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à vide à tension nominale

Les valeurs efficaces du courant obtenues en simulation à vide sont ensuite comparées aux mesures en fonction de la tension d'alimentation, Figure 4.37. La différence relative entre les deux séries de valeurs varie de 5% à 18% pour $U = 0.45 U_n$, ce qui est similaire au cas de la structure à barres droites.

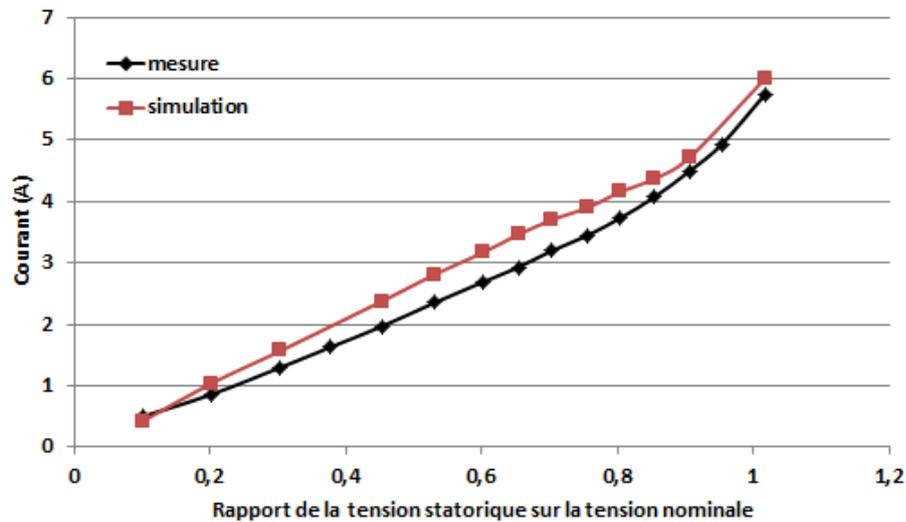


Figure 4.37 Comparaison des courants statoriques de la machine mesurés et calculés à vide en fonction de la tension d'entrée

Pour ce point de fonctionnement, les pertes par courants induits harmoniques dans la cage sont essentiellement dues aux harmoniques d'encoches statoriques. De par l'inclinaison des barres, elles sont évidemment très faibles comme montré dans la Figure 4.38.

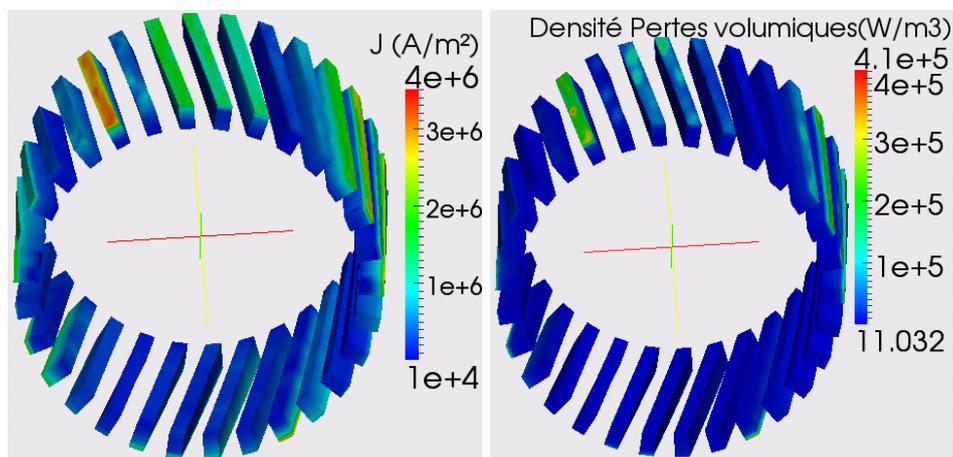


Figure 4.38 Densités de courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à vide à tension nominale

La Figure 4.39 présente les densités de pertes fer massiques au stator et au rotor. On peut remarquer qu'elles sont principalement concentrées à la surface des dents au rotor alors qu'elles sont mieux distribuées dans tout le volume statorique. Par ailleurs, l'inclinaison des barres induit une distribution non homogène de ces pertes suivant la longueur de la machine.

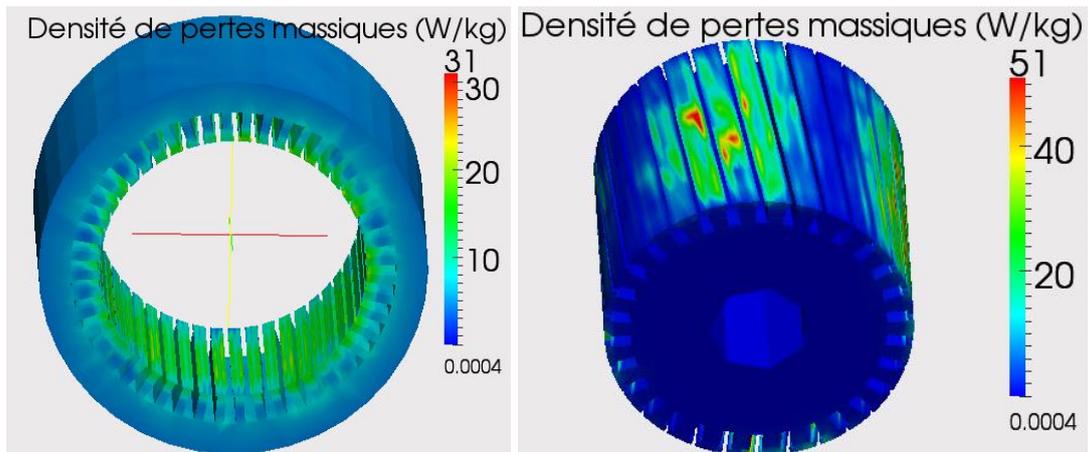


Figure 4.39 Densités massiques de pertes fer statoriques et rotoriques à vide à tension nominale

Après avoir effectué les essais à vide sur le moteur à barres inclinées, la comparaison entre les pertes fer mesurées et celles simulées, pour différents niveaux de tension statorique, est présentée à la Figure 4.40. Les pertes calculées sont en deçà de celles mesurées de 10% à $U = U_n$ et jusqu'à 25% à $U = 0.45 U_n$. Cet écart peut-être expliqué par la sous-estimation des pertes fer rotoriques. En effet, suite au procédé industriel mis en œuvre pour l'inclinaison et l'insertion des barres au rotor, les tôles rotoriques sont soumises à des contraintes mécaniques pouvant conduire à un impact non négligeable sur leurs propriétés magnétiques. Cet impact est particulièrement observable sur, notamment, l'augmentation des pertes par hystérésis [76]. Or, les échantillons de tôles caractérisés dans notre cas n'ont pas subi de modification de leurs caractéristiques électromagnétiques dues à l'inclinaison, les coefficients calculés et utilisés dans le modèle de pertes fer sous-estiment alors les pertes fer rotoriques mesurées.

4. Application à des maquettes expérimentales

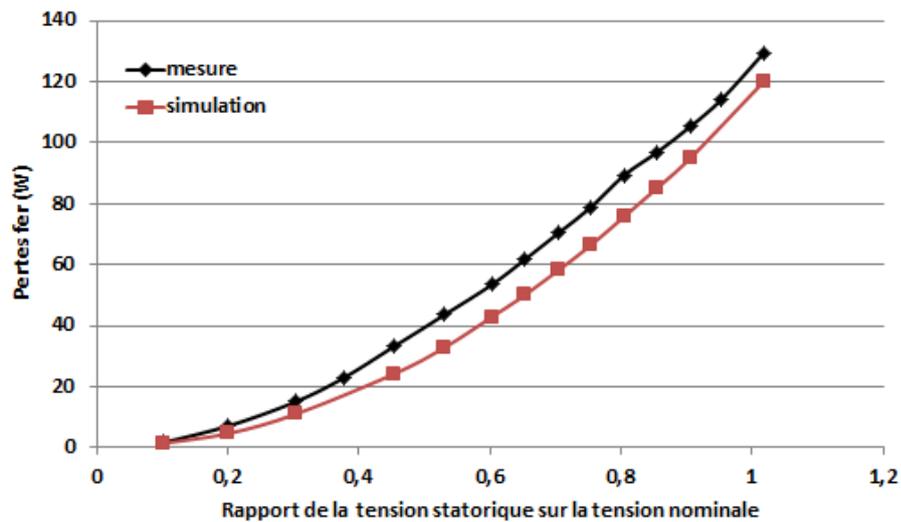


Figure 4.40 Comparaison des pertes fer mesurées et calculées à vide en fonction de la tension d'entrée

Enfin, la Figure 4.41 confronte les résultats des pertes fer mesurées et calculées à vide à tension nominale. Comme pour le moteur à barres droites, la majorité des pertes à vide est constituée de pertes fer statoriques (82%).

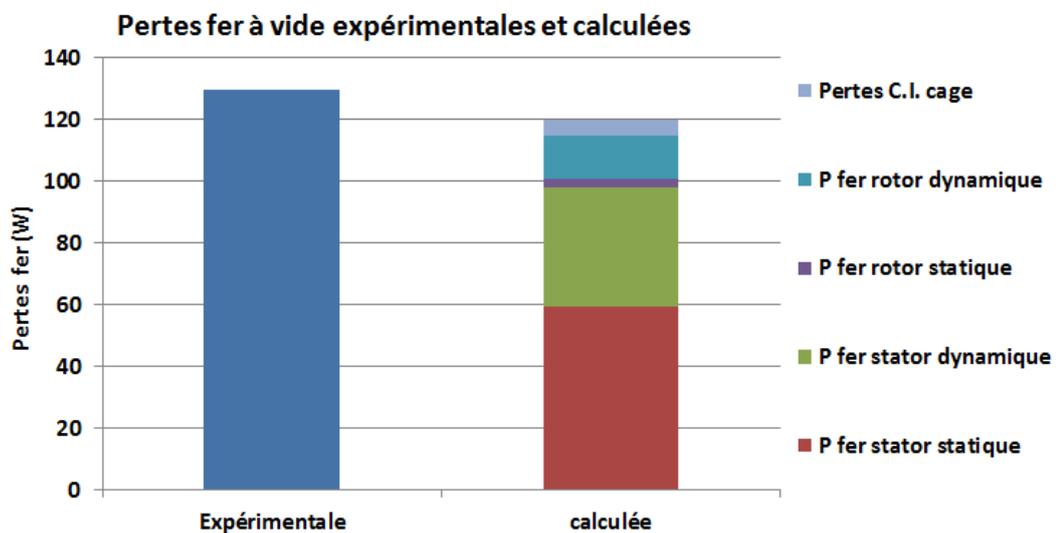


Figure 4.41 Décomposition des pertes fer calculées à vide à tension nominale

4.3.2 Calcul des pertes en charge

Afin de quantifier les pertes supplémentaires, des calculs en charge pour le moteur à barres inclinées sont également effectués. La Figure 4.42 présente la comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale. La

4. Application à des maquettes expérimentales

concordance entre les deux formes d'ondes et entre les deux spectres harmoniques (voir Figure 4.43) est très satisfaisante avec un écart de 2.5% entre les valeurs efficaces.

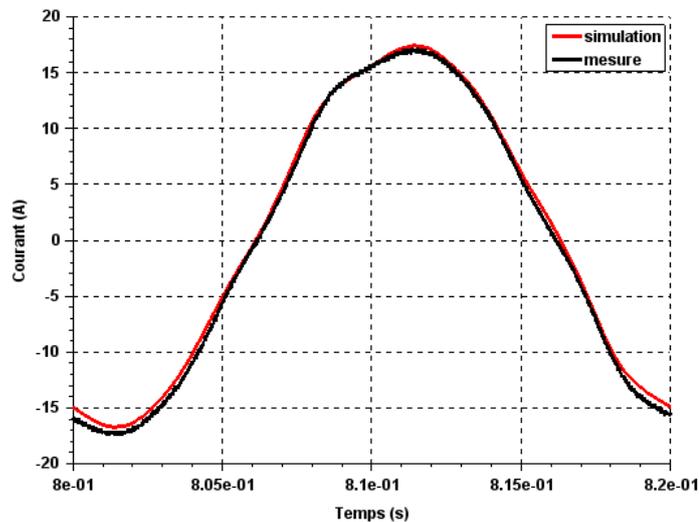


Figure 4.42 Comparaison des évolutions temporelles des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale

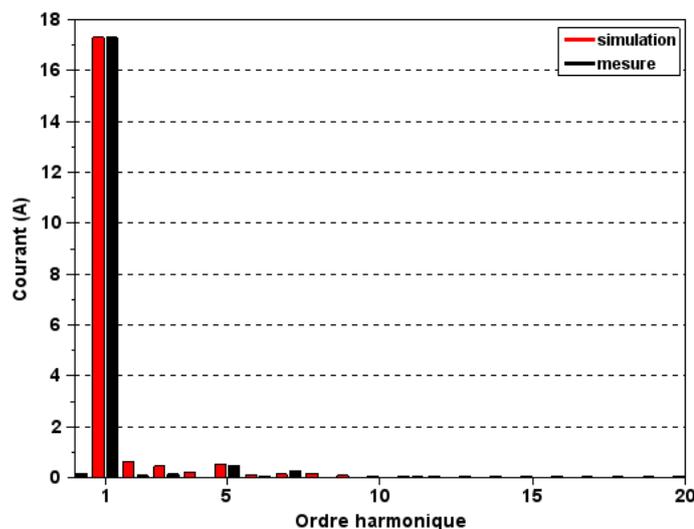


Figure 4.43 Spectre harmonique des courants statoriques mesuré et simulé à charge nominale

Les valeurs efficaces des courants statoriques et les couples électromagnétiques mesurés et calculés pour différents points de fonctionnement en charge sont également illustrés sur la Figure 4.44 et la Figure 4.45. On peut noter la bonne concordance entre simulation et mesure avec des écarts n'excédant pas 5% pour les courants et 6% pour les couples sur toute la plage de fonctionnement.

4. Application à des maquettes expérimentales

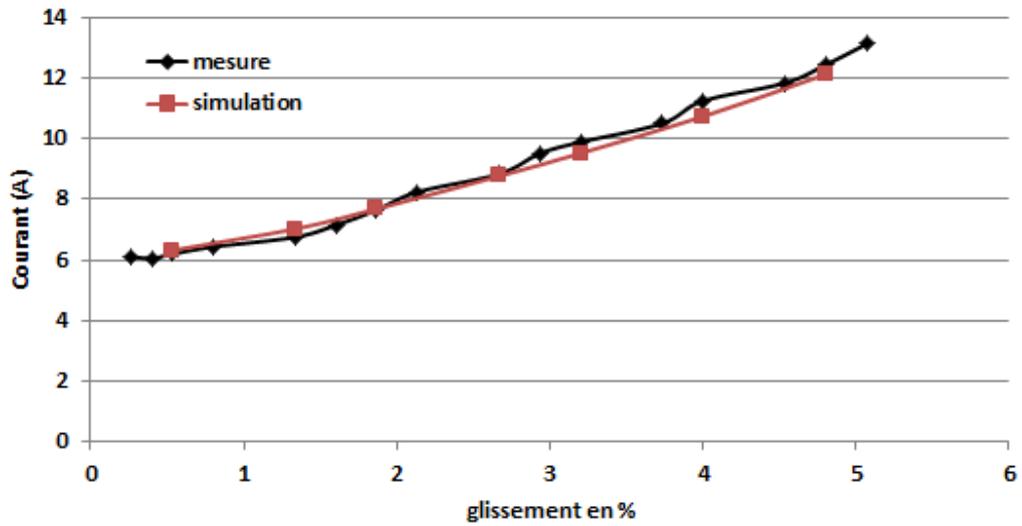


Figure 4.44 Comparaison des courants statoriques mesurés et calculés en charge en fonction du glissement

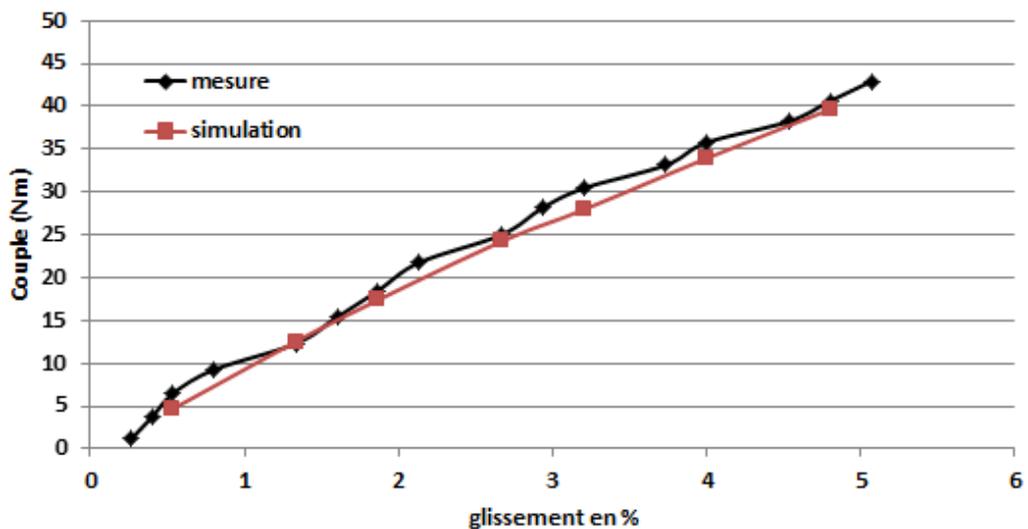


Figure 4.45 Comparaison des couples mesurés et calculés en charge en fonction du glissement

Les densités de courants induits et de pertes volumiques dans les barres sont illustrées à la Figure 4.46 dans le cas de la charge nominale. On remarque que ces densités sont beaucoup plus importantes par rapport au fonctionnement à vide (18 W), mais demeurent inférieures à celles du moteur à barres droites, suite à la diminution des harmoniques d'encoches statoriques par l'inclinaison des barres.

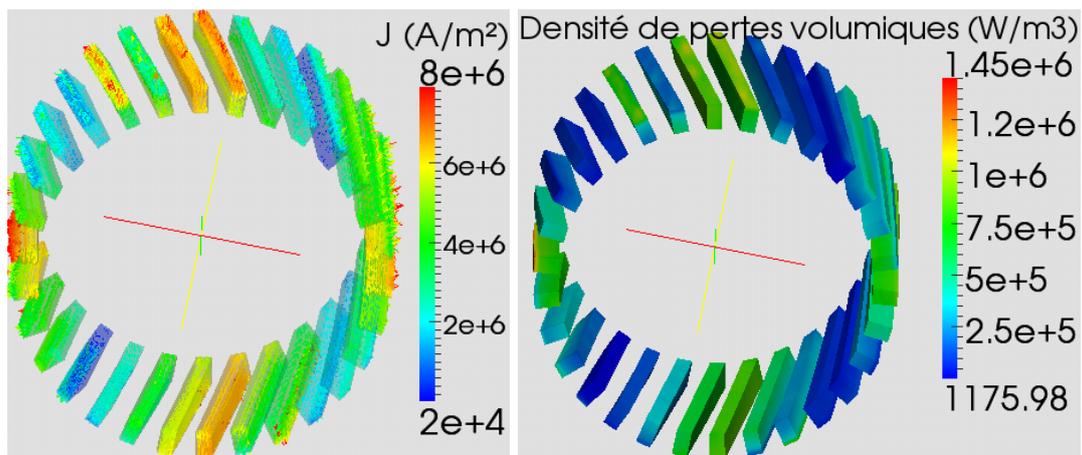


Figure 4.46 Densités de courants induits dans les barres et densité volumique de pertes à charge nominale

Une fois les pertes fer, par courants induits dans la cage et Joule statoriques calculées, la confrontation des pertes totales calculées à celles mesurées est effectuée pour différentes charges, Figure 4.47. On note que, à cause de la sous-estimation des pertes fer rotoriques précédemment observé à vide, les valeurs calculées sont légèrement en dessous des mesures (moins de 9% sur toute la plage de fonctionnement).

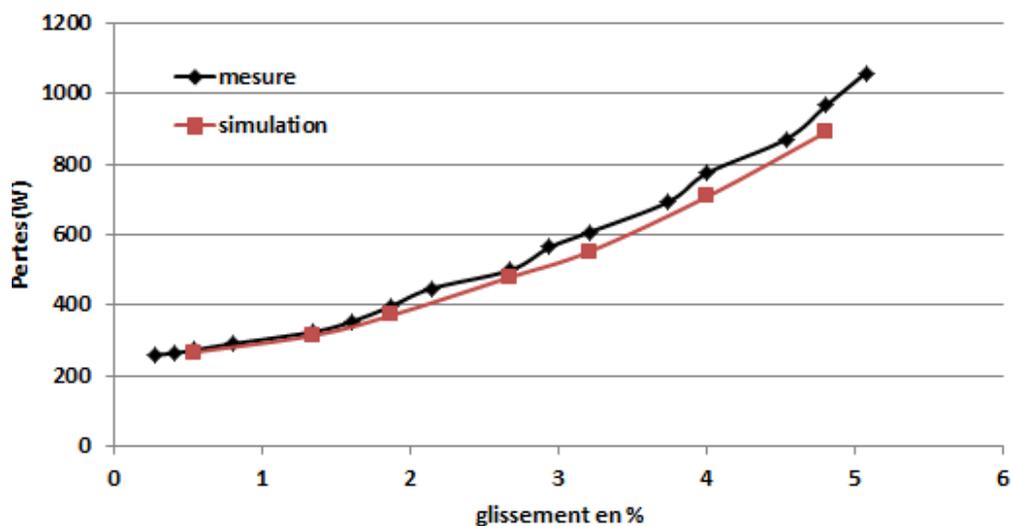


Figure 4.47 Comparaison des pertes totales mesurées et calculées en charge en fonction du glissement

Enfin, on procède, sur la Figure 4.48, à la comparaison de la mesure avec la décomposition des pertes électromagnétiques totales calculées à charge nominale (glissement 4.8%). La différence est de l'ordre de 8% dont une grande partie est due aux pertes Joule

4. Application à des maquettes expérimentales

statoriques (43%). Les pertes par courants induits dans la cage ont diminué avec l'inclinaison des barres et ne constituent plus que 37% des pertes totales.

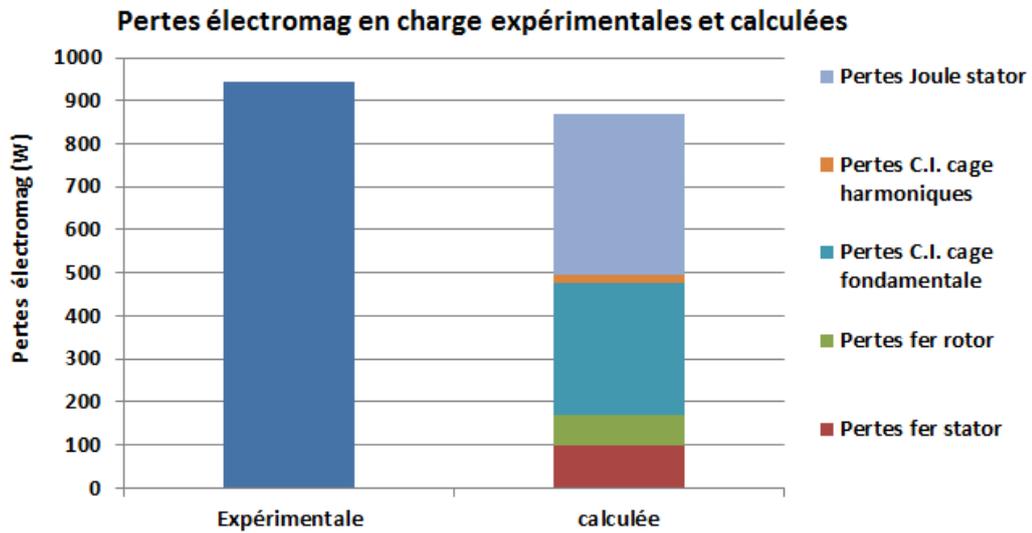


Figure 4.48 Décomposition des pertes électromagnétiques calculées en charge nominale

4.3.3 Calcul des pertes supplémentaires en charge

Comme introduit précédemment, les pertes supplémentaires sont obtenues à partir de la différence des pertes mesurées en fonctionnement à vide et en charge. Comme dans le cas du moteur à barres droites, les incertitudes de mesures ont été calculées en utilisant la loi de propagation donnée par l'expression (4.4). Les pertes supplémentaires en charge mesurées et calculées sont comparées à la Figure 4.49 en fonction de la puissance mécanique de sortie. On remarque que les calculs sous-estiment les pertes supplémentaires, et ce, jusqu'à 27% pour le point de fonctionnement nominal.

4. Application à des maquettes expérimentales

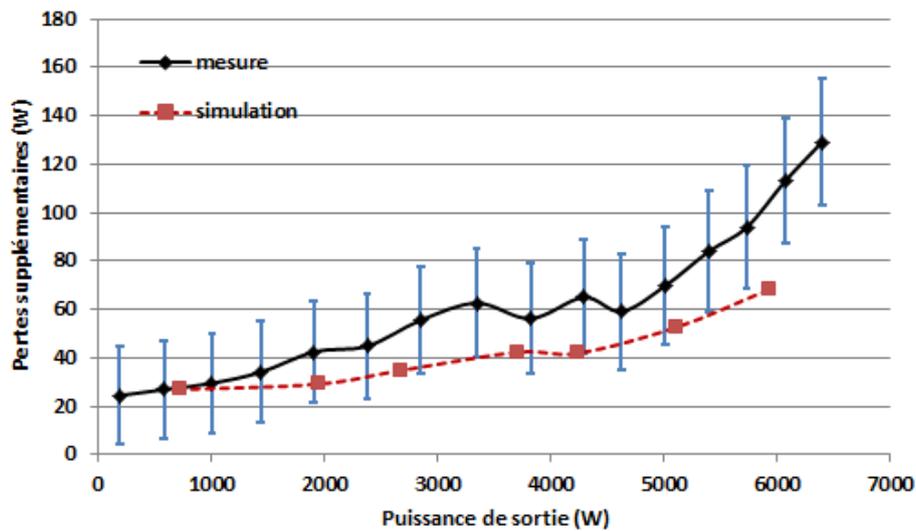


Figure 4.49 Comparaison des pertes supplémentaires mesurées et calculées en charge

En effet, comme constaté lors du fonctionnement à vide, les pertes fer rotoriques sont sous-estimées par rapport à celles mesurées. Ce phénomène est plus accentué en charge suite à l'augmentation des harmoniques, ce qui conduit à une sous-estimation des pertes supplémentaires. Ceci est d'autant plus significatif que, comme on peut le constater sur la Figure 4.50, l'augmentation des pertes fer, surtout rotoriques, entre les fonctionnements en charge et à vide, constitue la majeure partie des pertes supplémentaires dans le moteur à barres inclinées ; soit 82% à charge nominale. L'augmentation des pertes par courants induits harmoniques ne constitue, quant à elle, que 18% à l'inverse du moteur à barres droites.

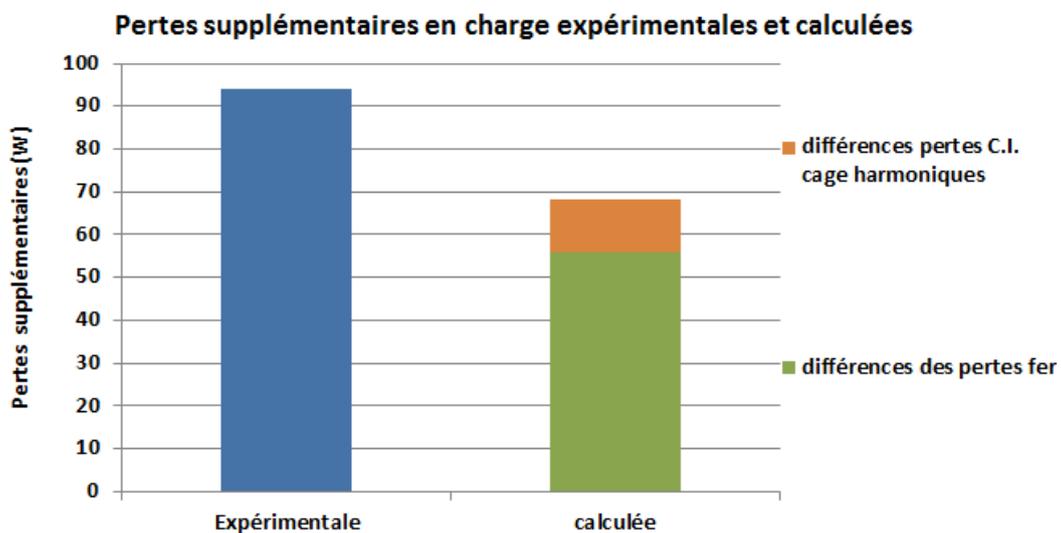


Figure 4.50 Décomposition des pertes supplémentaires calculées à charge nominale

L'application de la norme [6] pour le calcul des pertes supplémentaires donne une valeur égale à 140 W pour la charge nominale à comparer aux 94 W mesurés. La différence entre les deux valeurs est moins importante que dans le cas du moteur à barres droites, mais reste néanmoins relativement importante. Cela est probablement dû à l'isolation électrique des barres par rapport aux tôles rotoriques. Ainsi, les courants inter-barres sont négligeables et ne contribuent pas aux pertes supplémentaires, ce qui n'est pas le cas en général dans les moteurs à barres inclinées qui sont considérés par cette norme.

4.3.4 Synthèse

Dans ce paragraphe, le moteur à barres inclinées a été étudié par le biais d'une modélisation par éléments finis associée à une campagne de mesure à vide et en charge. Les pertes supplémentaires ont ainsi pu être déterminées par calcul et comparées aux mesures. Par ailleurs, l'échantillon utilisé pour l'identification des coefficients du modèle de pertes fer ne reflète pas les conditions réelles auxquelles sont soumises les tôles rotoriques, à savoir des contraintes mécaniques qui, très probablement, conduisent à une augmentation des pertes par hystérésis. Dans ce cadre, le modèle utilisé sous-estime les pertes fer rotoriques. Néanmoins, comme escompté, les pertes supplémentaires dans le cas du moteur à barres inclinées, de l'ordre de 11% des pertes totales, sont dues majoritairement à l'augmentation des pertes fer à l'inverse du moteur à barres droites pour lequel les pertes supplémentaires sont majoritairement dues à l'augmentation des pertes par courants induits harmoniques dans la cage.

4.4 Etude de l'influence de l'inclinaison des barres

Disposant des pertes supplémentaires mesurées dans les mêmes conditions sur les deux moteurs à barres droites et inclinées, il est possible de les comparer en fonction de la puissance de sortie (voir Figure 4.51). Sur la quasi-totalité de la plage de fonctionnement explorée, les pertes supplémentaires du moteur à barres inclinées sont supérieures de celles du moteur à barres droites. Ce phénomène, connu et appréhendé par les concepteurs de ce type de machine, trouve des explications plus concrètes au travers des simulations basées sur le modèle numérique.

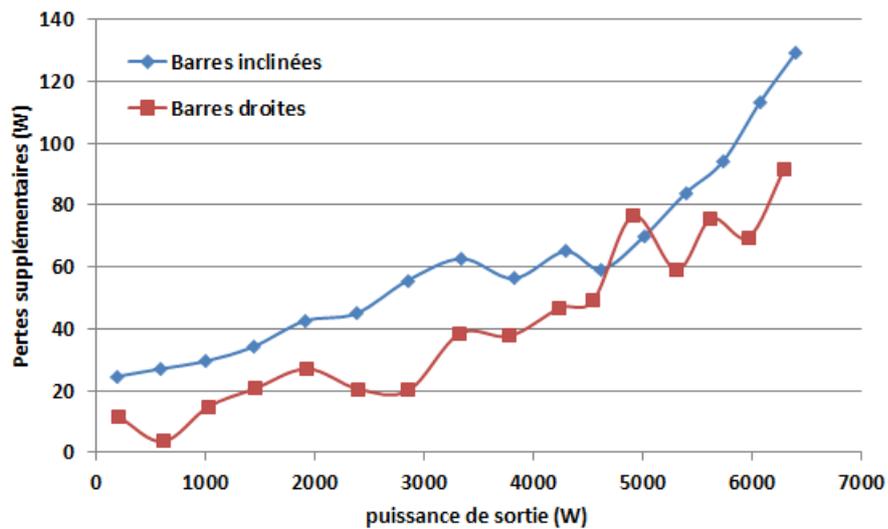


Figure 4.51 Comparaison des pertes supplémentaires mesurées des deux moteurs à barres droites et inclinées en fonction de la charge

Les calculs effectués sur les deux moteurs à barres droites et inclinées ont montré que la majeure partie des pertes supplémentaires est due à l'augmentation des pertes par courants induits harmoniques dans le cas de barres droites, alors qu'elle est due à l'augmentation des pertes fer rotoriques, notamment la contribution dynamique, dans le cas des barres inclinées.

Pour étudier plus en détails l'influence de l'inclinaison des barres, une décomposition en série de Fourier des pertes par courants induits dans les barres au point de fonctionnement nominal, dans les cas des barres droites et inclinées, a été effectuée. La comparaison des deux résultats, présentée à la Figure 4.52, montre que l'inclinaison des barres diminue les pertes par courants induits dans les barres de 25% suite évidemment à l'atténuation de la variation de flux magnétique dans ces dernières. Ainsi, elles passent de 380 W à 305 W à la fréquence fondamentale et de 51 W à 18 W aux fréquences harmoniques.

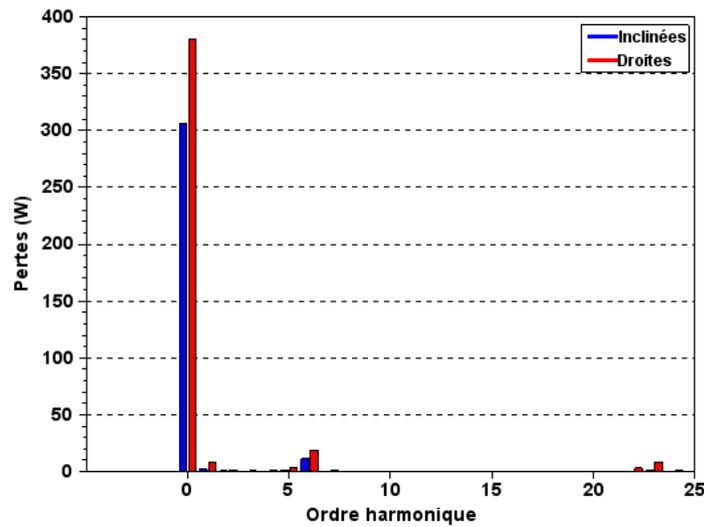


Figure 4.52 Spectre harmonique des pertes par courants induits dans les barres en charge pour les moteurs à barres inclinées et droites

Parallèlement, une décomposition en série de Fourier des pertes fer rotoriques au point de fonctionnement nominal, pour les moteurs à barres droites et inclinées, a également été effectuée, Figure 4.53. À l'inverse du résultat précédent, l'inclinaison des barres augmente considérablement les pertes fer rotoriques qui doublent pratiquement en passant de 38 W dans le moteur à barres droites à 72 W dans celui à barres inclinées. La majeure partie de ces pertes est due aux harmoniques d'encoches statoriques. Comme montré au paragraphe 1.2.2.4, l'inclinaison augmente les pertes fer rotoriques qui sont la conséquence du déphasage spatial entre les forces magnétomotrices statorique et rotorique non compensées aux deux extrémités du moteur.

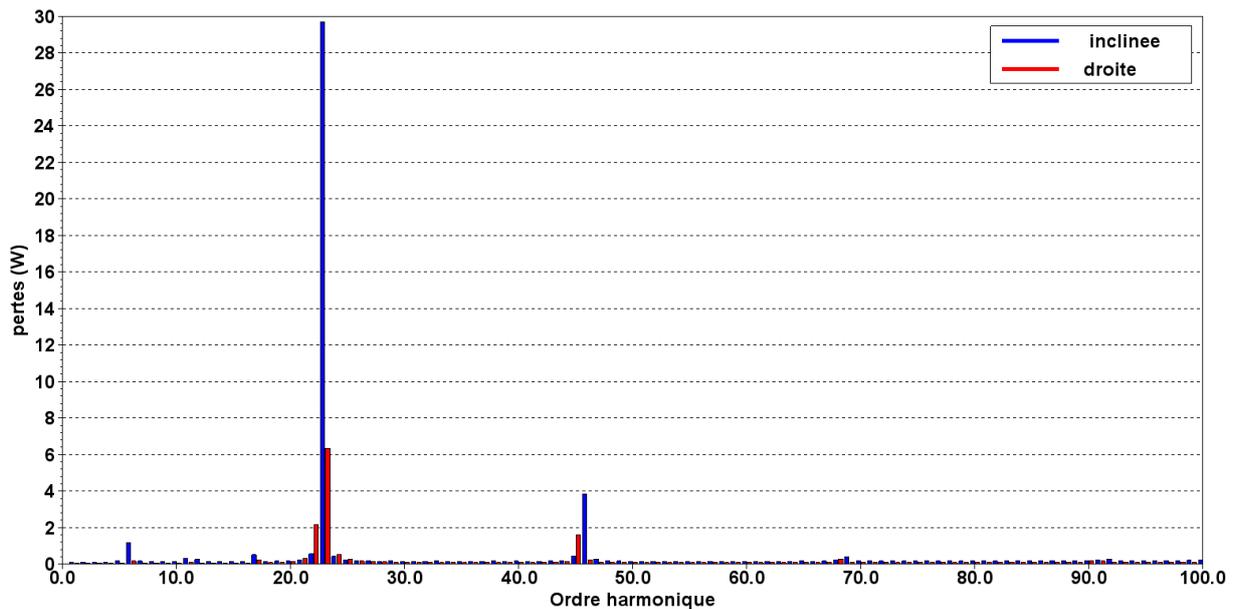


Figure 4.53 Spectre harmonique des pertes fer dynamiques au rotor en charge pour les moteurs à barres inclinées et droites

Ces résultats montrent que l'inclinaison des barres diminue bien les pertes par courants induits harmoniques mais augmente les pertes fer rotoriques d'une façon nettement plus importante. Ceci conduit, en fin de compte, à des pertes supplémentaires plus élevées dans les moteurs à barres inclinées dans les cas de faibles puissances comme l'est la machine étudiée de 6 kW.

Par contre, l'inclinaison des barres atténue également les pertes par courants induits fondamentales (Figure 4.52). Ce qui conduit ainsi, dans le cas de moteurs de faible puissance où la contribution de ces dernières est beaucoup plus importante que celle des pertes fer, à une diminution globale des pertes totales par rapport à un moteur à barres droites, Figure 4.54.

Par conséquent, dans le cas de moteurs de faible puissance, il est bénéfique d'incliner les barres pour diminuer les pertes totales et augmenter le rendement même si les pertes supplémentaires sont plus importantes.

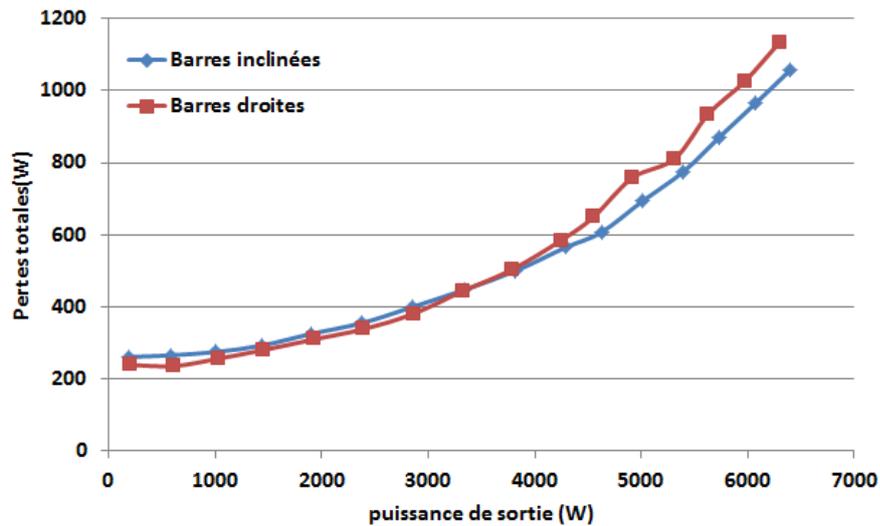


Figure 4.54 Comparaison des pertes totales mesurées des deux moteurs à barres droites et inclinées en fonction de la charge

4.5 Synthèse

Dans ce chapitre, deux maquettes dédiées de moteurs asynchrones de 6 kW à barres droites et inclinées ont été considérées en vue d'étudier l'influence de l'inclinaison des barres sur les pertes totales en général et les pertes supplémentaires en particulier.

La première partie a été consacrée à la présentation des deux machines et de leurs caractéristiques ainsi qu'à l'identification des paramètres des modèles grâce à la caractérisation des différents matériaux des machines étudiées.

Ensuite, les deux structures ont été modélisées et une campagne de mesures a été menée pour déterminer les pertes supplémentaires des deux machines pour les différents points de fonctionnement.

Enfin, une comparaison a été effectuée entre les pertes mesurées dans les configurations à barres droites et inclinées pour étudier l'influence de l'inclinaison des barres. Il a été mis en évidence que l'inclinaison diminue les pertes par courants induits harmoniques mais augmente les pertes fer rotoriques ce qui conduit à une augmentation des pertes supplémentaires. Toutefois, dans le cas des moteurs de faible puissance, les pertes totales restent plus faibles avec des barres inclinées, augmentant ainsi le rendement du moteur.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de cette thèse ont eu comme principal objectif la détermination et la quantification des pertes supplémentaires en charge dans les moteurs électriques à travers un modèle de calcul basé sur la modélisation numérique par éléments finis. En effet, de par les phénomènes complexes mis en jeu ainsi que l'augmentation des harmoniques spatiaux et temporels en fonctionnement en charge des moteurs, la détermination des pertes supplémentaires par des formules analytiques n'est pas précise. D'un autre côté, la mesure des pertes supplémentaires en charge à l'aide des essais normalisés ne permet pas de discriminer les origines de ces pertes ni leurs contributions. L'intérêt de la modélisation numérique par éléments finis offre la possibilité d'identifier les origines (nature et localisation) de ces pertes et de quantifier leurs contributions, ce qui permet d'envisager une action visant à les réduire. En effet, la bonne connaissance de ces pertes permet soit d'adapter la structure afin de les réduire soit de prévoir un système de refroidissement adapté pour atteindre l'objectif d'une machine plus performante et plus efficace énergétiquement.

Dans un premier temps, un état de l'art a été présenté sur les travaux les plus significatifs dans le domaine des pertes supplémentaires en charge, en explicitant les problématiques, les définitions et les différentes origines physiques. Ainsi, les pertes supplémentaires, définies comme la part des pertes totales non incluse dans les pertes conventionnelles mesurées, sont dues à l'augmentation des harmoniques en charge, par rapport au fonctionnement à vide, ce qui génère des pertes fer et par courants induits. Plusieurs études ont été réalisées, et le sont encore, pour quantifier et déterminer avec précision leurs origines, mais toutes ne sont pas encore connues à cause de la complexité du problème électromagnétique du moteur en charge. Ensuite, les essais expérimentaux des normes internationales pour la mesure et l'estimation des pertes supplémentaires, ainsi que la détermination de ces pertes à partir d'un pourcentage de la puissance d'entrée, ont été décrits. Enfin, les modèles de calcul des pertes fer et supplémentaires ont été présentés. Ces derniers sont basés sur la définition des pertes supplémentaires par les essais normalisés de bilans de puissances et de rotation inverse, ce qui les rend beaucoup plus précis comparés aux formules analytiques et empiriques.

Le deuxième chapitre a décrit les modèles qui sont utilisés pour la modélisation des machines électriques par éléments finis et le calcul de leurs pertes. Les approches de calcul

des pertes fer et des pertes par courants induits, retenues dans ce mémoire, sont des procédures en post-traitement, notamment en se basant sur la décomposition par série de Fourier de l'induction magnétique et de la densité de courants induits. Il est alors possible de calculer les pertes supplémentaires, sur la base d'un bilan de puissance, et quantifier les différentes contributions. Pour valider les modèles de calcul de pertes, une machine synchrone à aimants permanents a été étudiée en fonctionnement générateur. Les résultats obtenus ont montré qu'ils sont suffisamment précis pour envisager le calcul des pertes supplémentaires selon la démarche proposée. Comme on pouvait le prédire, un calcul précis des pertes harmoniques nécessite de tenir compte du comportement tridimensionnel des courants induits et de l'induction magnétique ainsi que d'une caractérisation des matériaux aux fréquences de fonctionnement les plus élevées. Dans le cas d'un fonctionnement en moteur alimenté par un convertisseur statique, le calcul des pertes par courants induits dans les aimants a montré que celles-ci augmentent considérablement et ne sont plus considérées comme négligeables. Cet aspect requiert de prendre des précautions au niveau des aimants pour empêcher leurs échauffements et une éventuelle démagnétisation. Par ailleurs, une caractérisation des matériaux ferromagnétiques à hautes fréquences est nécessaire pour la mise en place d'un modèle qui puisse calculer les pertes fer aux fréquences de découpage dans les machines électriques.

Dans le troisième chapitre, un moteur industriel de 500 kW a été étudié pour appliquer la procédure de calcul des pertes supplémentaires et identifier leurs origines. La première partie a été consacrée au calcul des pertes supplémentaires dues principalement aux flux de fuite d'extrémités qui constituent une des origines de ces pertes. La modélisation et l'étude de la machine en tenant compte des composants d'extrémités ont montré que des pertes par courants induits y sont générées mais qu'elles sont négligeables par rapport aux pertes totales de la machine en fonctionnement nominal. Par contre, elles peuvent être importantes dans le cas de sursaturation du circuit magnétique de la machine, engendrant une augmentation des flux de fuite passant par les parties conductrices d'extrémités. La démarche proposée pour le calcul des pertes supplémentaires, appliquée au moteur, a abouti à une valeur de pertes de 1590 W, ce qui représente 0.3% de la puissance d'entrée. Elle est plus faible que la valeur de 1.15% défini par la norme mais reste satisfaisante compte tenu des hypothèses de modélisation et du fait que les valeurs fixées par la norme majoraient celles mesurées à l'aide des essais normalisés. Enfin, il est à noter que le calcul des pertes supplémentaires pour différentes charges a aussi montré que ces dernières augmentent en fonction du glissement.

La démarche utilisée dans cette partie pour calculer les pertes supplémentaires peut être appliquée pour tous les moteurs asynchrones. L'écart entre les pertes calculées et mesurées peut varier d'une machine à une autre suivant l'état de la structure, le point de fonctionnement et les hypothèses de modélisation retenues. Une modélisation géométrique assez proche de la réalité, une discrétisation fine du domaine et une caractérisation de tous les matériaux utilisés aux fréquences les plus élevées de fonctionnement, avec des modèles adaptés de calcul de pertes, garantiraient une meilleure précision des pertes supplémentaires calculées.

Dans la deuxième partie du troisième chapitre, une seconde origine des pertes supplémentaires a été investiguée, en l'occurrence le flux de fuite zig-zag. Ces flux sont associés à l'augmentation des harmoniques d'encoches rotoriques et statoriques en fonctionnement en charge. Ils induisent des pertes fer et par courants induits harmoniques dans le circuit magnétique et la cage rotorique lesquelles augmentent, comme le flux zig-zag, avec la charge pour devenir maximales à rotor bloqué. Une étude complémentaire a également été effectuée sur l'influence de l'ouverture d'encoche rotorique sur les flux de fuite zig-zag et les pertes qui leurs sont associées. Elle a montré que ces dernières augmentent avec l'augmentation de l'ouverture d'encoche rotorique en raison de la variation du flux perçu par les barres. Dans le cas d'une conception de moteurs performants et plus efficaces, l'étude effectuée devra être élargie à l'effet de ces pertes sur la durée de vie et le fonctionnement des machines ainsi qu'à l'évolution des pertes totales et des différentes grandeurs globales en fonction de l'ouverture d'encoche rotorique

Dans le dernier chapitre, deux maquettes de moteurs asynchrones de 6 kW dédiées, à barres droites et inclinées, ont été considérées en vue d'étudier l'influence de l'inclinaison des barres sur les pertes totales en général et les pertes supplémentaires en particulier. Dans la première partie du chapitre, les deux structures ont été modélisées et une campagne de mesure a été menée pour déterminer les pertes supplémentaires des deux machines pour les différents points de fonctionnement. De manière générale, les pertes supplémentaires en charge calculées concordent bien avec celles mesurées, que ce soit dans le cas de la machine à barres droites comme dans celui des barres inclinées. Grâce à la démarche suivie pour le calcul de ces pertes, englobant la caractérisation des matériaux, la prise en compte de la géométrie tridimensionnelle et des hypothèses de modélisation, l'écart entre les valeurs calculées et mesurées reste en globalité dans la marge des incertitudes de mesure. Cet écart est plus significatif dans le cas de la machine à barres inclinées car l'effet des contraintes mécaniques

lors de l'inclinaison des tôles rotoriques n'est pas pris en compte dans la caractérisation des tôles rotoriques. Une comparaison a ensuite été effectuée entre les pertes mesurées dans les configurations à barres droites et inclinées pour étudier l'influence de l'inclinaison des barres. Il a été mis en évidence que l'inclinaison diminue les pertes par courants induits harmoniques mais augmente les pertes fer rotoriques, ce qui conduit à une augmentation des pertes supplémentaires. Toutefois, dans le cas des moteurs de faible puissance, les pertes totales demeurent plus faibles avec des barres inclinées, augmentant ainsi le rendement du moteur. Il serait intéressant, pour la suite, d'étudier l'influence de la valeur de l'inclinaison des barres sur les pertes supplémentaires et les pertes totales, ce qui permettra d'améliorer les performances des moteurs.

Lors des travaux menés, trois origines des pertes supplémentaires ont pu être investiguées et quantifiées grâce à la modélisation numérique par éléments finis et aux modèles de calcul des pertes. Cependant, outre les flux d'extrémités, les flux de zig-zag et les flux d'inclinaison, les courants inter-barres dans les moteurs à cage inclinée constituent également une autre origine de pertes supplémentaires en charge aussi importante que les autres. Des études ont d'ores et déjà été effectuées pour les investiguer mais leurs quantifications restent imprécises suite aux hypothèses simplificatrices pour prendre en compte les résistances de contact entre les barres et le rotor. La mesure et le calcul, à l'aide d'une modélisation par éléments finis, des courants inter-barres et de la résistance de contact, amélioreront la précision de la détermination des pertes supplémentaires dans les moteurs à barres inclinées, sans isolant entre les barres et les tôles rotoriques.

ANNEXES

Annexe 1 Schéma de bobinage de la MSAP

SIAIOR 160 8 pôles

48 encoches

Par encoche : 15 conducteurs de

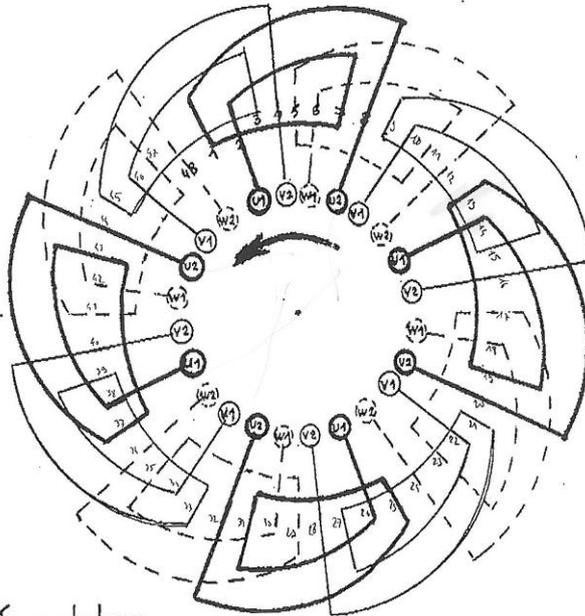
1 Fil de 90/100 mm

4 Fils de 95/100 mm

Pas diamétral - 4 voies //

Rotation anti horaire côté connexions (opposé au bout d'arbre)

12 bobines de 2 sections concentriques au pas de 1a6 et 1a8



sortie 6 cables

les quatre U1 sont réunis sur un cable

//	//	U2	//	//	//	//	//
//	//	V1	//	//	//	//	//
//	//	V2	//	//	//	//	//
//	//	W1	//	//	//	//	//
//	//	W2	//	//	//	//	//

Annexe 2 Schéma de l'instrumentation du stator de la MSAP

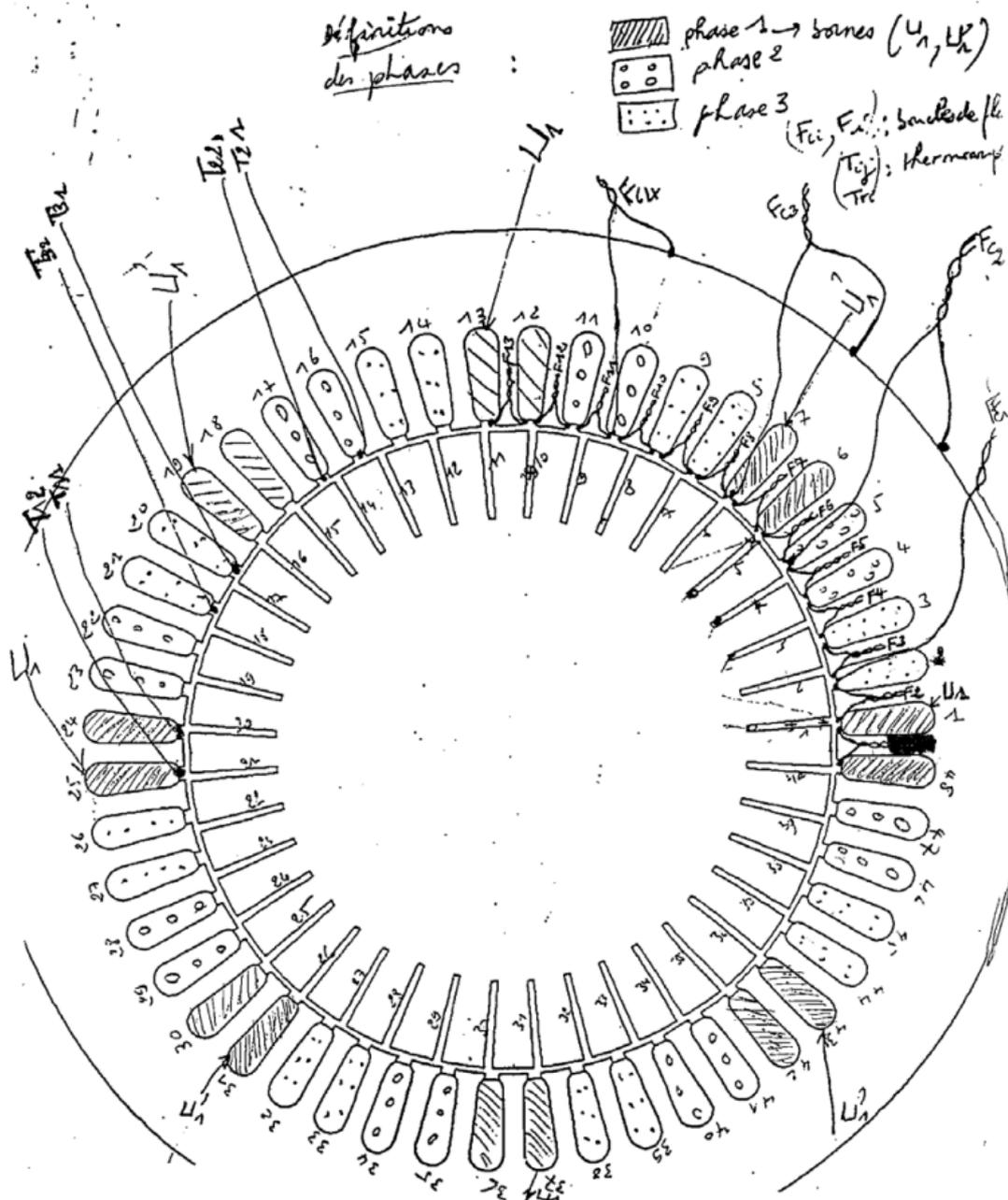
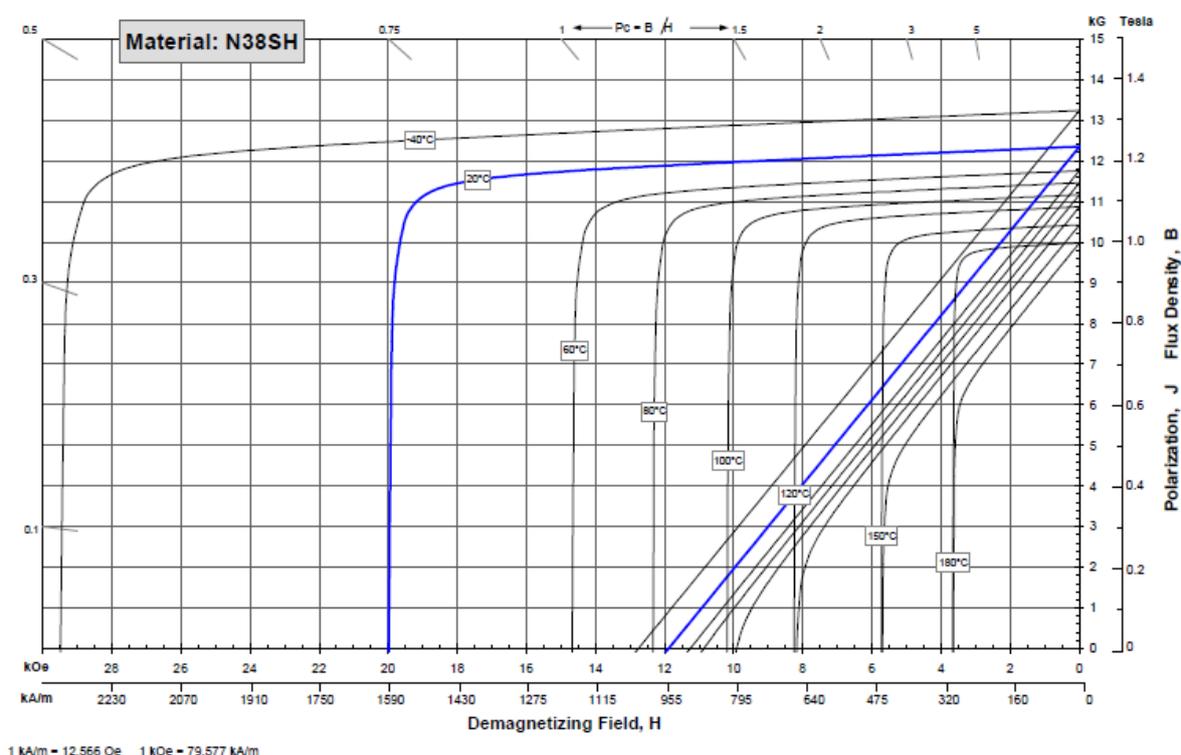


Fig.2: Instrumentation et repérages des phases, des encoches du stator (l'exemple de rotor est celui du rotor massif rainuré)

(boucles des dents: F1 à F13)

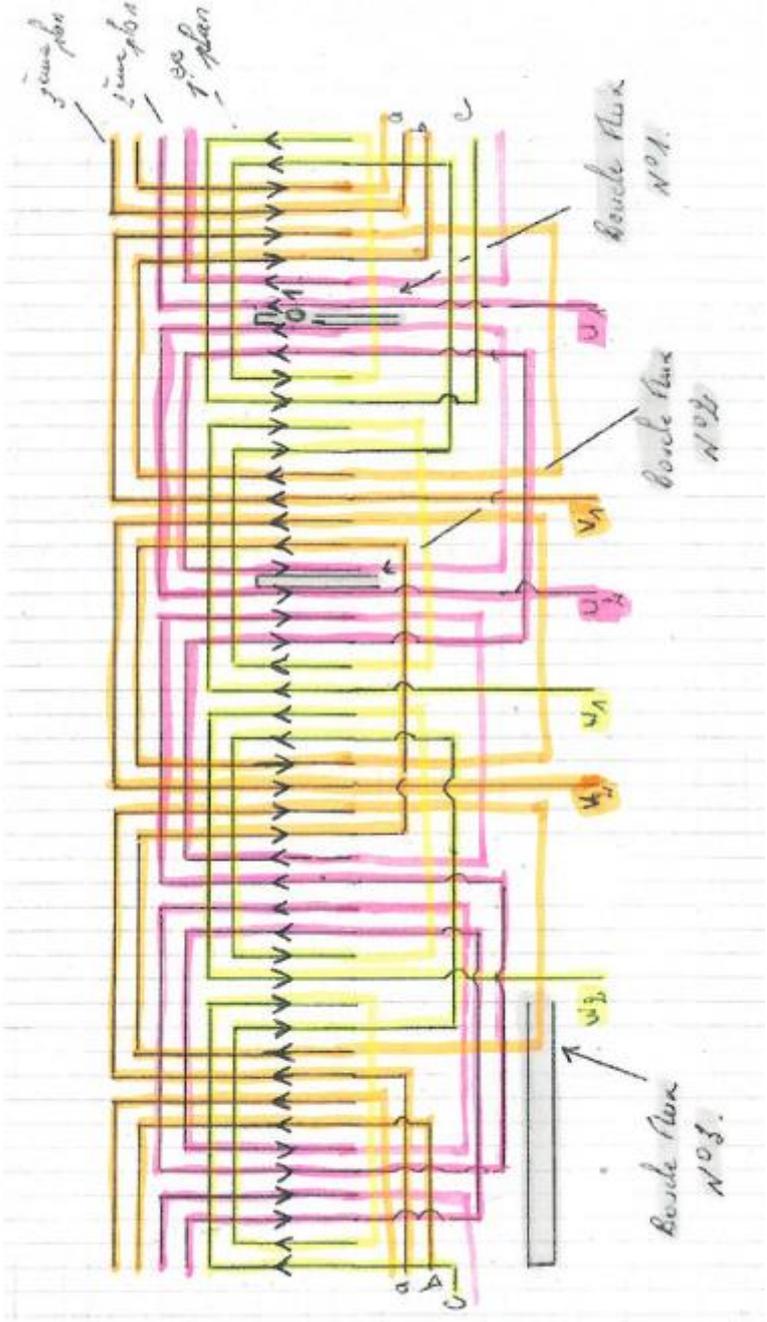
(boucles de couronne+dents: Fc1 à Fc4)

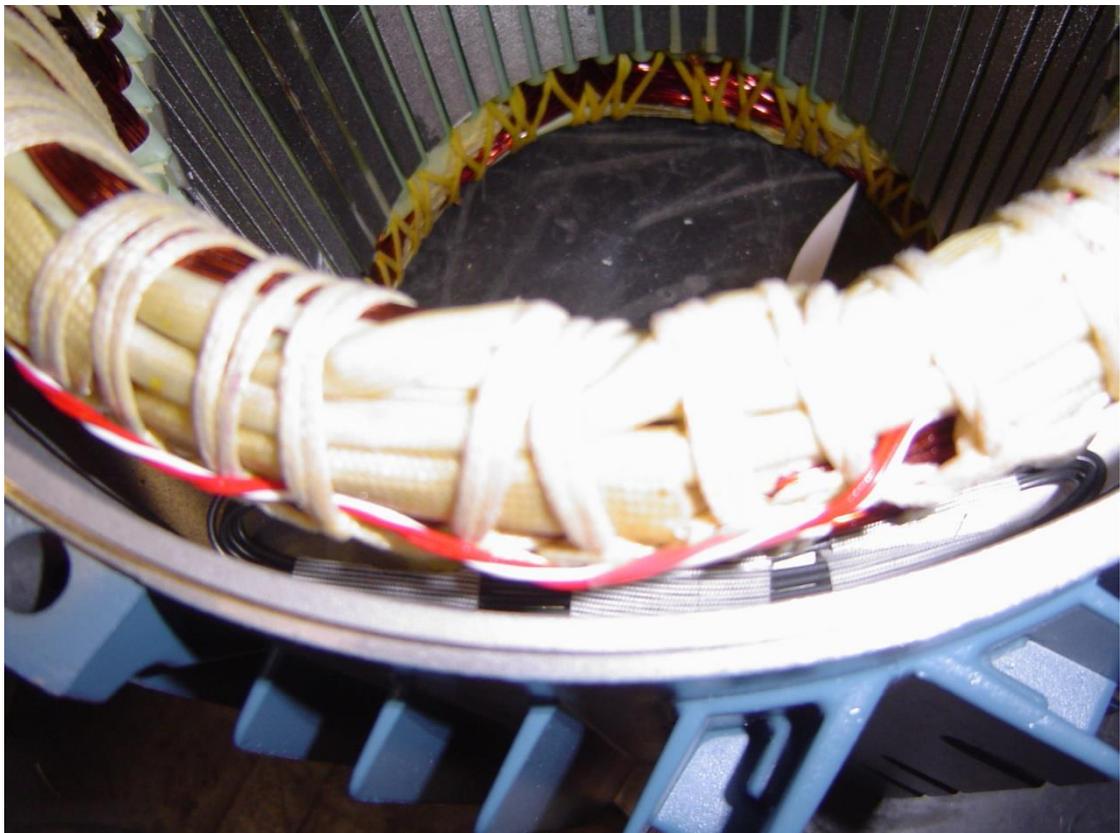
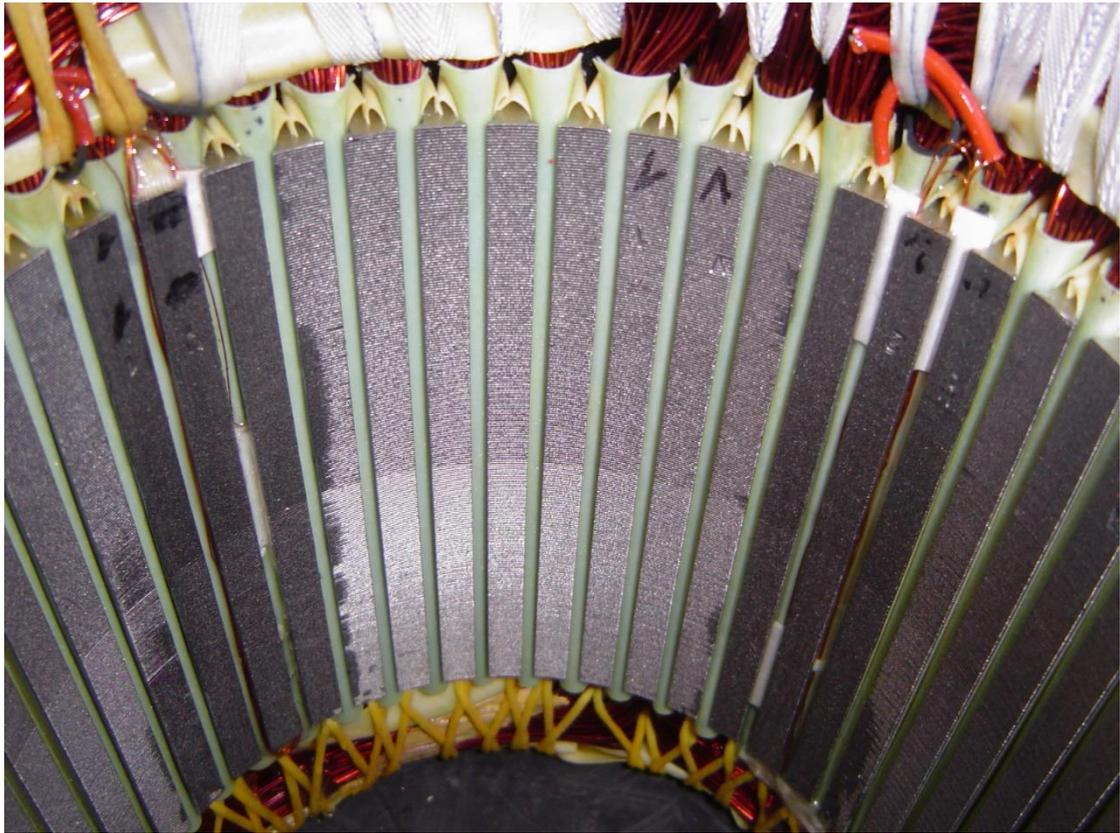
Annexe 3 Caractéristiques des aimants N38SH



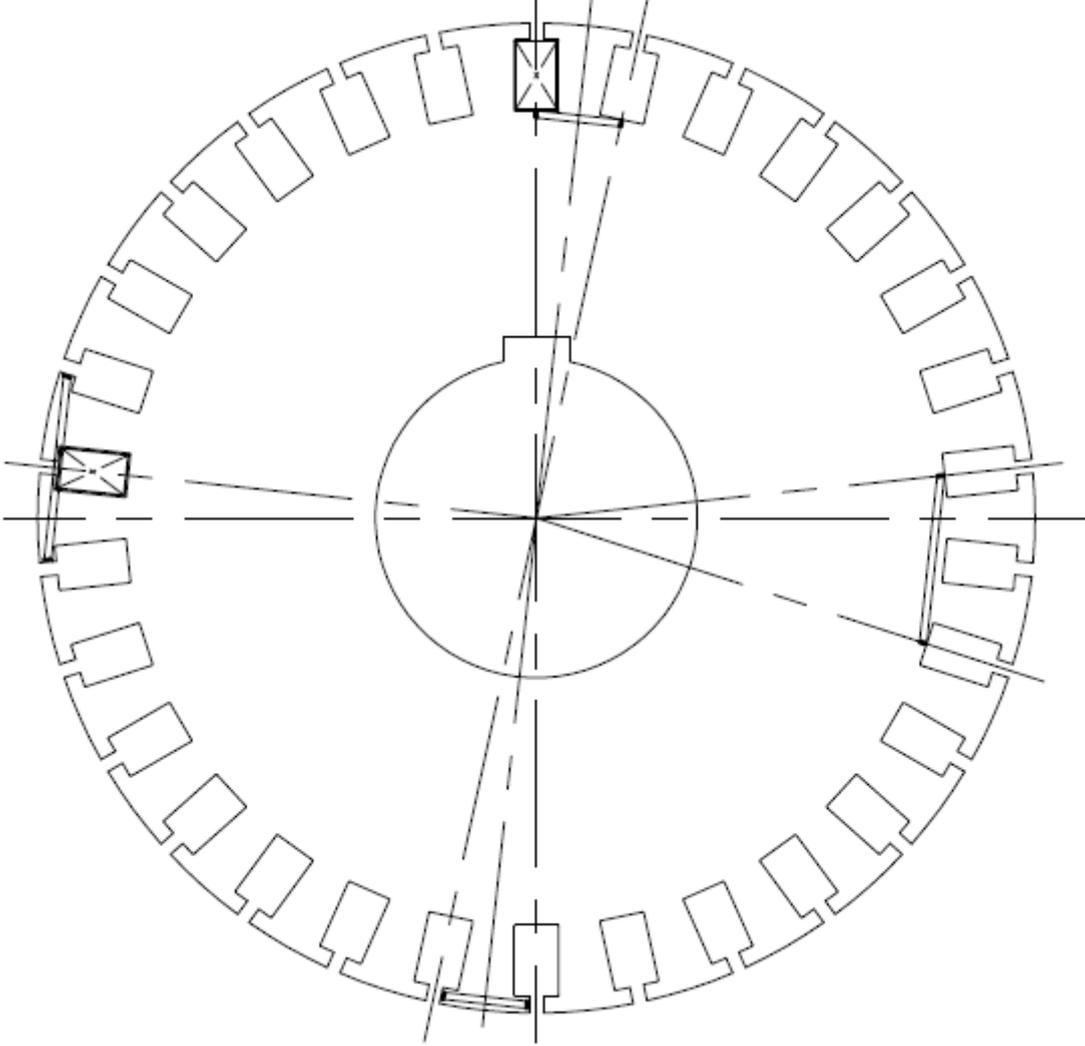
Characteristic	Units	min.	nominal	max.
	Br , Residual Induction	Gauss	12,200	12,350
mT		1220	1235	1250
H_{CB} , Coercivity	Oersteds	11,400	11,700	12,000
	kA/m	907	931	955
H_{CJ} , Intrinsic Coercivity	Oersteds	20,000		
	kA/m	1,592		
BHmax , Maximum Energy Product	MGOe	36	38	39
	kJ/m ³	287	299	310

Annexe 4 Schéma de bobinage des maquettes et sondes de flux du stator





Annexe 5 Sondes de flux au rotor des maquettes



Annexe 6 Calcul de l'inductance cyclique des têtes de bobines

Dans ce paragraphe, les inductances cycliques des têtes de bobines du moteur 500 kW vont être calculées grâce au calcul par éléments finis et comparées aux formules analytiques de Pyrhonen pour les valider.

D'après Pyrhonen [75], les inductances cycliques des têtes de bobines peuvent être déterminées avec l'équation suivante :

$$(L - M) = \frac{4m}{Q} qN^2 \mu_0 (2l_{ew} \lambda_{lew} + W_{ew} \lambda_w) \quad 4.5$$

où m est le nombre de phases, Q est le nombre d'encoches statoriques, q est le nombre d'encoches statoriques par pôle et par phase, N est le nombre de spire par encoche, λ_{lew} et λ_w sont les facteurs de perméance qui dépendent de la disposition géométrique des conducteurs statoriques et rotoriques.

Dans le cas du moteur étudié, en appliquant cette formule, l'inductance cyclique des têtes de bobines obtenue est égale à 8.067 mH.

De plus, pour calculer les inductances cycliques des têtes de bobines, à travers les simulations par éléments finis, deux méthodes peuvent être utilisées. La première consiste à imposer des courants continus de somme nulle dans les trois phases statoriques, par exemple $I_1 = 2A$, $I_2 = -1A$ et $I_3 = -1A$. Ensuite, on peut exprimer l'énergie dans le système en fonction des inductances et des courants du bobinage statorique comme suivant :

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 L_{ij} I_i I_j = \frac{1}{2} (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2 + L_3 I_3^2 + M_{12} I_1 I_2 + M_{13} I_1 I_3 + M_{23} I_2 I_3) \quad 4.6$$

où W est l'énergie du système, L est l'inductance propre et M est l'inductance mutuelle.

En supposant que les inductances propres de chaque phase sont les mêmes et égales à L et de même toutes les mutuelles sont égales à M , on peut déduire l'inductance cyclique d'une phase statorique :

$$(L - M) = \frac{W}{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2} \quad 4.7$$

Ainsi, à partir des simulations on peut calculer la valeur de l'énergie du système composé du moteur sans la partie rotorique, pour déduire l'inductance cyclique du bobinage statorique sans l'influence de l'inductance des barres et de l'anneau rotoriques. Par ailleurs, pour calculer l'inductance cyclique des têtes de bobines d'une phase statorique, seule

l'énergie à l'extérieure du stator est nécessaire. Pour y faire, différentes simulations avec différentes profondeurs du stator sont réalisées. A partir des valeurs d'énergie obtenues, on performe une extrapolation linéaire jusqu'au point représentant la profondeur nulle. Ceci nous permet de calculer l'énergie extérieure et de déduire l'inductance cyclique des têtes de bobines. La Figure 4.55 montre les 4 valeurs d'énergie obtenues pour 4 profondeurs différentes. Suite à une extrapolation linéaire, on trouve une énergie égale à 0.02575 J au point zéro et on déduit la valeur de l'inductance cyclique des têtes de bobines égale à 8.58mH.

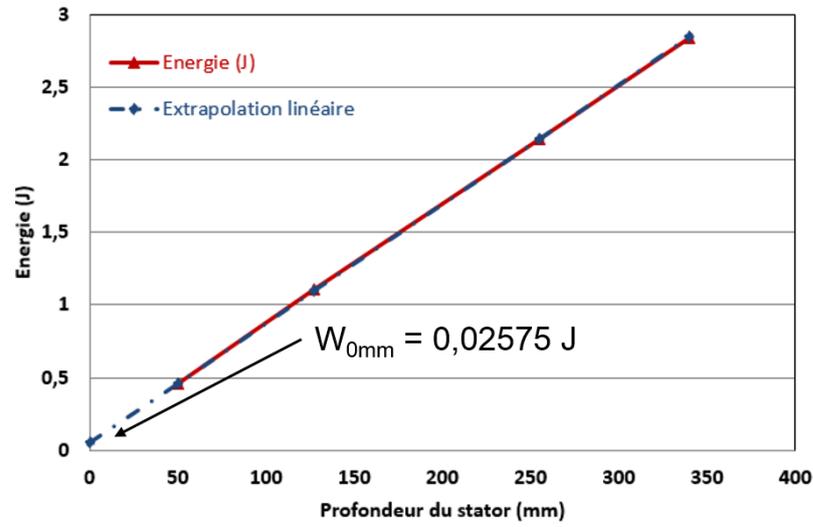


Figure 4.55 Energie du système en fonction de la profondeur du stator modélisé

D'un autre côté, la deuxième méthode calcule directement l'inductance cyclique (L-M) d'un bobinage statorique en imposant un courant continu seulement dans la phase 1, et en calculant l'inductance propre (L) de cette phase et les mutuelles (M) par rapport aux deux autres phases.

$$L = N_1 \frac{\varphi_1}{I_1} \quad M = N_2 \frac{\varphi_{12}}{I_1} \quad \text{ou} \quad M = N_3 \frac{\varphi_{13}}{I_1} \quad 4.8$$

où φ_1 est le flux dans la phase 1 et φ_{12} est le flux de la phase 1 aperçut par la phase 2.

La Figure 4.56 montre les inductances cycliques du bobinage statorique calculées pour différentes profondeurs du stator et en utilisant les deux cas de mutuelles qui donnent des résultats similaires. De plus, en extrapolant aussi à zéro en suivant le même raisonnement que la première méthode, on obtient l'inductance cyclique des têtes de bobines qui est égale à 8.56mH.

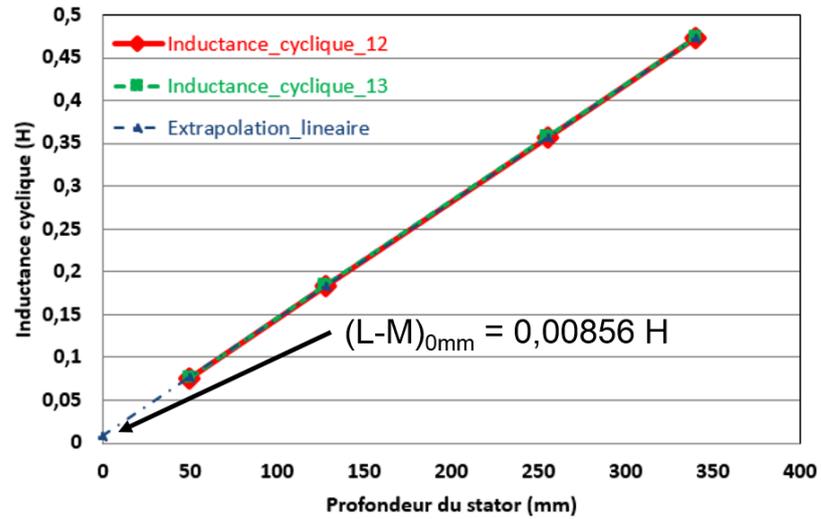


Figure 4.56 Inductance cyclique du bobinage statorique en fonction de la profondeur du stator modélisé

On peut remarquer que les valeurs des inductances cycliques des têtes de bobines pour les deux méthodes sont très proches et concordent avec celle obtenue par la formule analytique de Pyrhonen.

Annexe 7 Calcul de l'inductance des têtes de barres et anneaux

Dans ce paragraphe, les inductances cycliques des têtes de barres et des anneaux du moteur 500 kW vont être calculées en utilisant les formules analytiques de Pyrhonen.

D'après Pyrhonen [75], l'inductance des têtes de barres peut être déterminée avec l'équation suivante :

$$L_{\text{barres}} = \frac{1}{3} \frac{Q_r}{m_s p^2} \mu_0 (l_{\text{barres}} - l'_s) \quad 4.9$$

où m_s est le nombre de phases statoriques, Q_r est le nombre d'encoches rotoriques, p est le nombre de paires de pôles, l_{barres} est la longueur totale des barres et l'_s est la longueur effective magnétique de la machine, avec $l'_s = l_{\text{barres}} + 2\delta$ et δ l'épaisseur de l'entrefer.

Dans le cas du moteur étudié, en appliquant cette formule, l'inductance des têtes de barres obtenue est égale à 0.14 μH .

D'autre part, l'inductance des anneaux peut être déterminée avec l'équation suivante :

$$L_{\text{anneaux}} = \frac{1}{3} \frac{Q_r}{m_s p^2} \mu_0 \left(v \frac{\pi D'_r}{2p} \right) \quad 4.10$$

où D'_r est le diamètre moyen de l'anneau de court-circuit et v est un facteur qui est égale à 0.36 pour $p=1$ et 0.18 pour $p > 1$.

Dans le cas du moteur étudié, en appliquant cette formule, l'inductance des anneaux obtenue est égale à 0.018 μH .

REFERENCES

- [1] K. Komeza and M. Dems, “Finite-Element and Analytical Calculations of No-Load Core Losses in Energy-Saving Induction Motors,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 7, pp. 2934–2946, Jul. 2012.
- [2] “Collection Chiffres et statistiques; ‘ La production d’électricité d’origine renouvelable dans le monde’; 2012.” .
- [3] M. Andriollo, M. De Bortoli, and A. Tortella, “Procedures for the additional losses assessment and analysis in high-efficiency induction machines,” in *2011 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2011, pp. 389–394.
- [4] B. NOGAREDE, “Machines tournantes : principes et constitution | Techniques de l’Ingénieur.” .
- [5] R. Bonnefille, “Structure générale des machines électriques tournantes | Techniques de l’Ingénieur.” .
- [6] “International Standard IEC 60034-2-1 ‘Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles),” 2014. .
- [7] G. Grellet, “Pertes dans les machines tournantes | Techniques de l’Ingénieur.” .
- [8] G. Bertotti, “General properties of power losses in soft ferromagnetic materials,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, Jan. 1988.
- [9] O. Geoffroy, “Propriétés techniques des matériaux magnétiques | Techniques de l’Ingénieur.” .
- [10] G. Bertotti, *Hysteresis in magnetism: for physicists, materials scientists, and engineers*. Gulf Professional Publishing, 1998.
- [11] F. Fiorillo and A. Novikov, “An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904–2910, Sep. 1990.
- [12] K. Dabala, “Analysis of mechanical losses in three-phase squirrel-cage induction motors,” in *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001*, 2001, vol. 1, pp. 39–42 vol.1.
- [13] A. A. Jimoh, R. D. Findlay, and M. Poloujadoff, “Stray Losses in Induction Machines: Part I, Definition, Origin and Measurement,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, no. 6, pp. 1500–1505, Jun. 1985.
- [14] E. M. Olin, “Determination of power efficiency of rotating electric machines: Summation of losses versus input-output tests,” *American Institute of Electrical Engineers, Proceedings of the*, vol. 31, no. 7, pp. 1287–1310, Jul. 1912.

- [15] K. K. Schwarz, "Survey of basic stray losses in squirrel-cage induction motors," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 111, no. 9, pp. 1565–1574, Sep. 1964.
- [16] P. L. Alger, G. Angst, and E. J. Davies, "Stray-Load Losses in Polyphase Induction Machines," *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 78, no. 3, pp. 349–355, Apr. 1959.
- [17] B. M. Bird, "Measurement of stray load losses in squirrel-cage induction motors," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 111, no. 10, pp. 1697–1705, Oct. 1964.
- [18] N. Christofides, "Origins of load losses in induction motors with cast-aluminium rotors," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 114, no. 8, pp. 1159–1160, Aug. 1967.
- [19] A. A. Jimoh, R. D. Findlay, and M. Poloujadoff, "Stray Losses in Induction Machines: Part II, Calculation and Reduction," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, no. 6, pp. 1506–1512, Jun. 1985.
- [20] A. B. Field, "Eddy currents in large slot-wound conductors," *American Institute of Electrical Engineers, Proceedings of the*, vol. 24, no. 7, pp. 659–686, Jul. 1905.
- [21] R. Chavernoz and M. Padeloup, "Les pertes parasites dans les moteurs d'induction." .
- [22] H. W. Taylor, "Eddy currents in stator windings," *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 58, no. 290, pp. 279–298, Apr. 1920.
- [23] V. B. Honsinger, "Theory of End-Winding Leakage Reactance," *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 78, no. 3, pp. 417–424, Apr. 1959.
- [24] J. A. Tegopoulos, "Determination of the Magnetic Field in the End Zone of Turbine Generators," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 82, no. 67, pp. 562–572, août 1963.
- [25] A. B. J. Reece and A. Pramanik, "Calculation of the end-region field of a.c. machines," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 112, no. 7, pp. 1355–1368, Jul. 1965.
- [26] R. L. Stoll and P. Hammond, "Calculation of the magnetic field of rotating machines. Part 5: Field in the end region of turbogenerators and the eddy-current loss in the end plates of stator cores," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 11, pp. 1793–1804, Nov. 1966.
- [27] R. Lin and A. Arkkio, "A 3-D magnetostatic analysis and calculation of parameters in end region of an induction machine," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T #x00026;D. IEEE/PES, 2008*, pp. 1–6.
- [28] M. Fujita, T. Ueda, T. Tokumasu, K. Nagakura, M. Kakiuchi, and T. Otaka, "Eddy current analysis in the stator end structures of large capacity turbine generators," in

International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009, 2009, pp. 1–6.

- [29] A. R. Hagen, A. Binder, M. Aoulkadi, T. Knopik, and K. Bradley, “Comparison of measured and analytically calculated stray load losses in standard cage induction machines,” in *18th International Conference on Electrical Machines, 2008. ICEM 2008, 2008*, pp. 1–6.
- [30] R. Hagen, T. Knopik, and A. Binder, “Comparison of numerical and analytical simulation of saturated zig-zag flux in induction machines,” in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International, 2009*, pp. 1113–1118.
- [31] S. C. Englebretson, “Induction machine stray loss from inter-bar currents,” Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2009.
- [32] A. Behdashti and M. Poloujadoff, “A New Method for the Study of Inter-Bar Currents in Polyphase Squirrel-Cage Induction Motors,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-98, no. 3, pp. 902–911, mai 1979.
- [33] K. Yamazaki and Y. Watanabe, “Stray load loss analysis of cage induction motors considering inter-bar currents using 3-D finite element method,” in *2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005*, pp. 585–590.
- [34] “IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators,” *IEEE Std 112-1996*, p. i–, 1997.
- [35] M. Aoulkadi and A. Binder, “When loads stray: Evaluation of Different Measurement Methods to Determine Stray Load Losses in Induction Machines,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 21–30, Mar. 2008.
- [36] M. Aoulkadi and A. Binder, “Comparison of Different Evaluation Methods to Determine Stray Load Losses in Induction Machines With Eh-Star Method,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pp. 1675–1682, Nov. 2008.
- [37] M. Aoulkadi and A. Binder, “Evaluation of different measurement methods to determine stray load losses in induction machines,” in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006, 2006*, pp. 949–954.
- [38] D. C. Jiles and D. L. Atherton, “Theory of ferromagnetic hysteresis,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 61, no. 1–2, pp. 48–60, Sep. 1986.
- [39] F. Preisach, “Über die magnetische Nachwirkung,” *Zeitschrift für Physik A Hadrons and Nuclei*, vol. 94, no. 5, pp. 277–302, May 1935.
- [40] J. J. C. Gyselinck, L. Vandeveldel, D. Makaveev, and J. A. A. Melkebeek, “Calculation of no load losses in an induction motor using an inverse vector Preisach model and an eddy current loss model,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 856–860, juillet 2000.

- [41] J. Saitz, "Computation of the core loss in an induction motor using the vector Preisach hysteresis model incorporated in finite element analysis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 769–773, juillet 2000.
- [42] E. Dlala, "Efficient Algorithms for the Inclusion of the Preisach Hysteresis Model in Nonlinear Finite-Element Methods," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 2, pp. 395–408, février 2011.
- [43] J. Cale, S. D. Sudhoff, and R. R. Chan, "A Field-Extrema Hysteresis Loss Model for High-Frequency Ferrimagnetic Materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1728–1736, Jul. 2008.
- [44] M. Fratila, A. BENABOU, A. Tounzi, and M. Dessoude, "Calculation of Iron Losses in Solid Rotor Induction Machine Using FEM," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 825–828, février 2014.
- [45] T. Chevalier, A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, and C. Cester, "A new dynamic hysteresis model for electrical steel sheet," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 275, no. 1–3, pp. 197–201, Jan. 2000.
- [46] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197–221, février 1984.
- [47] H. Jordan, "Die ferromagnetischen Konstanten fur schwache Wechselfelder," *Elektr. Nach. Techn.*, vol. 1, p. 8, 1924.
- [48] C. Yicheng and P. Pillay, "An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2002*, vol. 2, pp. 759–766 vol.2.
- [49] D. M. Ionel, M. Popescu, S. J. Dellinger, T. J. E. Miller, R. J. Heideman, and M. I. McGilp, "On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 658–667, May 2006.
- [50] M. Popescu and D. M. Ionel, "A Best-Fit Model of Power Losses in Cold Rolled-Motor Lamination Steel Operating in a Wide Range of Frequency and Magnetization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 4, pp. 1753–1756, Apr. 2007.
- [51] D. M. Ionel, M. Popescu, M. I. McGilp, T. J. E. Miller, S. J. Dellinger, and R. J. Heideman, "Computation of Core Losses in Electrical Machines Using Improved Models for Laminated Steel," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1554–1564, Dec. 2007.
- [52] J. D. Lavers, P. Biringer, and H. Hollitscher, "A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 14, no. 5, pp. 386–388, Sep. 1978.
- [53] M. Liwshitz-Garik and J.-D. Chatelain, *Calcul des machines électriques.*, 2 vols. Lausanne; Paris: SPES ; Dunod, 1967.

- [54] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, juillet 2001.
- [55] J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 2001*, vol. 4, pp. 2203–2210 vol.4.
- [56] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," in *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings, 2002*, pp. 36–41.
- [57] H. E. Tacca, "EXTENDED STEINMETZ EQUATION," 2002.
- [58] A. Boglietti, A. Cavagnino, L. Ferraris, and M. Lazzari, "Induction Motor Equivalent Circuit Including the Stray Load Losses in the Machine Power Balance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 796–803, Sep. 2008.
- [59] K. Yamazaki, A. Suzuki, M. Ohto, T. Takakura, and S. Nakagawa, "A novel equivalent circuit involving stray load loss and harmonic torques for high speed induction motors driven by inverters," in *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, 2011*, pp. 902–907.
- [60] M. N. Ansari, A. Dalal, and P. Kumar, "Analysis of stray loss and its determination with equivalent circuit for double cage rotor induction motor," in *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON), 2013*, pp. 1–6.
- [61] K. Yamazaki and Y. Haruishi, "Stray load loss analysis of induction motor-comparison of measurement due to IEEE standard 112 and direct calculation by finite-element method," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 543–549, Mar. 2004.
- [62] É. Durand, *Magnétostatique*. Masson et Cie, 1968.
- [63] G. Fournet, *Électromagnétisme: à partir des équations locales*. Ed. Techniques Ingénieur, 1979.
- [64] L. Kettunen, K. Forsman, and A. Bossavit, "Gauging in Whitney spaces," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no. 3, pp. 1466–1469, mai 1999.
- [65] A. Bossavit, "Whitney forms: a class of finite elements for three-dimensional computations in electromagnetism," *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews, IEE Proceedings A*, vol. 135, no. 8, pp. 493–500, Nov. 1988.
- [66] N. Ida and J. P. A. Bastos, *Electromagnetics and Calculation of Fields*. Springer Science & Business Media, 1997.
- [67] C. Johnson, *Numerical Solution of Partial Differential Equations by the Finite Element Method*. Cambridge University Press, 1987.

- [68] Y. Le menach, “Contribution à la modelisation numérique tridimensionnelle des systèmes électrotehniques,” Thèse de doctorat, Université Lille1, France, 1999.
- [69] A. Marrocco, “Analyse numérique de problèmes d’electrotechnique,” *Ann. Sci. Math. Qué.*, vol. 1, pp. 271–296, 1977.
- [70] F. Piriou and A. Razek, “A non-linear coupled 3D model for magnetic field and electric circuit equations,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, no. 2, pp. 1295–1298, Mar. 1992.
- [71] M. Fratila, “CONTRIBUTION A LA PRISE EN COMPTE DES PERTES FER DANS LA MODELISATION DES MACHINES ELECTRIQUES PAR ELEMENTS FINIS,” Université des Sciences et Technologie de Lille, Lille, 2012.
- [72] L. Arbenz, A. Benabou, S. Clénet, T. Coorevits, J.-C. Mipo, and P. Faverolle, “Approche combinée expérimentale/numérique pour la mesure de la conductivité électrique locale avec minimisation de l’incertitude de mesure,” in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, 2014.
- [73] T. Henneron, “Contribution à la prise en compte des grandeurs globales dans les problèmes d’électromagnétisme résolu avec la méthode des éléments finis,” Lille 1, 2004.
- [74] A. Nakahara, S. Kikuchi, K. Nishihama, T. Miyoshi, and K. Kaihatsu, “High-Frequency Interbar Current Losses in Cage Induction Motors Under No-Load Condition,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 698–705, Sep. 2014.
- [75] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and valeria Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*, 1 edition. Chichester, West Sussex, United Kingdom ; Hoboken, NJ: Wiley, 2009.
- [76] W. M. Arshad, T. Ryckebusch, F. Magnussen, H. Lendenmann, B. Eriksson, J. Soulard, and B. Malmros, “Incorporating Lamination Processing and Component Manufacturing in Electrical Machine Design Tools,” in *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting, 2007*, pp. 94–102.